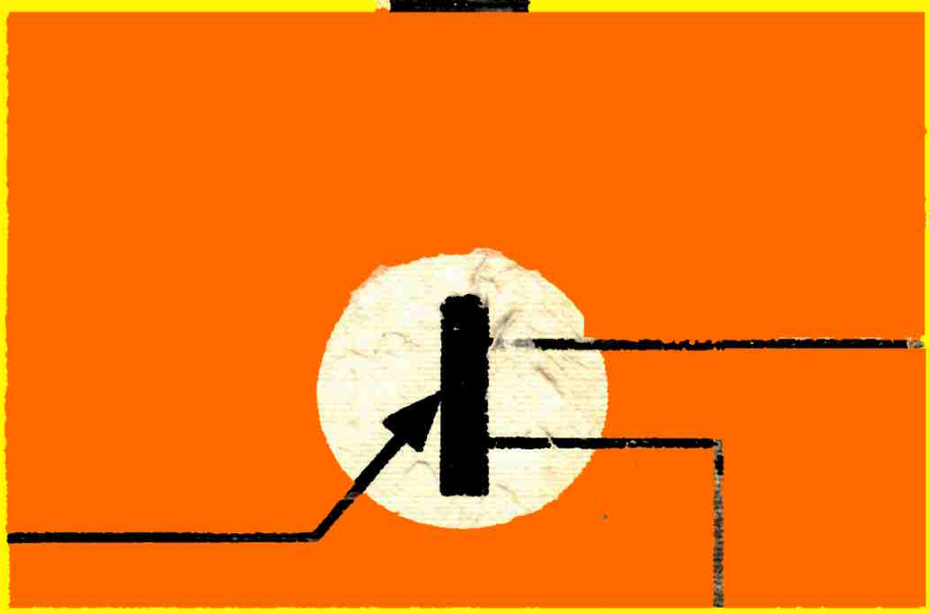
emploi rationnel des Transistors



J. P. OEHMICHEN

Structures, fonctionnement et applications
des principaux dispositifs
semiconducteurs

ÉDITIONS RADIO

Les 5 grands de l'électronique

Spécimen gratuit sur demande

★

Toute l'électronique

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

★

RADIO constructeur & dépanneur

Revue mensuelle fondée en 1936 et consacrée principalement à l'étude de l'appareillage « grand public » : récepteur de radio et de télévision. S'adresse aux revendeurs, artisans, dépanneurs et étudiants.

★

TELEVISION

Revue mensuelle fondée en 1939. Seule en Europe spécialisée dans la technique de télévision. Lue par la quasi totalité des techniciens TV, tant en France que dans de nombreux pays étrangers.

★

électronique *Industrielle*

Revue mensuelle fondée en 1955 et s'adressant aux promoteurs et utilisateurs des méthodes et appareils électroniques appliqués à tous les domaines de l'industrie.

★

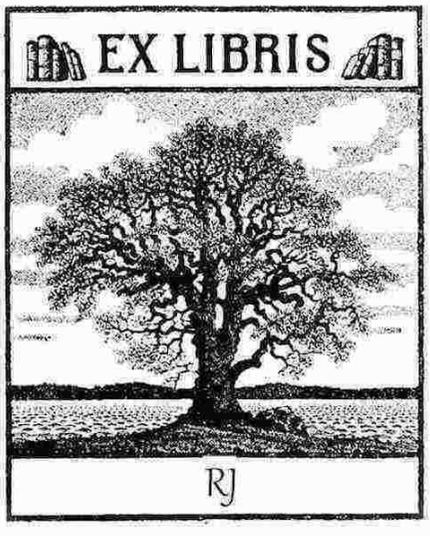
ELECTRONIQUE ACTUALITÉS

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

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, Paris (6e) - Tél. : 033-13-65

EMPLOI RATIONNEL DES TRANSISTORS



A ma Femme

Numérisé en Juin 2025 par F1CJL , 300dpi

OUVRAGES DU MÊME AUTEUR, AUX ÉDITIONS RADIO

CIRCUITS ELECTRONIQUES

Etude des signaux ; production,
transformation, mesure et utilisation.

L'ELECTRONIQUE ?... RIEN DE PLUS SIMPLE !

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

PRATIQUE ELECTRONIQUE

Conception, calcul et réalisation
des ensembles électroniques.

TECHNOLOGIE DES CIRCUITS IMPRIMES

Possibilités et avantages
de cette technique nouvelle ; fabrication.

J. P. ŒHMICHEN

★

EMPLOI RATIONNEL DES TRANSISTORS

Toute la pratique
des semiconducteurs

★

3e ÉDITION

ÉDITIONS RADIO
9, Rue Jacob - PARIS (6e)

©
Editions Radio
Paris, 1969

Imprimé en France
Imprimerie Wallon, Vichy

Dépôt légal : 4e trimestre 1969
N° Editeur : 482 N° Imprimeur : 1261

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 n^{me} *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 fausse 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 semiconducteurs.

*
**

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 rédhibitoires et d'une sensibilité maladive 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 fré-

quence 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 microampèremètre 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 déjà 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'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 commençions 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 ? Etant donné la quantité minime d'éléments étrangers introduite, les atomes de ces éléments étrangers sont pris dans le réseau cristallin du semiconducteur, où ils s'intégrent 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 pourrons 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 P1, P2, P3, 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 P1, 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 P2, l'air va passer dans le compartiment C. Chaque fois que nous ouvrons une porte, nous avons refermé

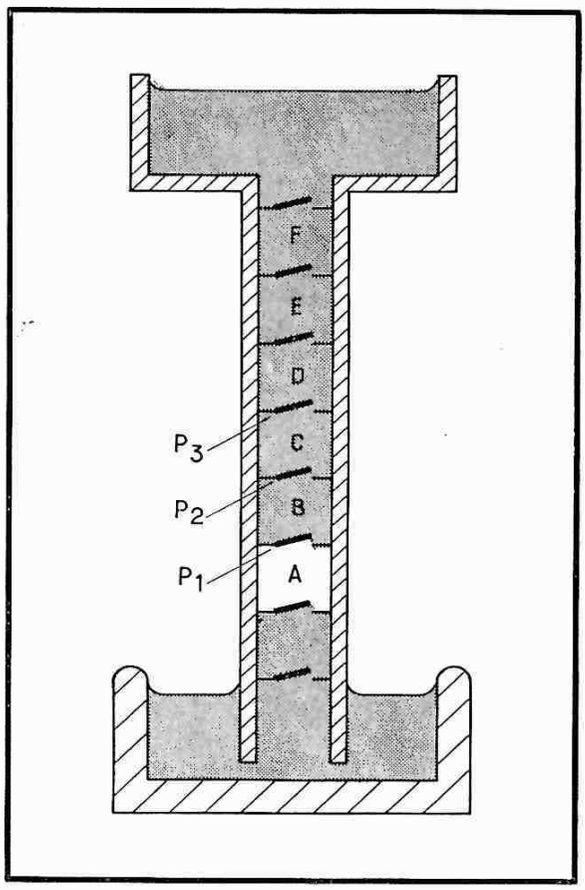


Fig. 1. — En ouvrant successivement les portes P_1, P_2, P_3... pendant un temps court chacune, on fait « monter le compartiment vide ». En réalité, c'est le liquide qui descend. C'est ainsi que se propagent les charges électriques positives, ou trous, dans un semiconducteur.

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.

Si, au contraire, nous avions 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 déduirons 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

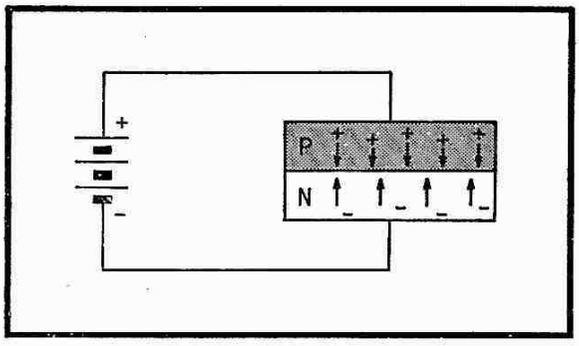


Fig. 2. — Quand le pôle positif d'une pile est relié à la zone P d'une jonction P-N, le pôle négatif allant à la zone N, les porteurs de charge positifs et négatifs, dans les zones respectives, vont jusqu'à la jonction où ils se neutralisent mutuellement : la diode est conductrice.

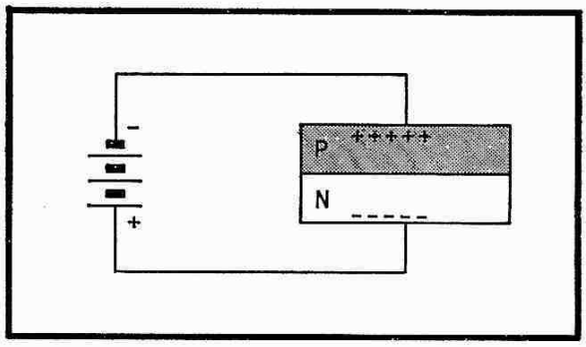


Fig. 3. — La même diode polarisée en sens inverse, ne conduit plus : les porteurs désertent la jonction, et, seules, les paires électron-trou, engendrées par l'agitation thermique ou la lumière, peuvent assurer le passage d'un faible courant (fuite).

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. Etant 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.

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. Evidemment, 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-ampère) 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 μA 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.

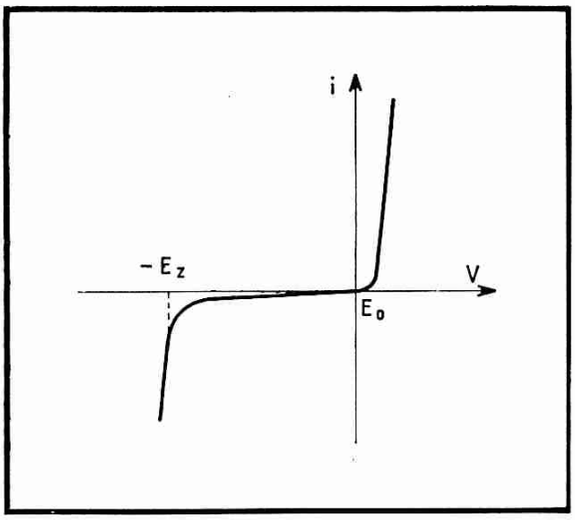


Fig. 4. — La courbe courant/tension d'une diode montre que, pour une tension directe, le courant croît très vite dès que la tension a dépassé un seuil E_0. Pour une tension inverse, la fuite est insignifiante (la figure n'est pas à l'échelle), mais elle devient très grande quand la tension inverse a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

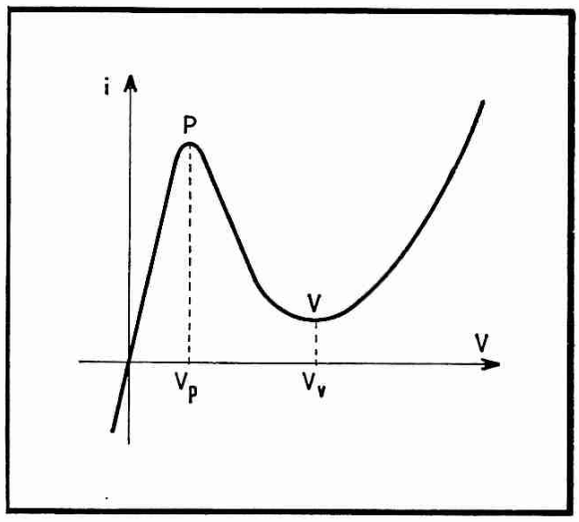


Fig. 5. — Dans une diode où les deux zones sont très fortement dopées et la jonction très abrupte, on voit apparaître le phénomène dit « effet tunnel » : la diode est comme un court-circuit (ou presque) autour des tensions nulles, mais, si l'on augmente la tension directe, son courant décroît (après 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.

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'entrerons 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.

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 semi-conducteurs 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 chauffions 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 impor-

tant 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 qui les collectera presque

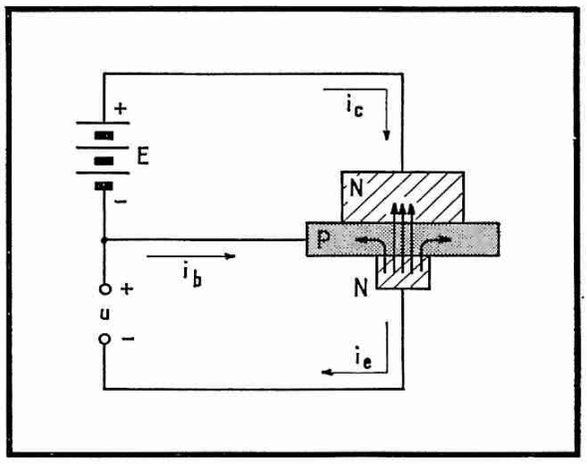


Fig. 6. — La jonction supérieure N-P est polarisée en sens non-conducteur par la pile E : elle est donc bloquée (à la fuite près). Si on rend conductrice la jonction N-P inférieure au moyen de la source u, on injecte dans la région P médiane (très mince) des porteurs de charge négatifs qui ne sont pas 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.)

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 *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.

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 : $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$, mais $\beta = \frac{1}{1 - \alpha}$.

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

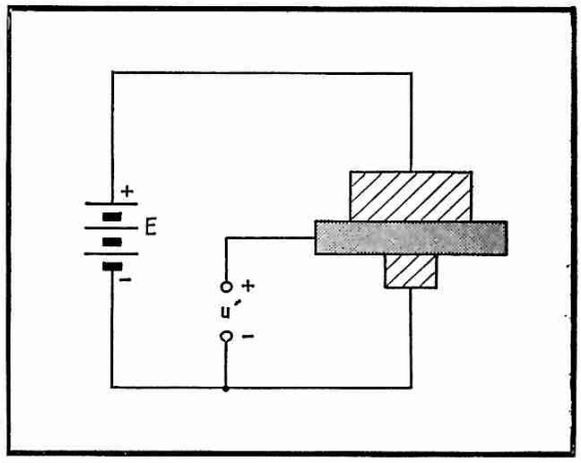


Fig. 7. — Comme, seule, une très faible proportion des porteurs de courants négatifs injectés dans la zone médiane (base) par la zone N inférieure (émetteur) est captée par la zone P, il suffit d'envoyer à celle-ci un très petit courant pour en faire circuler un bien plus grand entre les deux zones N.

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*, page 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 rigoureusement 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.

(1) Voir le *principe n° 2*, page 46.

3. — LES PHENOMENES 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 relient 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_{ceo}, 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 était 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 38.

4. — ETUDE 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.

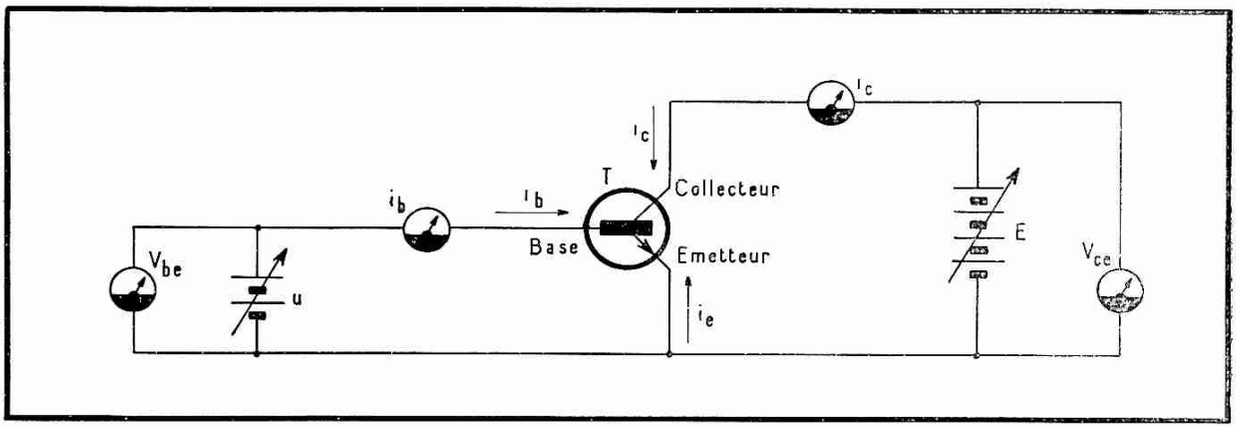


Fig. 8. — Montage permettant de relever les caractéristiques d'un transistor. Contrairement au cas du tube électronique, il faut tenir compte du courant d'entrée et de l'influence de la tension de sortie sur les grandeurs d'entrée, il y aura donc quatre coefficients indépendants pour caractériser un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

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.

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_e ; 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 devrons 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 influeront 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 pourrons 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

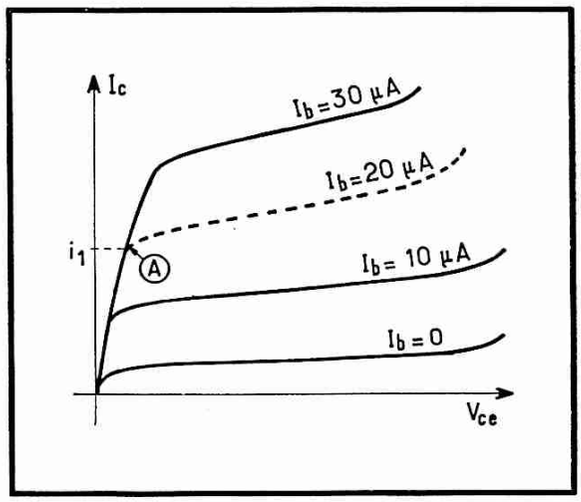


Fig. 9. — On commence par tracer les courbes donnant le courant collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur, en ayant fixé le courant base pour chacune d'entre elles. Pour des tensions de collecteur très faibles, le courant collecteur décroît rapidement (point A) et le transistor est dit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

de mode de tracé avec le réseau dit de Kellog 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 µA. 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_{ceo} du transistor. En réalité, ce courant n'est pas indépendant de la tension collecteur-émetteur ; la valeur de I_{ceo} 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.

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 $V_{ce} = 4$ V (en trait plein) est à peine en-dessous de la courbe tracée pour $V_{ce} = 6$ 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 devrons, 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.

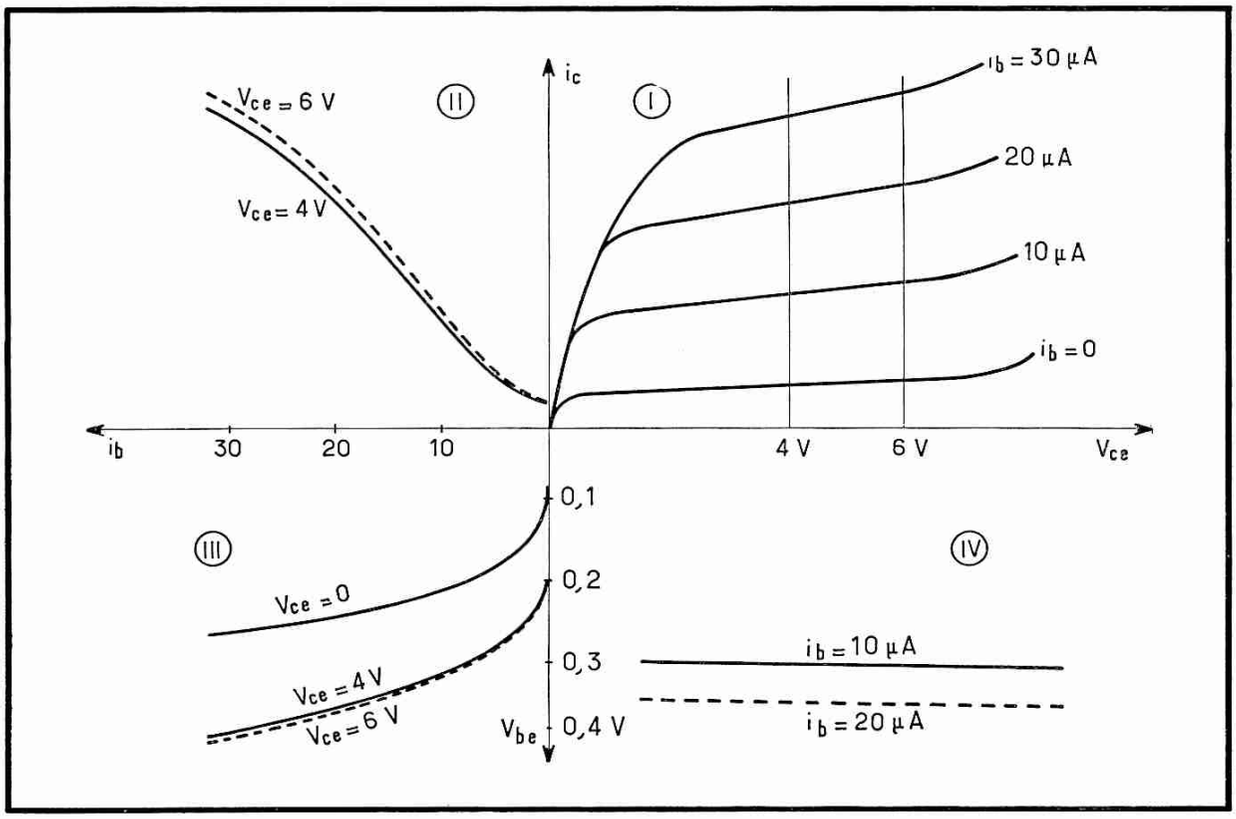


Fig. 10. — Le réseau précédent ne suffisant pas pour caractériser entièrement un transistor, il faut aussi des renseignements sur les grandeurs d'entrée. Ceux-ci nous sont fournis par les courbes des quadrants (3) et (4). C'est le « réseau à 4 quadrants » dont, en fait, seuls deux sont indispensables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

Une courbe, donnant la variation de la tension base-émetteur en fonction 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 [1] . 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 avions 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

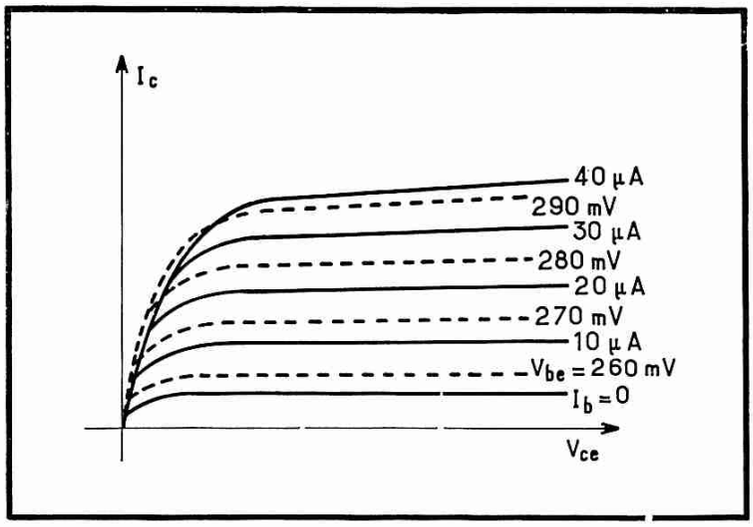


Fig. 11. — On peut aussi, en plus du réseau de la figure 9 (et **sur** ce réseau), en tracer un autre qui est l'ensemble des courbes $Ic = f(V_{ce})$ tracées à **tension** base-émetteur constante ; on le trace, par exemple, en trait discontinu.

courant collecteur en régime 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.

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

(1) Voir page 67 les conditions de saturation d'un transistor.

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 CARACTERISTIQUES DU TRANSISTOR

Maintenant que nous sommes en possession du réseau complet de caractéristiques statiques du transistor, nous pourrons 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 préciserons 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.

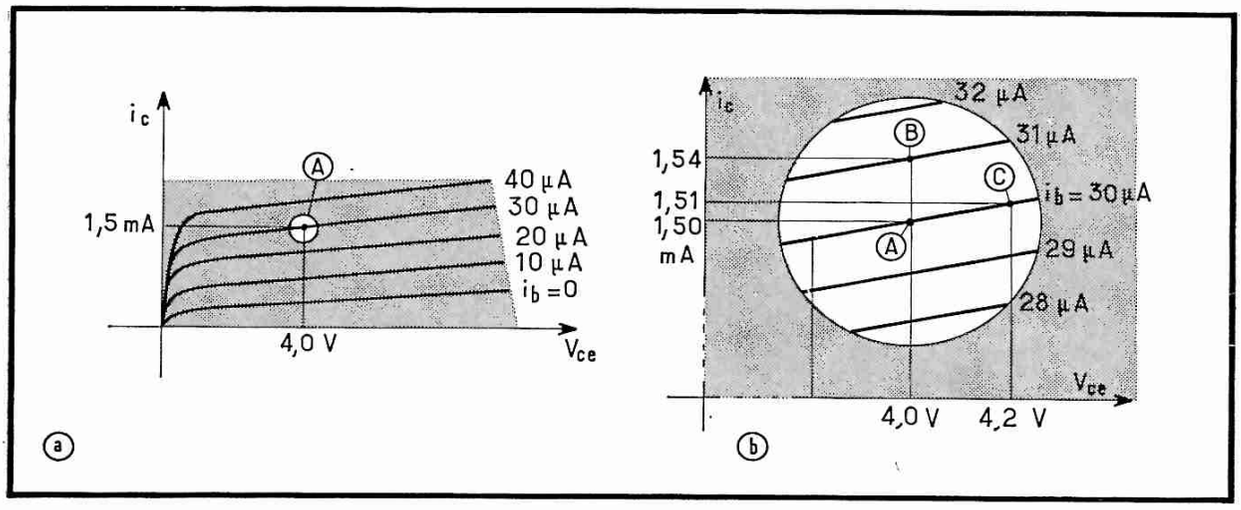


Fig. 12. — Le réseau de courbes peut permettre de définir les paramètres du transistor. Ceux-ci n'ont de valeur qu'autour d'un régime de fonctionnement déterminé, symbolisé par le petit cercle de centre A sur la figure (**a**). On en fait l'agrandissement (**b**) et l'on peut ainsi calculer les paramètres, 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 du paramètre, soit celui de la figure 12 *a*. Comme il s'agit, répétons-le encore une fois, de mesurer les caractéristiques du 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 $I_c = 1{,}5$ mA, et à un courant base I_b de 30 µA. 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 fassions varier de 1 µA le courant de base, amenant celui-ci de 30 à 31 µA, nous voyons que, le point figuratif passant de A en B, le courant collecteur du transistor va augmenter de 1 500 à 1 540 µA, autrement dit de 40 µA. 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 μA, 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 μA. Le quotient de cet accroissement de courant collecteur par l'acroissement 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 μS, soit l'inverse de 20 kΩ. Cette valeur de 20 kΩ, 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 :

$$h_{21E}\ (*) = 1\,500 : 30 = 50.$$

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 μA. 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 0,25 V, c'est-à-dire de 250 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 μA, c'est-à-dire en le portant de 30 à 31 μA, la tension base-émetteur augmente de 1,5 mV : en effet, au point B, cette tension base-émetteur est égale à 250,8 mV.

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

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

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

Dans le cas numérique envisagé, ce coefficient h_{11e} vaudra donc 0,8 mV : 1 µA, soit 800 Ω (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).

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

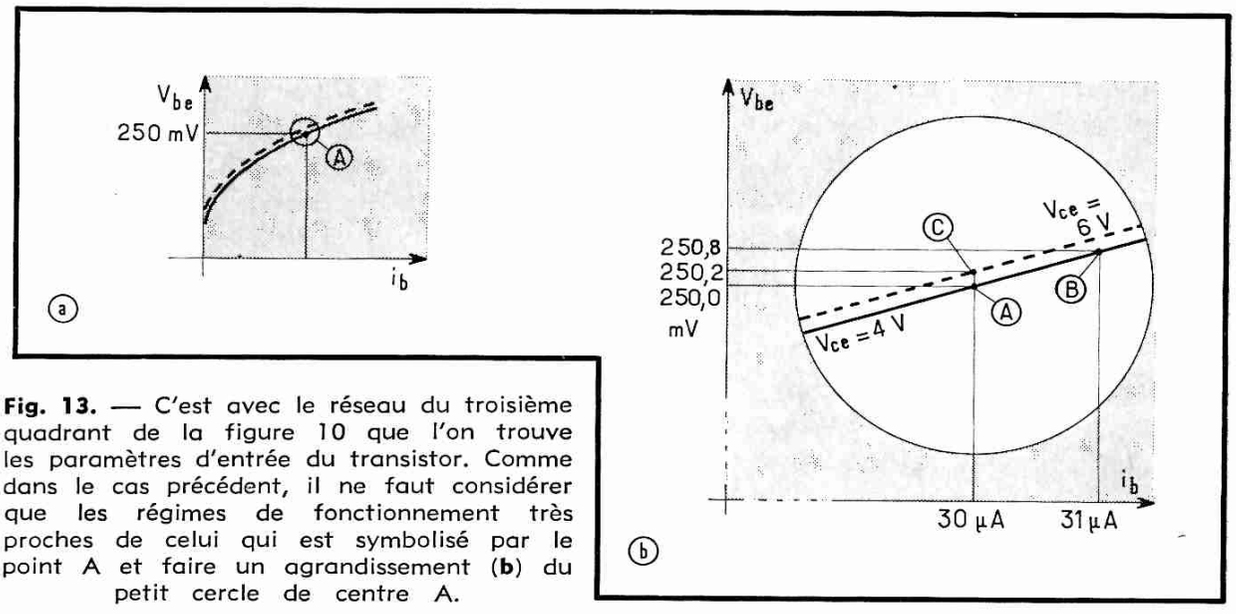


Fig. 13. — C'est avec le réseau du troisième quadrant de la figure 10 que l'on trouve les paramètres d'entrée du transistor. Comme dans le cas précédent, il ne faut considérer que les régimes de fonctionnement très proches de celui qui est symbolisé par le point A et faire un agrandissement (**b**) du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

de variation de V_{ce}, la tension de V_{be} a varié de 250,0 à 250,2 mV, soit de 0,2 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

$$0{,}2 \text{ mV} : 2 \text{ V} = 2.10^{-4}.$$

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 : $h_{11} = 800\ \Omega$, $h_{12} = 2.10^{-4}$, $h_{21e} = 40$, et $h_{22} = 50\ \mu S$.

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 (*). 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}.

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

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.

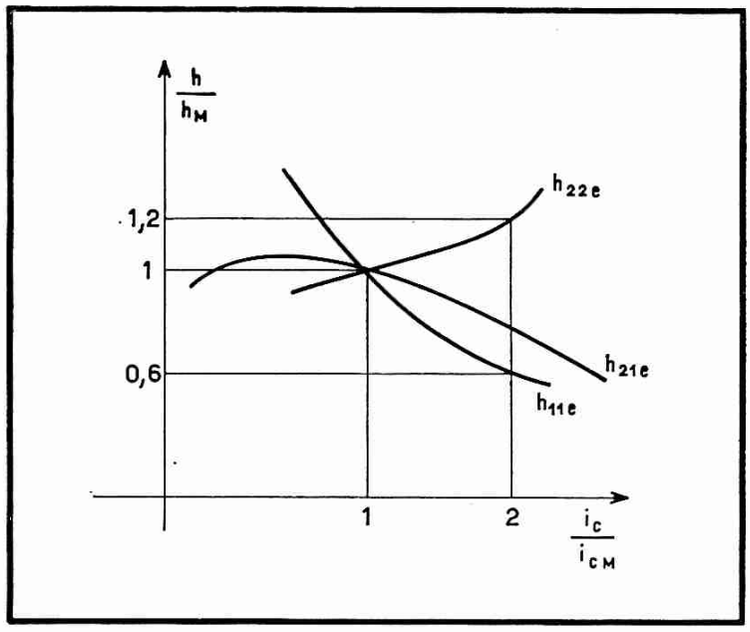


Fig. 14. — Les paramètres du transistor sont fonction un peu de la tension collecteur, mais surtout du **courant** de collecteur. On en représente donc, pour un transistor donné, la variation relative en fonction du courant collecteur, ou plutôt du rapport du courant collecteur i_c au courant i_{cM}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

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 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_{ue} a diminué de 40 %, puisque, pour ce paramètre, l'ordonnée correspondante sur la courbe est de 0,6.

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

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

Un 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 (*).

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 :

$$\Delta V_{be} = h_{11e} \Delta I_b + h_{12e} \Delta V_{ce}.$$
$$\Delta I_c = h_{21e} \Delta I_b + h_{22e} \Delta V_{ce}.$$

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.

(*) Cette pente est pratiquement connue dès que l'on connait I_c (voir additif [1] et principes page 46).

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 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 conven-

tion. 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 d'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} (*).

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

$$h_{11b} \not\approx \frac{h_{11e}}{h_{21e}}$$

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 avions défini : le plus souvent on peut le considérer comme nul ; son expression en fonction des paramètres h en émetteur commun est inutilement compliquée.

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 :

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

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

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

Nous voyons donc que la conductance de sortie collecteur dans le montage

(*) 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]).

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,

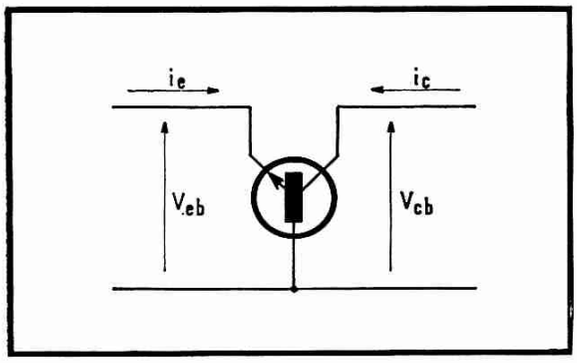


Fig. 15. — Dans le montage « base commune » (B.C.), on attaque le transistor sur son émetteur, on utilise le collecteur comme électrode de sortie. Les sens des flèches indiquent uniquement les sens positifs conventionnels des courants ; dans le cas de la figure (transistor n-p-n), le courant émetteur,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

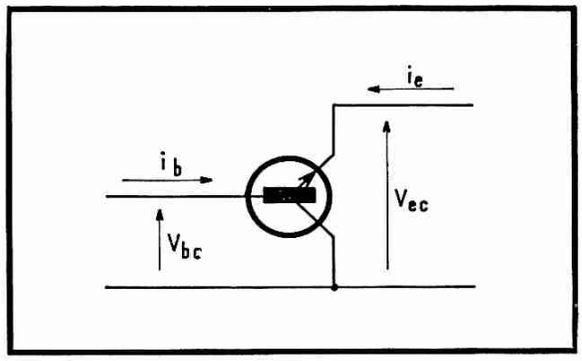


Fig. 16. — Le montage « collecteur commun » est attaqué par la base et fournit le signal de sortie sur l'émetteur (quand on dit le collecteur est « à la masse », cela veut dire qu'il est à potentiel constant, il faut évidemment qu'il soit correctement polarisé par rapport à la base).

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_{21e} ou β, on a :

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

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

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

Etant 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 analogue 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_o ; 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 baucoup 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 FREQUENCE

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 l'évolution extrêmement rapide de la technologie de fabrication fait que cet aspect du problème est en train de se modifier entièrement au moment où nous écrivons ces lignes (1963).

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.

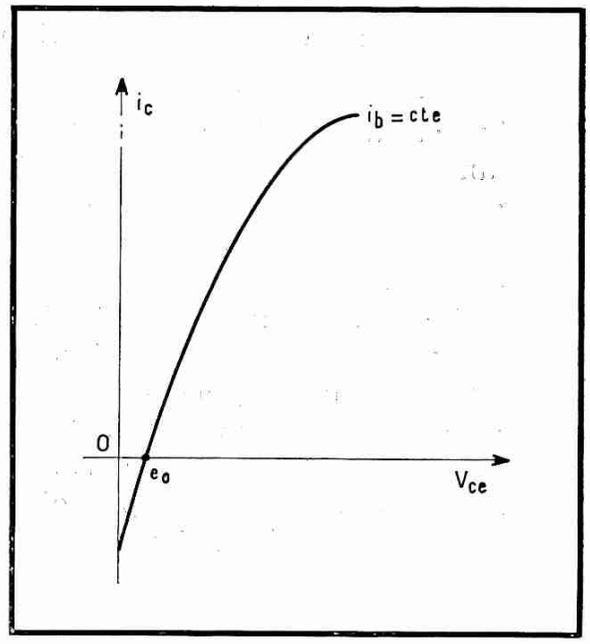


Fig. 17. — La caractéristique $I_c = f(V_{ce})$ d'un transistor, tracée à i_b constant à faible tension de collecteur, passe par un point d'intensité nulle pour une tension collecteur e_o dite « tension d'offset », très importante à connaître quand on veut utiliser le transistor en modulateur tout ou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

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 longtemps 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

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

Dans cette formule, α_f représente la valeur du coefficient α à la fréquence f ; α_o 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

$$\frac{\alpha_o}{1 + j}.$$

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 fα, 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 fα. 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. Etant 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

$$\beta_f = \frac{\dfrac{\alpha_o}{1 + j\dfrac{f}{f\alpha}}}{1 - \dfrac{\dfrac{\alpha_o}{1 + j\dfrac{f}{f\alpha}}}{}}.$$

Cette expression se transforme en l'expression suivante :

$$\beta_f = \frac{\alpha_o}{1 + j\dfrac{f}{f\alpha} - \alpha_o}.$$

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

$$\beta_f = \frac{\alpha_o}{(1 - \alpha_o)\left[1 + j\dfrac{f}{f\alpha\,(1 - \alpha_o)}\right]} = \frac{\beta_o}{1 + j\dfrac{f}{f\beta}}$$

Cette dernière expression fait intervenir la fréquence fβ qui est tout simplement donnée par l'expression :

$$f\beta = f\alpha\ (1 - \alpha_o).$$

Comme nous l'avons montré plus haut, $1 - \alpha_o$ est très voisin de $\dfrac{1}{\beta_o}$;

on peut donc en déduire que $f\beta = \dfrac{f\alpha}{\beta_o}$.

Cette fréquence $f\beta$ joue, pour le montage émetteur commun, le même rôle que la fréquence $f\alpha$ pour le montage base 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 manifestera 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_o 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_t) 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 :

$$\frac{S}{E} = \frac{1}{1 + j\,\dfrac{f}{f_o}}$$

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

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

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 $f\alpha$ 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_o, et que, d'autre part, la troisième est voisine de la première.

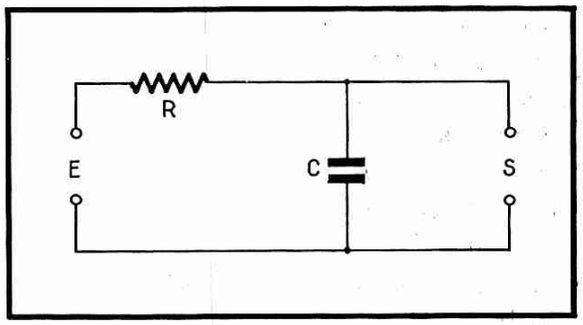


Fig. 18. — La diminution du gain en courant α d'un transistor en fonction de la fréquence se fait à peu près suivant la même loi que la diminution du facteur de transmission d'un circuit intégrateur R-C (filtre passe-bas) dont la constante de temps serait : $RC = 1/2\ \pi\ F\alpha$.

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_o).

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 transis-

tors 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 500 et 1000 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, compe 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 d'une dizaine de volts. Pour les modèles au silicium on arrive facilement à 60, 80 ou même 100 V. Il existe actuellement (en 1969) des transistors au silicium qui supportent des tensions collecteur-base de près de 1 500 V (*).

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 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. Etant 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

(*) On doit porter une attention toute spéciale au danger de « claquage secondaire » et à l' « aire de sécurité » (voir additif |2|).

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 résolus 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 émetteurs 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° Le courant de fuite I_{CEo} (base en l'air) est égal au produit par β du courant de fuite I_{CBo} (entre collecteur et base, avec émetteur en l'air); on peut le réduire à I_{CBo} en polarisant la base à une légère tension inverse, ou en lui envoyant un courant inverse égal à I_{CBo} (voir pages 68 à 73).

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_{ts}, 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_o 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. D'autres seront justifiés ultérieurement. Ils n'expliquent évidemment pas tout le fonctionnement des transistors. Nous pensons pourtant que, avant toute explication de circuits à transistors, on a intérêt à les relire, de telle sorte qu'ils soient parfaitement présents à l'esprit du lecteur. Nous ferons constamment allusion à ces principes au cours de cet ouvrage.

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 PARAMETRES 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. Etant 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, sont très utiles

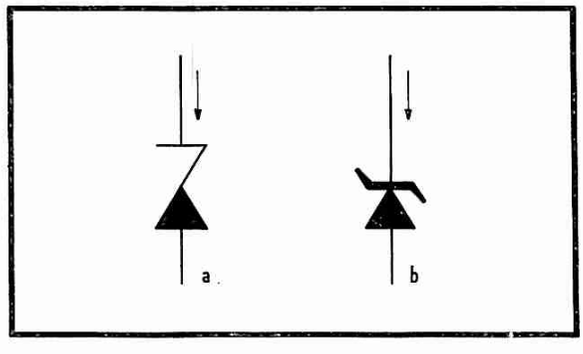


Fig. 19. — On appelle « diodes Zener » des diodes dans lesquelles une construction adéquate (fort dopage des zones, jonction assez abrupte) a abaissé la tension Zener à quelques volts pour que l'on puisse utiliser ces diodes comme régulatrices ou sources de tension de référence. Elles sont symbolisées 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.

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 supportent une dissipation maximale de 0,3 W. Les diodes ordinaires (14 Z 4 ou analogues) supportent 0,6 W. Il existe des diodes Zener pourvues d'une tige filetée de fixation, et qu'on place sur un radiateur évacuant la chaleur dégagée : elles peuvent alors dissiper 2 W (type 57 Z 4, par exemple) ou même plus. Il existe des diodes Zener capables de dissiper, avec un radiateur adéquat, jusqu'à 50 W. Les tensions Zener usuelles s'échelonnent entre 4 et 20 V, mais il existe des modèles fonctionnant à 40, 80, 100, 150 et même 200 V (les résistances dynamiques de ces modèles sont en général plus élevées).

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*

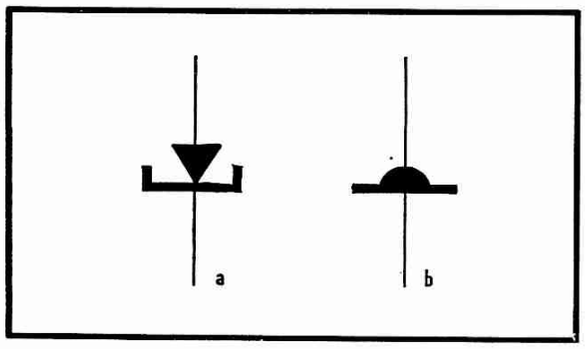


Fig. 20. — Ces deux symboles sont utilisés pour les diodes tunnel, celui de gauche étant le plus logique : suivant l'orientation du dessin on peut y voir un T (comme tunnel) ou un E (comme Esaki, du nom de Léo Esaki, inventeur de la diode tunnel).

étant le plus courant, tandis que le symbole *b* 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, B1 et B2, sont

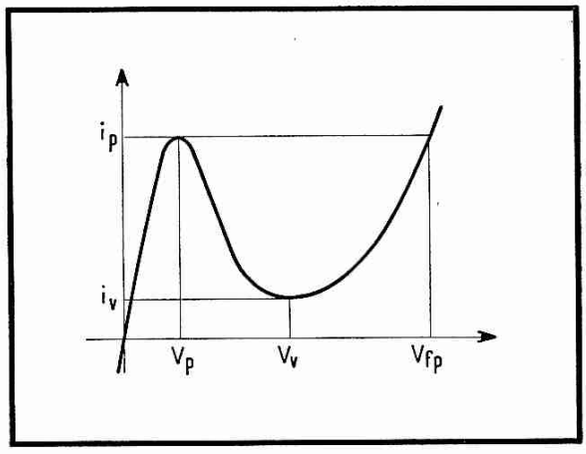


Fig. 21 (ci-contre). — La caractéristique d'une diode tunnel se définit par les courants et tensions de pic et de vallée ainsi que par la tension de pic direct (V_{FP}) pour laquelle le courant reprend une valeur égale au courant de pic.

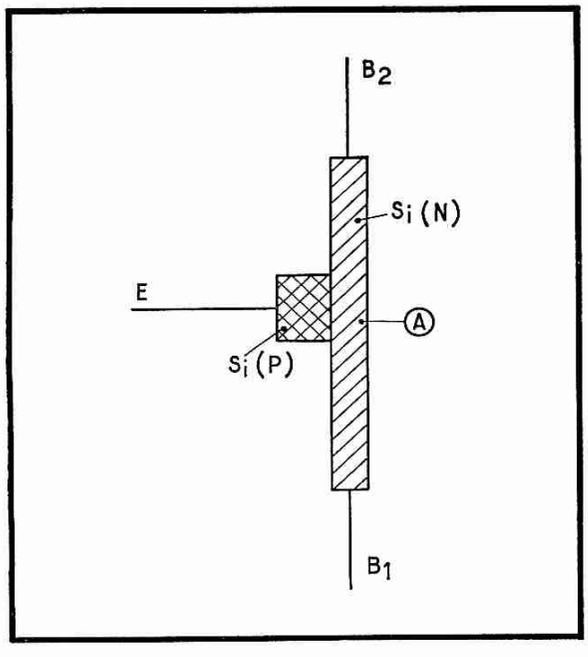


Fig. 22 (ci-contre). — Structure du transistor unijonction (UJT ou diode double base), comportant un barreau de silicium de type N, deux connections ohmiques B_1 et B_2 et une jonction avec un « émetteur » en silicium P.

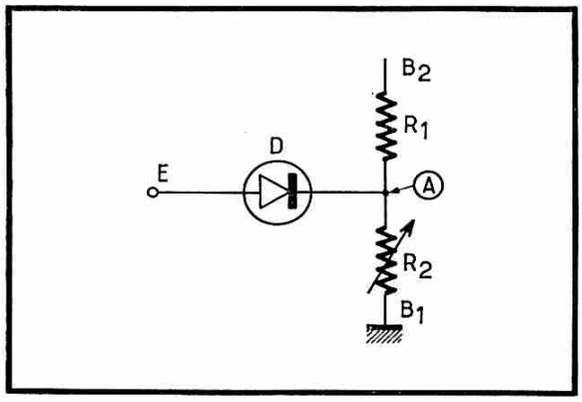


Fig. 23 (ci-contre). — Les deux parties du barreau de silicium N d'un UJT jouent le rôle de deux résistances ; celle du bas peut se trouver réduite, quand il passe un courant par l'émetteur, en raison de la saturation de la zone correspondante par les porteurs minoritaires.

reliées à des soudures ohmiques (non redressantes). Sur ce barreau, plus près de la base B2 que de la base B1 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 B2 et B1 s'appellent les fils de base.

Si nous appliquons une différence de potentiel E entre B2 et B1, B2 étant positif par rapport à B1, et que nous ne fassions 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 B1. 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

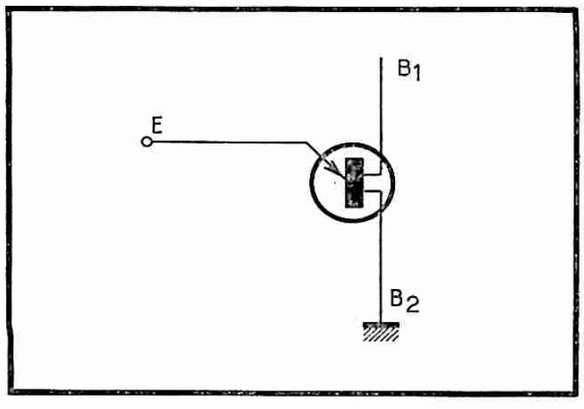


Fig. 24. — Le symbole de l'UJT tient compte du fait que les deux connexions de base ne jouent pas un rôle symétrique.

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 B1 et B2 ne doivent pas être permutées au montage (la base B2 doit toujours être positive par rapport à la base B1).

Une fois que l'on a fixé la tension E appliquée entre B1 et B2, 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 $-I_o$ 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 B1 et B2 ; le courant I_p est de quelques microampères ; $-I_o$ 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 B1 et la base B2, la connexion d'émetteur étant en l'air (on trouve des valeurs de l'ordre de 5 kΩ) ;

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

$$V_p = \eta\,(V_{B2} - V_{B1}) + \frac{200}{T_J}.$$

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 ;

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.

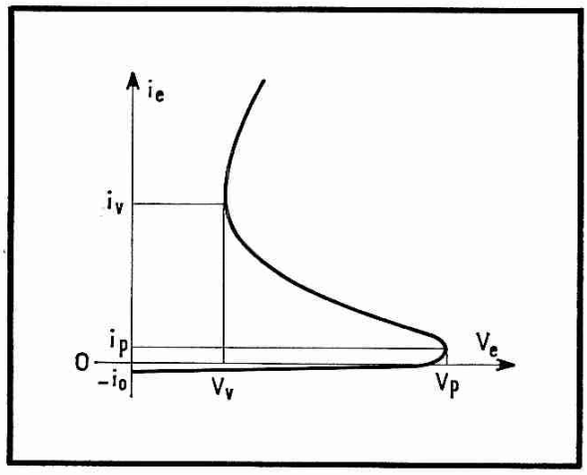


Fig. 25. — La caractéristique $i_e = f(V_e)$ de l'UJT montre une zone à résistance négative. Elle présente une analogie avec celle de la diode tunnel, mais à la condition de permuter les axes des tensions et des intensités.

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'élec-

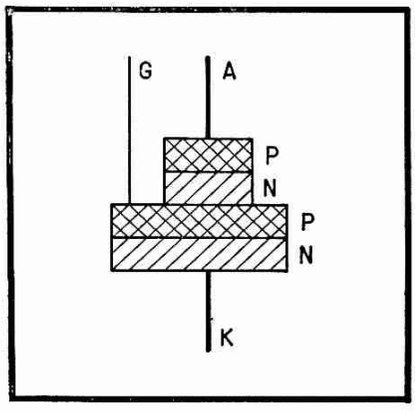


Fig. 26. — En réalisant quatre couches de dopage alterné, on arrive à un dispositif connu sous le nom de redresseur commandé au silicium (SCR) ou thyristor, à fonctionnement essentiellement discontinu.

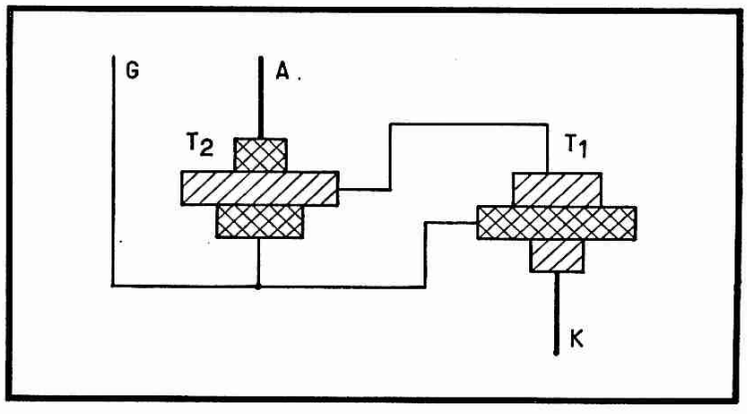


Fig. 27. — Le SCR peut être considéré comme séparé en deux transistors, un n-p-n T_2 et un p-n-p T_1, interconnectés comme l'indique le dessin.

trode 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 pourrons 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_o, 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.

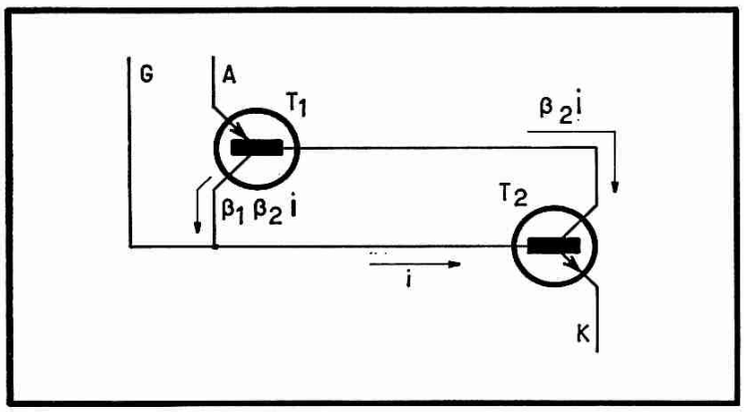


Fig. 28. — La disposition de la figure 27, schématisée ci-dessus avec les symboles habituels, montre le fonctionnement du SCR : quand le courant i est injecté par G, il en résulte un courant β_2 i dans le collecteur de T_2, c'est-à-dire dans la base de T_1 donc un courant β_1 β_2 i dans le collecteur de T_1. Si le produit β_1 β_2 dépasse l'unité, on peut supprimer i et les deux transistors restent conducteurs (et même saturés).

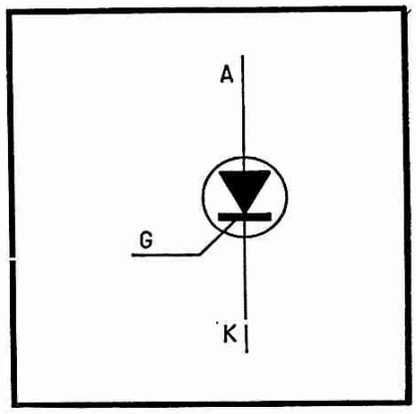


Fig. 29. — Représentation symbolique courante du SCR.

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 $+ V_o$ 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

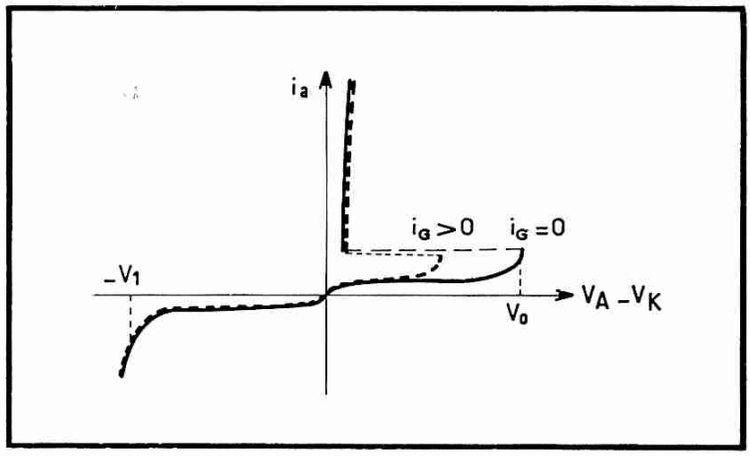


Fig. 30. — Courbe caractéristique du SCR : en gras sans courant de commande, en pointillé avec un courant de commande.

éventuellement 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 caractérise 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.

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 μm) 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).

(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.

L'isolement d'entrée peut atteindre 10^{15} Ω, 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, EQUIVALENCES

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

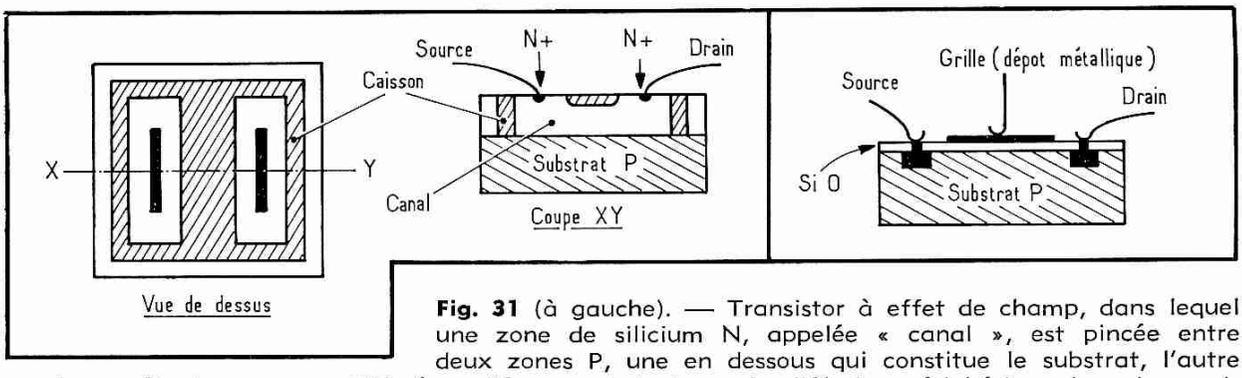


Fig. 31 (à gauche). — Transistor à effet de champ, dans lequel une zone de silicium N, appelée « canal », est pincée entre deux zones P, une en dessous qui constitue le substrat, l'autre en dessus étant une zone diffusée, reliée au substrat par la diffusion périphérique (« caisson »). Les électrons passent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

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,

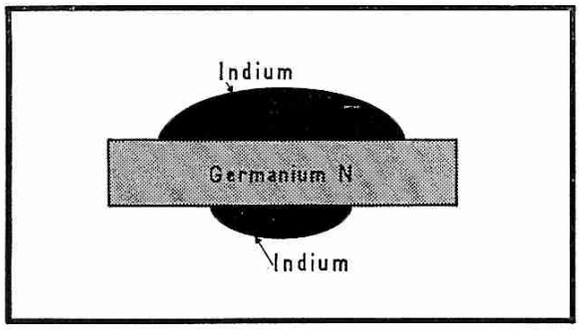


Fig. 33. — Deux gouttes inégales d'indium, collées par simple pression sur une plaquette de germanium N, préparent la réalisation d'un transistor p-n-p.

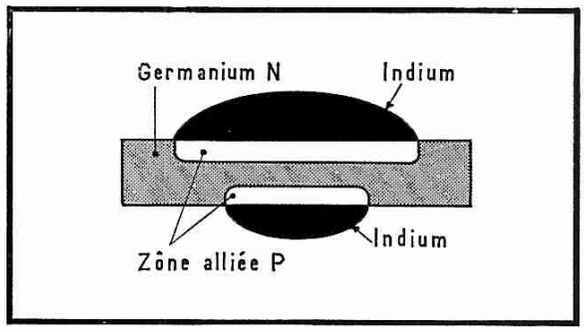


Fig. 34. — Après passage au four pendant un temps convenable de la plaquette de germanium munie de gouttes d'indium, ces dernières fondent et constituent deux zones alliées P qui pénètrent à l'intérieur du germanium.

formant des alliages, a pénétré à l'intérieur de la plaquette de germanium. Les zones de germanium alliées à l'indium sont des 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 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,

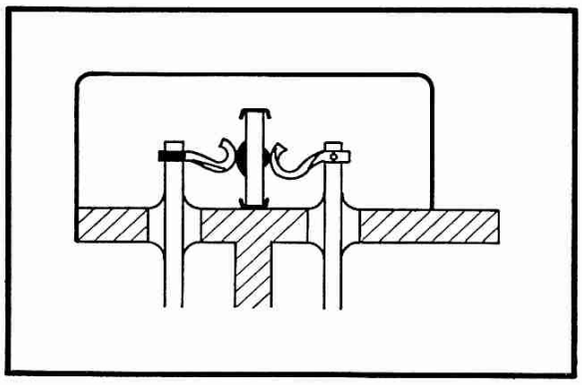


Fig. 35. — La plaquette de germanium, avec ses gouttes d'indium et ses zones alliées, est fixée dans un petit cadre. Celui-ci est soudé sur une embase munie de deux traversées par perles de verre que l'on vient raccorder à la grosse goutte (collecteur) et à la petite (émetteur). Un capot recouvre le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

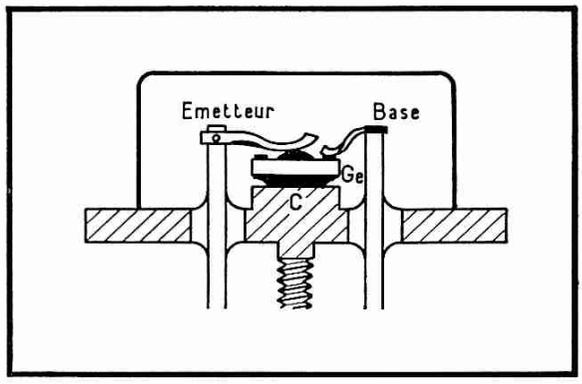


Fig. 36. — Dans le cas des transistors de puissance, la plaquette de germanium est soudée par la couche d'indium servant de collecteur sur une colonne de cuivre qui servira à évacuer la chaleur dégagée. L'embase est en cuivre de forte épaisseur pour assurer un bon contact thermique avec le radiateur.

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'épitaxie.

— *LA METALLISATION 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. En

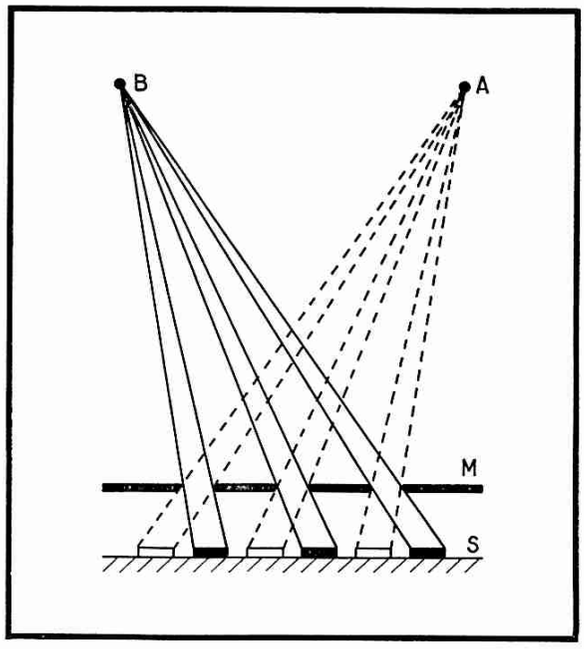


Fig. 37. — Par évaporation dans le vide, on dépose des métaux en ligne droite à partir du métal incandescent. Au moyen d'un masque M unique et de deux sources métalliques différentes, on peut déposer sur une surface S des barres alternées de deux métaux différents.

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'EPITAXIE* 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.

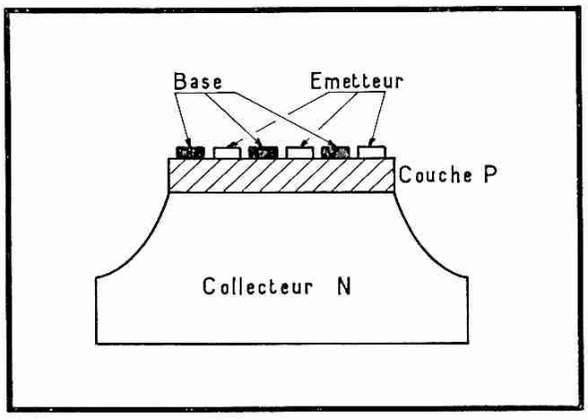


Fig. 38. — Dans le transistor « mesa », on fait une couche P sur un substratum N par diffusion gazeuse. On dépose sur cette couche des barres métalliques qui feront connexion ohmique (base) et d'autres qui feront jonction (émetteur).

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.

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

(1) Procédé découvert par la Société *Fairchild.*

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 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 le 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. 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_{cbo} extrêmement faibles,

on arrive à peine à les mesurer avec les galvanomètres les plus sensibles : ils sont souvent de l'ordre du nA.

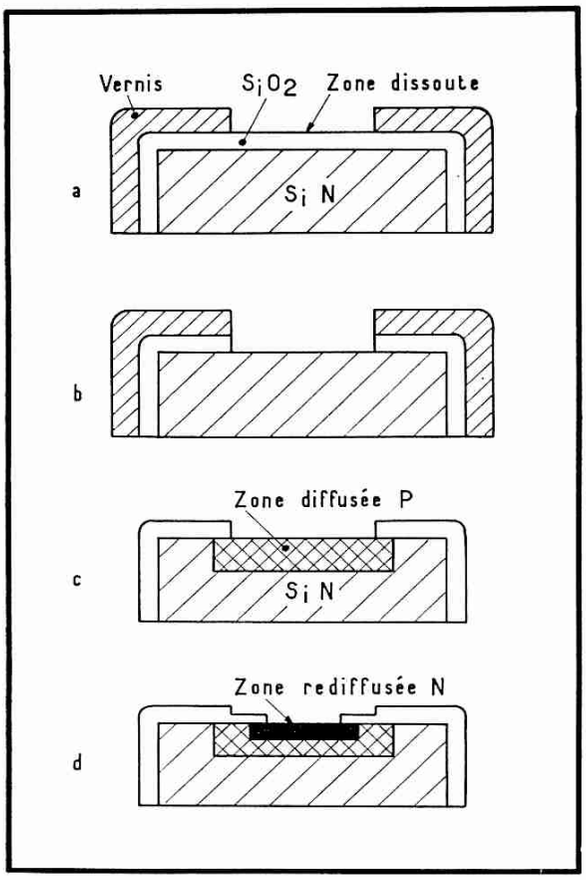


Fig. 39. — Dans la fabrication du transistor « planar », on utilise des diffusions gazeuses successives, orientées par des fenêtres pratiquées dans une couche de silice par photogravure.

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 300 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 4679 N 14, 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.

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

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 commandé par 100 pièces ou plus dépasse trois 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 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 compris entre un et deux francs. 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

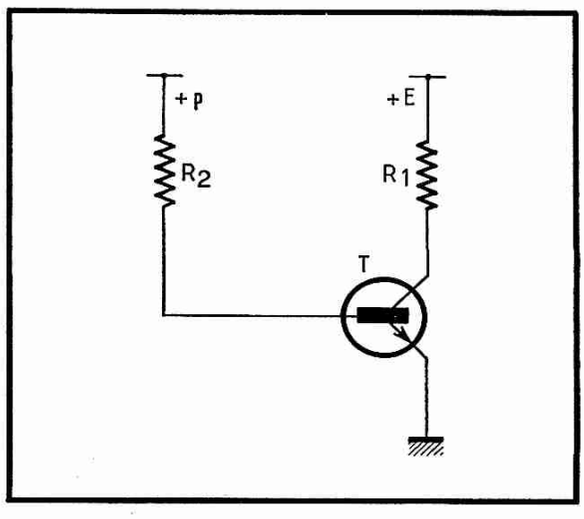


Fig. 40. — Dans ce montage, il s'agit de déterminer la valeur maximale de R_2 qui amène le transistor en état de saturation.

étant reliée par 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

Nous avons indiqué, dans le principe n° 10, les relations entre les courants de fuite d'un transistor. Nous allons maintenant les justifier. Nous avons expliqué que la jonction collecteur-base d'un transistor était une diode normalement bloquée. Elle a cependant un courant de fuite. Pour le définir, les constructeurs le mesurent en appliquant une tension entre collecteur et base et en laissant l'émetteur en l'air. C'est ce que l'on a fait sur le montage de la figure 41 : nous y avons symbolisé la fuite de

collecteur par le courant qui passe dans une résistance. Cette représentation est purement symbolique, car le courant de fuite I_{cbo} ne suit pas la loi d'Ohm. Il est même presque indépendant de la tension collecteur-base.

Si maintenant nous montons le transistor avec son émetteur à la masse, une tension positive sur son collecteur et sa connexion de base en l'air, nous aurons un courant plus important de fuite collecteur. Ce sera le courant I_{ceo}. Pourquoi ce courant est-il plus élevé ? On constate tout de suite, en examinant la figure 42, que le milliampèremètre qui mesure

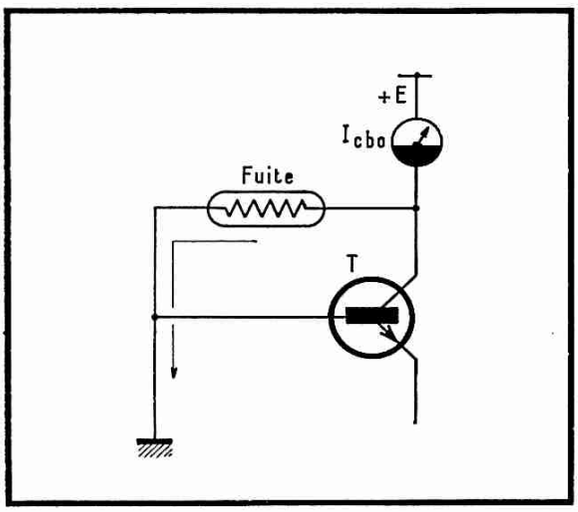


Fig. 41. — Quoique la fuite I_{cbo} collecteur-base d'un transistor ne suive pas du tout la loi d'Ohm, nous avons représenté cette fuite comme le courant passant dans une résistance. La connexion d'émetteur est en l'air, la fuite ne va pas dans la jonction base-émetteur.

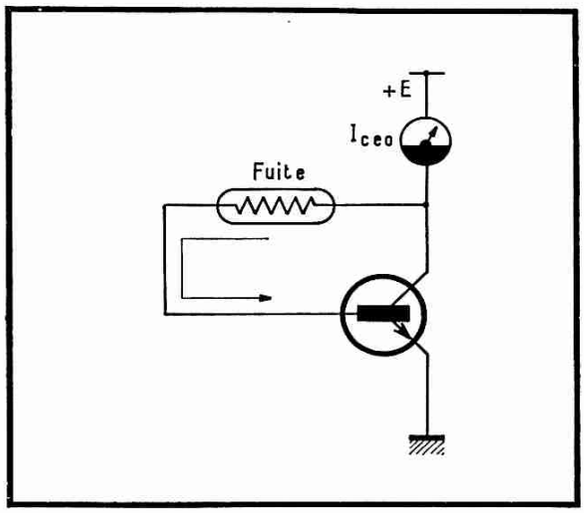


Fig. 42. — Quand le même transistor est monté avec son émetteur à la masse, mais avec sa base en l'air, le courant de fuite de la jonction collecteur-base est, en fait, injecté dans la base : on le retrouvera dans le collecteur, multiplié par β, en plus du courant I_{cbo} initial, nous aurons ainsi la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

le courant collecteur est traversé d'abord par l'ancien courant I_{cbo}. 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_{cbo} 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_{cbo}, un courant β fois plus fort qui s'ajoutera au précédent. Le tout nous donnera le nouveau courant de fuite I_{ceo} qui est égal, en toute rigueur à

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

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

$$\beta\ I_{cbo}$$

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

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

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_{cbo}.

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 $I_c = \alpha I_e + I_{cbo}$ on en tire : $I_c = \alpha I_c + I_{cbo}$, égalité qui se transforme en : $(1 - \alpha) I_c = I_{cbo}$ à partir de laquelle on obtient : $I_c = \frac{1}{1 - \alpha} I_{cbo}$, soit pratiquement $I_c = \beta I_{cbo}$. 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_{cbo} 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_{cbo} 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, $\alpha^3 i$. On voit donc que le courant de collecteur vaudra :

$$I_c = I_{cbo} (1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^3 + ...)$$

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.

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_{cbo}. 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_{cbo}. Si l'on monte le transistor comme sur la figure 43, c'est-à-dire avec l'émet-

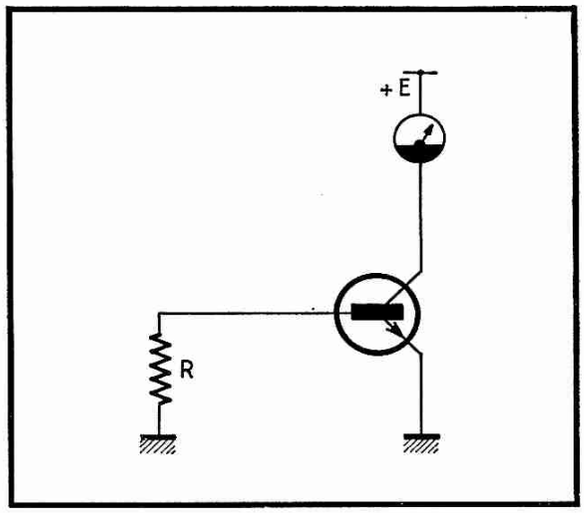


Fig. 43. — Quand la base du transistor est reliée à la masse par une résistance R, le courant de fuite collecteur peut varier de I_{cs} (R nulle) à I_{ceo} (R infinie).

teur 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_{ceo} (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_{ceo}. Mais il est possible de diminuer le courant collecteur en dessous de cette valeur I_{ceo}. En effet, nous avons expliqué que, si le courant de fuite collecteur I_{cbo} (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_{cbo} soit de 1 μA. Ayant monté ce transistor avec l'émetteur

à la masse et la base en l'air, nous avons trouvé un courant I_{ceo} de 15 µA. 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 µA, tout se passe comme si le courant de fuite collecteur-base I_{cbo} comportait une partie de 0,7 µA qui s'écoule par la base et une autre partie de 0,3 µA 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 µA s'en allant du collecteur vers la base, s'ajoutera un courant I'_{ceo} qui aura pour valeur au maximum : $0,3 \times 15 = 4,5$ µA. Le courant total de fuite collecteur sera donc au maximum de : $4,5 + 0,7 = 5,2$ µA.

Si nous avions injecté dans la base un courant inverse de 0,9 µA, l'effet de multiplication n'aurait plus porté que sur le courant de 0,1 µA : on peut dire, en gros, que le courant de fuite collecteur serait au maximum de 2,5 µA.

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_{ceo}.

Jusqu'où peut-on le réduire ? Tout simplement jusqu'à la valeur I_{cbo}, quand on a injecté exactement I_{cbo} 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_{cbo}, 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_{cbo} : 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_{cbo}, 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_{cbo}. 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 commises, s'il avait eu connaissance à l'époque de ces treize principes qu'il n'a codifiés que par la suite.

3. — UN TRANSISTORMETRE ULTRA-SIMPLIFIE

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.

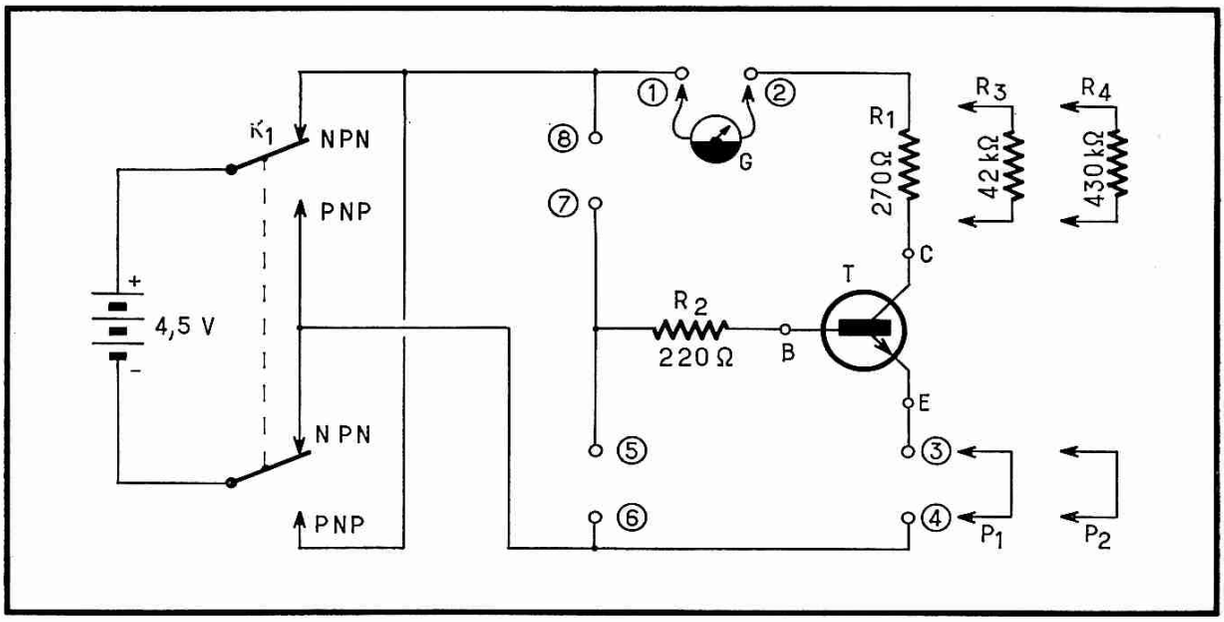


Fig. 44. — Transistormètre ultra-simplifié, utilisant un galvanomètre extérieur G (contrôleur universel) pour mesurer les courants collecteur. L'instrument permet cependant la mesure des trois courants de fuite du transistor, de son gain β à 10 et 100 μA de courant base.

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 microampèremètre ou milliampèremètre 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 P1 (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_{cbo}. 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, P2 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 220 Ω 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 P1 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_{ceo}. Sa comparaison avec I_{cbo} (première mesure) nous donne déjà une indication sur le β du transistor pour les courants de base très faibles.

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 430 kΩ. En opérant ainsi, on est sûr d'envoyer à la base du transistor un courant extrêmement voisin de 10 μA. 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 V aux bornes de la résistance R_4 ; plus exactement on trouve environ 4,3 V, ce qui, dans 430 kΩ, nous donne un courant de base de 10 μA. 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 μA 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_{ceo} 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 42 kΩ, 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_{ceo}. Dans le cas du transistor précédent, par exemple, nous avions trouvé $I_{ceo} = 0{,}2$ 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

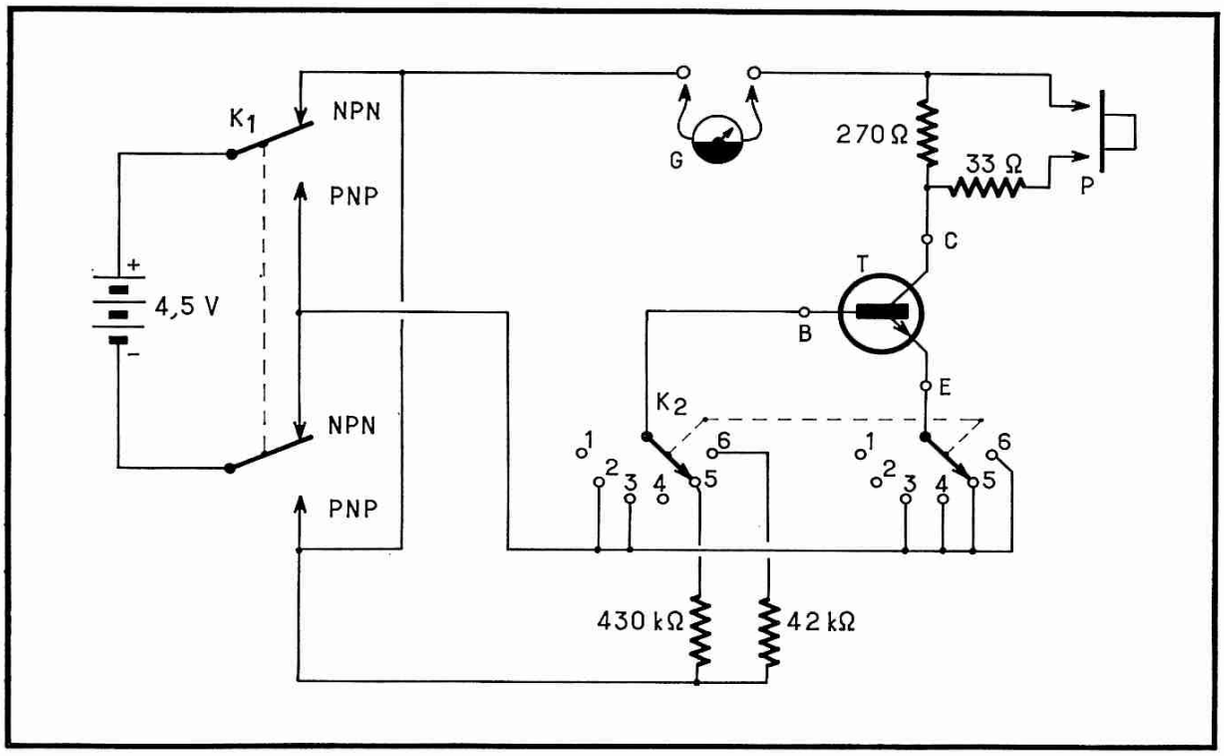


Fig. 45. — Version « de luxe » du transistormètre précédent, évitant l'emploi des cavaliers de court-circuit et des cavaliers porte-résistance.

est de 80. En réalité il n'est que de 78, en raison du I_{ceo}, mais il ne faut pas chercher des précisions trop grandes. Si nous avons choisi la valeur 42 kΩ pour R_3, c'est que, pour 100 μA de courant base, la tension base émetteur augmente un petit peu et qu'elle est environ de 0,1 V en moyenne plus élevée que pour 10 μA. 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 K1 déjà cité, un commutateur K2 à deux circuits et six positions. La position 1 correspond à l'arrêt, la 2 mesure de I_{cbo}, la 3 mesure de I_{cs}, la 4 mesure de I_{ceo}, 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 K2 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 disposiez 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 tran-

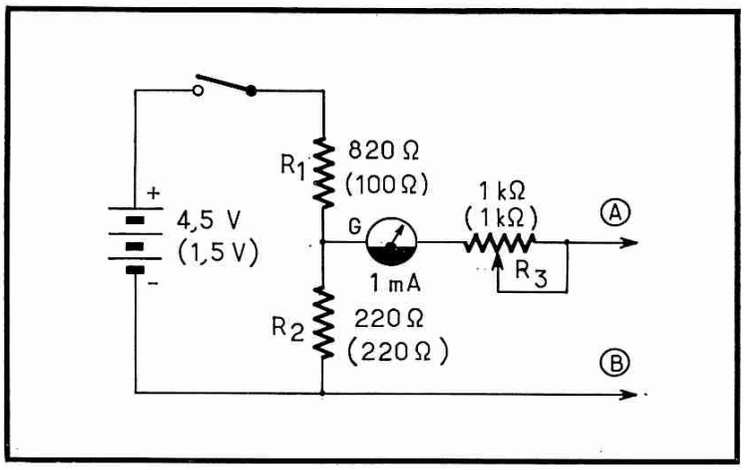


Fig. 46. — Petit ohmmètre simplifié fonctionnant sans jamais faire apparaître entre A et B une tension de plus de 1 V. Les chiffres entre parenthèses correspondent au cas de la pile de 1,5 V.

sistor. On commence par réaliser le petit montage 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

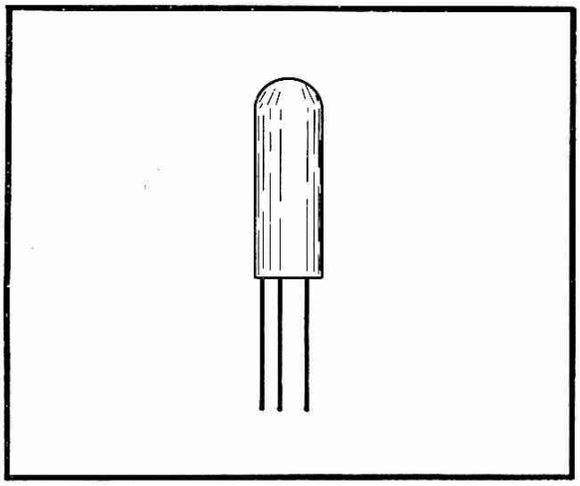


Fig. 47. — Quand un transistor se présente avec trois fils en ligne droite inégalement espacés, celui de droite est le collecteur, celui du milieu la base et celui qui est le plus proche de la base est l'émetteur.

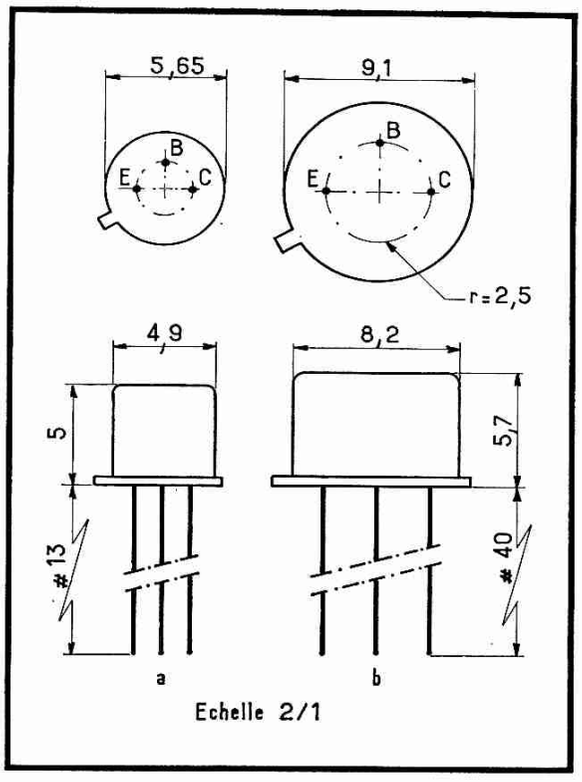


Fig. 48 (ci-contre). — Une forte proportion des transistors professionnels se présente dans les boitiers standardisés TO-18 (**a**) et TO-5 (**b**) dont les cotes sont indiquées ci-dessus. Il y a alors une disposition standardisée des fils de raccordement.

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.

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. — METHODES 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,

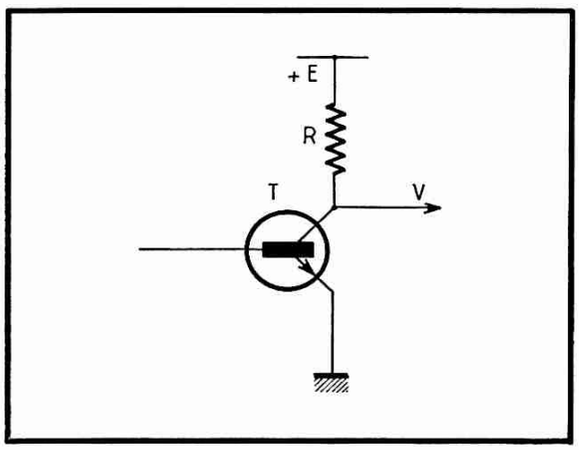


Fig. 49. — Un transistor étant alimenté sur son collecteur depuis une tension E à travers une résistance R, nous cherchons le point moyen de fonctionnement et la manière d'y amener le montage.

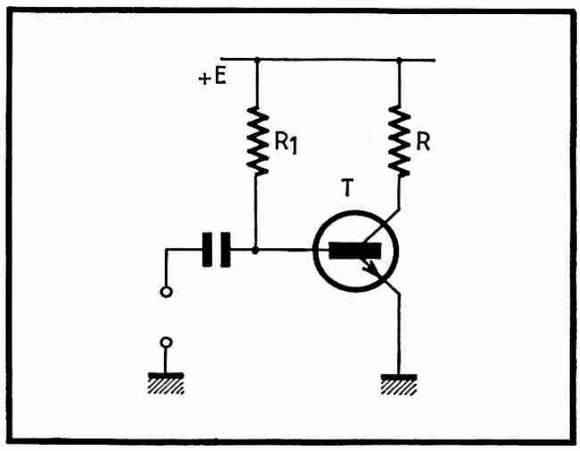


Fig. 51. — Méthode de polarisation d'un transistor qui consiste à lui imposer son courant de base. Cette méthode, déjà mauvaise pour un transistor non remplaçable (peu stable en température) devient désastreuse si l'on envisage la possibilité de remplacer le transistor par un autre du même type mais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

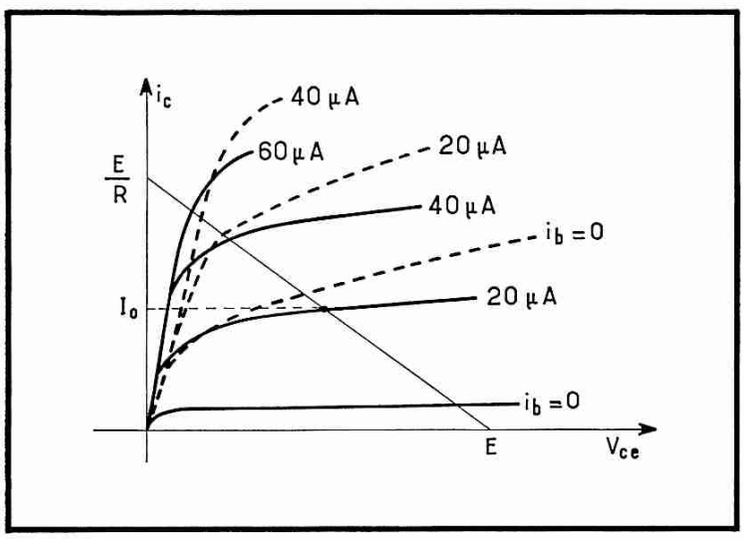


Fig. 50 (ci-contre). — Dans le montage de la figure 49, il faut trouver un couple de valeur V/i qui satisfasse à la fois le producteur (pile de F.E.M. E et de résistance interne R) et le consommateur (transistor). Nous tracerons sur un même graphique les courbes i = f(V) du producteur (droite de charge) et du consommateur (réseau à I_b constant). Malheureusement, si le régime est, pour une température ambiante de 20° C, celui qui nous donne un courant i_o, à 45° C le réseau du transistor est devenu celui qui est tracé en pointillé ; si l'on a imposé un courant base de 20 µA, le montage ne fonctionne plus du tout dans une ambiance trop élevée.

nous avons choisi, sur le réseau de la figure 50, de polariser notre transistor à 20 µA 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 µA. C'est extrêmement facile : il suf-

fira, 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.

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

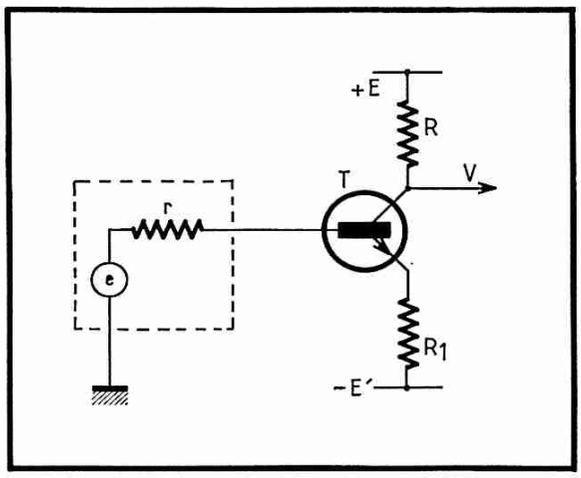


Fig. 52. — Pour polariser correctement un transistor, il faut imposer son courant d'émetteur, ce qui se fait en supposant que la tension d'émetteur est voisine de celle de la base (cette dernière étant à peu près au potentiel de la masse) et en alimentant l'émetteur à travers une résistance connue depuis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

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_o, il faudra que la chute de tension dans la résistance *r*, soit

$$r \frac{I_o}{\beta}$$

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 V à travers une résistance R de 6 kΩ ; nous voulons maintenir le courant moyen de collecteur à une valeur voisine de 1 mA, ceci fixant la tension de collecteur à environ + 6 V. Dans ces conditions, le courant de base sera d'environ 1/30 de milliampère, soit à peu près 30 μA. Supposons que nous disposions d'une tension négative — E' = — 6 V, nous pren-

drons une résistance R_1 de 6 kΩ 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 μA. Ces 30 μA 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 μA 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 V. Nous voyons donc que la résistance r devra être inférieure à :

$$\frac{0{,}6}{33 \cdot 10^{-6}} = 20\,000\ \Omega.$$

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 conden-

sateur 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 40 Ω.

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

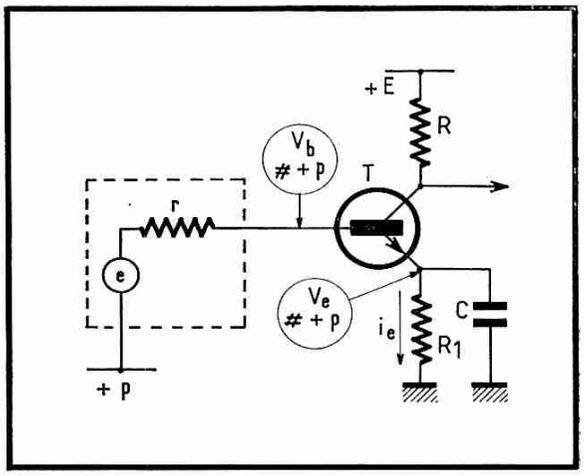


Fig. 53. — Pour ne pas utiliser une source de tension séparée, de polarité opposée à celle qui alimente le collecteur, on peut porter un des pôles de la source d'attaque à un potentiel positif + p. Si l'on veut avoir une amplification, il faut découpler l'émetteur : seule la composante continue de son 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.

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.

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 équivalant 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 :

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

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 :

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 supposerons d'abord que nous pouvons tolérer une tension p d'environ 4 V. Nous supposerons également que nous avons

utilisé une résistance de charge de collecteur de 2,7 kΩ. 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 kΩ, 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 kΩ. En première approximation, nous pourrons 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

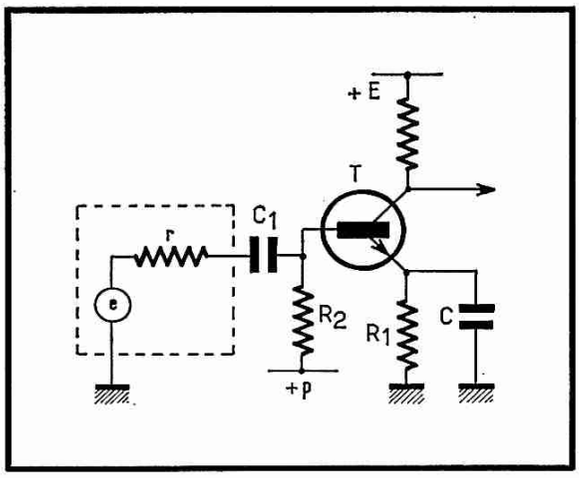


Fig. 54. — Plutôt que de mettre au potentiel +p un des pôles de la source d'attaque, on peut lier celle-ci à la base du transistor par un condensateur C_1 et relier la base à un potentiel +p par une résistance R_2. La résistance interne r de la source d'attaque n'intervient plus qu'en alternatif.

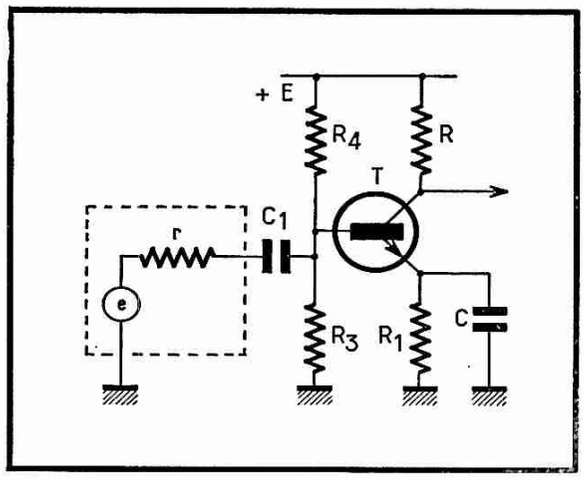


Fig. 55. — Plutôt que de relier la base à un point à potentiel +p par une résistance R_2, il est plus simple de la relier au +E par R_4 et à la masse par R_3, ce qui revient rigoureusement au même si (transformation de Thévenin) :

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

courant vaut 30 μA) 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 pourrons 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 $R_3 = 18$ kΩ, et $R_4 = 36$ kΩ.

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 pourrons 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 kΩ, 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 kΩ. Nous aurons intérêt à choisir une valeur de R_3 assez faible ; nous prendrons par exemple R_3 = 8,2 kΩ, et R_4 = 16,4 kΩ. 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 kΩ. Ces deux résistances mises en parallèle représenteront alors une résistance équivalente de : 6,6 kΩ. Un courant de 30 μA passant dans 6,6 kΩ 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 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 kΩ, pour 4,45 V aux bornes, cela nous donne aux bornes de R_4 : 12 — 4,45 = 7,55 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 :

$$R_4 = R_3 . \frac{7,55}{4,45} = 16,9 \text{ kΩ}.$$

Dans la pratique, il nous suffira de prendre pour R_4 la valeur normalisée la plus proche, c'est-à-dire 18 kΩ. 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. Evidemment, 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 40 Ω. Le condensateur C devra donc avoir une impédance faible par rapport à 40 Ω, 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 20 Ω à la fréquence de 20 Hz. Un calcul rapide nous montre qu'il faut pour cela une capacité de 400 μF.

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 montage, on constate que le courant

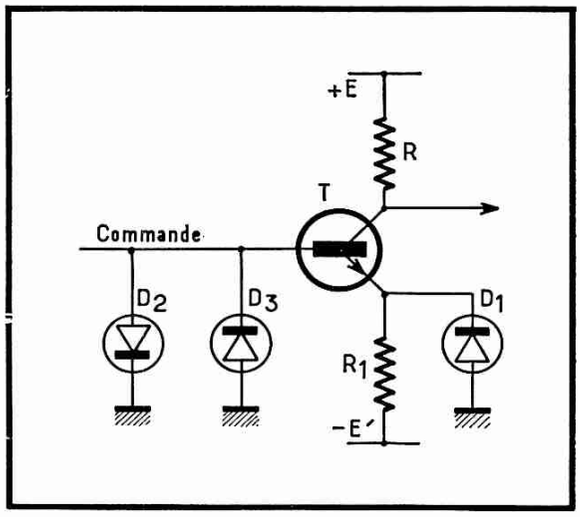


Fig. 56. — En fonctionnement « tout ou rien », on ne peut pas découpler l'émetteur. Comme on a voulu imposer le courant émetteur par — E' et R_1, on a mis une diode D_1 qui empêche l'émetteur de devenir plus négatif que — 0,7 V si le transistor est bloqué. L'excursion de potentiel sur la base est limitée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

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 pourrra 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 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 V et — 0,7 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 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 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. — DETERMINATION DES IMPEDANCES D'ENTREE 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.

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

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

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 devions trouver.

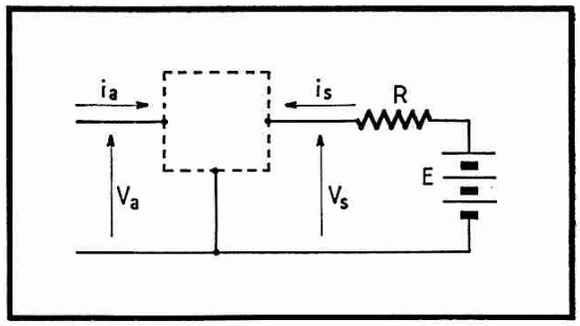


Fig. 57. — Le transistor, monté selon un montage non précisé, qui peut être B.C., E.C. ou C.C., est alimenté sur son électrode de sortie à travers R. Il s'agit de calculer l'effet de R sur la résistance d'entrée $\Delta V_a / \Delta I_a$.

Supposons que nous soyons dans le cas du montage émetteur commun, c'est-à-dire le seul montage dont le coefficient h_{21} (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, 160 Ω. 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 $h_{11} = 1{,}5$ kΩ pour une résistance R nulle, jusqu'à une valeur de 1 500 — 160 = 1 340 Ω 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 2.10^{-4} (ce qui est courant) et que le coefficient h_{22e} soit plus petit que 50 μ℧, 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 — α (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 :

$$h_{11c} = h_{11e} \; ; \; h_{12c} = 1 \; ; \; h_{21c} \not\approx -\beta \; ; \text{ et } h_{22c} = h_{22e}$$

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 $Z_a \not\approx h_{11e} + \beta R$.

Cette expression est la justification du principe n° 8. Dans ce principe, nous avions 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 kΩ), 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 :

$$Z_s = \frac{1}{h_{22} - \frac{h_{12} h_{21}}{r + h_{11}}} \quad (6)$$

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 défini-

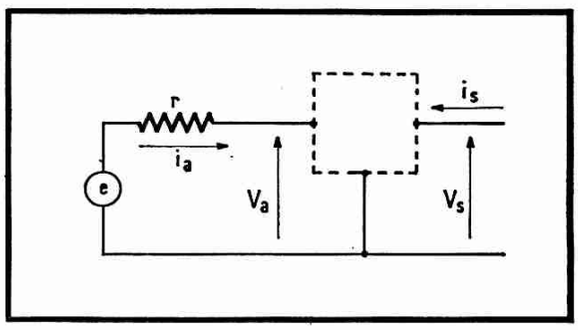


Fig. 58. — Le transistor, attaqué par une source dont la résistance interne est r, aura une résistance interne de sortie $\Delta V_s / \Delta I_s$ fonction de r.

tion 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.

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 38 Ω 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 CHARGE PAR UNE RESISTANCE 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,

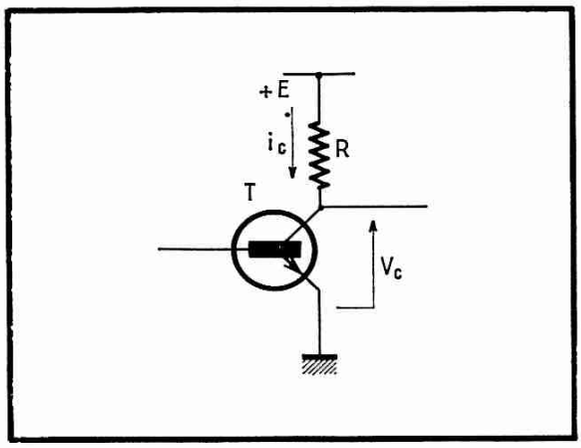


Fig. 59. — Quand un transistor a une résistance de collecteur R fixe, la dissipation collecteur, V_c I_c, part de zéro pour I_c nul (blocage) et redevient nulle pour $I_c = \frac{E}{R}$ ($V_c = 0$, saturation).

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 : $V_c = E - R\ i_c$.

En multipliant cette tension par le courant de collecteur i_c, on obtient la dissipation de collecteur, dont la valeur est : $W_c = E\ i_c - R\ i_c^2$.

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 $i_c = i_o$, puis redescendra jusqu'à 0 pour $i_c = E/R$. Calculons la valeur i_o qui correspond au maximum, et pour cela calculons la dérivée de W_c par rapport à i_c :

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

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 : $W_M = E^2/4R$.

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_o, 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

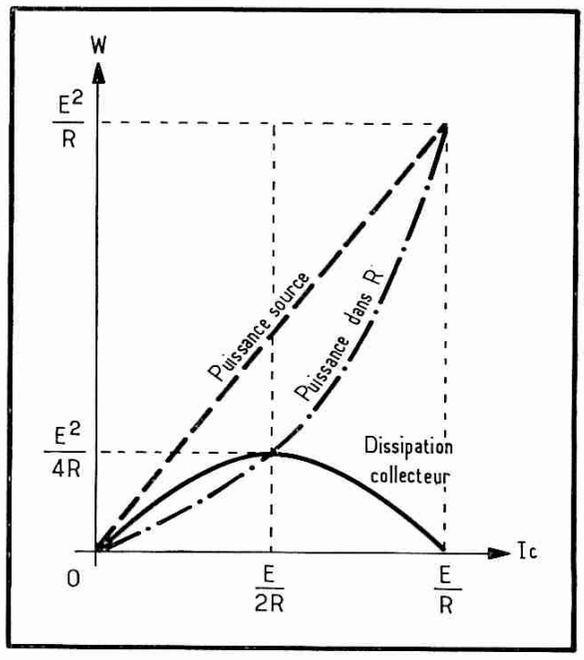


Fig. 60. — Dans un transistor alimenté depuis une tension E à travers une résistance R, le courant collecteur peut varier de 0 à E/R. La puissance débitée par la source (traits interrompus) varie linéairement en fonction de Ic, de 0 à E^2/R. La puissance dissipée dans la résistance (courbe en traits mixtes) varie quadratiquement, en fonction du carré de Ic, 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.

que R soit de 1 000 Ω, la puissance maximale qui peut être débitée dans R sera de :

$$\frac{(12)^2}{1\,000} = 0{,}144 \text{ W ou } 144 \text{ mW},$$

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.

2. — LES LOIS DE L'ECOULEMENT 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.

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 proportionnel 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 parfaitement parler, pour l'écoulement thermique, d'une « résistance thermique » entre deux points à températures T_B et T_A.

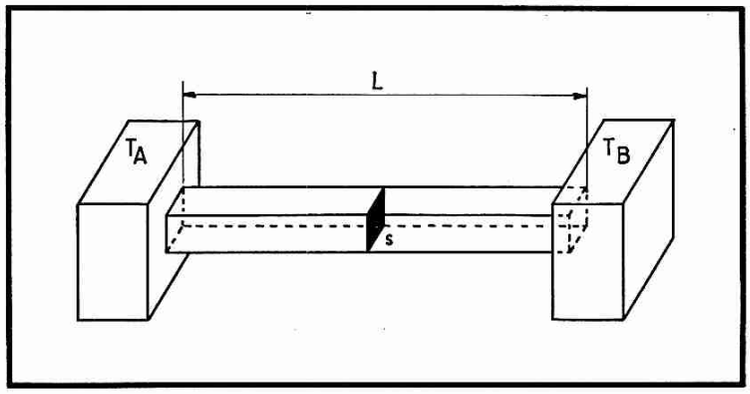


Fig. 61. — La chaleur passant d'un bloc de température T_B à un bloc de température T_A par conduction thermique dans un barreau, la résistance thermique de celui-ci est proportionnelle à sa longueur L et inversement proportionnelle à sa section s.

En 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 pourrons 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 « Ω t », 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 (figure 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	Etain : 6	Germanium : 6,5
Indium : 15		Alliage germanium-indium recristalisé : 46

(d'après J. Thuy, *Elektronische Rundschau*, janvier 1961, page 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 :

Loi d'Ohm électrique	*Loi d'Ohm thermique*
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 thermiquqe en °C/W (ou Ω_t)
Résistivité en Ω.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 (tran-

sistor 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 déduirons 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...mW, en indiquant également de combien cette dissipation doit être réduite en mW/°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 électriquement 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 ? (*)

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

4. — LES RADIATEURS ET LEUR DETERMINATION

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 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'assu-

rer 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.

Etant 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. Etant 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. Evidemment, 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_o 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

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

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_o 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 surtout 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 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 F_t.

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,

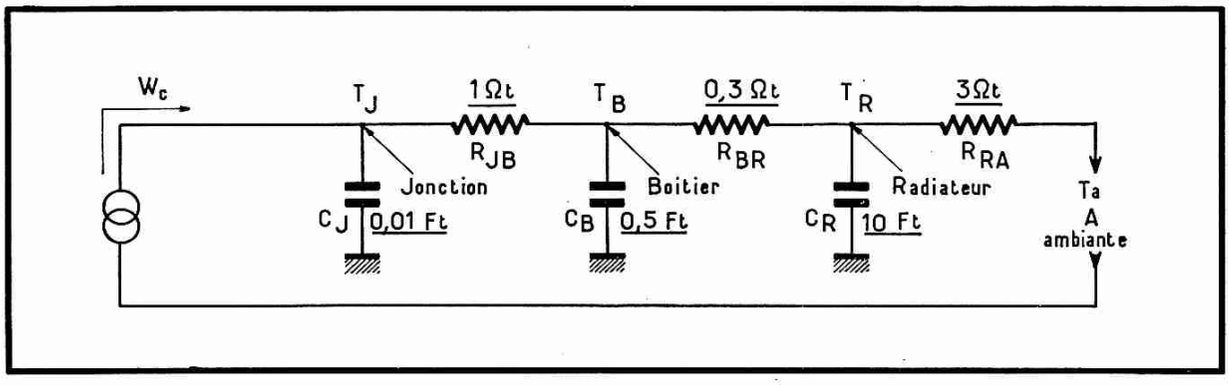


Fig. 62. — Les différentes capacités calorifiques des masses métalliques (ou semiconductrices) de l'ensemble constitué par un transistor et son radiateur peuvent être symbolisées, sur le schéma équivalent électrique, par des condensateurs. Les valeurs soulignées correspondent à un cas pratique pris comme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

et ce dernier, à la température T_B, est lié d'une part à 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 supposerons, 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_{JB} 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 demeurait 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'impérance 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 $R_{JB} + R_{BR}$ 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 $3 \times 3 = 9$ °C au-dessus de l'am-

biance. 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 °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 pourrons 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 DETAILS CONCERNANT LES PROBLEMES 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

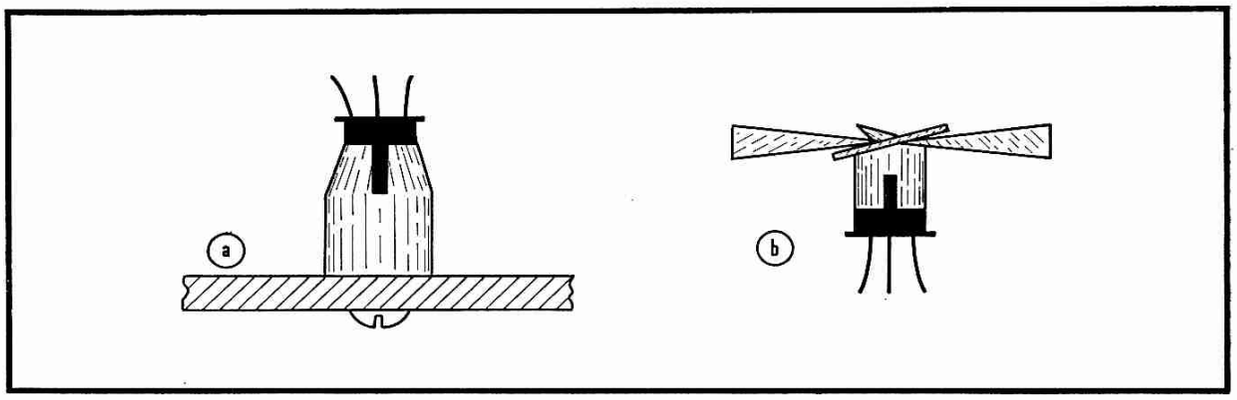


Fig. 63. — Petits radiateurs améliorant nettement les possibilités de dissipation collecteur des transistors en boîtier TO-5 (surtout pour les transistors au silicium). Le type **a** se fixe sur un châssis, le type **b,** en forme d'hélice, peut être utilisé dans les montages sur circuits imprimés.

est liée à la résistance thermique jonction-boîtier par la relation :

$$W = \frac{T_{Jmax} - 25}{R_{JB}}.$$

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.

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 kΩ à 20 °C. La partie efficace de la résistance, de très petites dimensions (environ 0,5 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 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 µA), 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 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

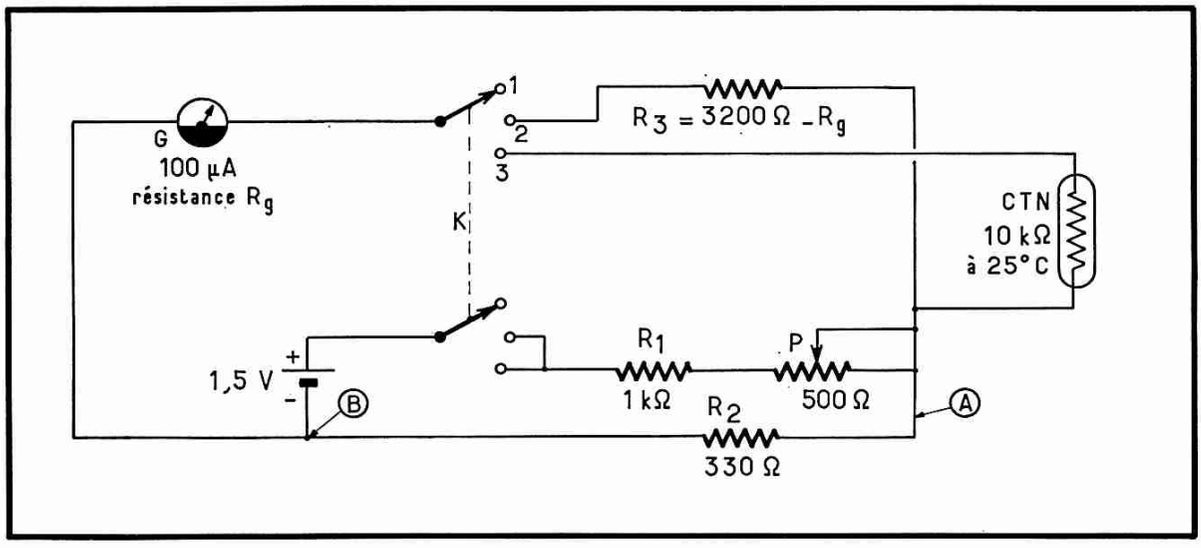


Fig. 64. — Thermomètre très simple utilisant une résistance à Coefficient de Température Négatif. En position 2 de K, on tare l'ensemble, par ajustage de P, pour amener G à la pleine déviation.

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

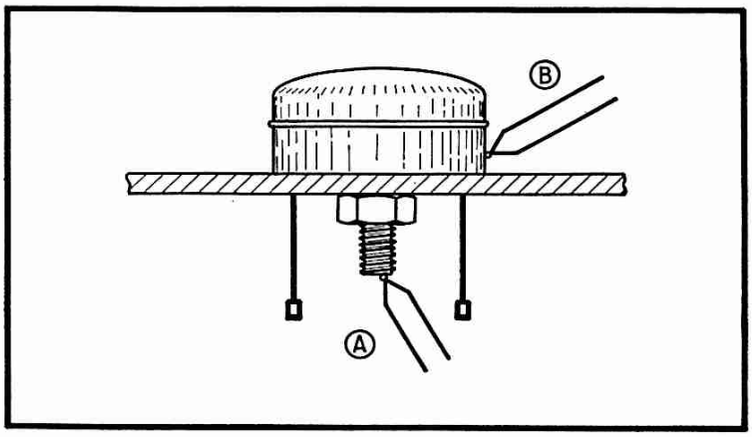


Fig. 65. — Pour utiliser le thermomètre de la figure 64, préalablement étalonné, on place la partie sensible de la C.T.N. en contact avec la vis de fixation du transistor ou avec le boîtier près du châssis, en utilisant un peu de graisse au silicone pour améliorer le contact thermique.

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 (μA)	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.

Comment utiliser notre thermomètre ? Le mieux est de prendre la température du boîtier du transistor comme l'indique la figure 65 : soit dans la position A sur la vis de fixation, soit dans la position B sur la collerette qui vient en contact avec le radiateur. La mesure faite en B donne, en général, quelques degrés de plus que celle qui est faite en A. De toute façon, pour assurer un bon 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. — ETAGES 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 supposerons que nous utilisons, dans le montage de la figure 55, le transistor défini sur les figures 12 et 13, avec $R_4 = 18$ kΩ, $R_3 = 8{,}2$ kΩ, $R_1 = 2{,}2$ kΩ et une résistance de collecteur R de 2,7 kΩ. Le courant moyen d'émetteur est de l'ordre de 1,5 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 Ω). Le tout, mis en parallèle, donne environ 700 Ω. 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 kΩ, mais celle qui correspond à 2,7 kΩ en parallèle sur 700 Ω, soit environ 555 Ω. 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 kΩ 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 kΩ; il n'y a donc pas lieu de s'en occuper quand elle est shuntée par des valeurs aussi faibles que 2,7 kΩ, et, a fortiori, 0,7 kΩ.

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 avions placé entre émetteur et masse une résistance non découplée, d'une valeur de 100 Ω, cela reviendrait à augmenter l'impédance d'entrée du transistor de : $40 \times 100 = 4\,000$ Ω. Celle-ci passerait donc, en ce qui concerne le transistor proprement dit, à 4,8 kΩ. Comme elle est parallèle avec R_4 et R_3 dans le montage, il nous resterait environ 2,7 kΩ. 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 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

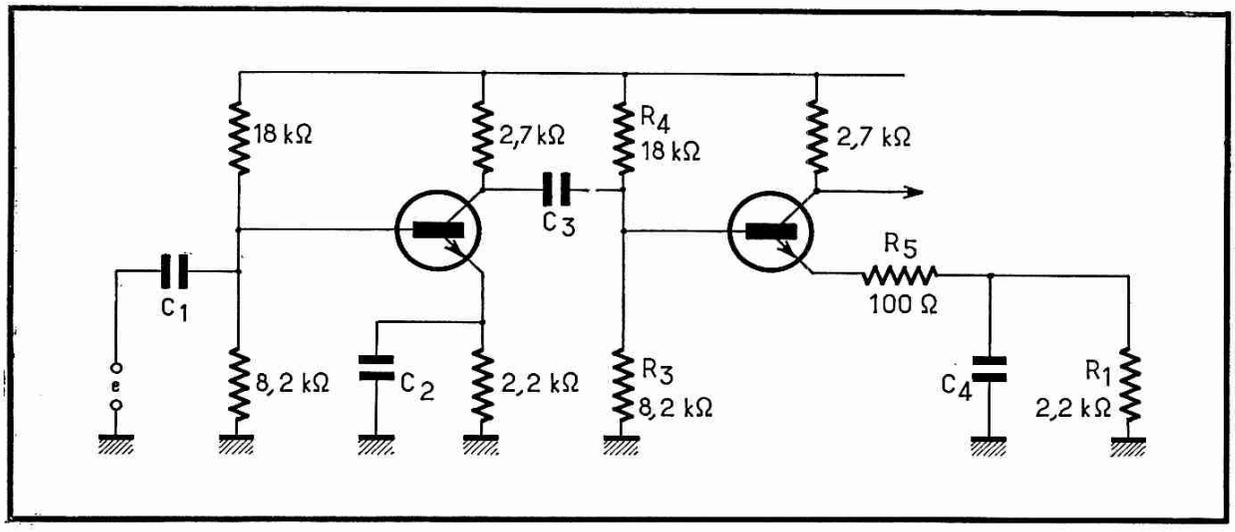


Fig. 66. — En réalisant deux étages analogues en cascade, l'impédance d'entrée faible du deuxième vient en shunt sur l'impédance de charge collecteur du premier et réduit son gain. La présence de la résistance R_5 non découplée augmente beaucoup l'impédance d'entrée du second étage (mais elle diminue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

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,

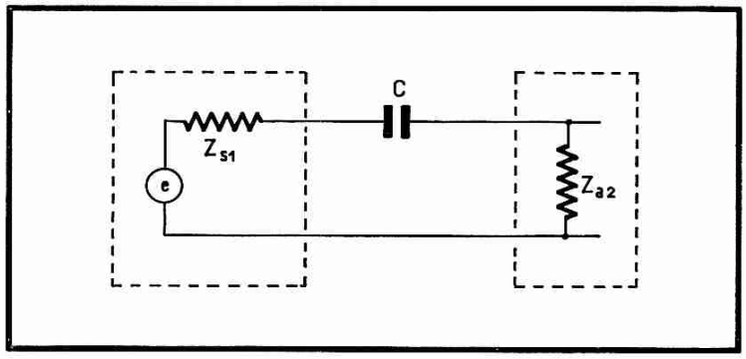


Fig. 67. — Pour déterminer la valeur minimale du condensateur de liaison C_3, il faut tenir compte de l'impédance d'entrée Z_{a2} du second étage comme si elle était en série avec l'impédance de sortie Z_{s1} du premier.

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 kΩ dans l'exemple numérique de la figure 66) sont bien en *série* dans le circuit alimenté par la force électromotrice *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 μF, l'impédance de C_3 à 20 Hz étant seulement de 5,3 kΩ 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 rap-

port 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 kΩ, l'impédance de sortie de 10 kΩ. 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.

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_{cbo}, celui-ci étant multiplié par deux chaque fois que la température s'accroît d'environ 11 °C (germanium) ou 8 °C (silicium);

2° Elle modifie la tension base-émetteur, celle-ci diminuant environ de 2,5 mV/°C, aussi bien dans le germanium (où la tension base-émetteur est voisine de 0,2 V) que dans le silicium (où la tension base-émetteur est voisine de 0,6 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.

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 °C et + 60 °C, on fera le calcul des conditions de fonctionnement du montage avec les constantes qui correspondent à — 10 °C et on le refera avec celles qui correspondent à + 60 °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'EMETTEUR*. 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'émet-

teur 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.

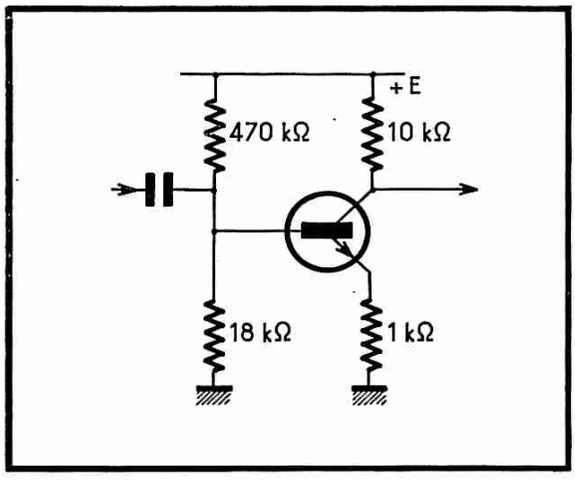


Fig. 68. — Cet étage amplificateur, en raison de la grande contre-réaction d'émetteur dont il est pourvu, a un gain voisin de 10 avec n'importe quel transistor. La stabilisation en température est médiocre, mais l'impédance d'entrée est assez élevée (environ 15 kΩ).

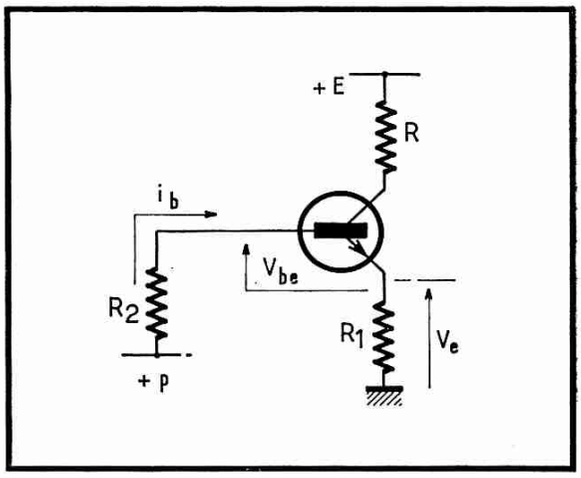


Fig. 69. — Pour étudier l'influence de la température sur un étage émetteur commun monté comme celui de la figure 55, on suppose la base alimentée depuis une tension p par une résistance R_2 (transformation de Thévenin). On calculera la tension d'émetteur V_e en tenant compte de la chute dans R_2 (R_2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

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 :

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

$$\text{et : } (V_e)_m = p - R_2 \frac{p}{0{,}7\ \beta\ R_1} - 0{,}21 \text{ (ceci à la température de — 10 °C).}$$

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_{cbo}. 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 pourrons donc admettre que le courant I_{cbo} à 60 °C est $2^3 = 8$ fois plus grand qu'à 25 °C. Quant au courant I_{cbo} à — 10 °C, nous pourrons parfaitement considérer qu'il est négligeable.

En première approximation, nous pourrons donc considérer qu'à la variation de courant d'émetteur trouvée par les calculs ci-dessus s'ajoute 8 fois I_{cbo} 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 :

$$(I_c)_M = (I_e)_M \frac{1{,}35\ \beta + 1}{1{,}35\ \beta} + 8\ I_{cbo}$$

cette valeur étant valable pour la température de 60 °C, le courant d'émetteur utilisé ($(I_e)_M$ 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 :

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

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_{cbo}.

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 β 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 β 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 β par : $0{,}7 \times 30 = 21$,
et nous remplacerons 1,35 β par : $1{,}35 \times 65 = 88$.

Nous procéderons de même en tenant compte des tolérances de dispersion sur la valeur nominale de I_{cbo}, 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 possession 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.

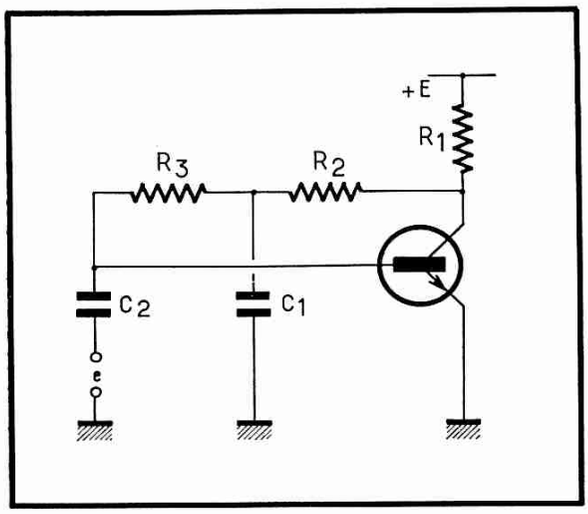


Fig. 70. — Quoique polarisé par courant base imposé, le transistor est cependant peu sensible, dans ce montage, aux variations de température : si le courant collecteur tend à s'élever la diminution de tension collecteur réduit le courant base. Le condensateur C_1 supprime la contre-réaction amenée par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

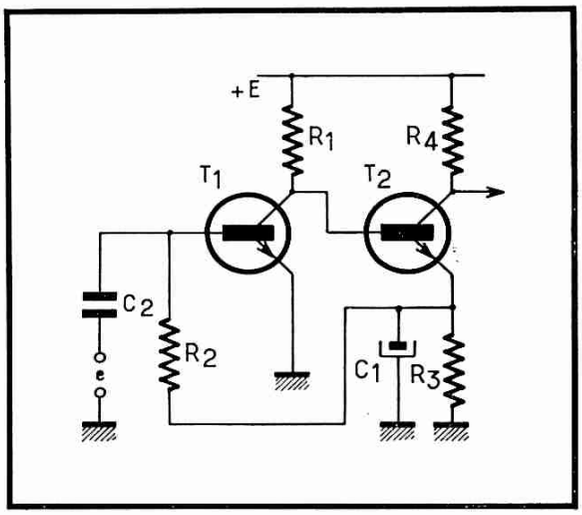


Fig. 71. — La stabilisation en température de ce montage repose sur le même principe que celle du précédent. Le couplage direct permet une bonne transmission des fréquences basses, mais il ne s'agit pas d'un amplificateur continu (il ne fonctionne que grâce au découplage de l'émetteur de T_2 par C_1).

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 (figure 71) nous montrait 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.

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.

Etant 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 $f\alpha$, 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 transitors 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 résis-

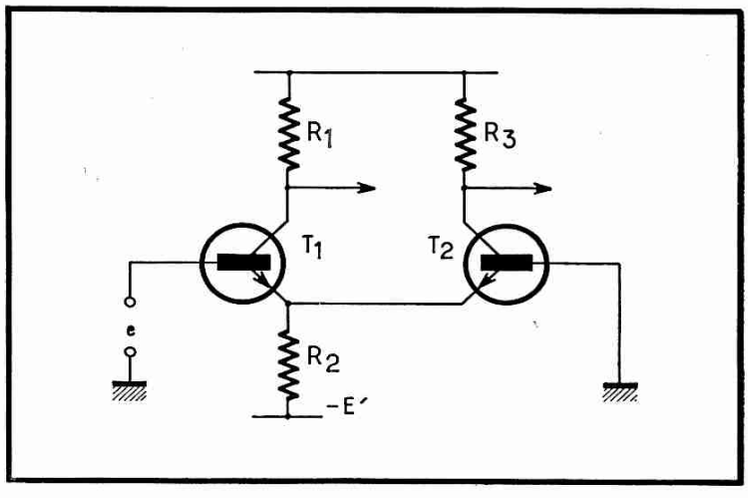


Fig. 72. — Le montage L.T.P. (Long Tailed Pair) est un étage symétrique (et par là même assez bien compensé en température) que l'on peut utiliser aussi bien en dissymétrique que comme transition dissymétrique-symétrique.

tance 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 :

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

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.

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.

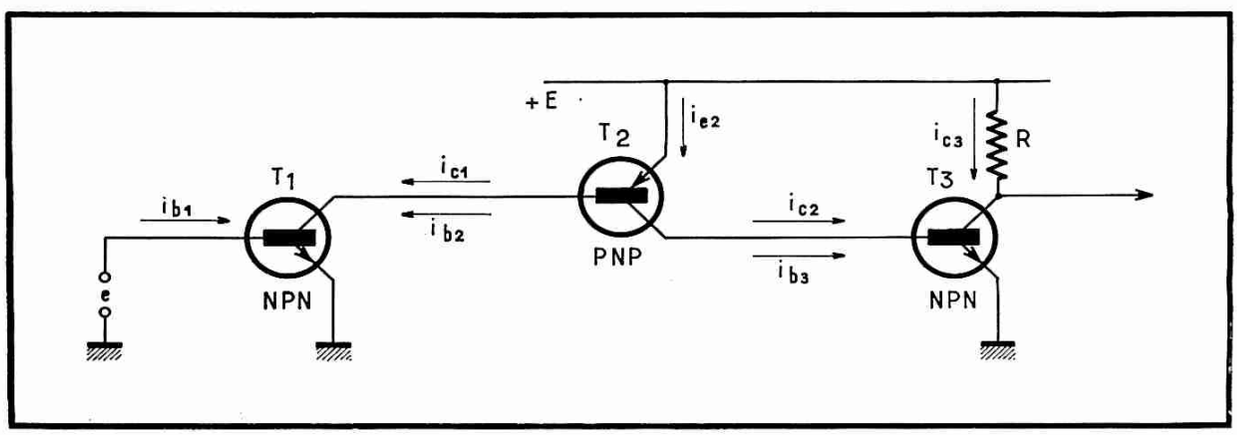


Fig. 73. — L'alternance de transistors n-p-n et p-n-p permet de réaliser des couplages continus très simples.

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_{ceo}. Pour que le courant collecteur de T_3 descende en-dessous de cette valeur, il faudrait que le courant 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

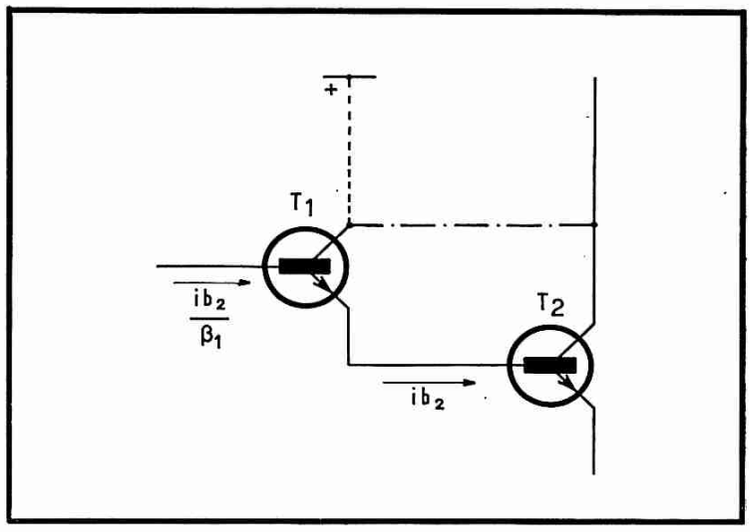


Fig. 74. — Le montage Darlington permet de commander un transistor de puissance avec un courant base d'entrée faible. On peut relier le collecteur de T_1 directement au + E ou au collecteur de T_2.

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).

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 constituants. 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_{b2} il ne nécessite qu'un courant base à l'entrée de :

$$\frac{I_{b2}}{\beta_1}$$

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_{ceo}). 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 permanent i_o 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_o a été choisie supérieure au courant de fuite maximal de T_2. On peut ainsi

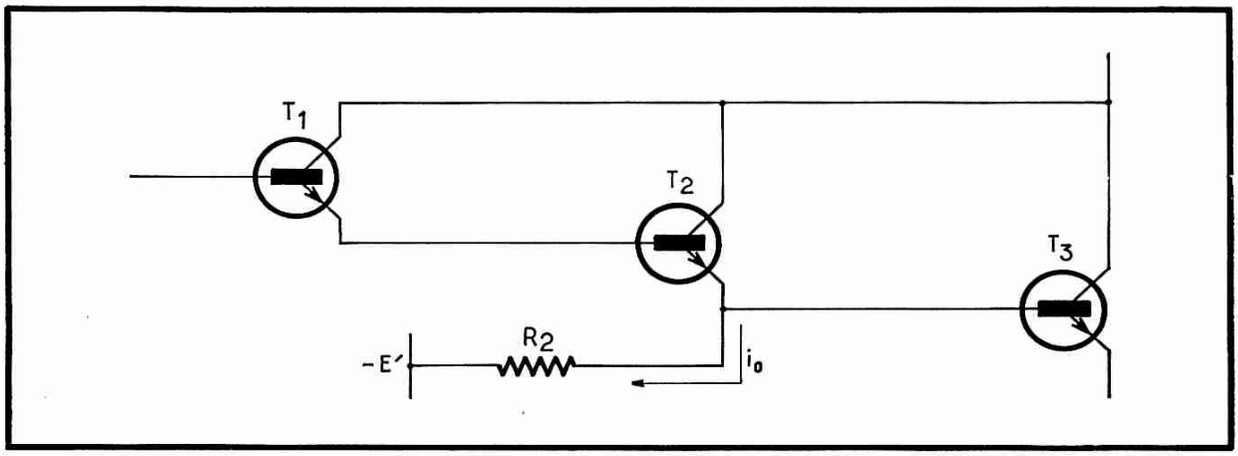


Fig. 75. — On réalise souvent un double Darlington pour commander un transistor de forte puissance. Ici, un courant permanent i_0 est demandé à l'émetteur de T_2 en plus du courant base de T_3 : on peut ainsi inverser le sens de ce dernier et réduire ainsi le courant minimal collecteur de T_3 à I_{cbo}.

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_{cbo}. 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 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*).

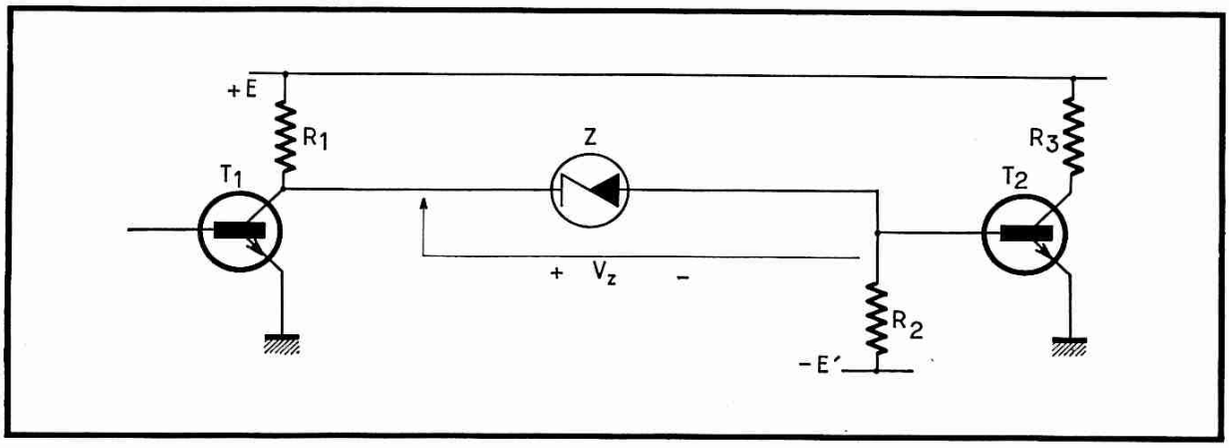


Fig. 76. — La tension V_Z aux bornes de la diode Zener permet de décaler le potentiel collecteur de T_1 pour l'appliquer à la base de T_2. La résistance R_2 sert à faire passer dans la diode Zener un petit courant indispensable pour qu'elle fonctionne.

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. 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

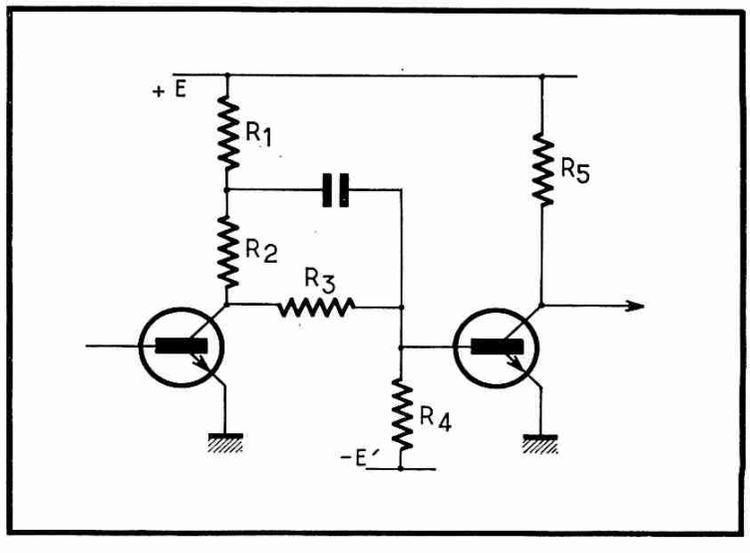


Fig. 77. — Réseau de couplage continu apériodique (à condition que : $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4}$) courant dans les montages à tubes, mais plus rarement utilisé avec les transistors : il faut tenir compte, dans la valeur de R_4, de la résistance d'entrée (souvent faible) de T_2, qui se trouve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

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 disposions d'une source — E' de — 12 V, nous pourrons 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 Wheathstone 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. — ETAGE 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 devrons 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 :

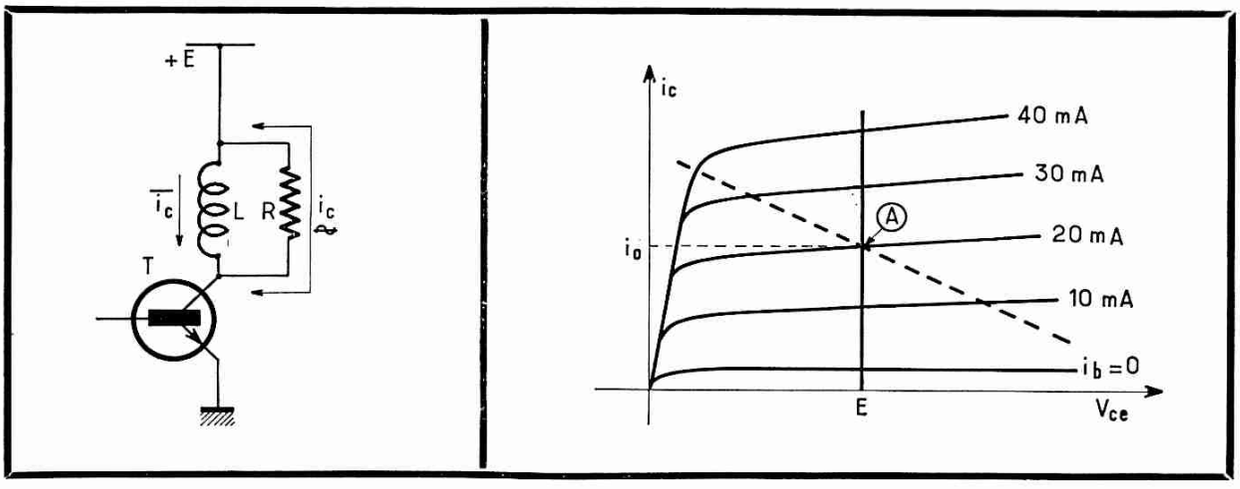


Fig. 78. — Quand on veut amplifier un courant alternatif, il est préférable de n'envoyer dans la charge R que la composante alternative du courant collecteur; on ménage à la composante continue un passage facile par le bobinage L de faible résistance ohmique, dont l'impédance doit être grande par rapport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

un bobinage L (doué d'un coefficient de self-induction élevé) 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_{cbo}, c'est-à-dire beaucoup moins que le I_{ceo} 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 tension 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 $+ I_M$ et $- I_M$. 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_o. Dans l'autre sens, nous n'avons pas besoin que le courant collecteur du transistor dépasse $2i_o$: pour cette valeur, le courant crête dans la résistance est i_o 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 $2i_o$; l'intensité maximale de collecteur serait i_1. Si nous utilisons une résistance de charge de faible valeur (droite n° 2), nous pourrons effectivement faire varier le courant collecteur de 0 (ou presque) à $2i_o$. 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_o, 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 $\pm i_o$ 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 $2i_o$ (abscisse zéro). Cette droite correspond à une résistance de charge ayant pour valeur E/i_o.

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_o. La valeur moyenne de ce courant est i_o, la puissance débitée par la source est donc Ei_o. 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 à R est $E/\sqrt{2}$. Pour la même raison, l'intensité efficace dans R est $i_o/\sqrt{2}$. La puissance débitée dans R, produit des deux valeurs précédentes, est donc égale à $Ei_o/2$.

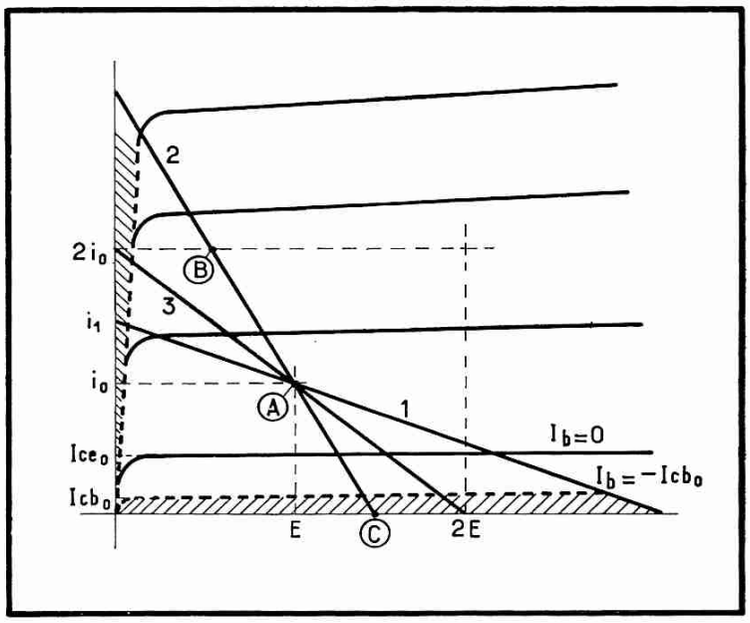


Fig. 80. — Suivant la valeur de la résistance de charge, la droite de charge dynamique pivote autour de A. La droite idéale (3) correspond à une valeur de R égale à E/i_0 : si R est trop grande (1), on ne peut pas y envoyer un courant crête égal à i_0; si R est trop petite (2), on n'arrive pas à établir à ses bornes une tension de crête E.

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_o). 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 doive trouver, pour le charger efficacement, une résistance très différente de sa résistance interne.

La dissipation collecteur du transistor est, au repos, égale à Ei_o. 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 Ei_o (valeur moyenne), tandis que la puissance dissipée dans la résistance va en croissant, jusqu'à la moitié de Ei_o 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 Ei_o.

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 égale en module 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. Evidemment, 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.

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_o. 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_f 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.

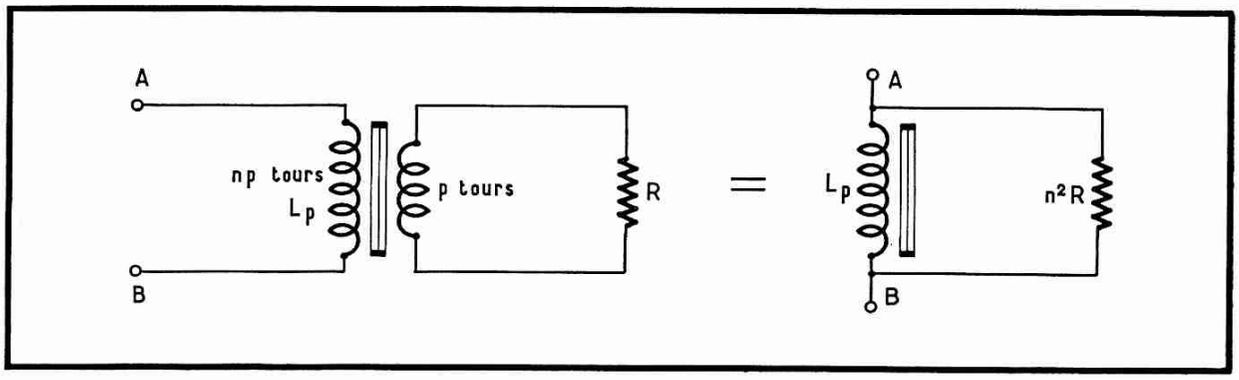


Fig. 81. — Un transformateur de rapport n, chargé au secondaire par une résistance R, est équivalent, au primaire, à une résistance n^2R shuntée par un bobinage dont le coefficient de self-induction, L_p, est celui du primaire du transformateur.

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 $V_c\ I_c = W_o$). 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*.

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 figure 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 380 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 300 à 440 mV. La résistance moyenne d'entrée sera donc obtenue en divisant la variation de tension (140 mV) par la variation de courant (30 mA), et cela nous donnera environ 5 Ω.

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 avions 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

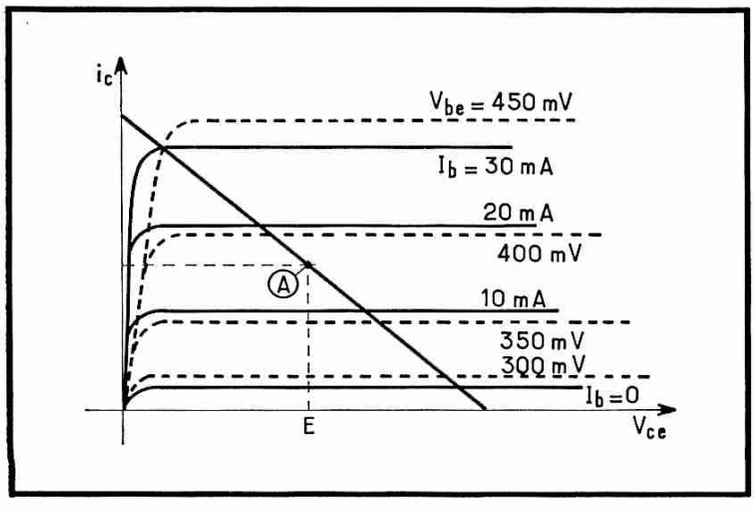


Fig. 82. — En traçant la droite de charge dynamique sur le réseau mixte de caractéristiques du transistor, on peut arriver à déterminer la puissance d'attaque et la résistance apparente d'entrée.

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

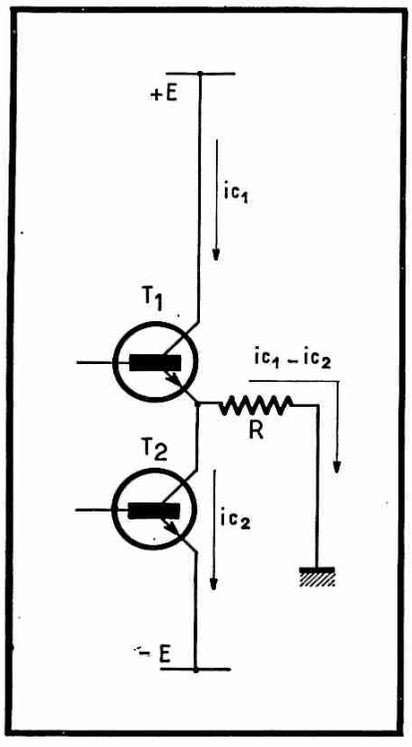


Fig. 83. — Principe de push-pull série : le courant qui passe dans la charge R est la différence des courants des deux transistors, alimentés par des tensions égales et opposées.

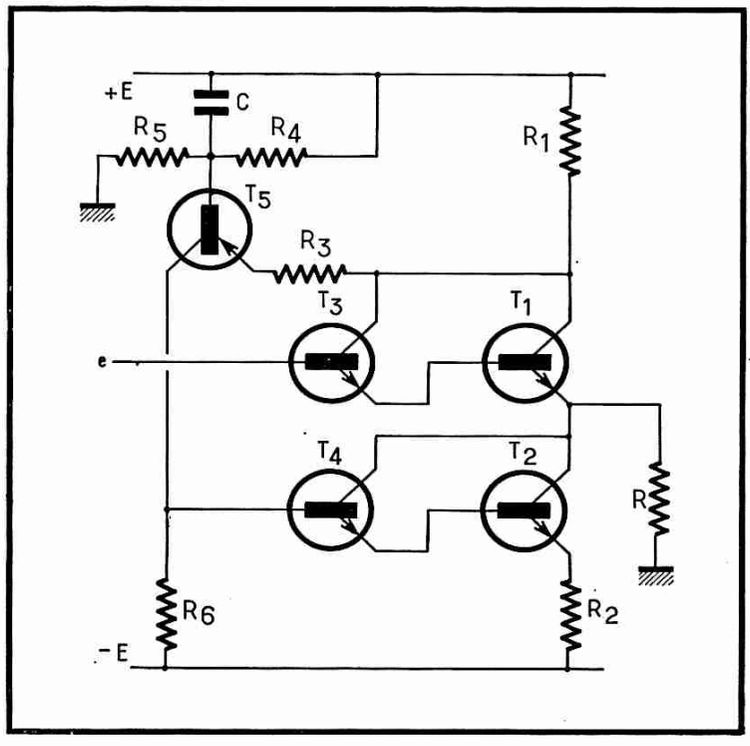


Fig. 84. — Méthode d'attaque d'un push-pull série en classe A : les deux transistors de puissance T_1 et T_2 sont commandés par des étages Darlington T_3 et T_4. Quand le courant collecteur de T_1 augmente, la chute dans R_1 en fait autant, ce qui diminue le courant émetteur du p-n-p T_5 monté en base commune. La chute de tension dans R_6 diminue, ce qui tend à faire diminuer le courant collecteur de T_2, via T_4.

que le courant qui traverse 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_o, on peut faire passer le courant de l'un des transistors à $2i_o$, l'autre s'annulant. Il passe alors dans la résistance un courant $2i_o$. 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 $2i_o$ quand la tension à ses bornes est E. La valeur optimale de la charge doit donc être : $E/2i_o$.

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'intermédaire 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. Evidemment, 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 (page 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 ± 28,3 V, ou 56,6 V cr/cr. Dans une charge de 4 Ω, 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_9 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 de puissance, du type *p-n-p,* dont la base

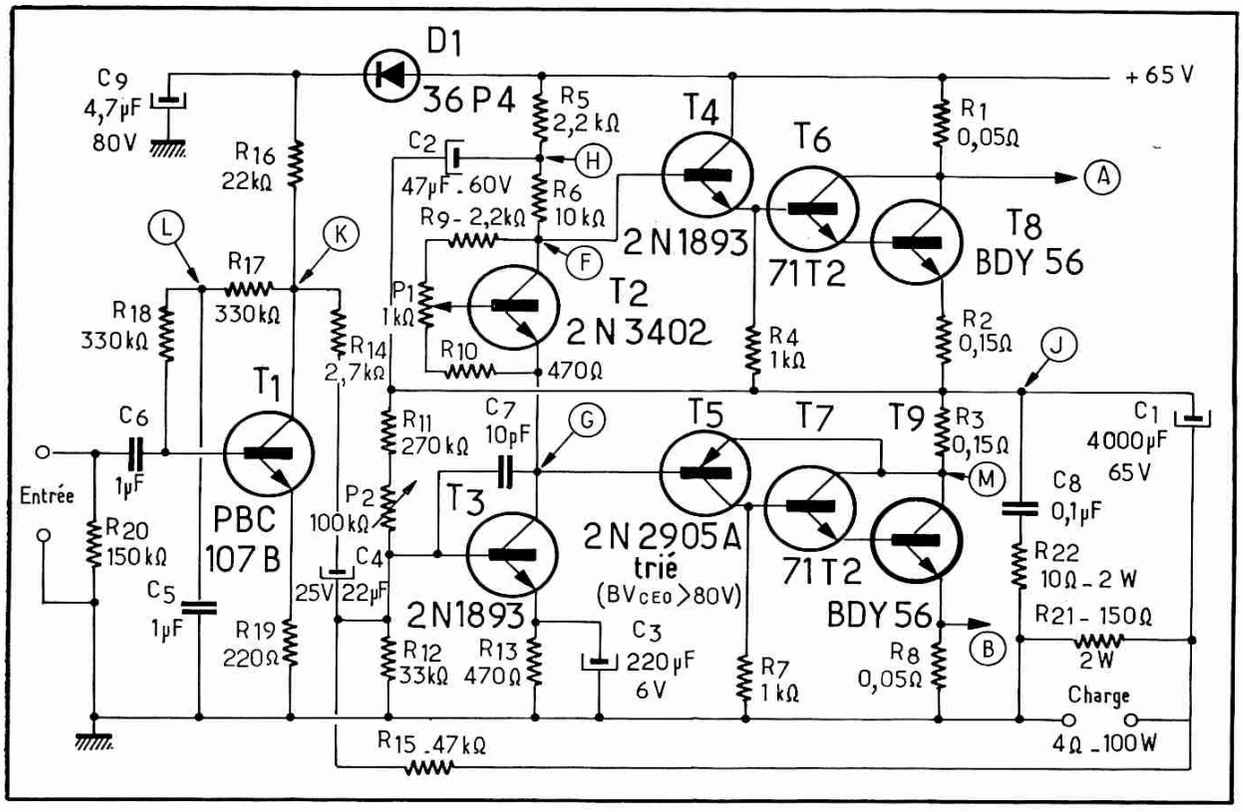


Fig. 85. — Schéma complet d'un amplificateur haute fidélité classe B d'une puissance de 100 W (documentation SESCOSEM). La distorsion est de 0,3 %, la bande passante à — 3 dB à pleine puissance de 10 Hz à 145 kHz, temps de montée en signaux carrés : 1,8 µs, alimentation 65 V, consommation au repos 25 mA, consommation à pleine puissance 2 A, entrée 0,2 V, impédance d'entrée 20 kΩ.

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 les 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 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 eff, soit 58,6 V cr/cr).

Le but de cette connexion du type « bootstrap » (voir page 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 figure 211, page 294), est appliquée à l'entrée de l'étage T_3 par le jeu des résistance 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 eff, l'impédance d'entrée étant environ 2,7 kΩ.

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 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 kΩ. 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 (page 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 µs sans suroscillation.

On peut l'utiliser avec une charge de 8Ω : la puissance maximale tombe à 50 W (à 26,5 W sur 15 Ω). Sur 4 Ω, on peut réduire la tension d'alimen-

tation à 60 V (ce qui ne pose plus de problème de tri pour T_5) si l'on se contente de 90 W max 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 15 Ω) que pour la commande de moteurs alternatifs et même l'excitation de générateurs d'ultra-sons.

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

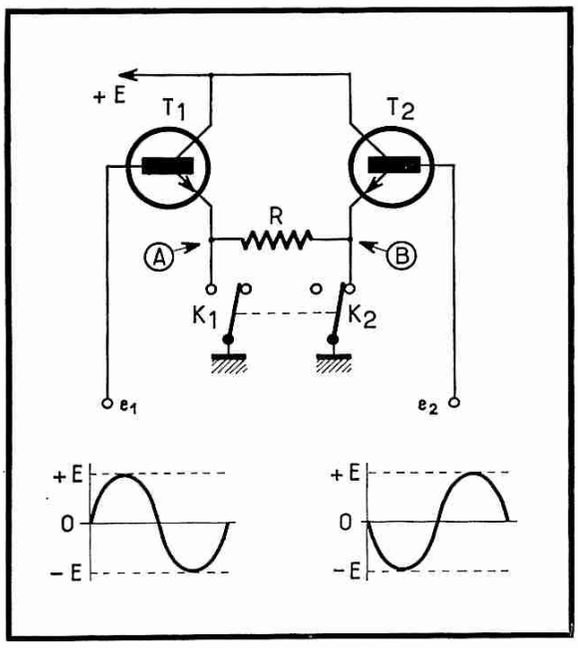


Fig. 86. — Dans cet amplificateur, les deux transistors fonctionnent en collecteur commun à tour de rôle. Pendant que l'un des deux porte une extrémité de R à un potentiel positif, l'interrupteur adéquat met à la masse l'autre extrémité de R.

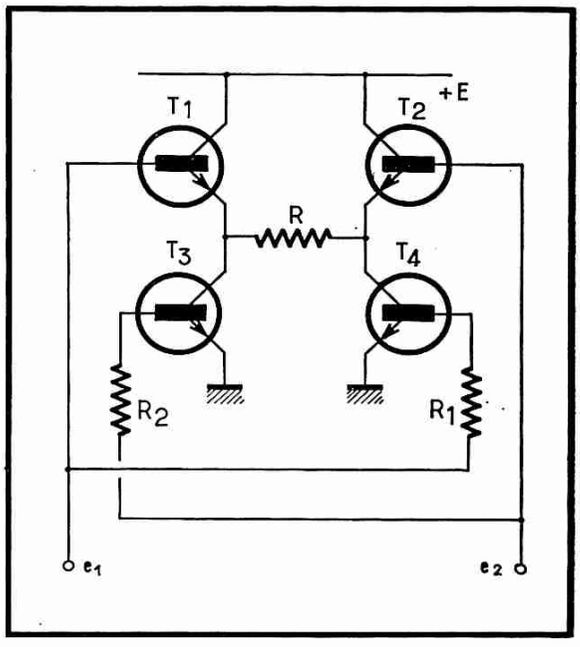


Fig. 87. — Réalisation pratique du montage de la figure 86, les deux interrupteurs étant remplacés par des transistors fonctionnant en commutation (tout ou rien), commandés largement sur leurs bases par les signaux d'entrée qui attaquent les deux transistors montés en collecteur commun.

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.

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 extrêmité 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

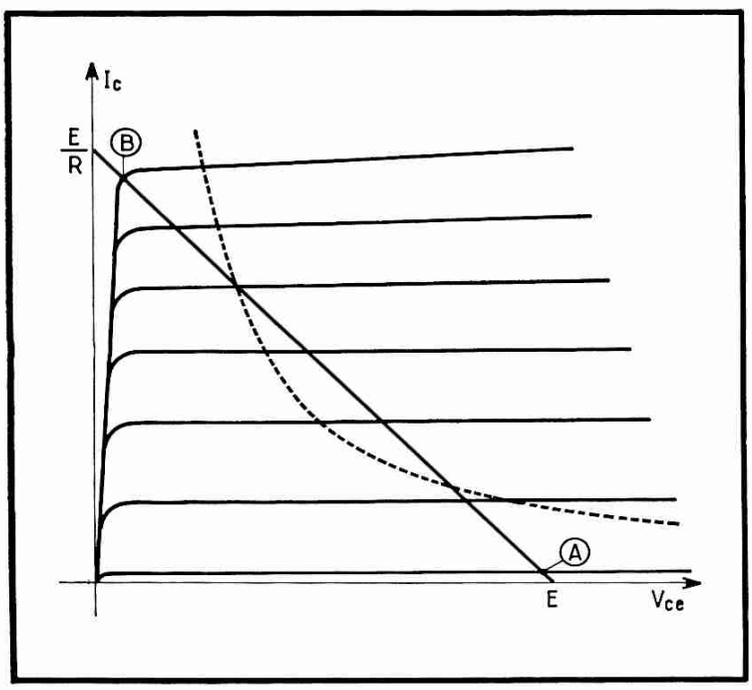


Fig. 88. — Dans le cas du fonctionnement en classe B, on choisit la valeur de la résistance de charge R de telle sorte que la droite de charge correspondante traverse la courbe de dissipation maximale (en pointillé).

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.

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 O 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 O à — E/R.

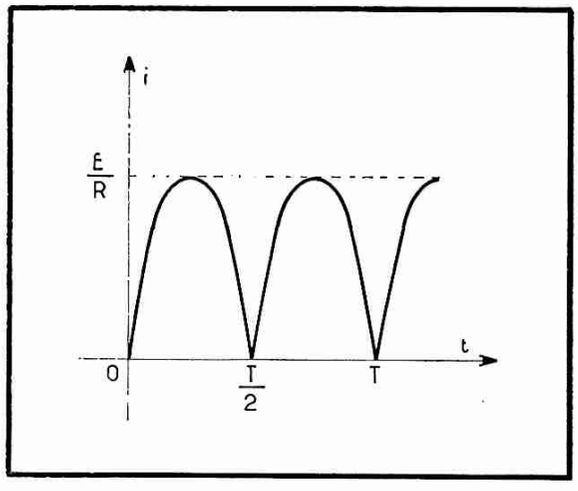


Fig. 89. — Dans le cas d'un push-pull en classe B, l'intensité débitée par la source varie comme l'indique la courbe.

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

$$i_{\text{moyen}} = \frac{2}{T} \int_{t=0}^{t=\frac{T}{2}} \frac{E}{R} \sin(\omega t)\, dt \quad .$$

Le calcul de cette intégrale nous donne la valeur de ce courant moyen qui est : $2\,E/R\,\pi$.

On en déduit donc que la puissance débitée par la source est égale à : $2\,E^2/R\,\pi$. Comme la tension *crête* aux bornes de R est égale à E, ceci correspond à une puissance dissipée dans R égale à : $E^2/2\,R$.

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.

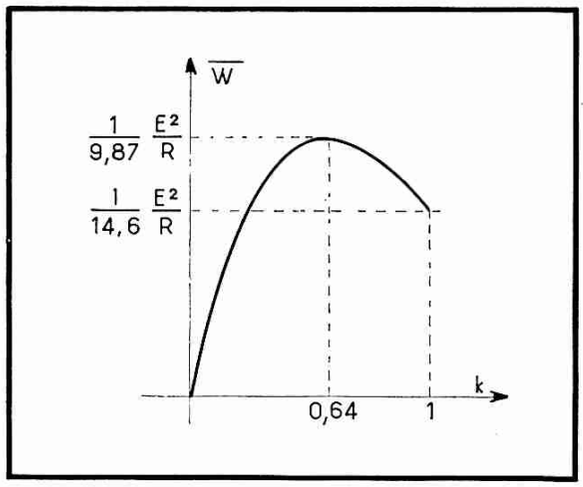


Fig. 90. — Dans un push-pull classe B, attaqué de façon telle que le courant de crête de chaque transistor atteigne k fois sa valeur maximale E/R ($k \leqslant 1$), la dissipation moyenne W du collecteur de chaque transistor varie comme l'indique la courbe ci-contre : c'est pour un attaque correspondant à 64 % du maximum que W est maximal.

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 pourrons 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 environs 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.

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. Evidemment, 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 900 MHz (ce qui est déjà correct en 1969), si son gain en courant β est de l'ordre de 45, sa fréquence $f\beta$ est voisine de 20 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 OC170 par exemple, ont une fréquence de coupure de pente qui peut se situer assez nettement en-dessous 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 2N965) 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

(1) Voir page 119.

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).

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 (2N384).

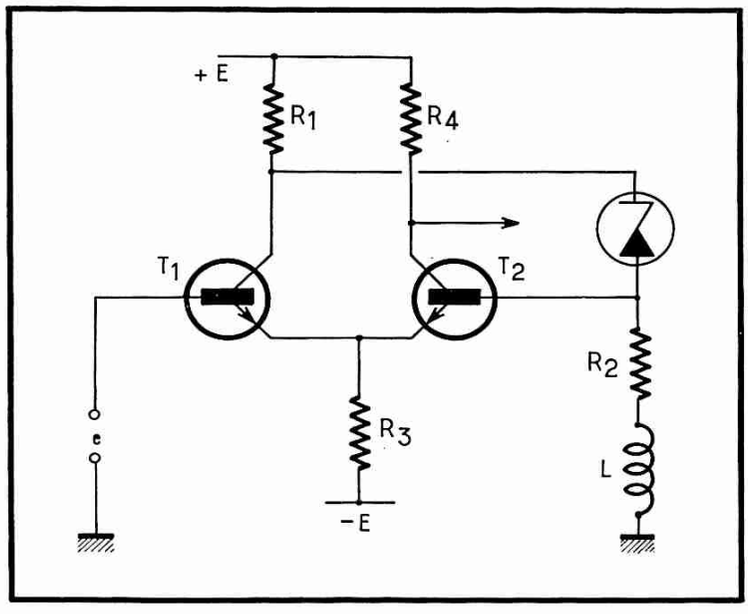


Fig. 91. — Dans l'étage L.T.P., on peut élargir la bande de fréquence en introduisant une réaction positive par couplage du collecteur de T_1 à la base de T_2. La résistance de charge du collecteur de T_1 est, en fait, R_2 (bien inférieure à R_1). Le bobinage L est à ajuster expérimentalement en retrouvant 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.

Pour certaines applications des amplificateurs à large bande (amplificateur de déviation d'oscilloscope), il peut être nécessaire de disposer d'une impédance d'entrée élevée : nous verrons au chapitre V comment on arrive à augmenter cette dernière.

5. — AMPLIFICATEURS ACCORDES

Si on désire amplifier une bande de fréquence étroite, centrée autour d'une fréquence F_o, 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.

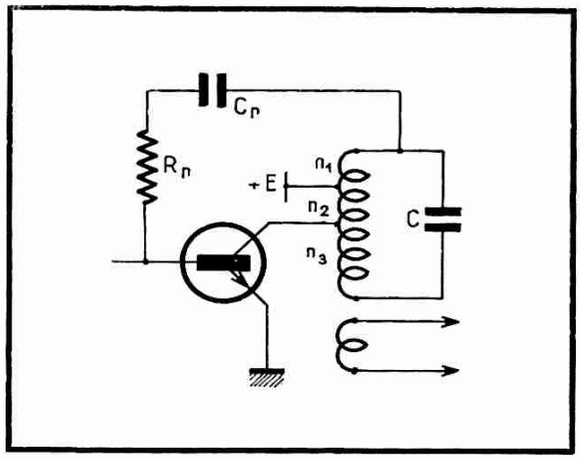


Fig. 92. — Dans un amplificateur accordé, en émetteur commun, le collecteur est relié à une prise intermédiaire du bobinage, pour réduire l'amortissement de ce dernier. Sur l'extrémité supérieure du bobinage, on trouve une tension en opposition de phase avec celle du collecteur, on l'utilise pour le 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'extrêmité 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 kiloohms) 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_o pour un point voisin du milieu de l'intervalle tension pic-tension vallée.

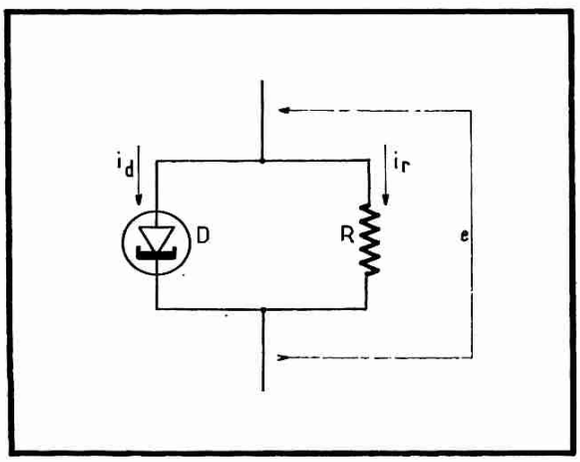


Fig. 93. — Quand on met une diode tunnel en parallèle avec une résistance, pour des tensions e comprises entre la tension de pic et la tension de vallée de la diode, les variations de courant dans la diode et dans la résistance sont en sens inverse et peuvent se compenser presque exactement. L'ensemble 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_o. 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 augmente) et dans la résistance R

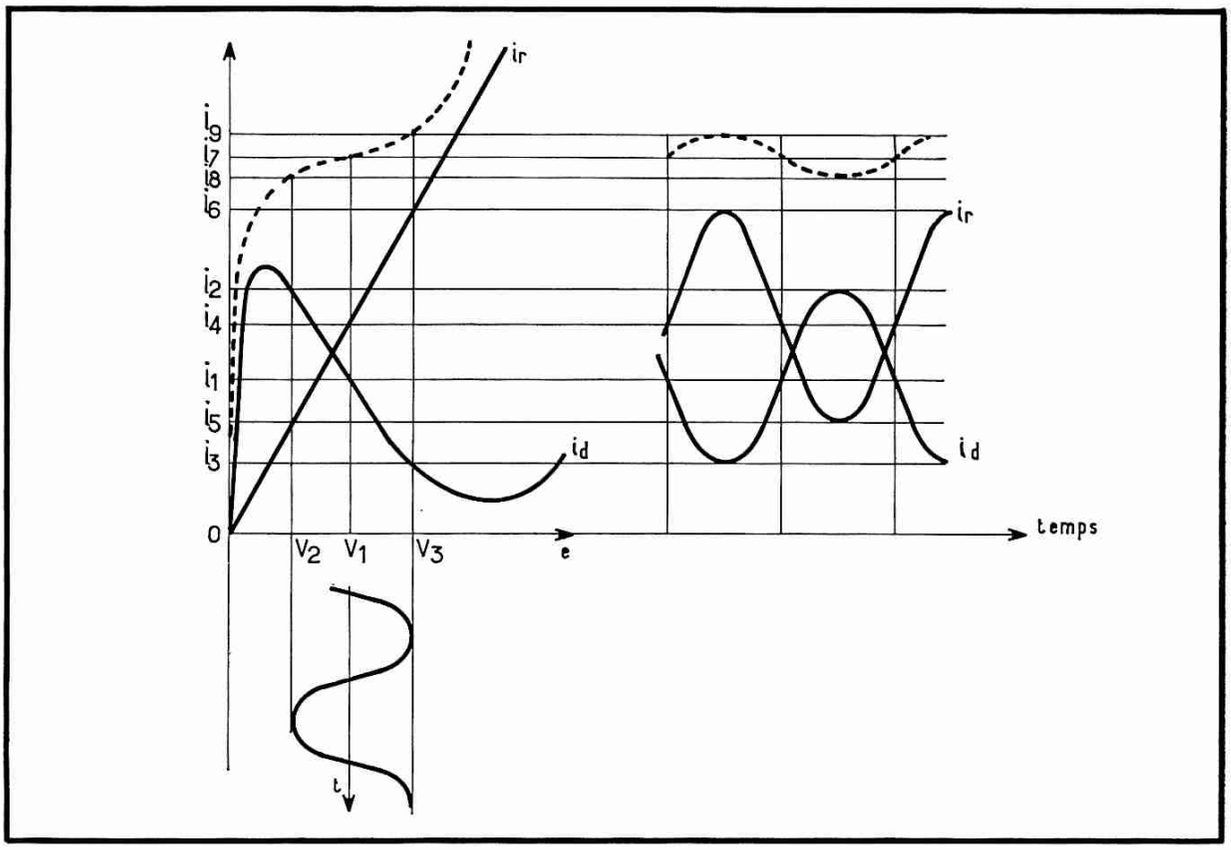


Fig. 94. — En traçant sur le même graphique les courbes donnant en fonction de e l'intensité i_d dans la diode et i_r on peut construire la courbe donnant le courant total (en pointillé). Si l'on applique à l'ensemble une tension alternative superposée à une composante continue v_1, la variation du courant 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).

(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.

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 pourrons 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.

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

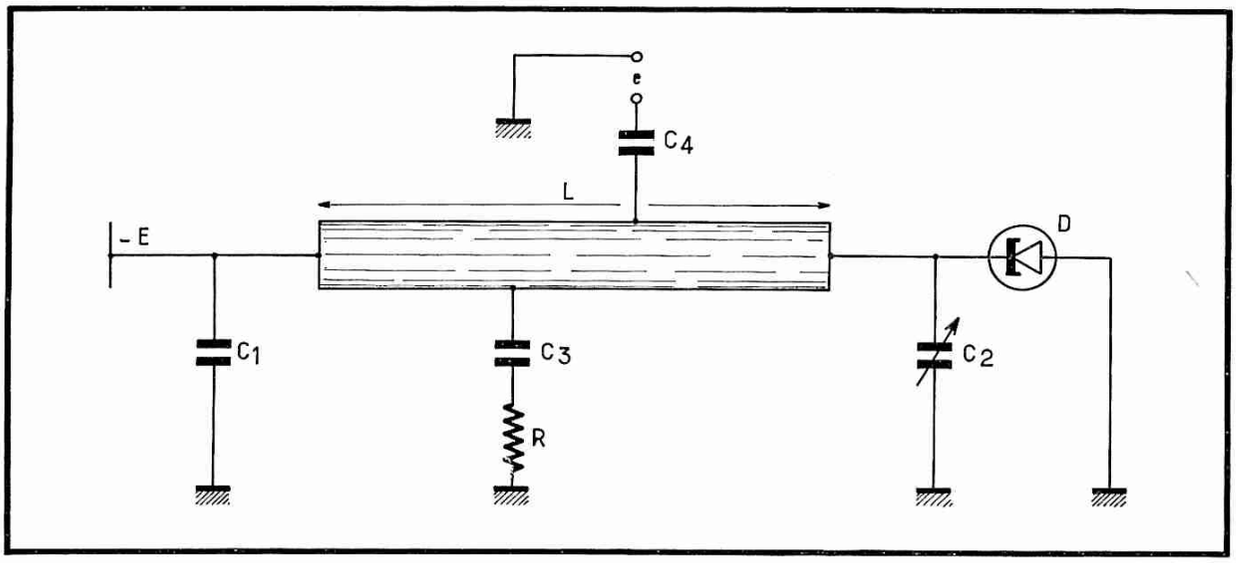


Fig. 95. — Amplificateur accordé à diode tunnel. Cette dernière « désamortit » le circuit oscillant constitué par la ligne L et le condensateur d'appoint C_2. L'amortissement est dû à la présence de la charge R. En raison de la résistance dynamique négative de la diode, la tension d'entrée « voit » la 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 ».

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.

CHAPITRE V

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 interne, c'est-à-dire capable de

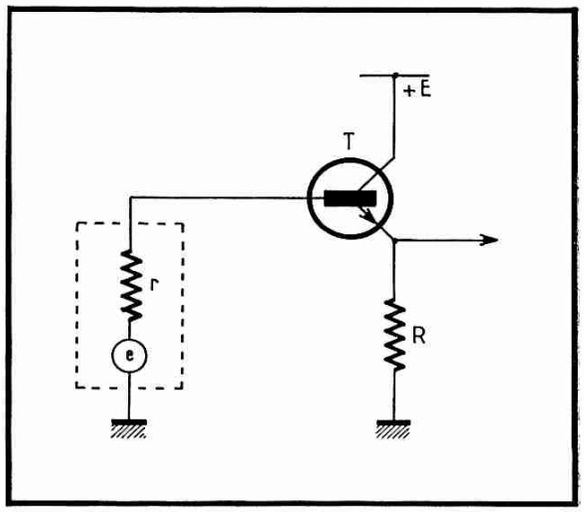


Fig. 96. — Dans le montage collecteur commun, l'impédance de sortie dépend de la résistance interne r de la source qui attaque la base. Elle est pratiquement égale à cette résistance, augmentée du h_{11e} du transistor, le tout divisé par le gain en courant β.

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 :

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

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

($h_{11e} = 1{,}5$ kΩ; $\beta = 40$, et $h_{22e} = 50$ μS),

on trouvera, par exemple, que l'impédance d'entrée peut atteindre environ une limite de 800 kΩ 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 kΩ.

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 PROBLEMES 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.

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 1kΩ, nous devrions avoir, comme résistance d'entrée, à peu près 40 kΩ. 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 tran-

sistor) 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 alter-

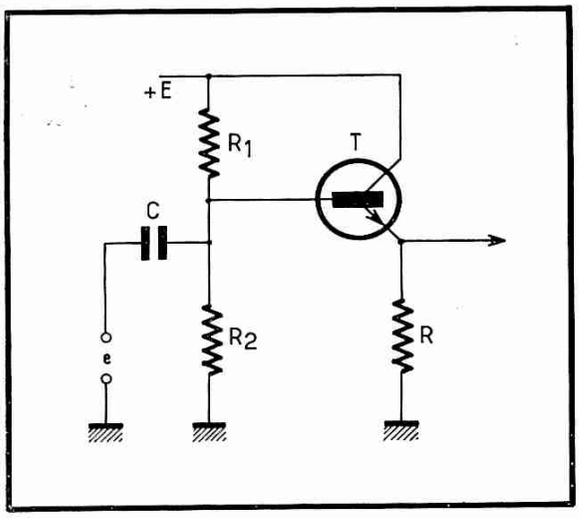


Fig. 97 (ci-contre). — Si l'on veut que le montage collecteur commun puisse fournir une tension de sortie ayant une composante alternative, il faut polariser positivement (transistor n-p-n) sa base par un pont R_1-R_2.

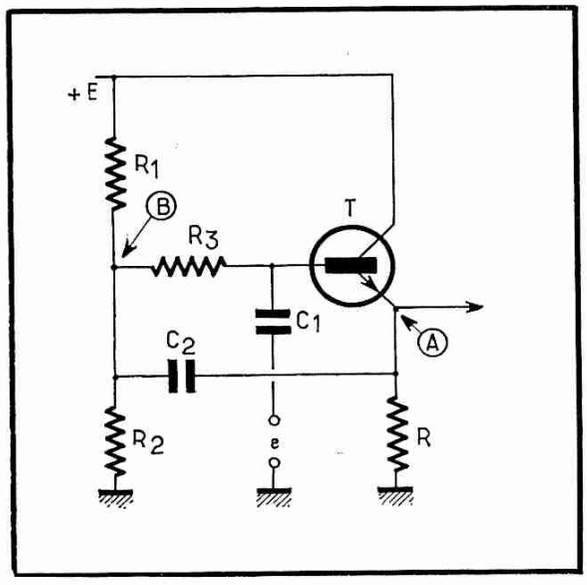


Fig. 98 (ci-contre). — Si, au moyen du condensateur C_2, on rend la composante alternative en (**B**) égale à celle qui existe en (**A**), cette dernière étant presque la même que celle que l'on applique à la base, il n'y aura presque pas de composante alternative aux bornes de R_3 : l'impédance d'entrée sera alors très supérieure à R_3.

native 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.

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 du 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 rapidement une valeur élevée. La tension-collecteur-base restant importante, la dissipation collecteur est souvent suffisante pour entraîner la destruction du transistor. En consé-

quence, 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. — ETAGES 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

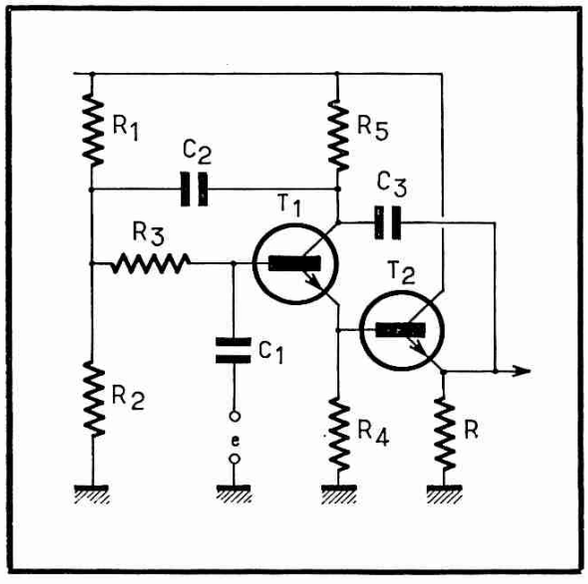


Fig. 99. — En utilisant deux étages collecteur commun en cascade, on peut appliquer aussi au collecteur de T_1 une composante alternative égale à celle de la tension de sortie. La capacité parasite collecteur-base de T_1 se trouve alors éliminée.

dernier ne nous suffit pas, nous réaliserons donc deux étages collecteurs communs 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_{22e}.

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

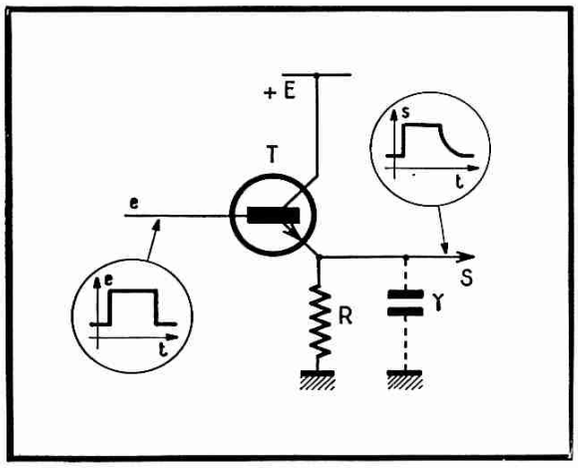


Fig. 100. — Dans un étage collecteur commun à transistor n-p-n les flancs montants (débloquage du transistor) sont mieux transmis que les flancs descendants.

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.

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 multiplient 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 avions 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 avions 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.

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

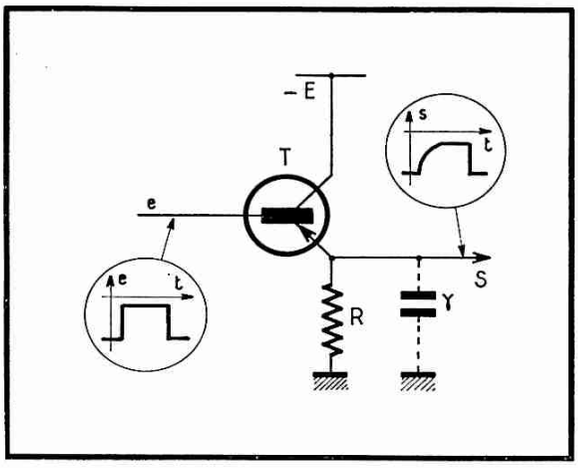


Fig. 101. — Si l'étage collecteur commun est équipé d'un transistor p-n-p, ce sont les flancs descendants qui sont bien transmis, les flancs montants étant allongés par la capacité parasite en parallèle sur la résistance d'émetteur.

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 apparaîssant 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

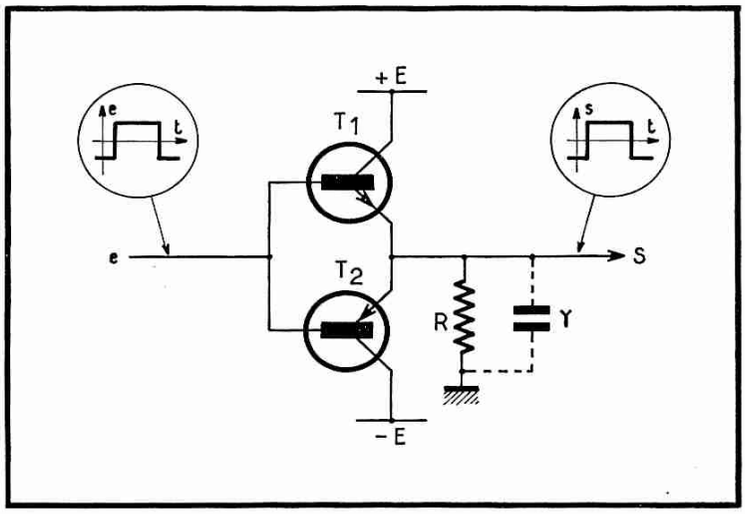


Fig. 102. — L'association de deux transistors en collecteur commun, un n-p-n T_1 et un p-n-p T_2 permet la transmission correcte des flancs montant (déblocage de T_1) et descendant (déblocage de T_2).

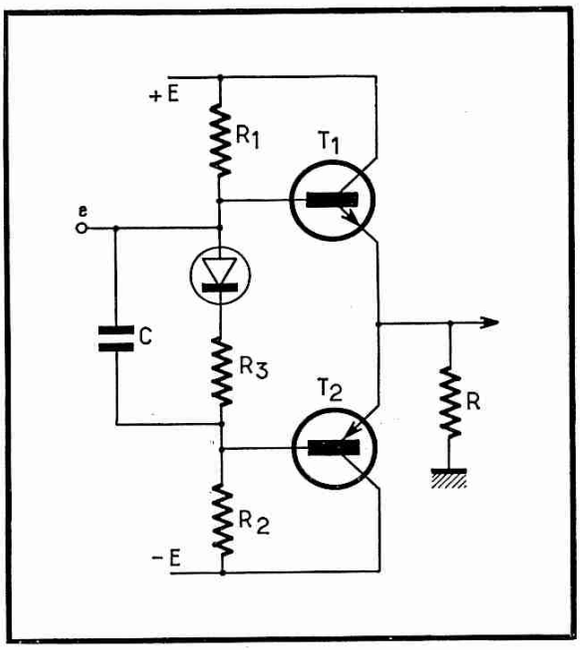


Fig. 103 (ci-contre). — Pour un fonctionnement sans distorsion du montage de la figure 102, il peut être bon de maintenir une différence de potentiel constante, ou presque, entre les deux bases, ce que l'on peut faire au moyen d'une diode au silicium fonctionnant dans le sens direct, en série avec une petite résistance R_3 pour augmenter un peu plus la différence de potentiel entre les bases.

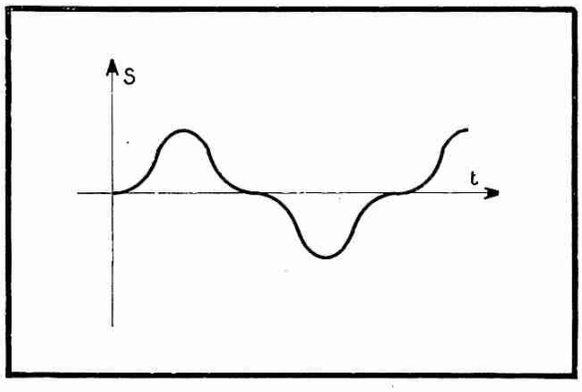


Fig. 104 (ci-contre). — Dans le montage de la figure 102, pour les faibles valeurs de la tension d'entrée les deux transistors sont bloqués simultanément : il en résulte une distorsion, surtout importante pour les faibles signaux.

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.

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'illustre 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

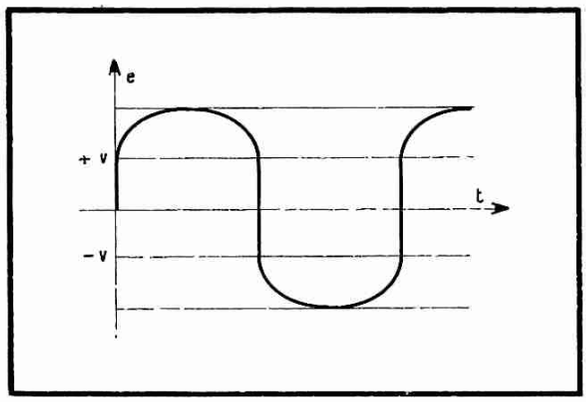


Fig. 105. — Si le montage de la figure 102 est attaqué par une source de courant, la tension des deux bases variera très rapidement entre les seuils —v et +v de conduction des deux transistors, ce qui compensera l'effet de la distorsion du montage.

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, le potentiel de sa base étant maintenu à la tension V_o 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 (*).

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. Etant 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.

L'amplificateur de la figure 106 représente vraisemblablement la meilleure solution pour la réalisation du push-pull série en classe B :

(*) Une autre méthode est la technique « bootstrap » du schéma de la figure 85.

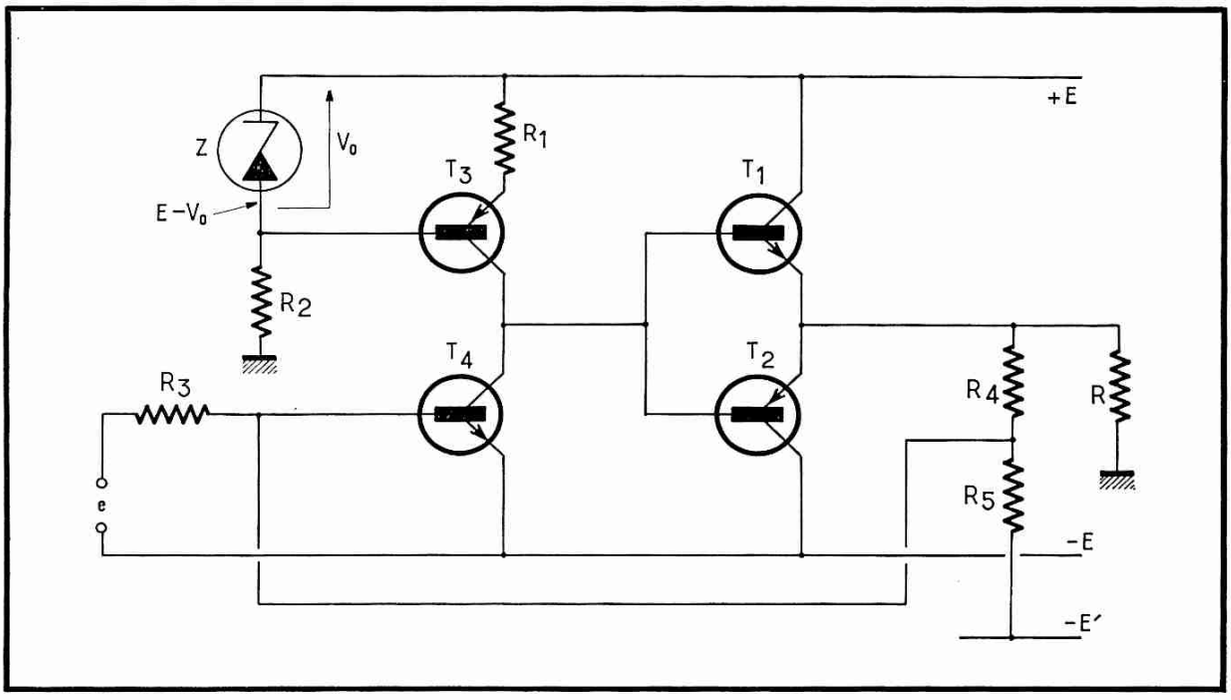


Fig. 106. — Pour attaquer le montage de la figure 102 par une source de courant, le mieux est d'utiliser un transistor amplificateur T_4, alimenté sur son collecteur par un dispositif à courant constant (constitué par le transistor T_3 en base commune, la diode Zener Z et la résistance d'émetteur R_1). 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.

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. — ETAGE ABAISSEUR D'IMPEDANCE A TRANSISTORS COMPLEMENTAIRES

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 transis-

tors, 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 : $e \,.\, s_1$, ou s_1 désigne la pente du transistor T_1. Le courant collecteur du transistor T_2 sera donc : $e\ \beta_2 \,.\, s_1$, où β_2 désigne le gain en courant de T_2. La tension de sortie sera par conséquent : $e \,.\, R\, \beta_2 \,.\, s_1$. On en déduit donc que le gain est :

$$R \,.\, \beta_2 \,.\, s_1. \quad (*)$$

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 supposerons que le second ait un courant collecteur moyen de 3,7 mA, soit un courant base de 92 µA. Avec ce courant collecteur, T_1 a une pente de l'ordre de 3,3 mA/V, une résistance d'entrée h_{11b} de 1/0,0035 = 29 Ω, donc une résistance d'entrée h_{11e} de 40 × 29 soit environ 11 000 Ω. Nous avons pris R = 2 kΩ, d'où une composante continue de S égale a 7,4 V, donc un gain G voisin de 35 × 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.

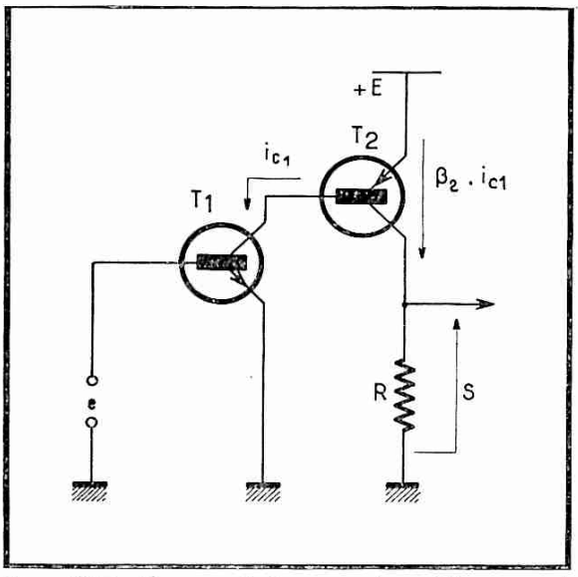
Dans l'exemple numérique pris plus haut, le gain du montage de la figure 108 sera donc de :

$$\frac{260}{261} = 0{,}996.$$

Sa résistance d'entrée sera environ 3,2 MΩ (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 kΩ).

(*) 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.

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 1600) 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 !).



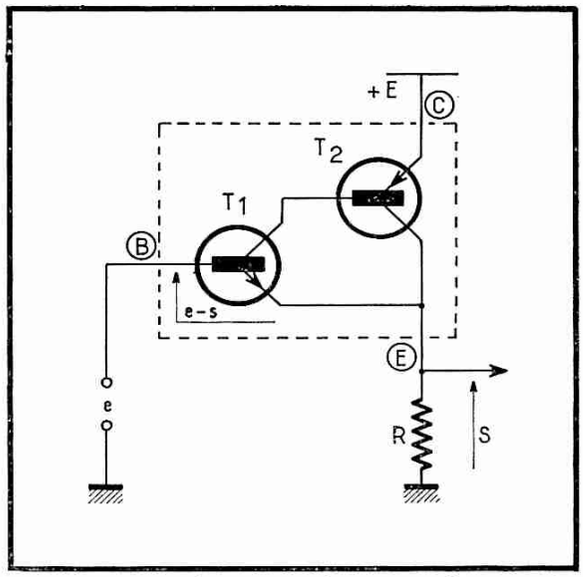


Fig. 107 (à gauche). — Amplificateur à couplage continu à deux étages utilisant des transistors complémentaires. Le gain en tension est élevé.

Fig. 108 (à droite). — 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 10 Ω) 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.

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 « muscleur » 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.

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_{ceo}. 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.

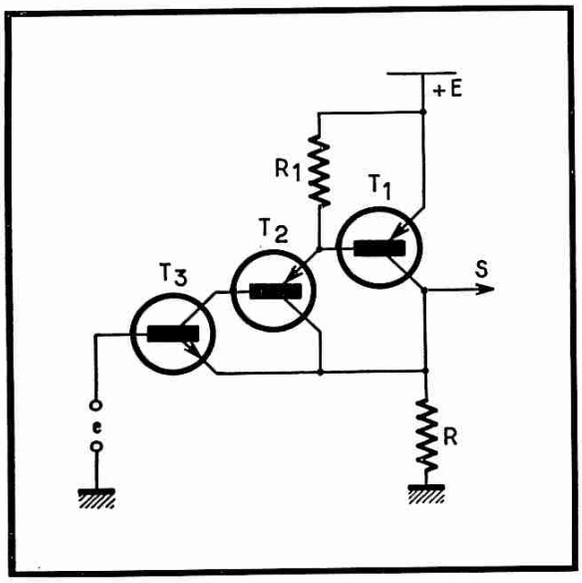


Fig. 109. — On peut, dans certains cas, améliorer encore le montage précédent en utilisant un transistor T_2 en montage Darlington entre le transistor d'entrée et celui de sortie. C'est ce que l'on fait, en particulier, quand le transistor T_1 est un type de puissance, demandant un courant de base notable. Dans ce montage, l'impédance de sortie tombe alors à quelques centièmes d'ohm.

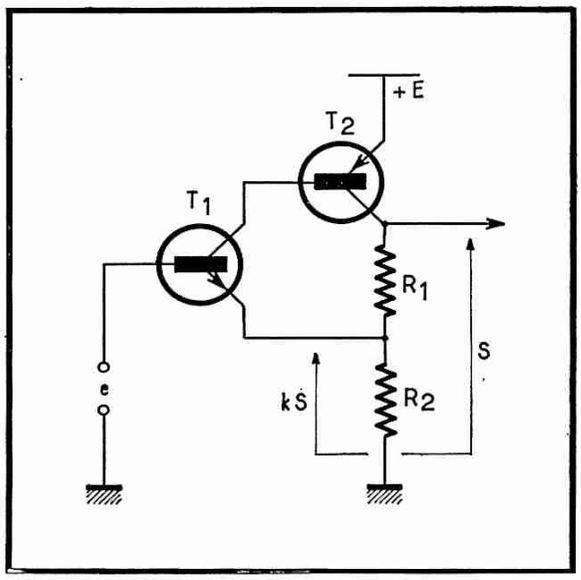


Fig. 110 (ci-dessus à droite). — Si l'on n'applique plus sur l'émetteur du transistor d'entrée la totalité de la tension de sortie S, mais une fraction $k<1$ de S, par le pont de résistances R_1-R_2 ($k = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$), le montage a alors un gain voisin de $1/k$, donc supérieur à l'unité (et positif).

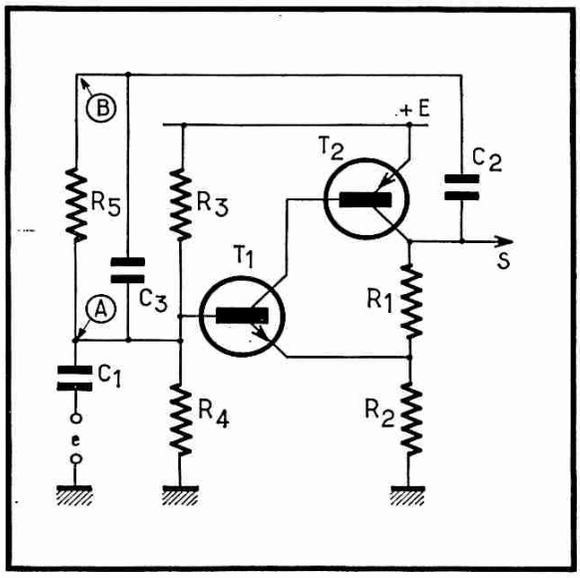


Fig. 111. — En utilisant le montage précédent, il est possible de réinjecter à l'entrée, par la résistance R_5, une composante alternative de courant égale à celle que consomment le transistor et les résistances R_3 et R_4. L'impédance d'entrée devient alors considérable. Le condensateur C_3 permet de rendre l'impédance élevée à haute fréquence.

4. — AUGMENTATION D'IMPEDANCE D'ENTREE PAR REACTION 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.

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.

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. — ETAGES AMPLIFICATEURS HAUTE FREQUENCE

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. Evidemment nous n'obtiendrons pas, avec le montage base commune, un gain en puissance aussi élevé qu'avec le montage émet-

teur 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 devrons 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.

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.

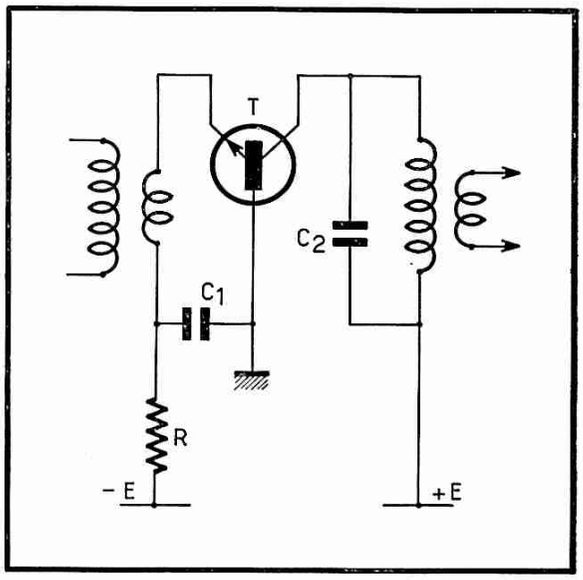


Fig. 112. — L'étage base commune, utilisé comme amplificateur haute fréquence, peut être polarisé par l'émetteur. Il donne moins de gain que si le transistor était monté en émetteur commun, mais il est moins sensible à la dispersion des caractéristiques des transistors et à la température. Il ne nécessite plus de neutrodynage.

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 viendront 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'IMPEDANCE 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.

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 μA, les caractéristiques sont les suivantes :

— résistance interne : 3,3 kΩ,

— pente : 0,1 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 kΩ. Dans ces conditions, le coefficient d'amplification de l'ensemble n'est plus 0,33 mais 10.

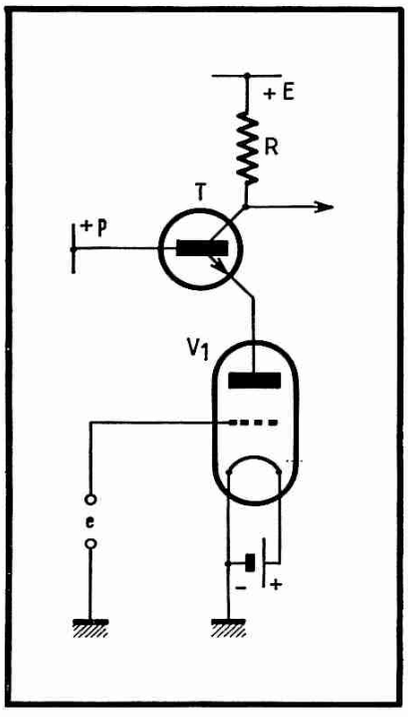


Fig. 113. — Le courant anodique du tube électromètre V_1 est celui de l'émetteur de T. On retrouve le même dans le collecteur de T, mais dans un circuit à haute impédance. On peut utiliser une résistance de charge R importante et obtenir une amplification élevée ce qui aurait été impossible avec le tube électromètre seul (ce tube a une très faible résistance interne).

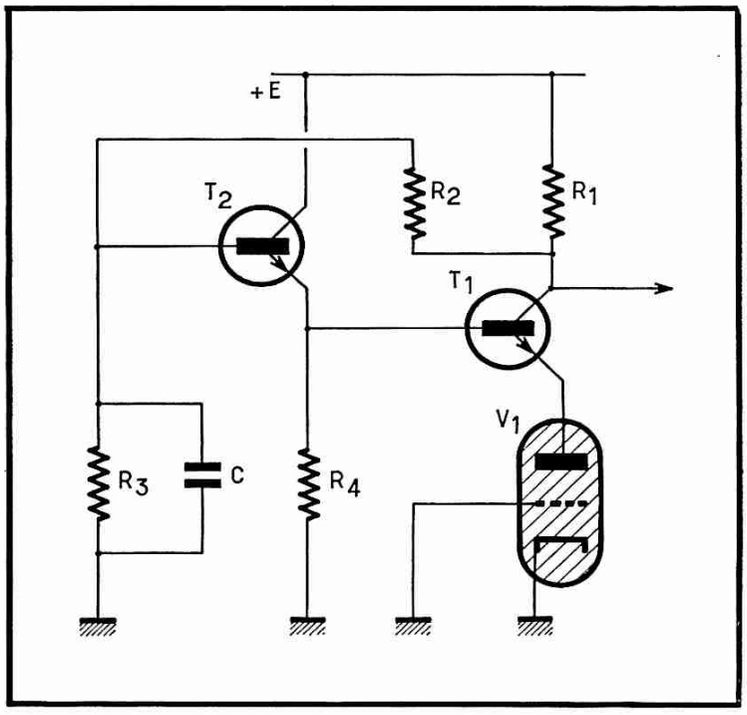


Fig. 114. — Le thyratron V_1, placé dans un champ magnétique, est un bon générateur de bruit « blanc » (comportant toutes les fréquences) mais il doit être alimenté par une tension adéquate pour avoir un courant anodique bien déterminé. Suivant la valeur du courant moyen, la chute de tension dans R_1 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 thyratron à une valeur convenable.

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 thyratron à gaz placé dans un champ magnétique axial, la direction du champ étant parallèle aux génératrices de la cathode. En faisant fonctionner le thyratron 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 thyratron, le montage de la figure 114, le transistor T_1 jouera le même rôle que dans la figure 113, mais, en plus, nous pourrons 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 thyratron 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 thyratron 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 thyratron 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 thyratron.

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. — GENERATEUR 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 pourrons 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 $E - V_z$.

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 amplifi-

cateur 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.

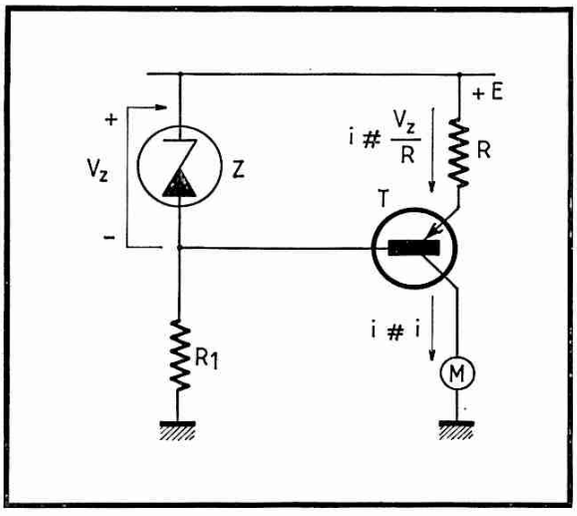


Fig. 115. — Générateur de courant constant : la chute de tension dans R est presque constante (pratiquement égale à la tension aux bornes de la diode Zener Z), donc le courant émetteur de T est presque constant. Il en est donc de même de son courant collecteur, mais, cette fois, quelle que soit la résistance du circuit alimenté par ce collecteur.

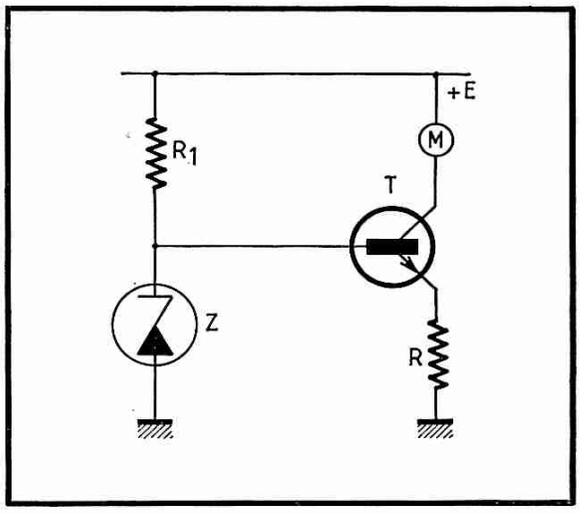


Fig. 116. — Générateur de courant constant du même type que celui de la figure précédente, mais dans lequel le montage alimenté à courant constant, M, est entre le +E et le collecteur de T.

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 T_2 est effectivement attaqué sur son émetteur.

CHAPITRE VII

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).

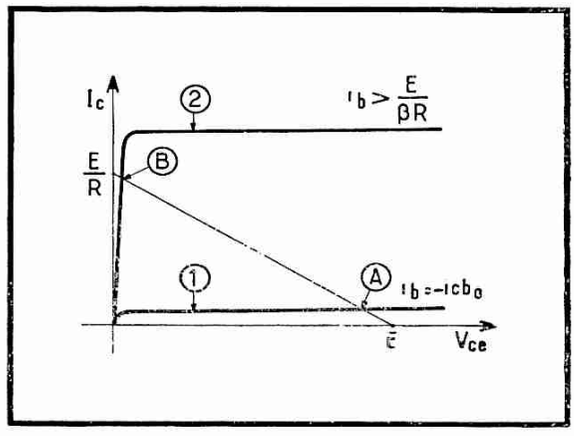


Fig. 117. — Quand un transistor fonctionne en commutation, on utilise uniquement deux caractéristiques Ic/Vce. En (1), celle qui correspond au courant minimal de collecteur (blocage par contre-courant — Icb_o sur la base), et, en (2), celle que l'on obtient avec un courant base suffisant pour assurer 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_{cbo}, 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 pourrons 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 réduirons le courant collecteur à environ 1 nA. Si nous utilisons maintenant un transistor de très forte puissance, comme le 2N174, nous pourrons, 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 UTILISES 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 écrêté 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 bis-

table 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 potentiel 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 :

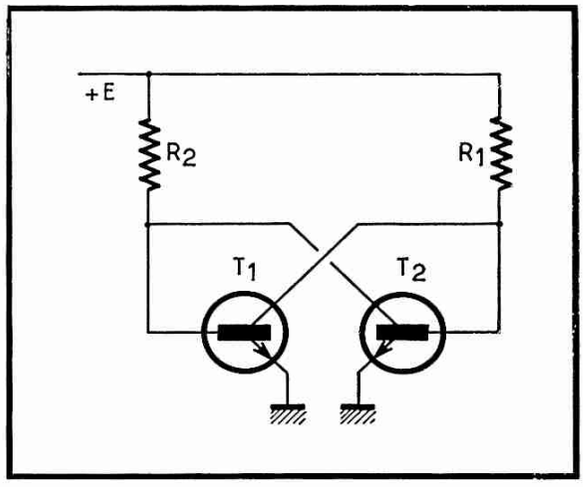


Fig. 118. — Le montage « D.C.T.L. » est un bistable qui montre à quel point on peut arriver à des solutions simples par emploi du transistor en commutation : quand un des deux transistors est saturé, le potentiel de son collecteur est assez faible pour assurer le blocage de l'autre par la base.

T_1 saturé et T_2 bloqué,

T_1 bloqué et T_2 saturé.

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'endommage 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 à 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

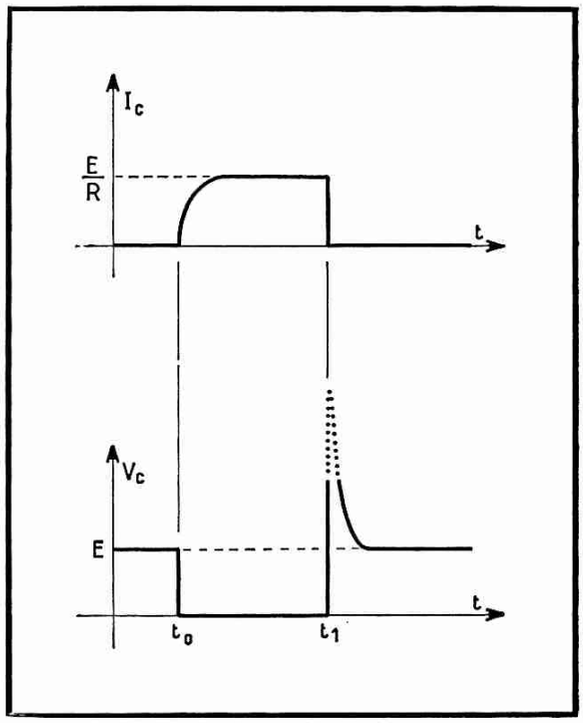


Fig. 119. — Si, dans le cas ou un transistor fonctionne en tout ou rien, le circuit collecteur comporte un terme inductif, on voit que le courant ne s'établit pas instantanément au temps t_0 où on débloque la base et que, ce qui est plus grave, la tension collecteur peut présenter une pointe très importante à l'instant t_1 où l'on bloque le transistor.

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 pourrons 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.

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

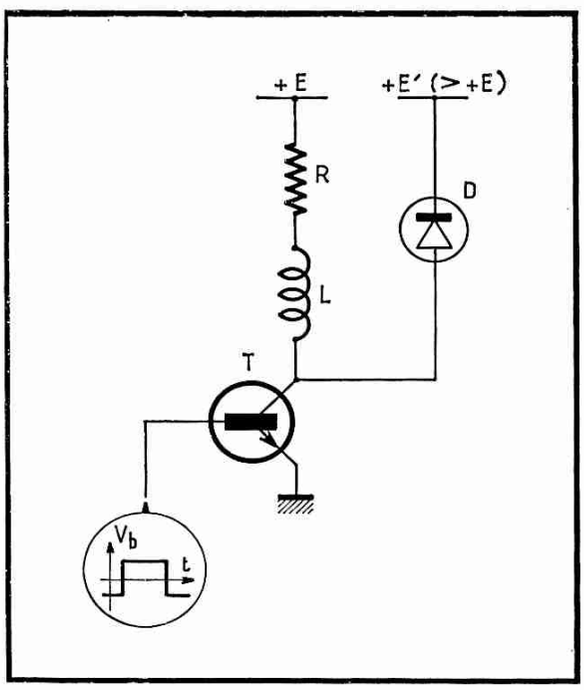


Fig. 120. — Pour éviter la destruction du transistor lors de son blocage, si son circuit collecteur comporte un élément inductif, on peut prévoir l'utilisation d'une diode dont l'anode est reliée au collecteur (transistor n-p-n) et la cathode à un point à potentiel +E' supérieur à +E : la diode coupera la pointe de surtention collecteur.

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

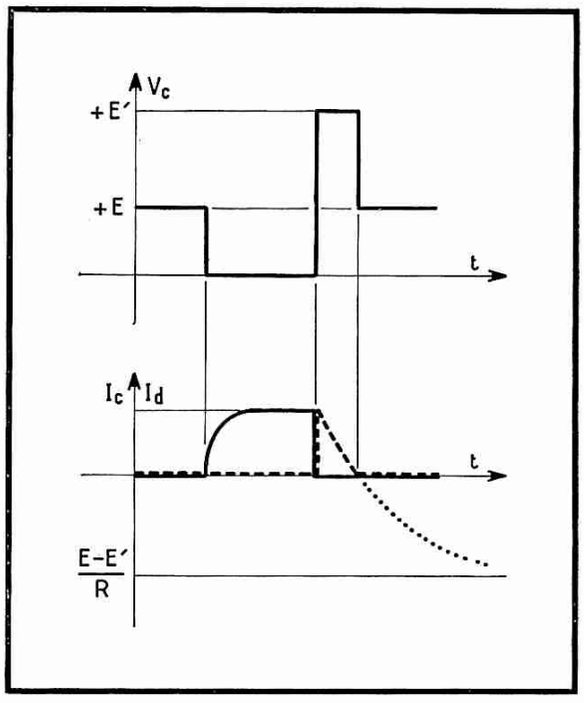


Fig. 121. — Dans le cas où l'on a utilisé une diode de limitation de surtension collecteur (fig. 120) la tension de collecteur tombe à zéro pendant que le transistor est saturé, elle monte à + E' pendant le temps nécessaire à l'évacuation de l'énergie emmagasinée dans le bobinage (le courant passe alors 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.

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.

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.

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. Connais-

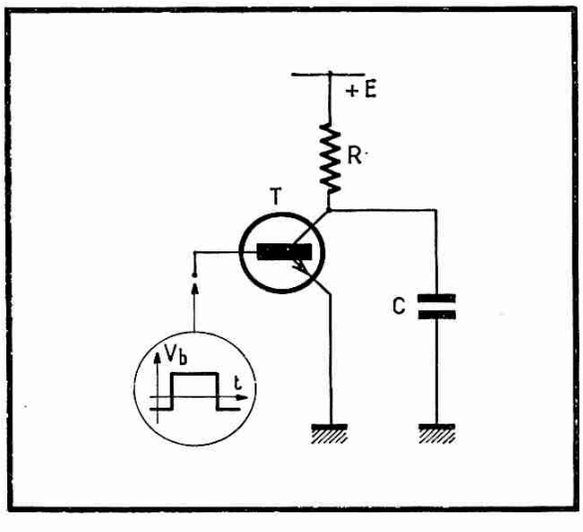


Fig. 122. — Il se peut que le circuit de collecteur comporte un condensateur branché aux bornes du transistor.

sant 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 : $\frac{1}{2} CE^2$, 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 com-

mande 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.

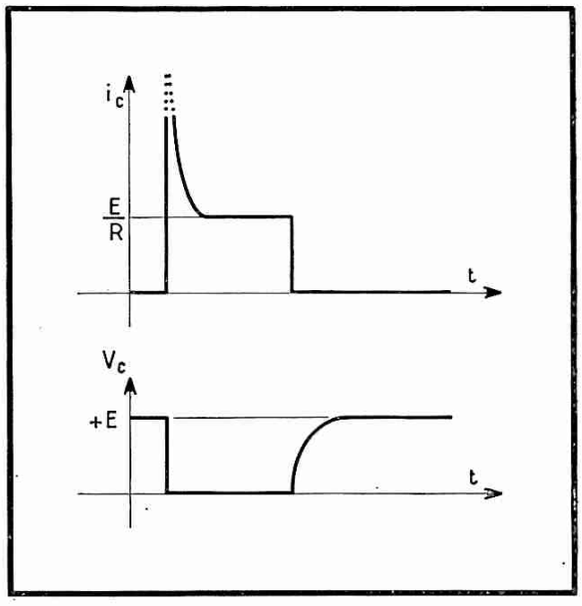


Fig. 123. — Dans le cas ou un condensateur est branché comme sur la figure 122, il y a surintensité dans le transistor lors du déblocage de sa base et ralentissement du retour du potentiel de collecteur à +E après reblocage de la base.

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 des 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 débloquant à l'instant t_0, et le rebloquant 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 $\beta\, i_0$. 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*).

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 R C. En conséquence, le signal passera à 10 % de sa valeur limite au bout d'un temps égal à 0,1 R C, il atteindra 90 % de sa valeur limite au bout d'un temps égal à 2,3 R C. Le temps de montée entre 10 % et 90 %, tel que nous l'avons défini plus haut, sera donc de 2,2 R C. Le produit de ce temps de montée par la fréquence de coupure à 3 dB sera donc :

$$\frac{2{,}2}{2\,\pi} = 0{,}35.$$

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.

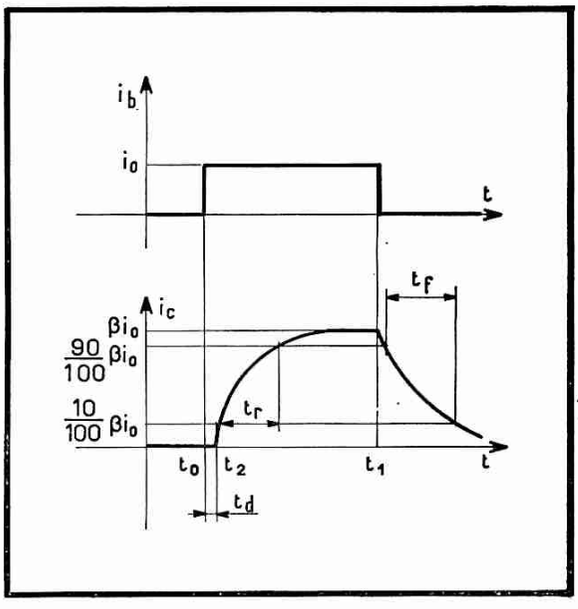


Fig. 124 (ci-dessus). — Un transistor excité par un courant de base donné, ne l'amenant pas à saturation, réagit avec un certain retard t_d, ensuite le courant collecteur présente un certain « temps de montée » t_r (que l'on chiffre entre 10 % et 90 % du courant maximal). A la coupure du courant base, le courant collecteur présente un certain temps de descente t_f.

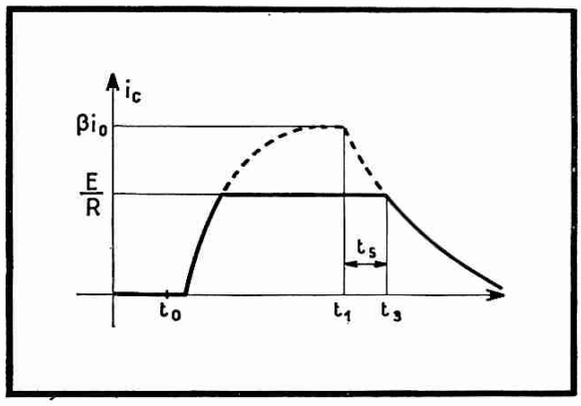


Fig. 125. — Si l'on a envoyé au transistor un courant base i_0 tel que le courant collecteur ne puisse arriver au βi_0 correspondant, il y a saturation : on voit apparaître un nouveau retard à la diminution du courant collecteur, c'est le « temps de désaturation » t_s.

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 avions 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 β 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 β, 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 β 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

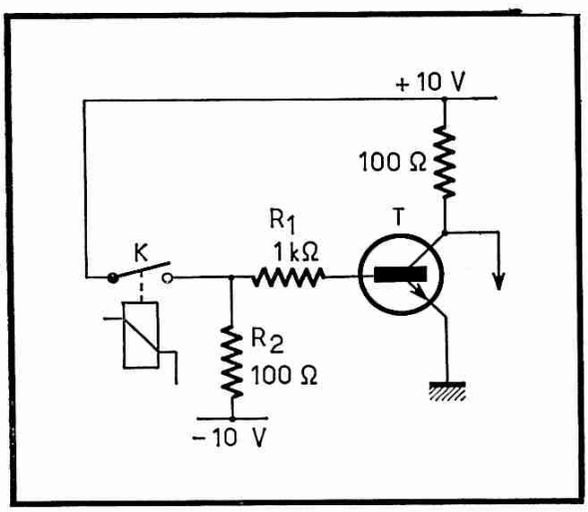


Fig. 126. — Pour mesurer les différents temps définis sur les figures 124 et 125, on utilise un montage dans lequel la base du transistor est excitée par le contact d'un relais K. Ce dernier est du type à contacts mouillés dans le mercure, qui assure une coupure et un établissement de contact sans rebondissements en une nanoseconde ou moins.

d'écouler plus vite par la connexion de base les porteurs minoritaires qui la saturaient. Nous avons parlé 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 kΩ.

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 four-

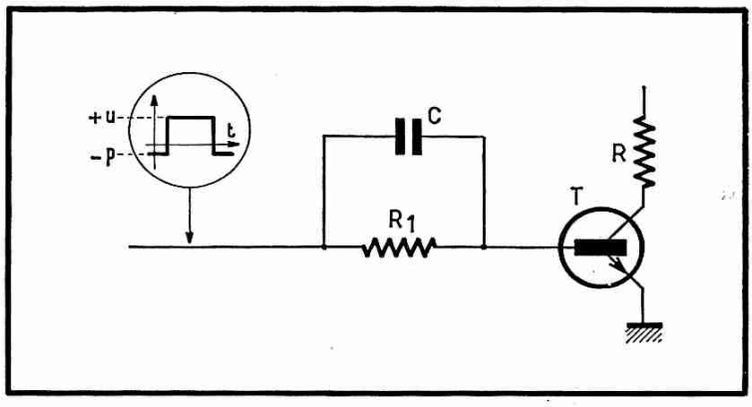


Fig. 127. — On compense les ennuis causés par la charge stockée dans la base en commandant celle-ci par une résistance (qui transmet le continu), shuntée par un condensateur ayant pour rôle de neutraliser rapidement la charge stockée dans la base lors des transitions.

nissent. 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 transistor 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.

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 220 Ω. 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 Fα d'environ 10 MHz, nous trouvons un temps de retard voisin de 0,2 μs, un temps de montée de 0,4 μs, un temps de désaturation de 0,6 μs, et un temps de chute de 0,3 μs. 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 1962) comme le 2N769, permettent des temps de montée et de descente d'environ 6 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 (*).

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 négli-

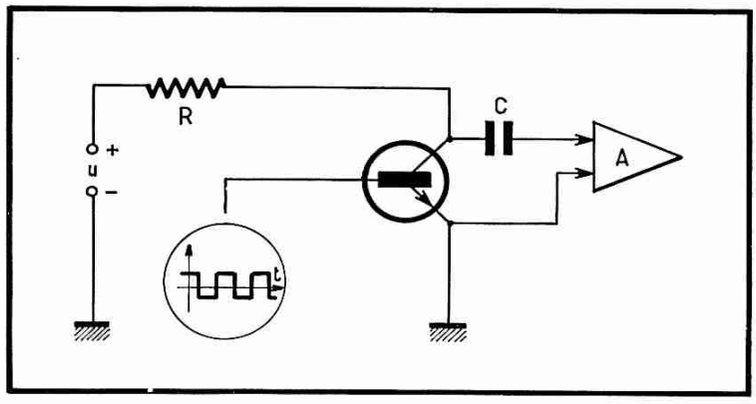


Fig. 128. — Le transistor est utilisé ici en modulateur « tout ou rien » (chopper), pour transformer la tension continue u en une tension en signaux rectangulaires d'amplitude u, appliquée à travers le condensateur C à un amplificateur A qui l'amplifiera pour en permettre la mesure.

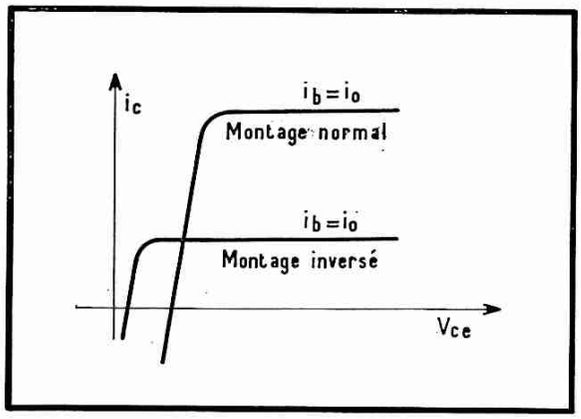


Fig. 129. — Si le transistor est utilisé normalement (courbe supérieure) avec un courant i_o de base, il a un certain gain en courant et sa caractéristique Ic/Vce coupe l'axe des tensions en un point correspondant à une certaine tension, dite « offset » ou « e on ». En permutant l'émetteur et le collecteur, 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.

geable, 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.

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 (figure 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 tend à préférer actuellement, pour cette application, les transistors à effet de champ (voir additif [4]).

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. Etant 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*.

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.

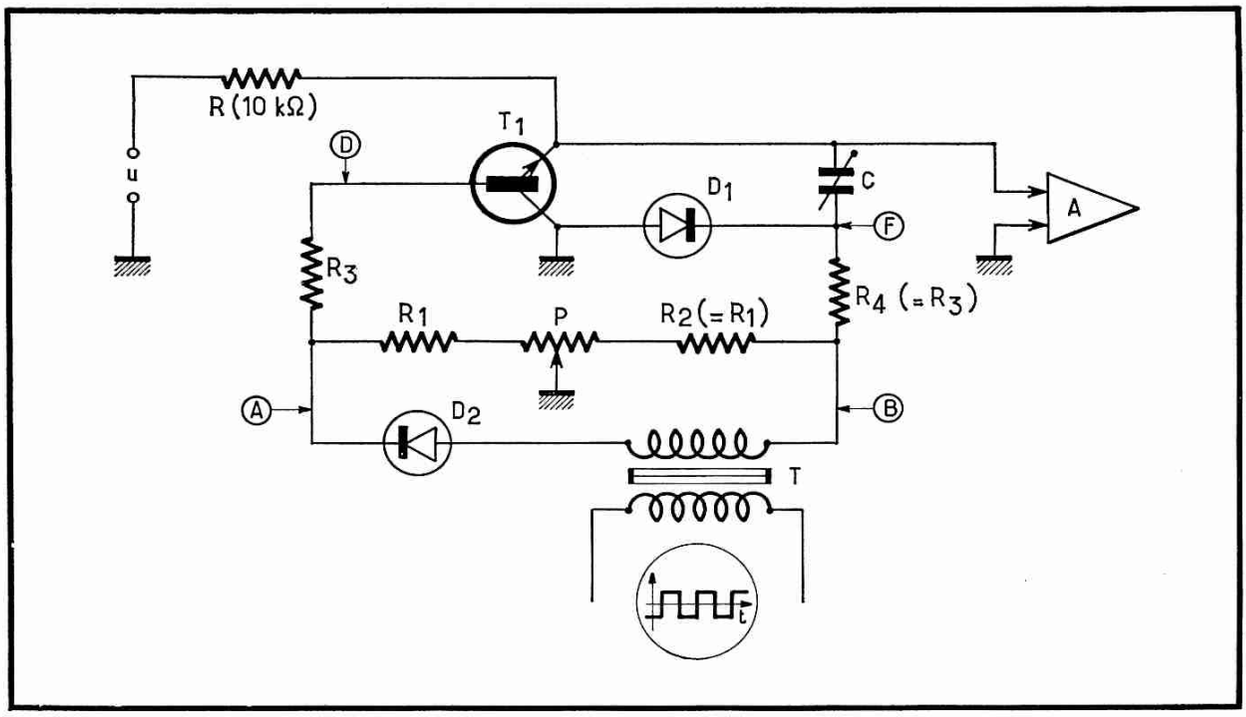


Fig. 130. — Dans ce montage de transistor modulateur tout ou rien, la diode D_2 ne transmet que le signal de déblocage du transistor. On trouve en (A) et (B) deux tensions en opposition de phase. En raison de la présence de la diode D_1 qui conduit en même temps que la jonction base-collecteur de T_1 (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.

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 tra-

vers 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.

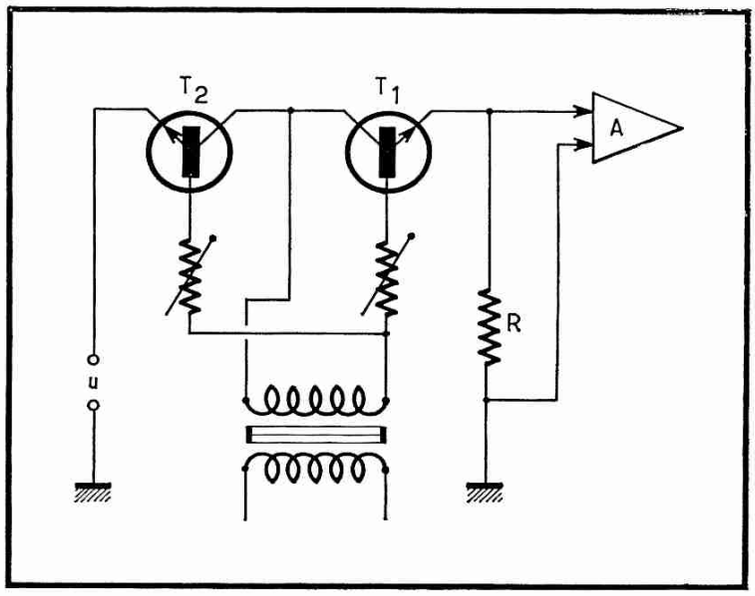


Fig. 131. — L'emploi de deux transistors choppers montés en sens opposé permet de réduire beaucoup les défauts de chaque transistor (tension offset, variation de cette tension avec la température, impulsions lors des transitions).

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, 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 rayonnement du primaire du transformateur sur le secondaire.

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

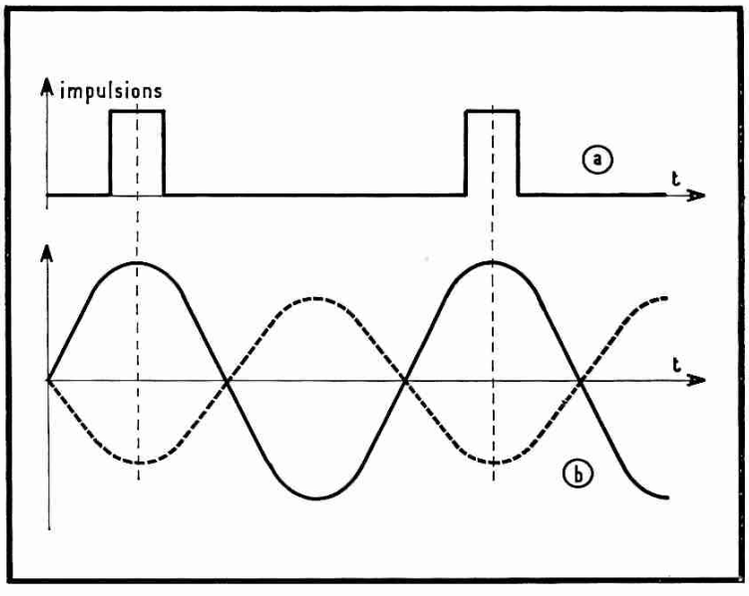


Fig. 132. — On peut, à partir de la source de tension de modulation (qui commande les bases des transistors choppers) obtenir des impulsions (**a**) qui seront en phase ou en opposition de phase avec la tension de sortie de l'amplificateur attaqué par les choppers, suivant que la tension appliquée à ces derniers est positive ou négative.

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 devrons 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 mon-

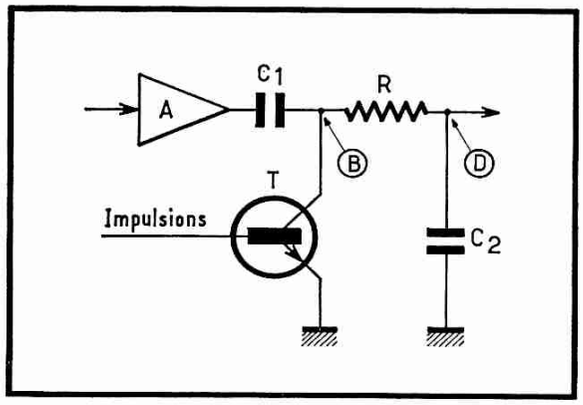


Fig. 133. — Montage de « démodulation » à la sortie de l'amplificateur attaqué par les choppers. Le transistor T reçoit les impulsions de la figure 132 **a**, ce qui met le point (B) à la masse pendant la durée de ces impulsions.

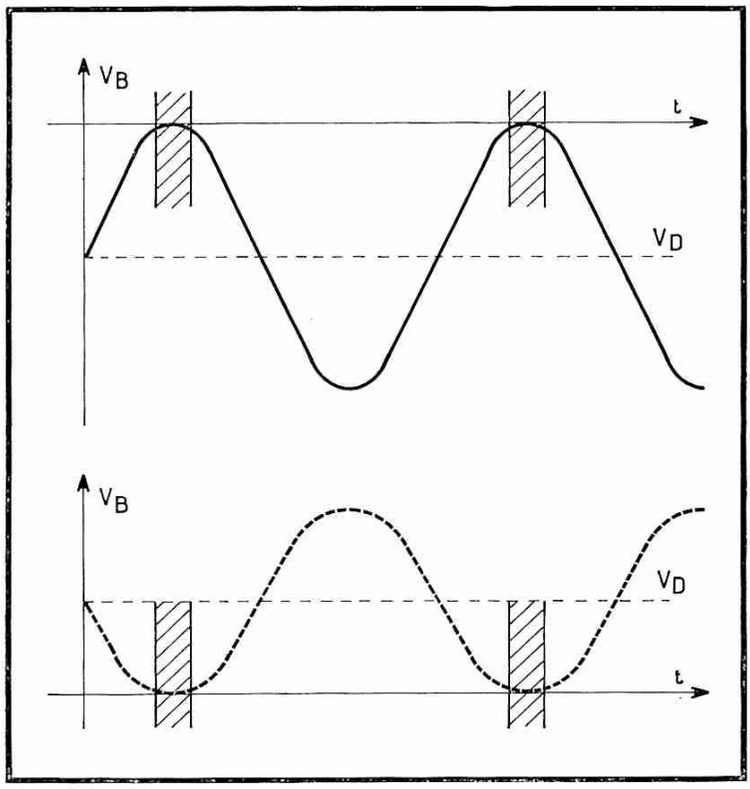


Fig. 134. — Fonctionnement du démodulateur de la figure 133. En hachuré : périodes pendant lesquelles, du fait de l'excitation du transistor T, le point (B) est à la masse. Si la tension de sortie de l'amplificateur est en phase avec les impulsions (sinusoïde en noir), le point (b) est mis à la masse 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 pointillé), la tension en B est toujours positive, sa valeur moyenne est positive.

tage 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.

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*).

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).

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

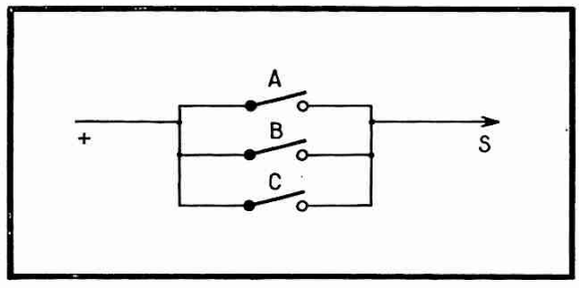


Fig. 135. — Des interrupteurs mis en parallèle constituent un circuit « ou » : il y a de la tension en S si A **ou** B **ou** C est fermé (ou si plusieurs d'entre eux sont fermés simultanément).

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 :

commutative : $A + B + C = B + A + C$,

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

$$0 + 0 = 0, \qquad 1 + 0 = 1, \qquad 0 + 1 = 1, \qquad 1 + 1 = 1$$

Dans cette dernière égalité, nous retrouvons la contradiction apparente signalée plus haut, mais ce n'en 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 « × », 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 fermés (tous simultanément). Nous désignerons le

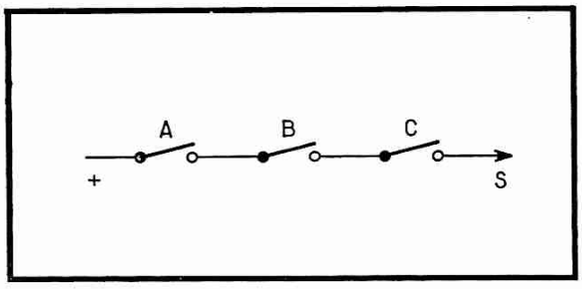


Fig. 136. — En plaçant des interrupteurs en série, on constitue un « circuit **et** » : il n'y a de tension en S que si A **et** B **et** C sont fermés simultanément.

produit logique de plusieurs grandeurs (quantité qui ne vaut 1 que si toutes les grandeurs valent 1 simultanément) par :

$$S = A \times B \times C, \text{ ou plus simplement : } S = A\,B\,C$$

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 × 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 :

$$0 \times 0 = 0, \qquad 1 \times 0 = 0, \qquad 0 \times 1 = 0, \qquad 1 \times 1 = 1$$

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 « × » pour désigner ce que nous avons appelé somme (contacts en parallèle). Ils ne sont d'ailleurs pas la majorité, la notation du signe « × » pour les contacts en série nous semble plus logique : elle présente un parallèlisme 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 $\overline{A}$ et à l'idée du *relais* avec *contact repos*.

La définition du complément de la variable A, qui se note « $\overline{A}$ » 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 :

$$\overline{0} = 1, \qquad \overline{1} = 0.$$

Bien entendu, le complément du complément d'une variable n'est autre que cette variable elle-même : $\overline{\overline{A}} = A$.

En combinant cette notion du complément et celle de l'addition, on arrive à l'égalité : $A + \overline{A} = 1$ (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 : $A \cdot \overline{A} = 0$ (de A et de $\overline{A}$, il y en a un qui est nul).

En combinant les opérations d'addition et de multiplication logiques,

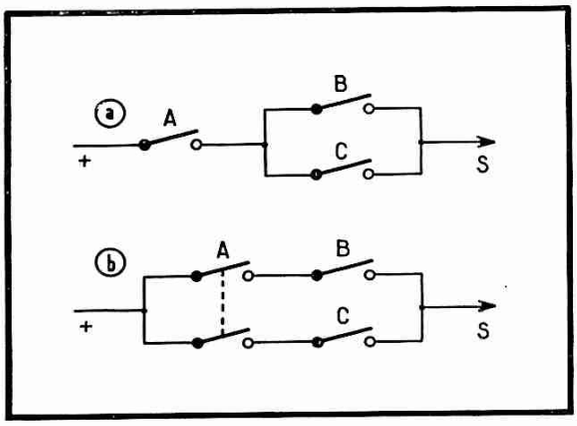


Fig. 137. — Du point de vue de l'effet des positions des interrupteurs sur la présence (ou l'absence) de tension en S, ces deux montages sont équivalents. Le premier s'exprime par la notation A (B + C), le second par AB + AC. Il en résulte que, en notation de Boole : A (B + C) = AB + AC.

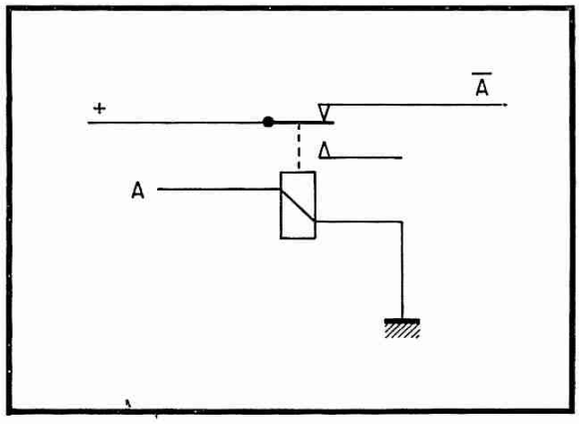


Fig. 138. — Un relais à contact repos permet de réaliser la fonction Booléenne « inversion » (on dit aussi « complément » ou « non » ou « pas »). S'il y a de la tension en A, il n'y en a pas à la sortie, tandis que l'absence de tension sur la bobine se traduit par la présence de tension sur le contact repos.

on voit que l'on a, d'autre part, distributivité de l'addition par rapport à la multiplication :

$$A\ (B + C) = AB + AC$$

Ceci revient à dire que, sur la figure 137, les branchements *a* et *b* sont identiques par leurs effets, ce qui est évident.

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 $\overline{A}$. 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 $\overline{A} = 1$; 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 $\overline{A} = 0$. 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 $\overline{A}$, et sur le plot travail nous trouverons 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 :

$$S = A\ [B\ \overline{C} + D + (E + F\ \overline{G}\ H)\ \overline{D}]$$

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 alourdies.

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 nommerons Pierre et Paul. Par exemple, $A = 0$ signifie l'absence de Pierre, $B = 1$ la présence de Paul. A B 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 ($\overline{B}$).

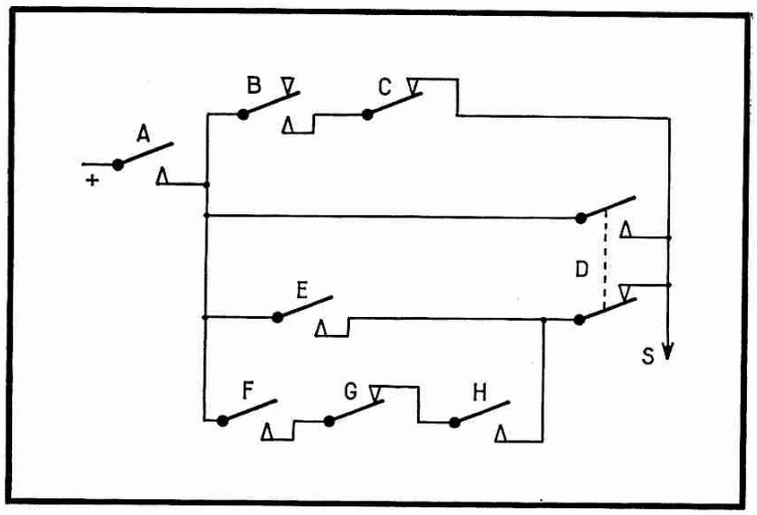


Fig. 139. — La présence (S = 1) ou l'absence (S = 0) de tension en S en fonction des positions des interrupteurs, presque impossible à énoncer en langage normal, se résume par l'expression booléenne :

$S = A\,[B\overline{C} + D + (E + F\overline{GH})\,\overline{D}]$

Une conséquence de ces deux théorèmes est qu'il faut faire bien attention de ne pas confondre $\overline{AB}$ et $\overline{A}\,\overline{B}$. 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 $\overline{A}.B$ par le théorème de Morgan et nous obtenons :

$$\overline{S} = \overline{A} \times (\overline{\overline{A}} + \overline{B})$$

expression qui se transforme en :

$$\overline{S} = \overline{A} \times (A + \overline{B}).$$

En utilisant la distributivité de l'addition par rapport à la multiplication, nous obtenons :

$$\overline{S} = \overline{A}A + \overline{A}\,\overline{B}$$

Le premier terme du second membre, $\overline{A}A$ est nul ; il ne reste donc que le second, que nous pouvons mettre sous la forme : $\overline{A + B}$. 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 avions 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 : $S = AB + BC + A\overline{C}$; 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 $\overline{C}$ 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 $C + \overline{C}$ qui, étant forcément égale à 1, ne changera rien à la valeur de l'expression.

Nous obtiendrons alors l'expression :

$$S = AB\,(C + \overline{C}) + BC + A\overline{C}.$$

En effectuant le produit, on trouve :

$$S = ABC + AB\overline{C} + BC + A\overline{C}.$$

En changeant l'ordre des termes, nous obtenons l'expression :

$$S = ABC + BC + AB\overline{C} + A\overline{C}.$$

Nous pouvons mettre BC en facteur dans les deux premiers termes et $A\overline{C}$ dans les deux derniers. Nous obtenons donc :

$$S = (A + 1)\,BC + (B + 1)\,A\overline{C}.$$

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 : $S = BC + A\overline{C}$, montrant la suppression du terme AB, terme inutile.

Citons, plutôt à titre de curiosité que d'exemple, le cas de l'expression :

$$S = A\overline{B} + B\overline{C} + C\overline{A} + \overline{A}B + \overline{B}C + \overline{C}A.$$

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 :

Poussoirs enfoncés	*Lampes allumées*
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'utilisions 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.

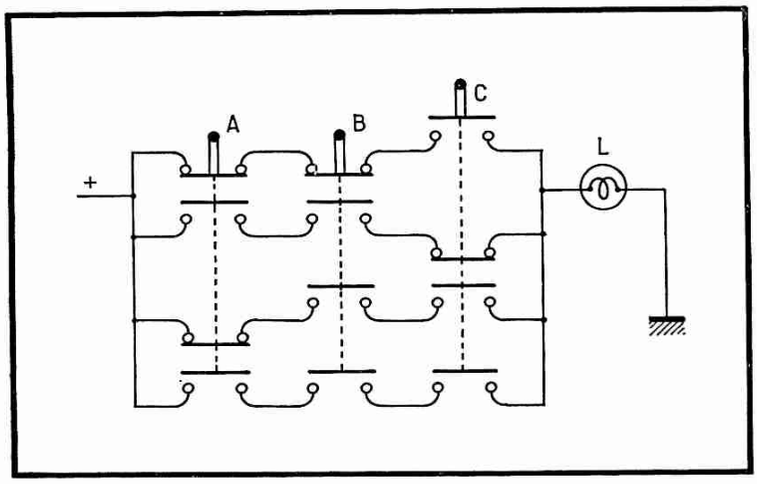


Fig. 140 (ci-dessus). — Réseau de contacts, actionnés par trois poussoirs, réalisant l'allumage de la lampe L suivant le « programme » imposé dans le texte (réseau réalisé sans simplification par l'algèbre de Boole).

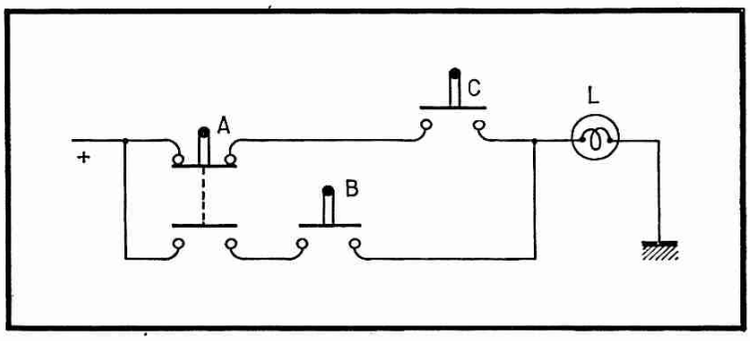
Fig. 141 (ci-dessous). — Le réseau de la figure 140 correspondait à l'expression

$$L = \overline{A}\,\overline{B}\,C + A\,B\,\overline{C} + \overline{A}\,B\,C + A\,B\,C$$

qui se simplifie en :

$$L = \overline{A}\,C + A\,B$$

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.



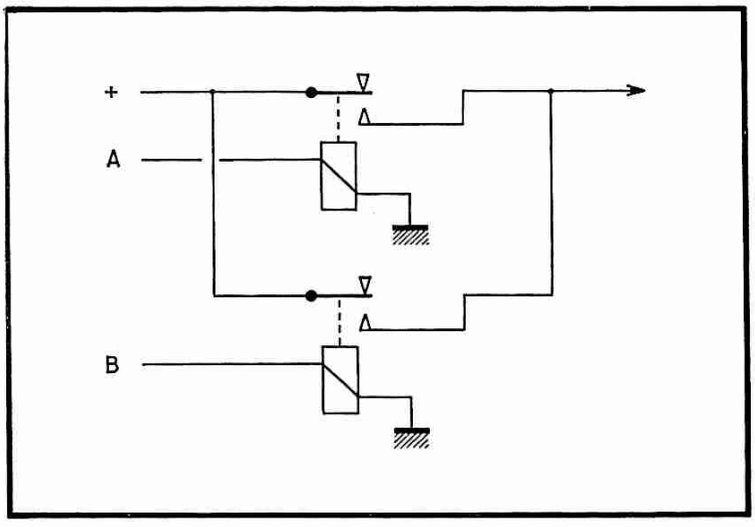


Fig. 142. — Réalisation, au moyen de deux relais, d'un circuit « ou ».

Avec une certaine habitude de la manipulation des réseaux de contacts, nous pourrons 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 ($\overline{A}\ \overline{B}\ C$)
ou	A enfoncé *et*	B enfoncé *et*	C *non*	enfoncé ($A\ B\ \overline{C}$)
ou	A *non* enfoncé *et*	B enfoncé *et*	C	enfoncé ($\overline{A}\ B\ C$)
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 :

$$L = \overline{A}\,\overline{B}\,C + A\,B\,\overline{C} + \overline{A}\,B\,C + A\,B\,C.$$

Nous grouperons le premier et le troisième terme en y mettant $\overline{A}C$ en facteur, le deuxième et le quatrième en y mettant A B en facteur, et nous obtiendrons :

$$L = \overline{A}\,C\,(\overline{B} + B) + AB\,(\overline{C} + C) = \overline{A}\,C + A\,B,$$

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.

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 :

$$M = \overline{A}\,\overline{B}\,C + A\,\overline{B}\,C, \text{ soit } M = \overline{B}\,C$$

(cette simplification est obtenue en mettant $\overline{B}\,C$ en facteur dans les deux termes : il sera multiplié par $\overline{A} + A$ qui vaut 1).

De même, nous obtiendrons la valeur de N par un raisonnement analogue qui nous donnera :

$$N = \overline{A}\,B\,\overline{C} + \overline{A}\,B\,C \text{ soit } N = \overline{A}\,B.$$

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

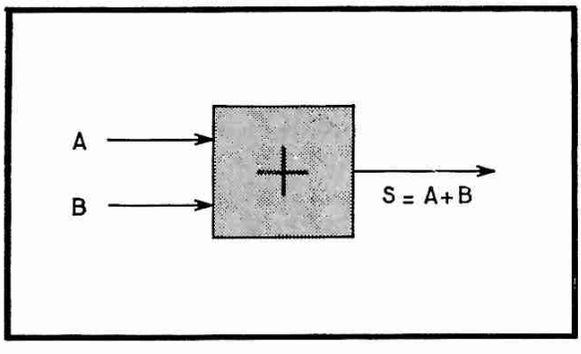


Fig. 143. — Représentation symbolique du circuit « ou ».

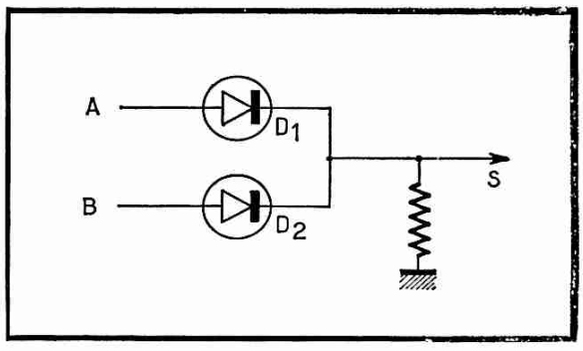


Fig. 144. — Réalisation du circuit « ou » avec des diodes.

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 emploient des symboles différents, mais en général ils le précisent) (*). La réalisation

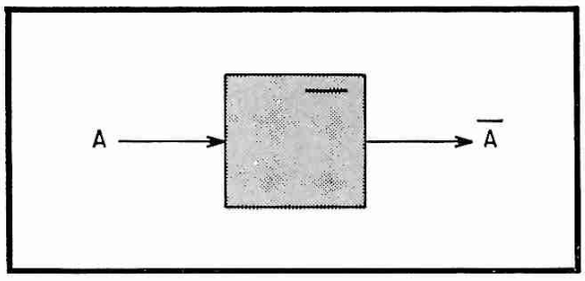


Fig. 145. — Représentation symbolique du circuit « pas » ou « complément ».

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.

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

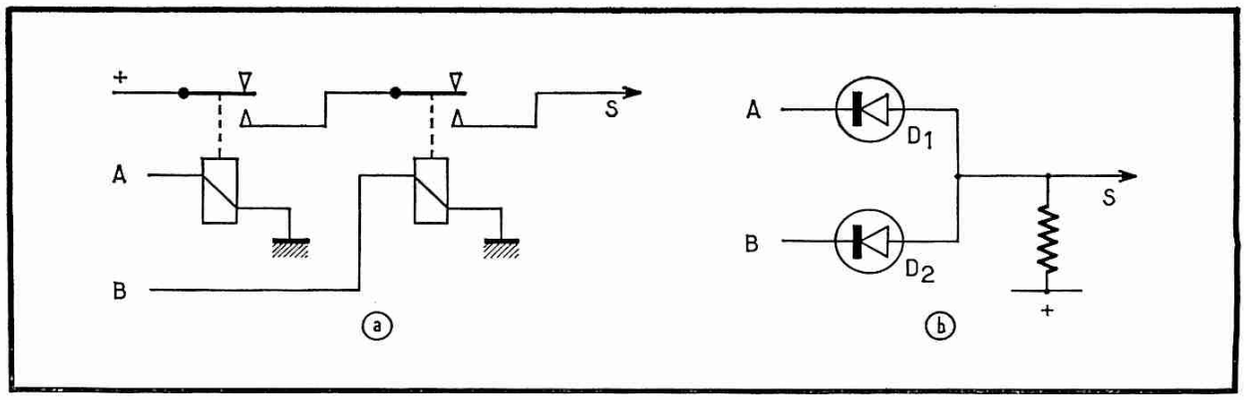


Fig. 146. — Réalisation du circuit « et » : en **a** avec deux relais, en **b** avec des diodes (en supposant que le « zéro » corresponde à l'absence de tension et le « un » à la présence d'une tension **positive**).

(*) Voir dans l'additif [5] la notation qui tend à se généraliser.

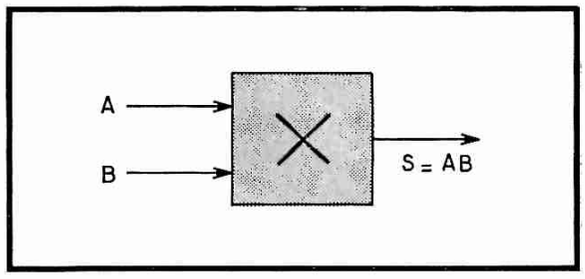


Fig. 147. — Représentation symbolique du circuit « et ».

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.

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.

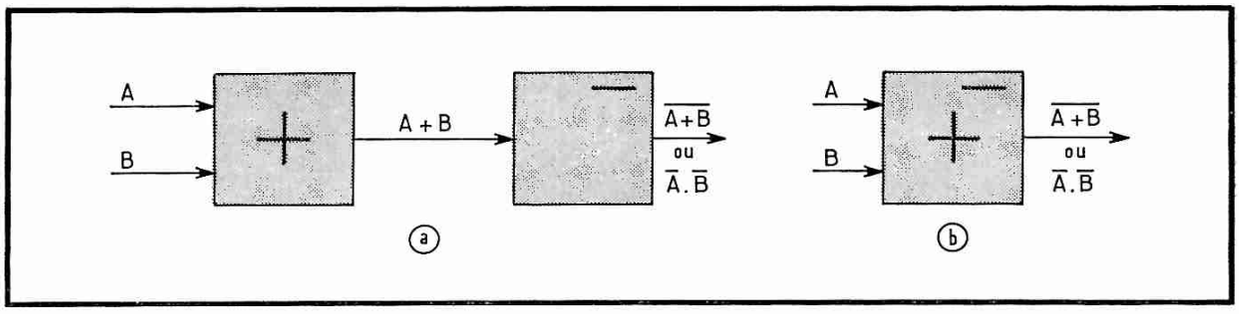


Fig. 148. — En associant un circuit « pas » à la sortie d'un circuit « ou », on réalise le circuit « ou complémenté » symbolisé en **b.**

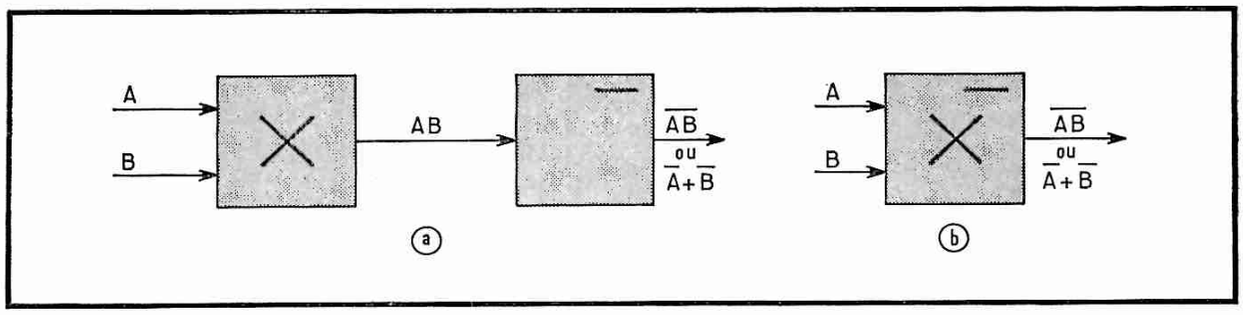


Fig. 149. — Un circuit « et » suivi d'un circuit « pas » permet la réalisation d'un circuit « et complémenté » symbolisé en **b.**

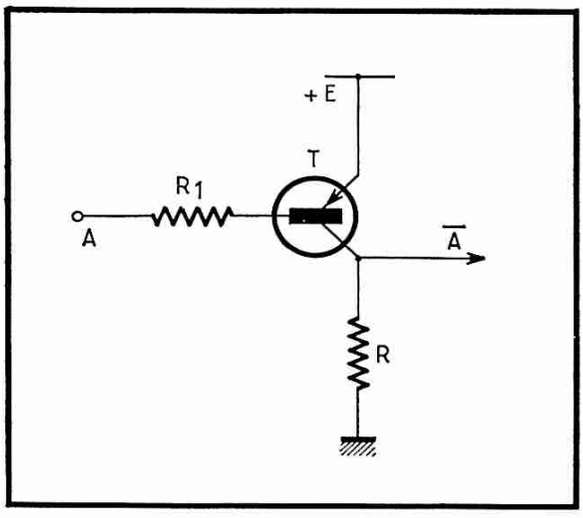
Le tout serait monté comme sur la figure 148 *a*, la sortie valant le complément de la somme logique des entrées (ou le produit des compléments de ces entrées). On le symbolise comme le montre la figure 148 *b* ; et l'on appelle un tel circuit « *ou* complémenté ».

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*.

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 plusieurs 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.



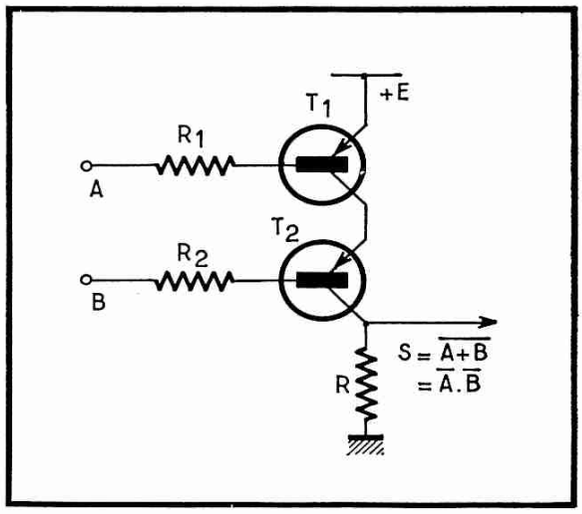


Fig. 150 (à gauche). — Réalisation d'un circuit « pas » avec un transistor p-n-p : s'il y a, en A, une tension égale à +E, T est bloqué et l'on ne trouve pas de tension sur le collecteur de T ; par contre, si l'extrémité gauche de R_1 est à la masse, T est saturé et le collecteur de T est presque au potentiel +E (il est courant de prendre R_1 = 10 kΩ et R = 1 kΩ).

Fig. 151 (à droite). — Réalisation, au moyen de deux transistors p-n-p en série, d'un circuit « ou complémenté ».

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 kΩ, et R_1 de l'ordre de 10 à 15 kΩ (ceci suppose que le β du transistor est supérieur à 15, ce qui est pratiquement toujours le cas, même avec les plus mauvais).

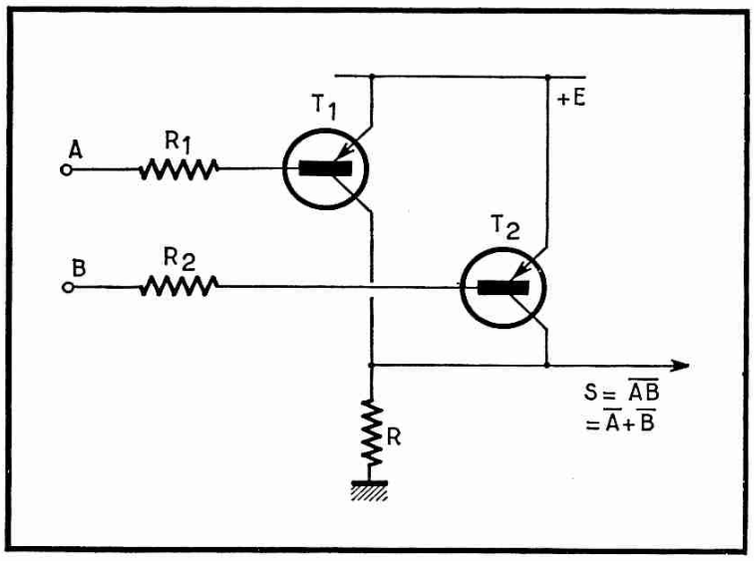


Fig. 152. — Réalisation d'un circuit « et complémenté » au moyen de deux transistors p-n-p montés en parallèle.

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* complémenté », 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 β R, 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 (*).

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

(*) Actuellement, tous ces circuits sont exclusivement réalisés sous forme de circuits intégrés (voir additif [6]).

« *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 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 :

$$(A + B)\ (\bar{A} + \bar{B}) = A\bar{B} + \bar{A}B.$$

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.

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

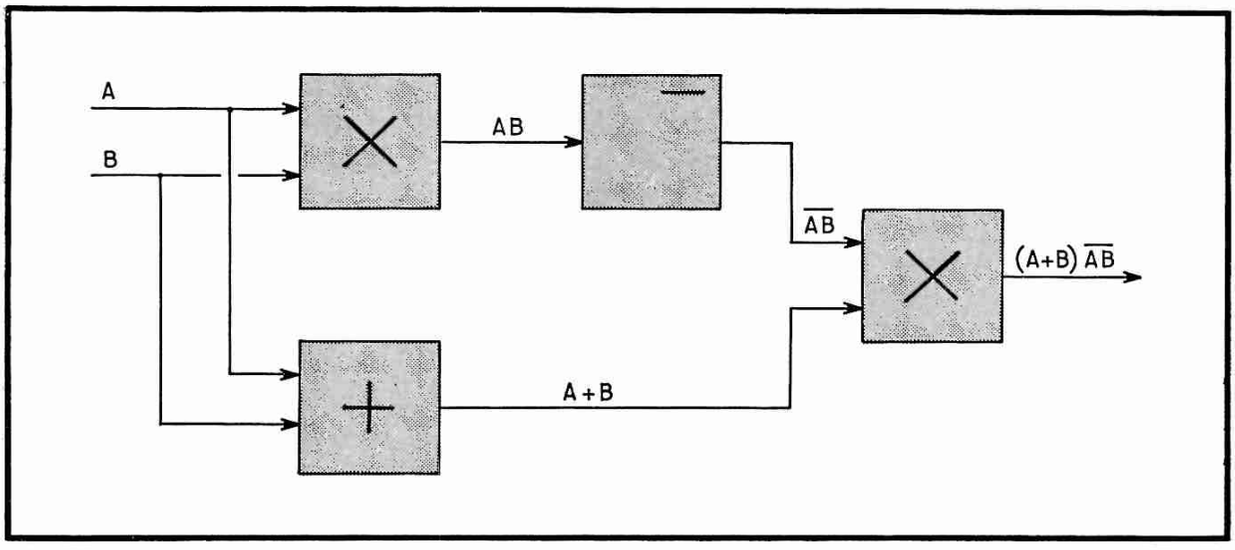


Fig. 153. — Réalisation, au moyen de circuits logiques « directs » du semi-additionneur, réalisant la fonction « ou exclusif » (présence de tension de sortie s'il y a une tension sur l'une ou l'autre des entrées, mais pas sur les deux entrées à la fois).

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

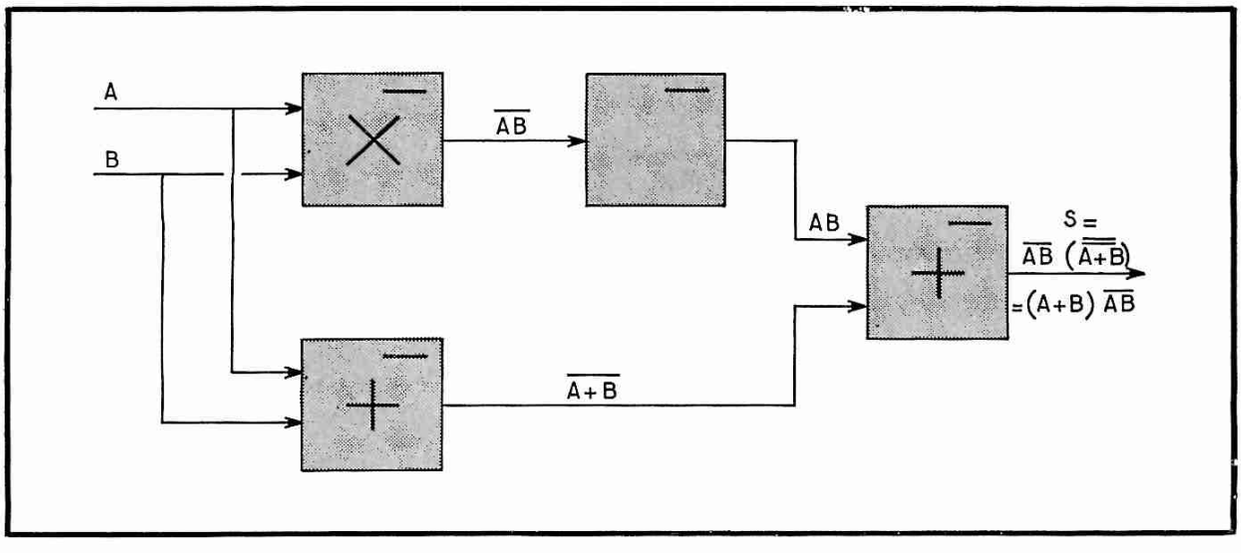


Fig. 154. — La réalisation du semi-additionneur de la figure 153 n'est nullement plus compliquée si l'on utilise des circuits logiques « complémentés ».

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.

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, 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).

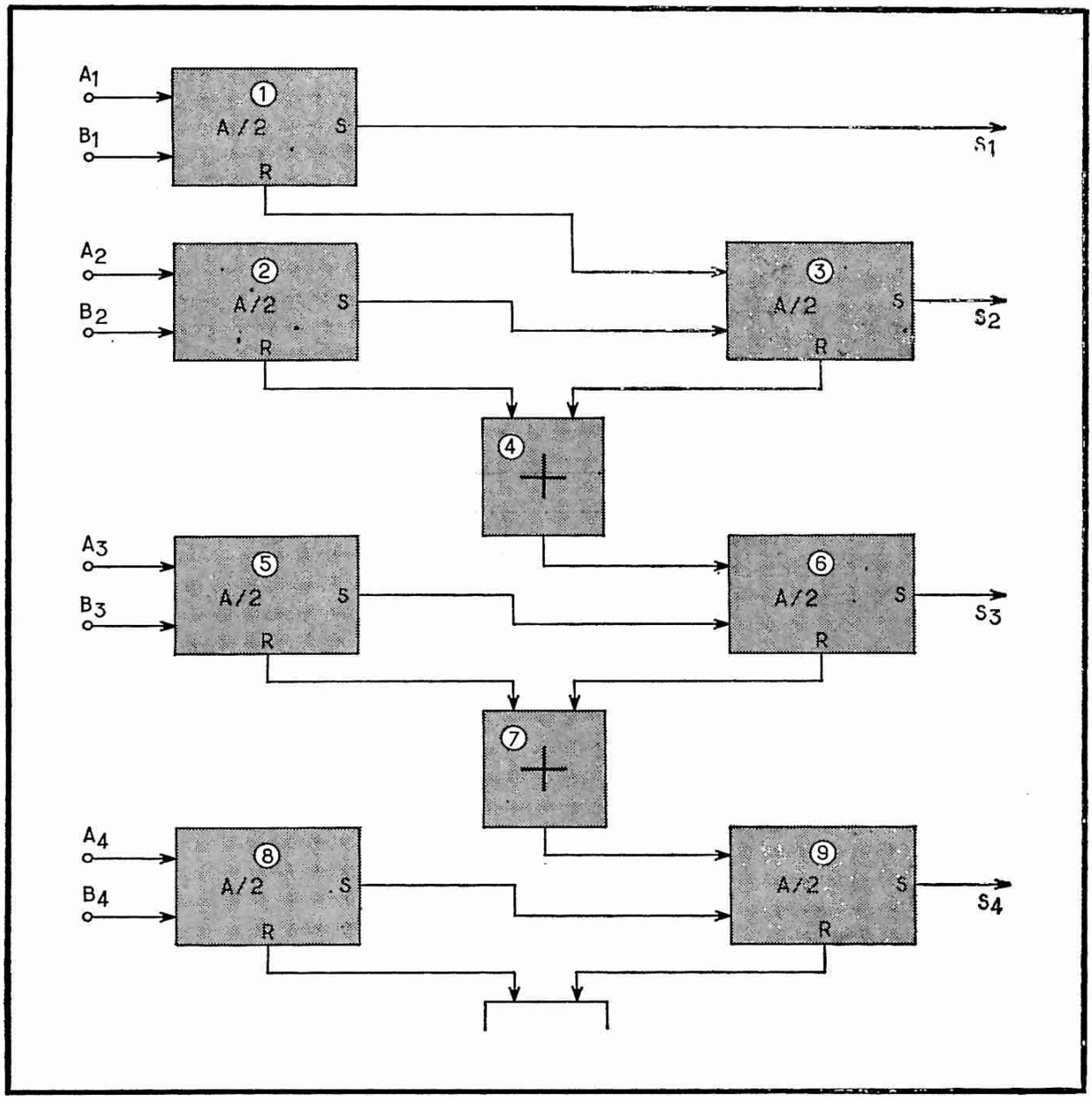


Fig. 155. — Exemple d'association de circuits logiques : additionneur parallèle réalisé avec des semi-additionneurs (schématisés sur les figures 153 et 154) et des circuits « ou ».

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 O. 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.

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 :

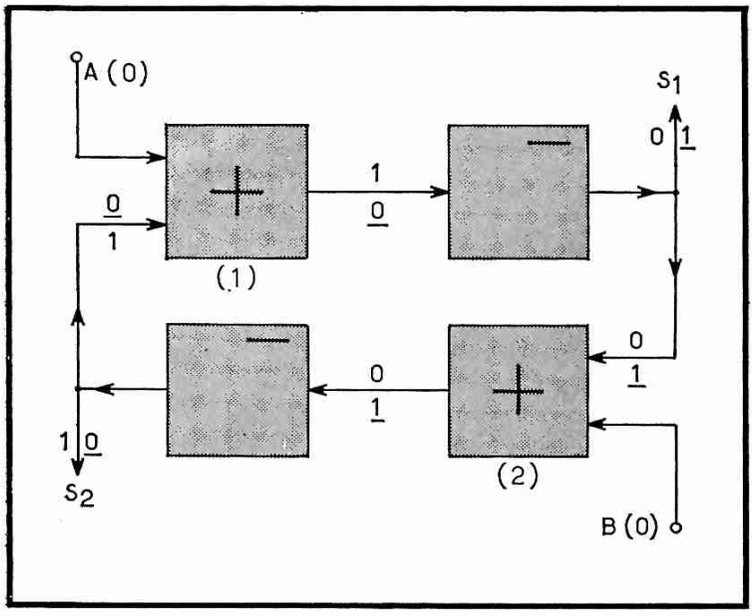


Fig. 156. — Réalisation de la fonction « mémoire » (système bistable) au moyen de deux circuits « ou » et de deux « pas ».

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 portions 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... 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 $\overline{S}$; 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 d'état à chaque attaque, il n'y

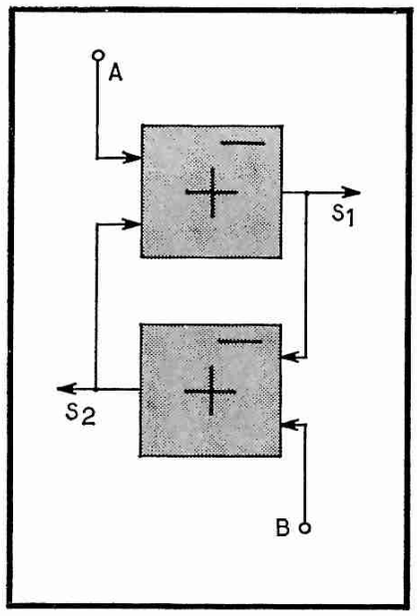


Fig. 157. — La réalisation de la fonction « mémoire » est plus simple si l'on emploie des circuits « complémentés ».

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 final sera sans doute le circuit solide, dont nous parlerons au dernier chapitre. En attendant, on trouve déjà dans le commerce des « micromodules », qui sont une association de transistors au silicium de dimensions minuscules, de résistances et de condensateurs réalisés par des barreaux de silicium et des jonctions *p-n-p* polarisées d'une façon adéquate, le tout étant logé dans un très petit boîtier (boîtier TO 5). Avec de tels micromodules, qui sont en général des circuits compléments, « *et* complémentés », « *ou* complémentés », on peut réaliser des ensembles logiques de dimensions extrêmement réduites.

CHAPITRE VIII

STRUCTURE 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 impulsionnels.

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 : en général, on obtient les mêmes résultats dans un montage impulsionnel 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 tran-

sistors, 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

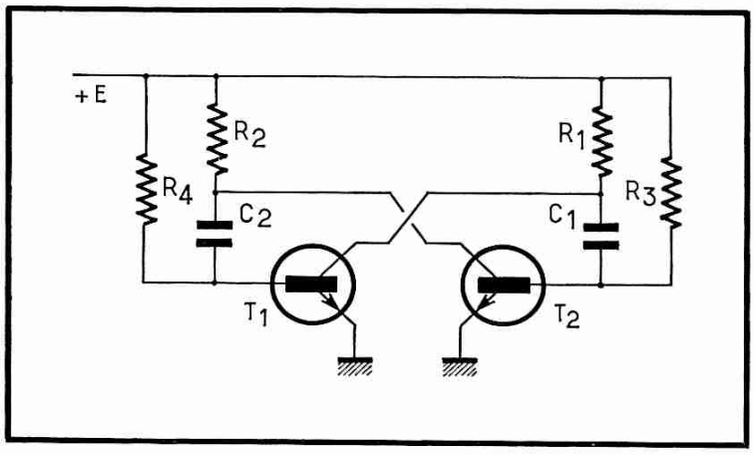


Fig. 158. — Schéma le plus simple du multivibrateur astable à transistors (exemple de réalisation : $R_1 = R_2 = 1$ kΩ, $R_3 = R_4 = 15$ kΩ $C_1 = C_2 = 10$ nF, transistors quelconques).

figure 159. Avant d'examiner son fonctionnement en détail, nous allons d'abord procéder à quelques considérations concernant les transistors.

Nous supposerons 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 $\beta_1 . R_1$ (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 $\beta_2 . R_2$

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 condensa-

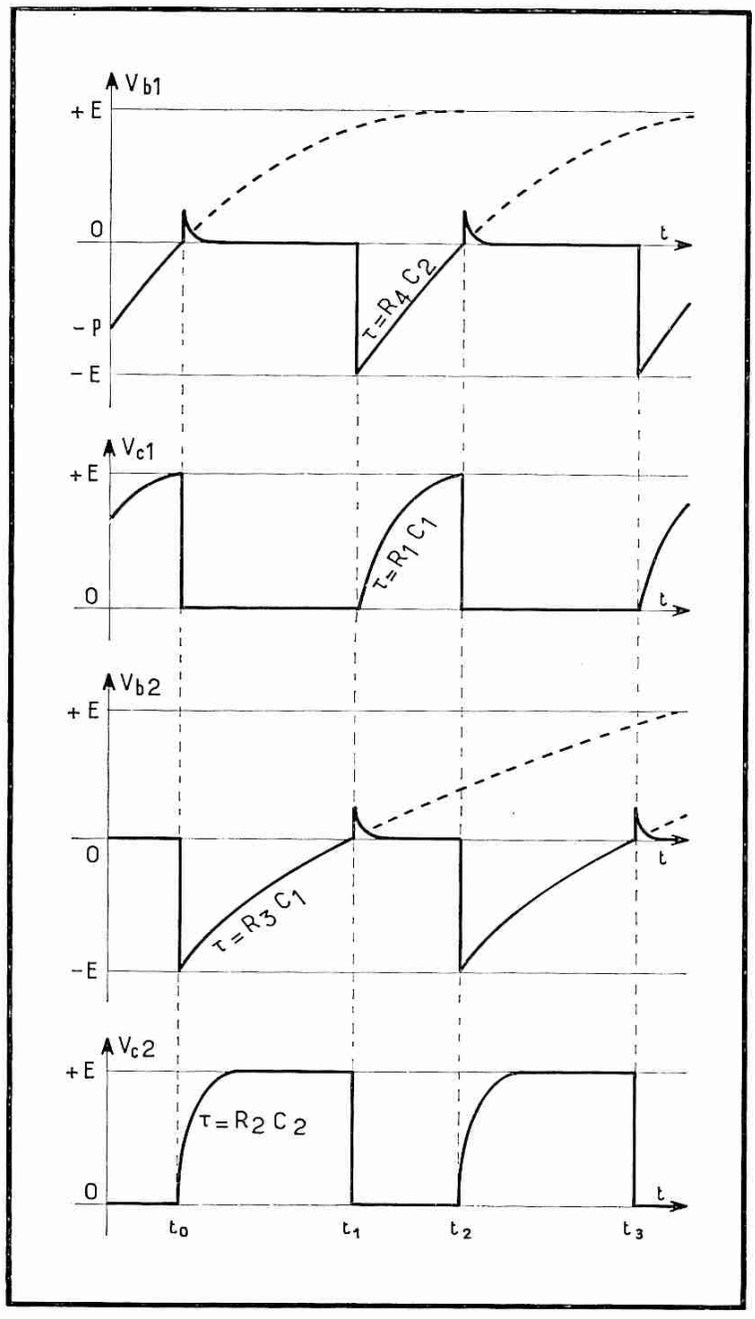


Fig. 159. — Formes d'ondes des différentes électrodes du multivibrateur de la figure 158, supposé relativement dissymétrique.

teur 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, 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 $R_2 C_2$, 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 $R_3 C_1$, 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 $R_1 C_1$, 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 $R_4 C_2$, dont l'asymptote correspond à + E.

C'est à l'instant t_2 que le transistor T_1 va se débloquer, exactement comme cela c'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 $R_1 C_1$ et $R_2 C_2$ seront faibles par rapport aux constantes de temps $R_4 C_2$ et $R_3 C_1$. 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 Néperien de 2, qui vaut approximativement 0,69.

Il en résulte donc que les durées de blocage des deux transistors sont respectivement :

$$t_1 - t_0 = 0{,}69\ R_3 C_1 \quad \text{et} \quad t_2 - t_1 = 0{,}69\ R_4 C_2$$

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 inférieur 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 : $T = 0{,}69\ (R_3 C_1 + R_4 C_2)$ 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.

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 kΩ chacune. Dans ces conditions,

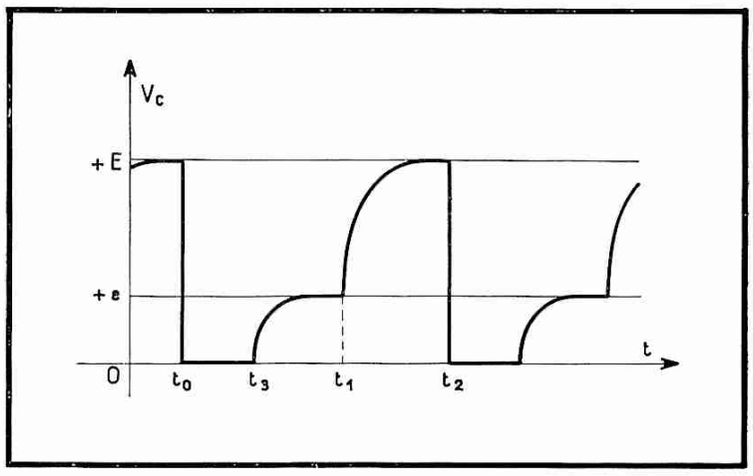


Fig. 160. — Forme d'onde relevée sur le collecteur d'un transistor de multivibrateur dans le cas où la résistance de base de ce transistor, trop grande par rapport à la résistance de collecteur, ne permet pas de maintenir le transistor à la saturation pendant tout le temps où l'autre transistor est bloqué : 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.

les résistances de base ne devront pas être supérieures à 30 kΩ; par mesure de précaution, nous les prendrons de 22 kΩ. Il est alors facile de calculer que, avec deux condensateurs de 0,1 μF, 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 μF, 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 μF; 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 1000 au lieu de 30, nous aurions pu utiliser des résistances de base allant jusqu'à 800 kΩ, 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 1000, 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.

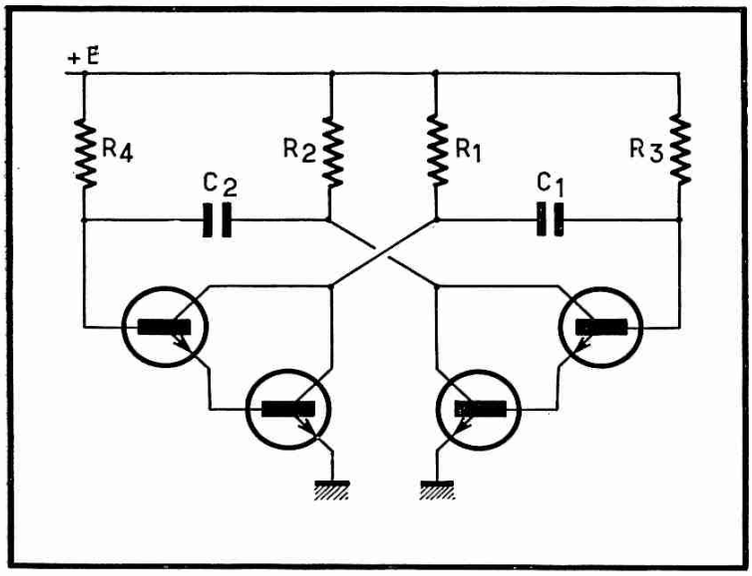


Fig. 161. — L'utilisation de deux étages Darlington, attaquant les bases des transistors d'un multivibrateur classique, permet d'augmenter les résistances de bases, et, par là, de réaliser des fréquences de fonctionnement faibles sans avoir à employer des condensateurs de trop forte capacité. Cette disposition 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 Sy, 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 débloquer, l'impulsion, transmise par C_2 à la base de T_1, bloquera celui-ci en débloquant 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 multivibrateur 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 envoyions 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, au bout de la dixième dans le sens opposé. Il

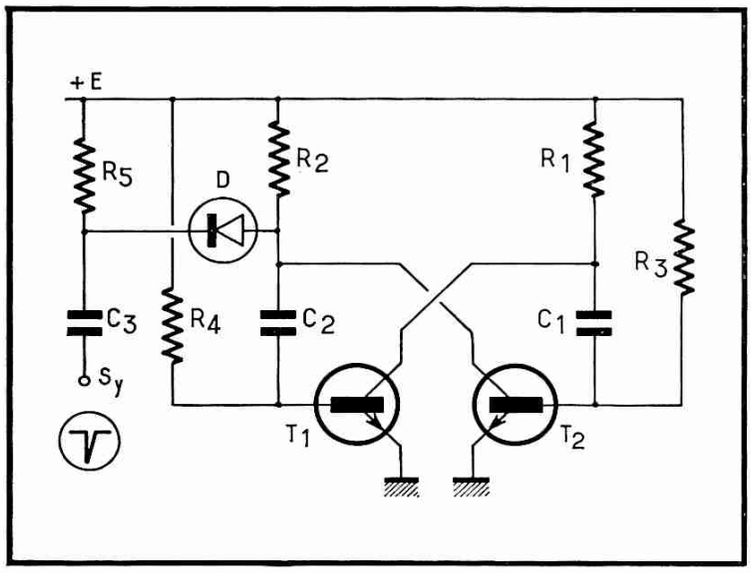


Fig. 162. — L'utilisation d'une diode D permet d'envoyer une impulsion négative sur le collecteur d'un transistor bloqué : si le moment où il se serait débloqué spontanément est proche, le déblocage est déclenché par l'impulsion qui peut alors synchroniser le multivibrateur.

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 $n^{\text{ième}}$ 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 résistance 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.

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

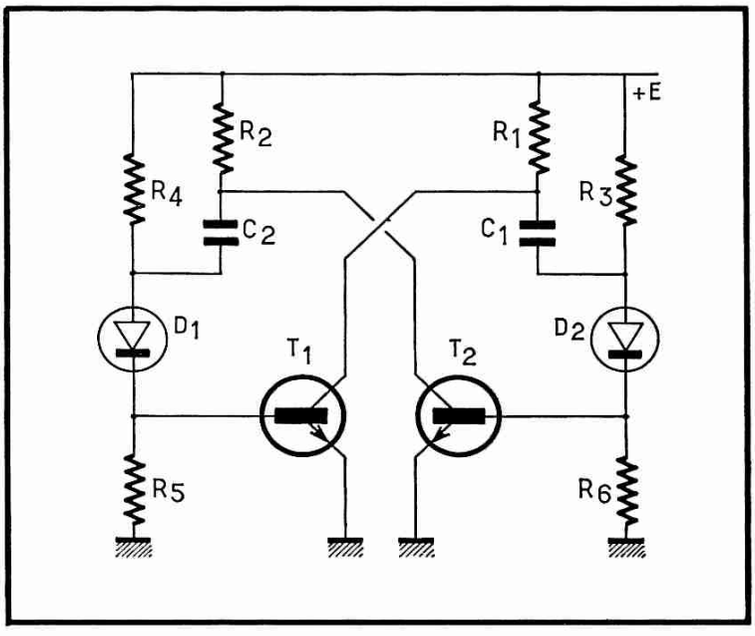


Fig. 163. — Si les transistors utilisés dans un multivibrateur ne peuvent pas supporter de fortes tensions inverses base-émetteur, on utilise deux diodes en liaison dans les connexions de base. Les résistances R_5 et R_6 ont pour but d'empêcher les bases de se trouver « en l'air » quand la diode correspondante est bloquée.

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 débloquer 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

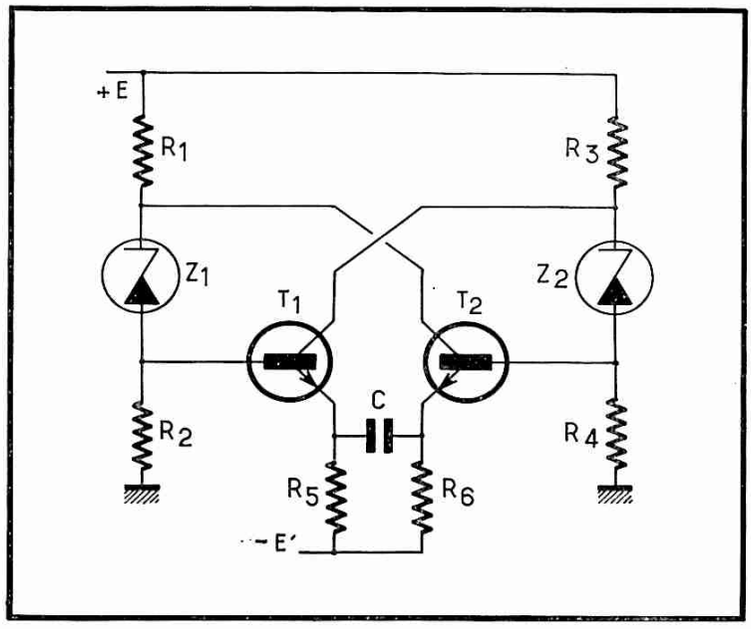


Fig. 164. — Multivibrateur à couplage par les émetteurs : les diodes Zener Z_1 et Z_2 transmettent aux bases de chaque transistor la totalité de la variation de potentiel du collecteur du transistor opposé ; ce sont C, R_1, R_2, R_3 et R_4 qui déterminent la fréquence des basculements.

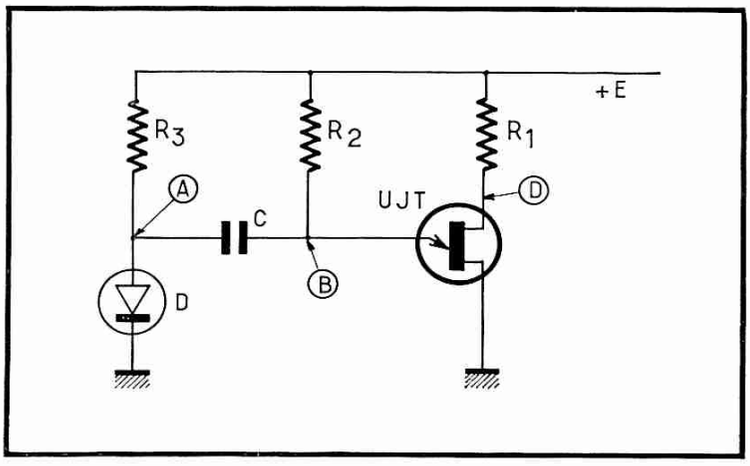


Fig. 165. — Multivibrateur astable à transistor unijonction. Quand le potentiel de **A** est légèrement positif, tout se passe comme si ce point était réuni à la masse, le courant dans R_2 charge C et l'UJT est bloqué. Quand l'UJT est amorcé, **A** devient négatif, C est déchargé par le courant de R_3.

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.

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.

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.

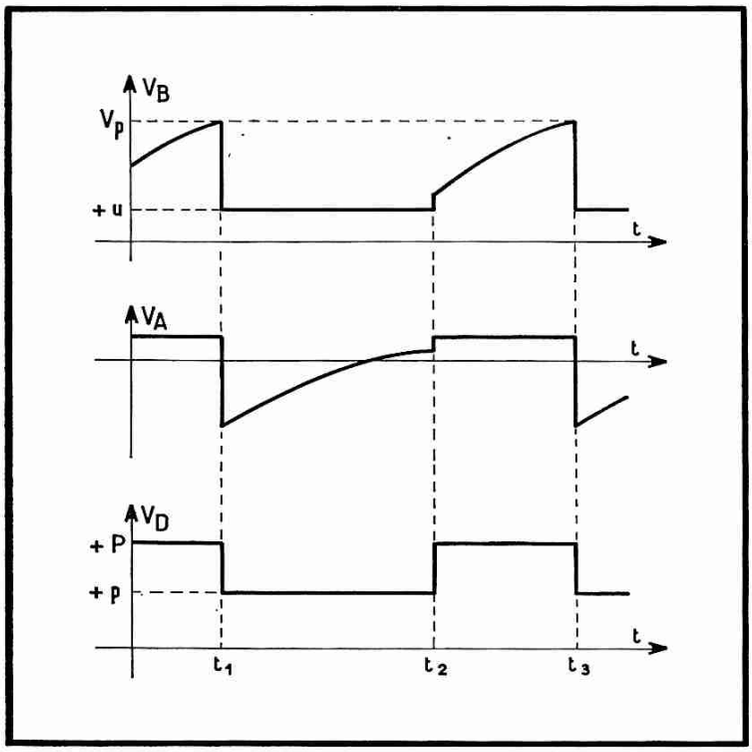


Fig. 166. — Formes d'ondes des différents points du multivibrateur de la figure 165.

Celui-ci, avant le commencement 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 rede-

venu 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. — GENERATEURS 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

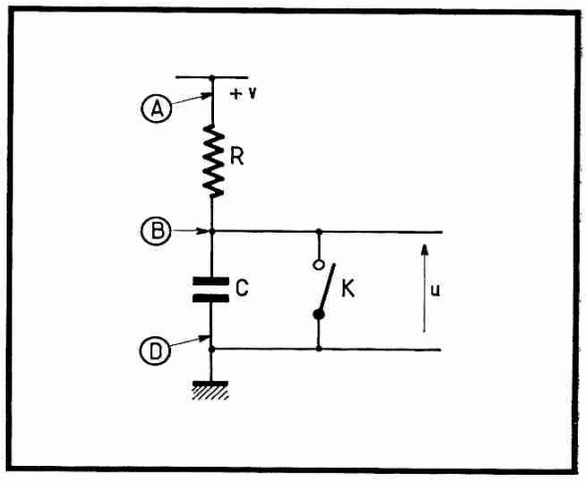


Fig. 167. — Réalisation simplifiée d'un générateur de dents de scie : C, chargé depuis +v à travers R, est déchargé périodiquement par K.

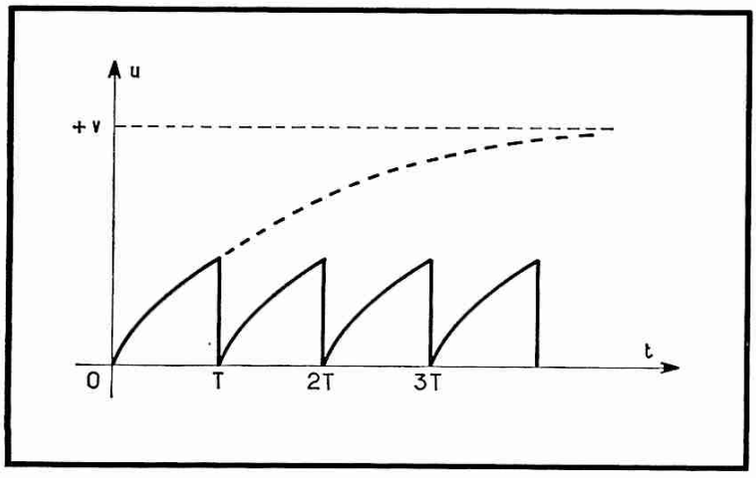


Fig. 168. — Tension apparaissant aux bornes de C dans le montage de la figure 167 : il s'agit d'arcs d'exponentielles ayant pour asymptote commune l'horizontale d'ordonnée +v.

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).

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. Evidemment, 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 transistor 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 page 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.

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 kiloohms 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 kΩ pour un modèle 2 N 1671).

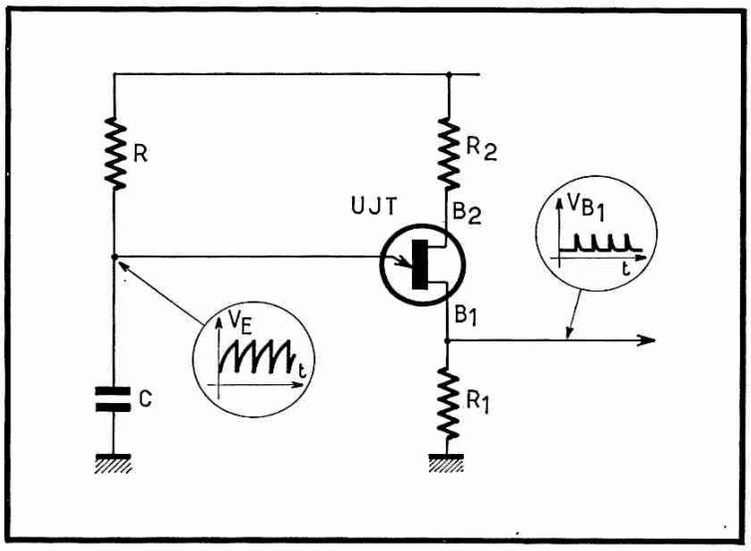


Fig. 169. — Réalisation d'un générateur de dents de scie au moyen d'un transistor unijonction qui joue le rôle de l'interrupteur K de la figure 167. Exemple de réalisation : R = 10 kΩ R_2 = 470 Ω, R_1 = 22 Ω, UJT = 2 N 1671 B, +E = 9 V.

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 au silicium.

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.

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 au silicium dont on veut faire varier le courant moyen (l'anode du thyristor étant alimentée par la tension alternative du secteur). On voit

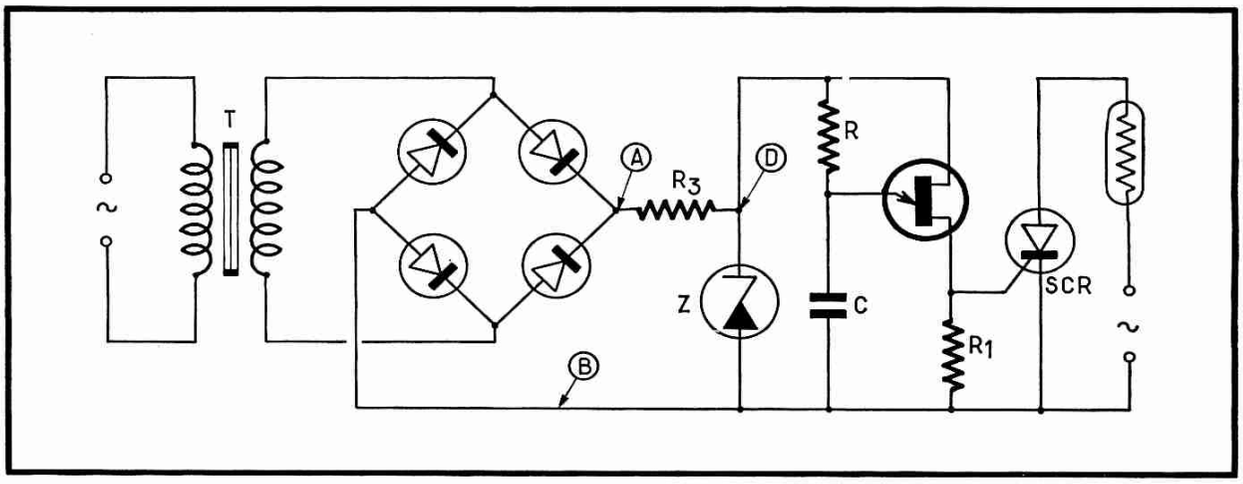


Fig. 170. — Générateur de dents de scie dans lequel les retombées des dents de scie sont synchronisées avec les inversions de polarité du secteur alternatif. Suivant la valeur de R, la décharge de C dans R_1 a lieu plus ou moins tard dans la demi-période du secteur et provoque une ouverture plus ou moins importante du thyristor au silicium SCR, ce qui fait varier le courant moyen dans la charge.

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.

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 thyratrons au silicium. Elle est appelée diode parce qu'elle ne possède pas d'électrode de commande : le déclenchement *de la conduc*tion 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 au silicium. 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 au silicium est une solution excellente pour la fabrication des dents de scie quand on le considère comme un dispositif de décharge *commandé* (*).

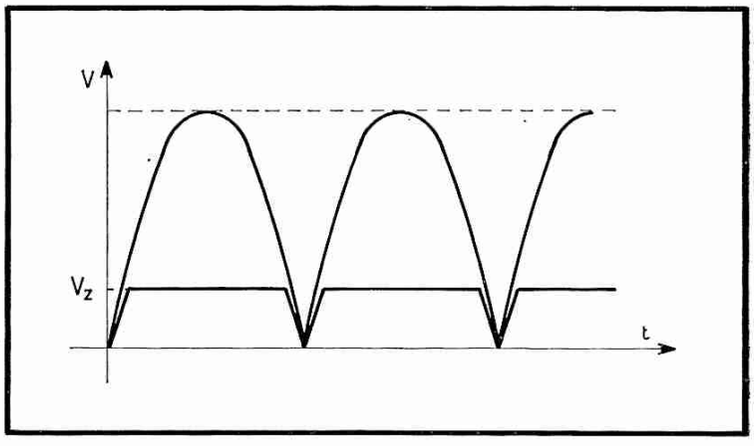


Fig. 171. — Forme d'onde au point **D** du montage précédent : la tension en **A** est écrêtée par la diode Zener et on a, en **D**, une tension presque constante avec de brèves coupures, qui correspondent aux instants d'inversion de polarité du secteur et provoquent l'amorçage de l'UJT.

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

(*) 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.

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 R_1 depuis la source de polarisation $+ p$. La résistance R_2, de 47 Ω, sert à limiter le

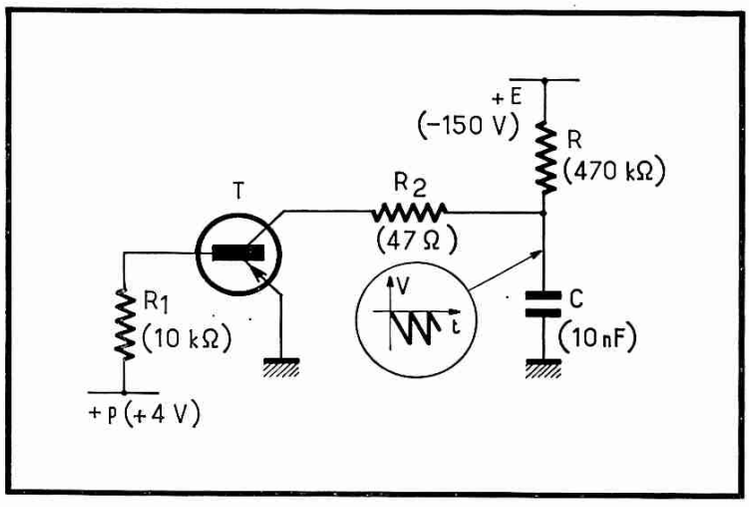


Fig. 172. — Générateur de tensions en dents de scie utilisant un transistor en régime d'avalanche (sa base étant polarisée en sens inverse et sa tension d'alimentation collecteur très élevée, il peut présenter une résistance dynamique négative).

courant crête de collecteur (en régime 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 R_2, 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 thyratron, le transistor avalanche n'a pas une tension d'amorçage parfaitement définie. Elle est fonction de beaucoup de facteurs et, 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 diodes du potentiel du point D permettra d'éliminer ce danger.

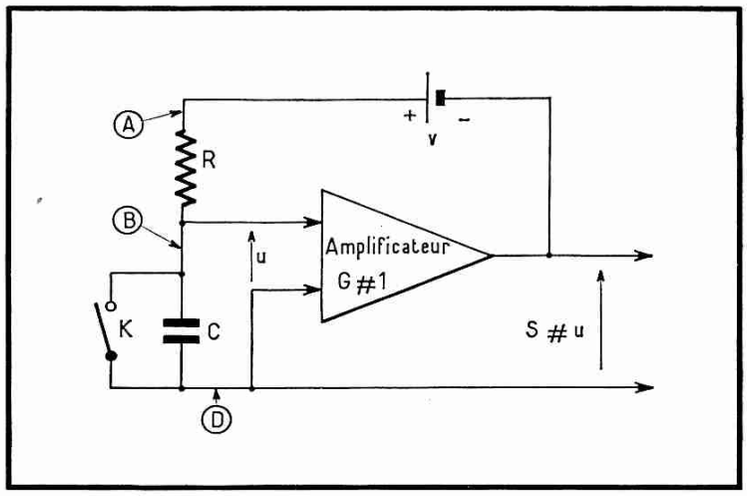


Fig. 173. — Principe du « bootstrap » permettant de rendre plus linéaire la charge d'un condensateur : l'amplificateur utilisé a un gain en tension aussi proche que possible de l'unité, une grande impédance d'entrée et une faible impédance de sortie. Son action permet de maintenir presque constante la tension aux bornes de R, donc le courant qui traverse cette résistance.

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 (figure 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.

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 meil-

leure 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.

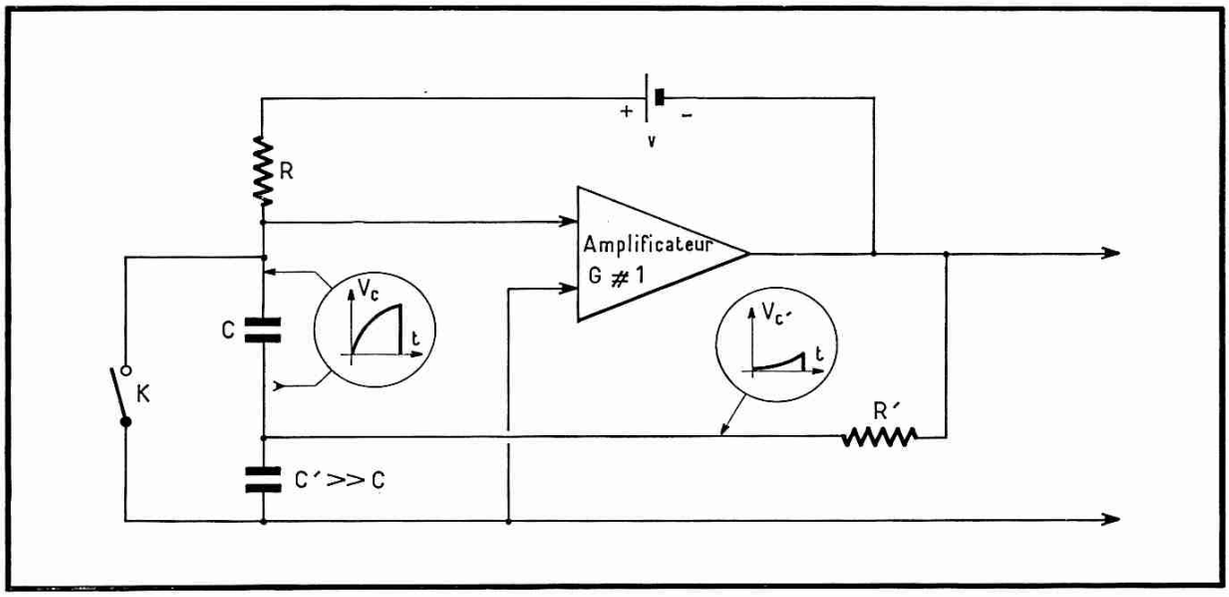


Fig. 174. — Perfectionnement du bootstrap de la figure 173 : le réseau intégrateur R'-C' provoque l'apparition aux bornes de C' d'une tension parabolique (à concavité vers le haut) qui corrige la déformation (à concavité vers le bas) de la tension apparaissant aux bornes de C.

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 pourrons 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

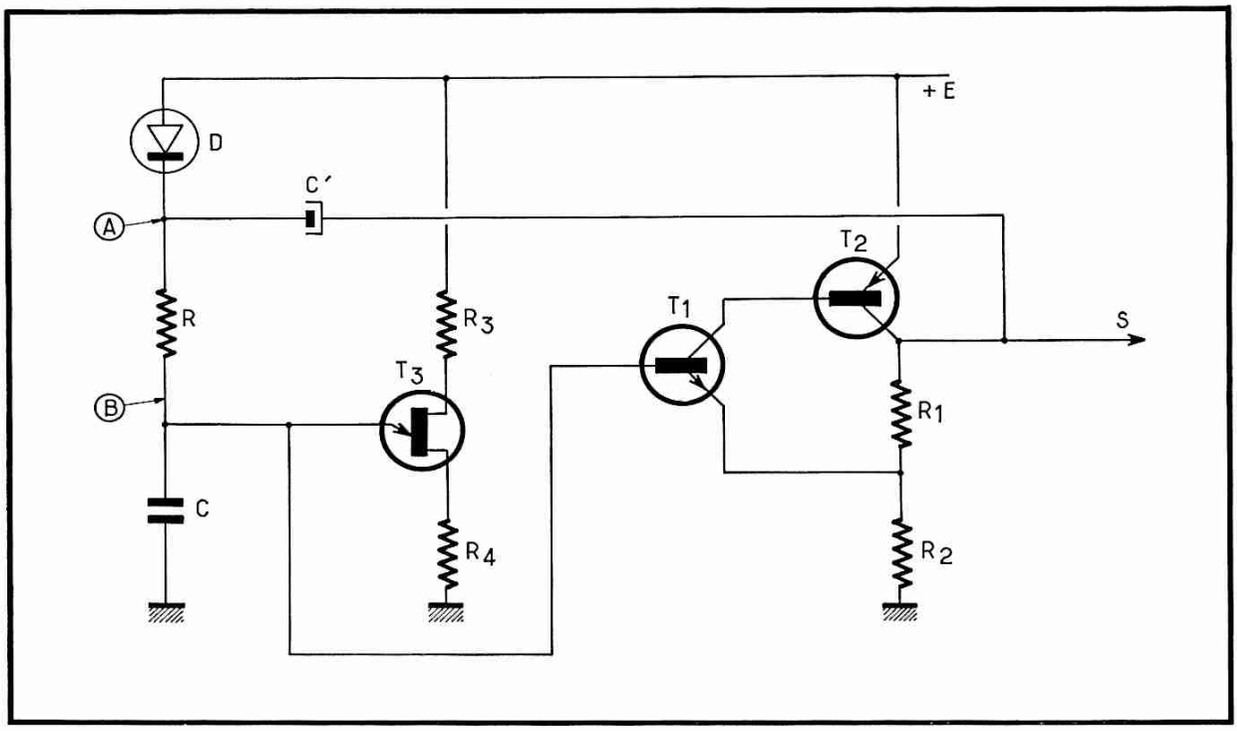


Fig. 175. — Générateur de dents de scie de très haute linéarité utilisant un UJT pour la décharge, un système bootstrap muni d'un amplificateur dont le gain est très légèrement supérieur à +1. Exemple de réalisation : R = 10 kΩ, R_1 : ajuster de 5 à 50 Ω pour linéarité maximale, R_2 = 390 Ω, R_3 = 470 Ω, R_4 = 22 Ω, T_1 = 2 N 388 ou analogue, T_2 = 2 N 525 ou analogue, T_3 = 2 N 1671 B.

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.

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'INTEGRATEUR 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

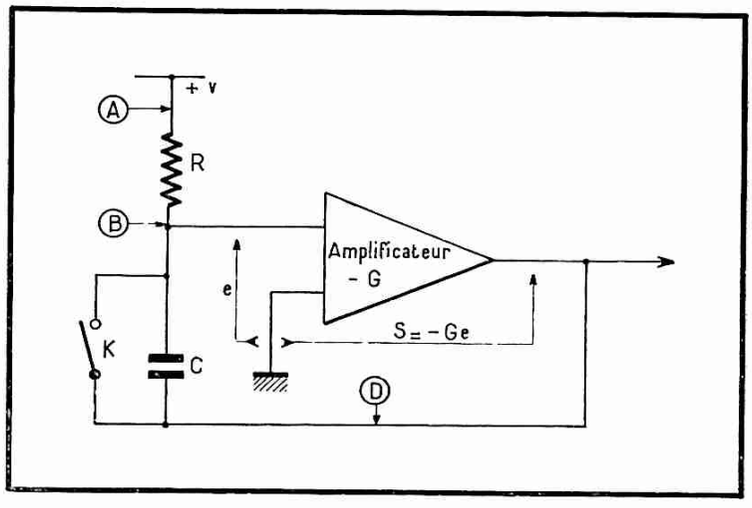


Fig. 176. — Principe de l'intégrateur de Miller destiné à améliorer la linéarité des dents de scie. L'amplificateur doit avoir un gain élevé et négatif, une grande impédance d'entrée et une faible impédance de sortie. Il fait baisser le potentiel de l'armature inférieure de C au fur et à mesure que celui-ci se charge, le potentiel du point (B) varie donc peu, de même que le courant dans R.

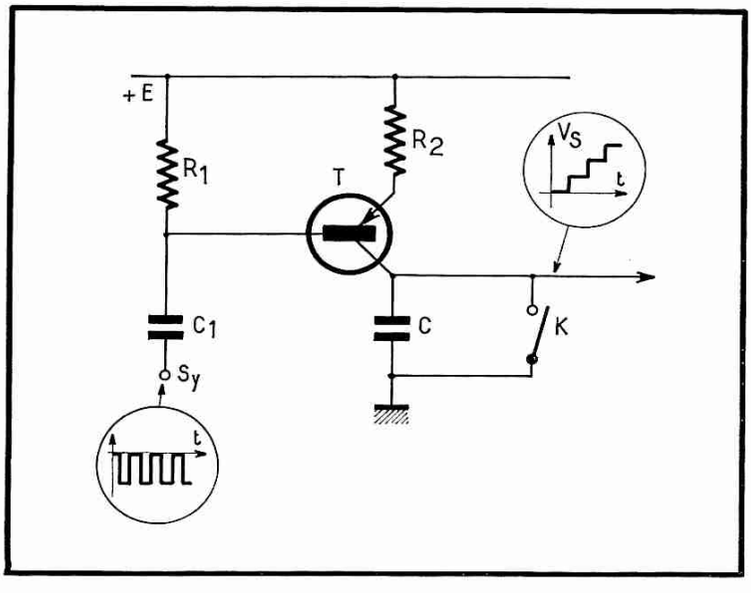


Fig. 177. — Générateur de tension en escalier : le condensateur C se trouve chargé d'une certaine quantité d'électricité chaque fois que l'on débloque T ; périodiquement on le décharge par K.

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 (*).

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 ».

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.

(*) La meilleure solution consiste le plus souvent à utiliser un amplificateur opérationnel en circuit intégré (μ A 709, SFC 2709, etc...).

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 débloquer 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.

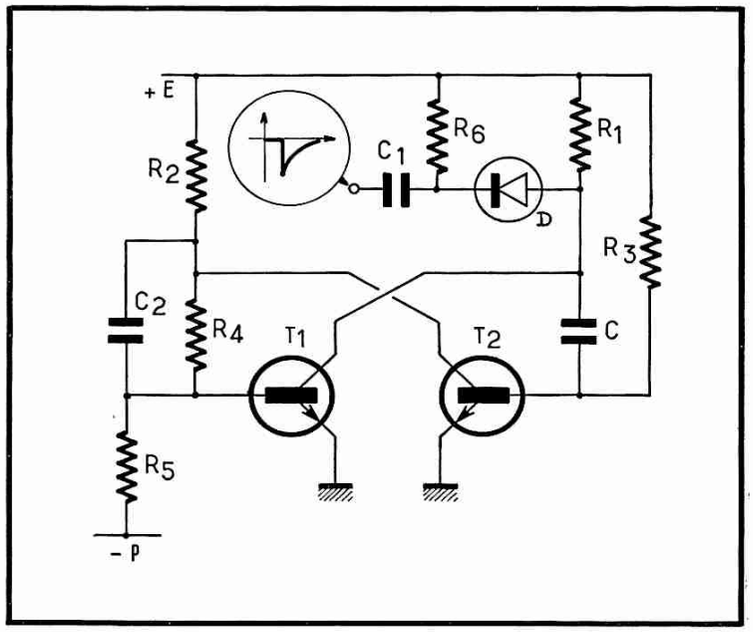


Fig. 178. — Univibrateur (système monostable). Normalement, T_1 est bloqué et T_2 saturé. Une impulsion négative, appliquée par D au collecteur de T_1, amène ce dernier à la saturation pendant que T_2 est bloqué. Ce nouvel état dure jusqu'à ce que R_3, déchargeant C, ait fait rebasculer le tout.

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 veut 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 $+E$.

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.

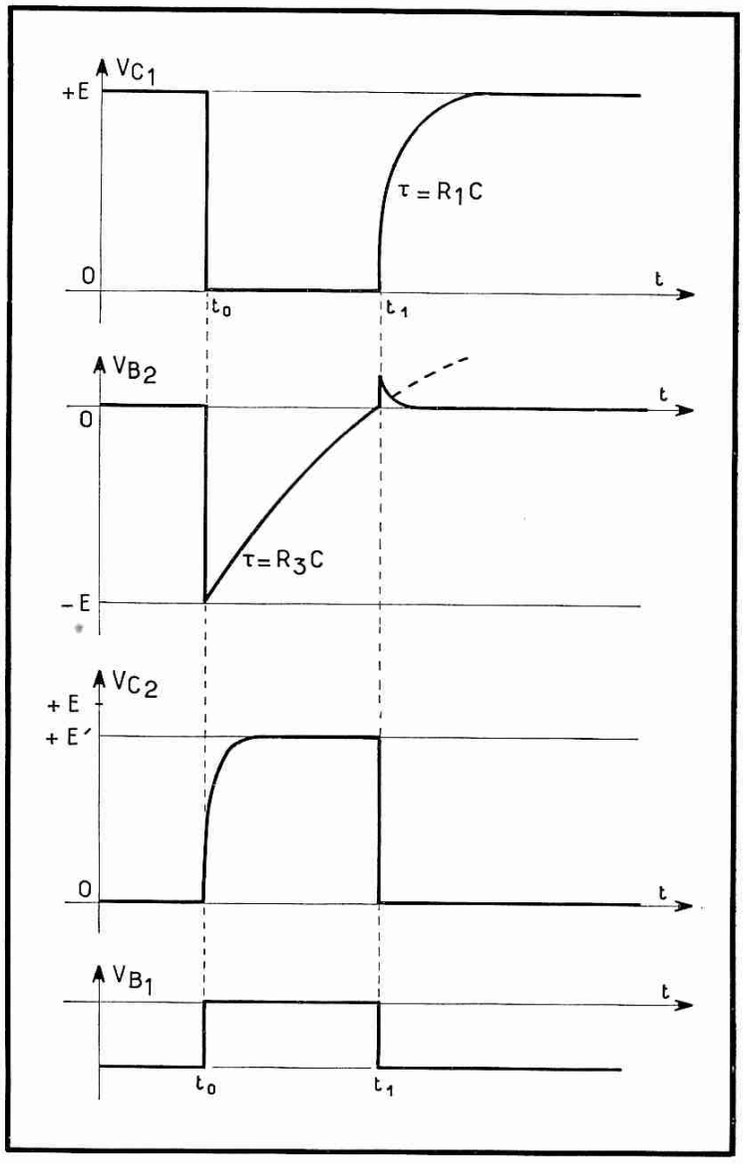


Fig. 179. — Formes d'ondes correspondant au montage de la figure 178.

Un calcul tout à fait parallèle à celui des durées des demi-périodes du multivibrateur 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 kΩ. Avec un condensateur C de fuite

suffisamment faible (par exemple un électrochimique au tantale), on pourrait utiliser une capacité de 100 μF. 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. Evidemment 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.

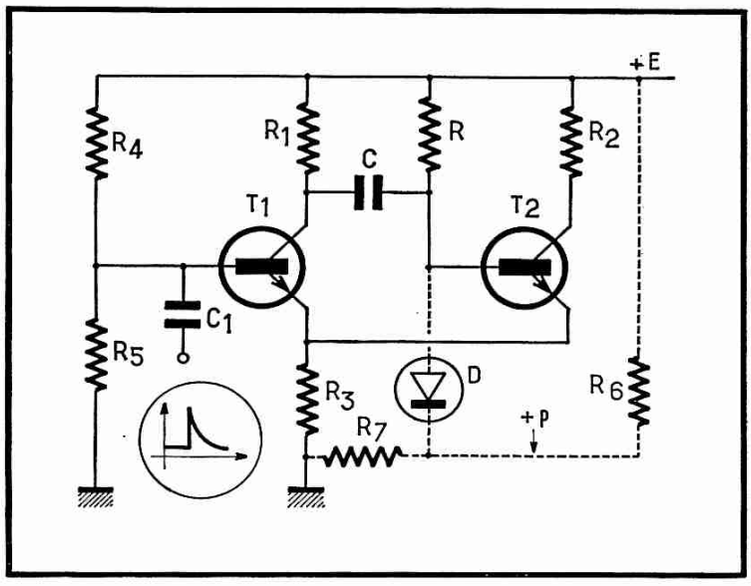


Fig. 180. — Univibrateur à couplage par les émetteurs. L'écrêtage du potentiel de la base de T_2 par la diode D et le pont R_6-R_7 n'est pas indispensable au fonctionnement mais permet une meilleure stabilisation de la période.

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 transitors 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 écrêtant 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 (*).

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 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

(*) Voir dans l'additif [7] la réalisation du monostable à partir de circuits intégrés.

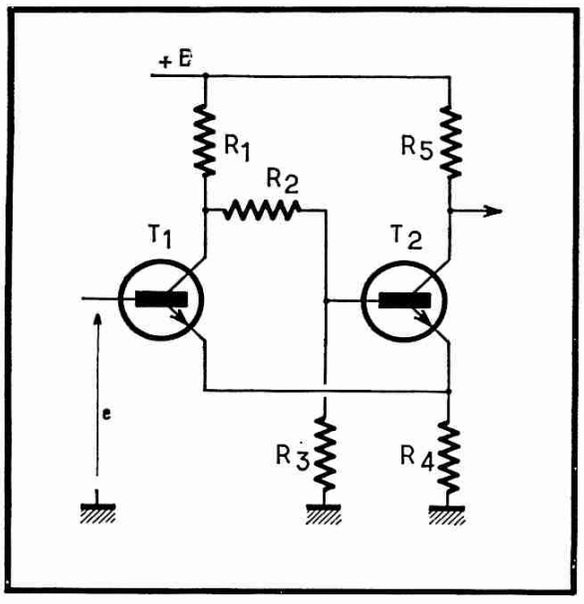


Fig. 181. — Trigger de Schmitt. Quand e varie, en montant, le montage passe brusquement dans l'état qui correspond à T_2 bloqué pour une valeur e_1 (seuil montant ou seuil haut) de e. Si, maintenant, on fait redescendre e, le nouveau basculement a lieu quand e passe par une valeur plus basse e_2 (seuil 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 : $R_1 = 1$ kΩ, $R_2 = 10$ kΩ, $R_3 = 2{,}2$ kΩ, $R_4 = 330$ Ω, $R_5 = 470$ Ω transistors 2 N 396 ou analogues, E = — 6 V, seuils e : — 0,77 et — 0,83 V, signal sur le collecteur de T_2 : 0,9 V cr/cr. Autre exemple : $R_1 = 470$ Ω, $R_2 = 3{,}9$ kΩ (shuntée par 47 pF), $R_3 = 1{,}8$ kΩ, $R_4 = 150$ Ω, $R_5 = 330$ Ω, transistors AF 102, E = — 6 V, seuils $e_1 = -1{,}4$ V, $e_2 = -1{,}1$ V temps de montée et descente du signal de 3 Vcr/cr sur collecteur de T_2 : 3 ns.

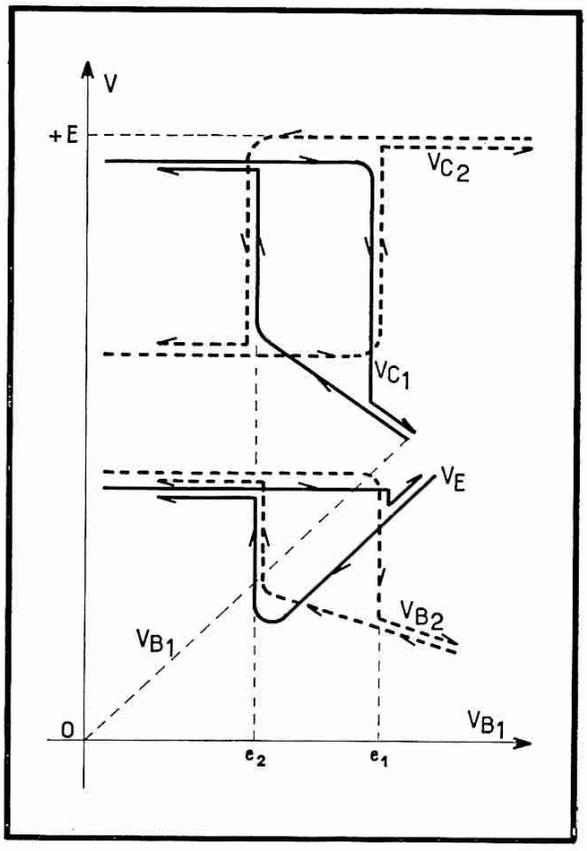


Fig. 182. — « Cyclogrammes » illustrant le fonctionnement du Trigger de Schmitt. Les parties des courbes qui devraient normalement être confondues (pour $e < e_2$ ou $e > e_1$, ou sur les verticales d'abscisses e_1 et e_2) ont été un peu décalées pour rendre la figure plus claire.

à un potentiel légèrement inférieur. Ceci suffit à bloquer le transistor T_1.

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 pourrons 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 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 est 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 celui 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.

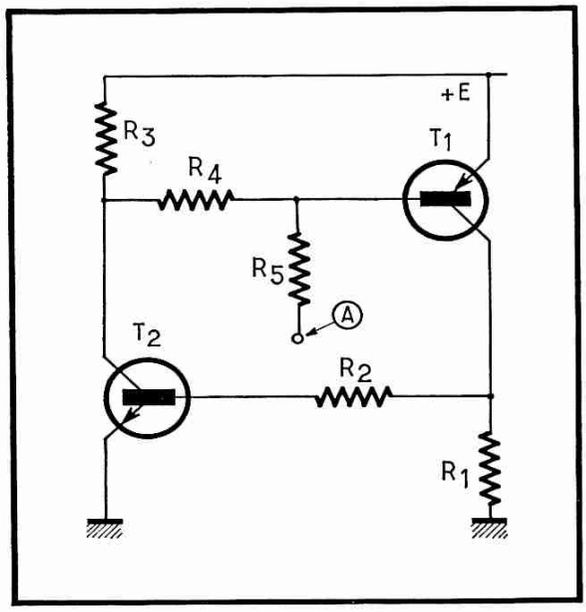


Fig. 183. — Trigger de Schmitt utilisant un transistor n-p-n et un p-n-p. Les deux transistors sont bloqués à la fois ou conducteurs à la fois. Exemple de réalisation : $R_1 = R_3 = 1$ kΩ, $R_2 = R_4 = 10$ kΩ, $R_5 = 2{,}2$ kΩ, $T_1 =$ 2 N 396 ou analogue, $T_2 =$ 2 N 377 ou analogue, $E = +6$ V, seuils en (A) : 7,2 V (blocages) et 5,8 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 pourrons 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.

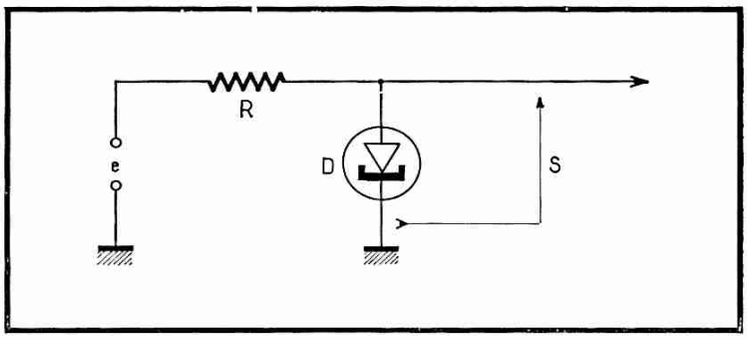


Fig. 184. — Trigger de Schmitt à diode tunnel : à une variation continue de e correspond une variation discontinue de S, quand la droite de charge relative à la tension e et à la résistance R cesse de couper en trois points la caractéristique de la diode. Les tensions de sortie sont faibles mais les basculements très rapides.

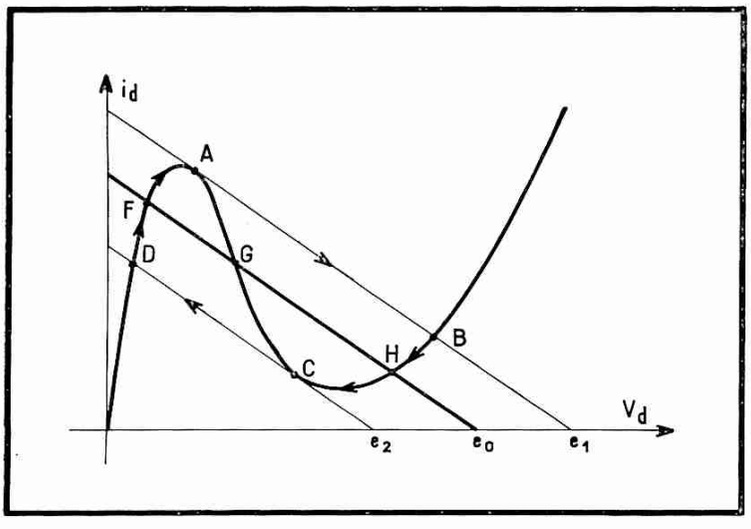


Fig. 185. — En traçant sur la caractéristique de la diode tunnel les droites de charges relatives à R et aux diverses valeurs de e, on voit que, pour e = e_0, il y a trois états possibles (dont un qui est instable en G). Par contre, si e monte au-dessus de e_1, le point figuratif est à droite de la vallée. Pour e inférieur à e_2, ce point est à gauche du pic.

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.

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) (*).

5. — BISTABLE SYMETRIQUE 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.

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.

Le montage est réalisé d'une façon aussi symétrique que possible, les deux transistors ont des caractéristiques voisines, les résistances de

(*) Voir dans l'additif [8] la réalisation du Trigger de Schmitt à partir de circuits intégrés.

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

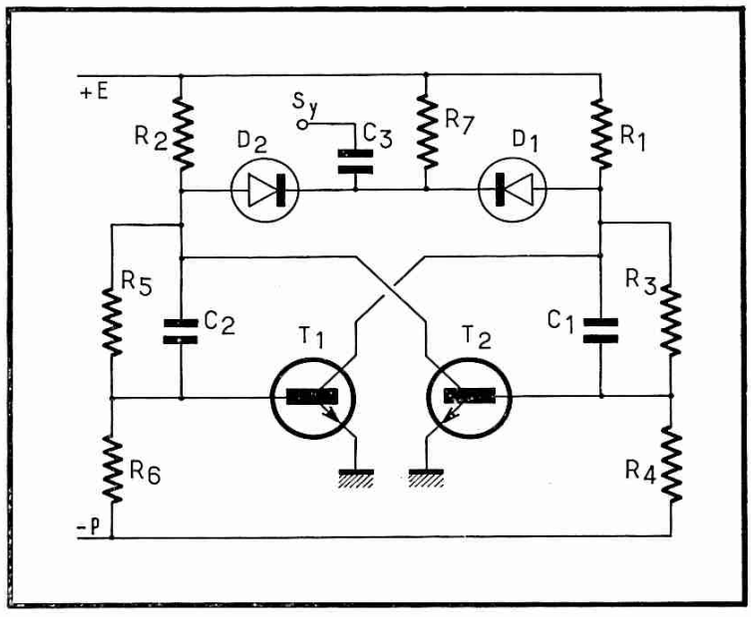


Fig. 186. — Bistable classique d'Eccles-Jordan, dans lequel un transistor bloqué maintient l'autre à la saturation. Il y a deux états possibles. Exemple de réalisation : $R_1 = R_2 = 1$ kΩ, $R_3 = R_5 = 10$ kΩ, $R_4 = R_6 = 18$ kΩ, $R_7 = 10$ kΩ, $C_1 = C_2 = 220$ pF, $C_3 = 470$ pF, $+E = +6$ V, $-p = -6$ V (avec n'importe quels transistors n-p-n).

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 débloquera 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 apériodique 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 apériodique*. 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 déclen-

chement 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 plongeons « 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 pourrons 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 (figure 43), compris entre I_{cs} et I_{ceo}. 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 supposerons le courant de collecteur de T_1 égal à E/R_1, et nous écrirons 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 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_8 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 2N769, l'auteur est arrivé à le faire fonctionner avec des impulsions d'entrée dont la fréquence de récurrence allait de 50 à 100 MHz.

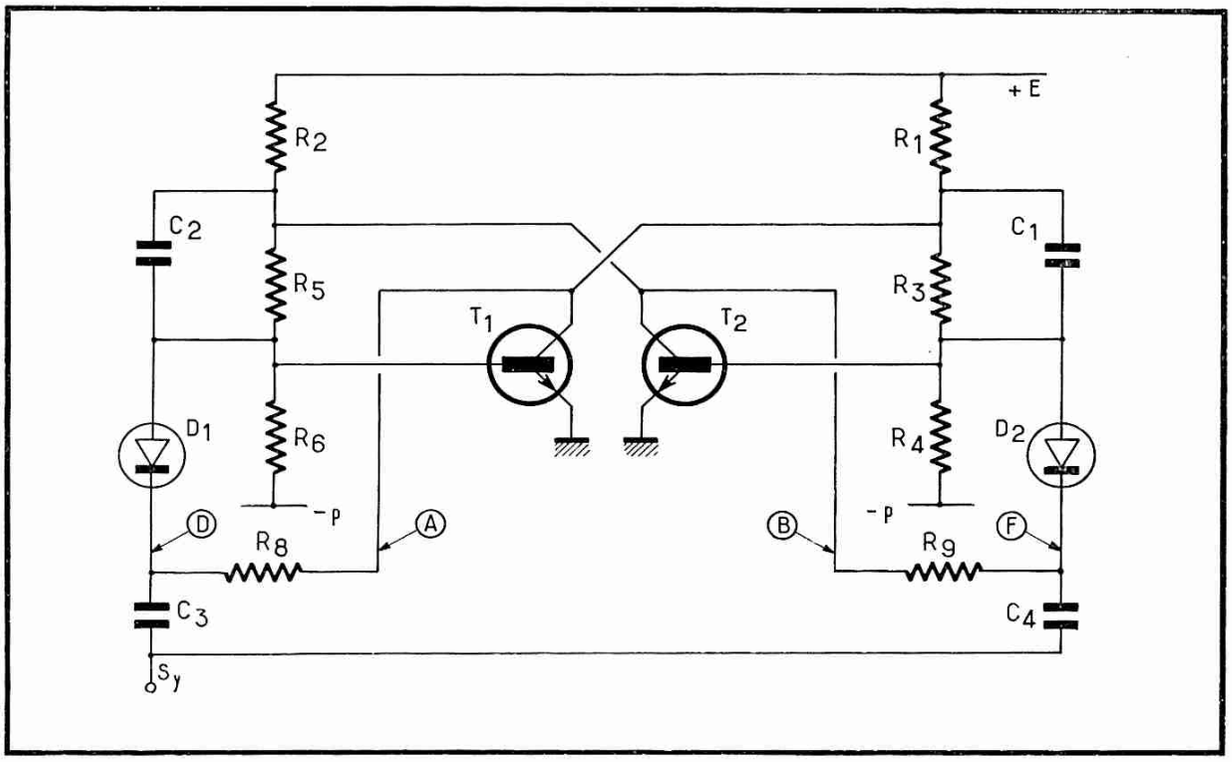


Fig. 187. — Bistable symétrique dans lequel les deux diodes de commande des collecteurs, contrairement à leur rôle dans le montage de la figure 186 (coupure de la liaison montage-source de déclenchement après le basculement), jouent un rôle d'orientation des impulsions de déclenchement en raison de la présence des filtres passe bas R_8-C_3 et R_9-C_4, agissant en retardateurs.

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.

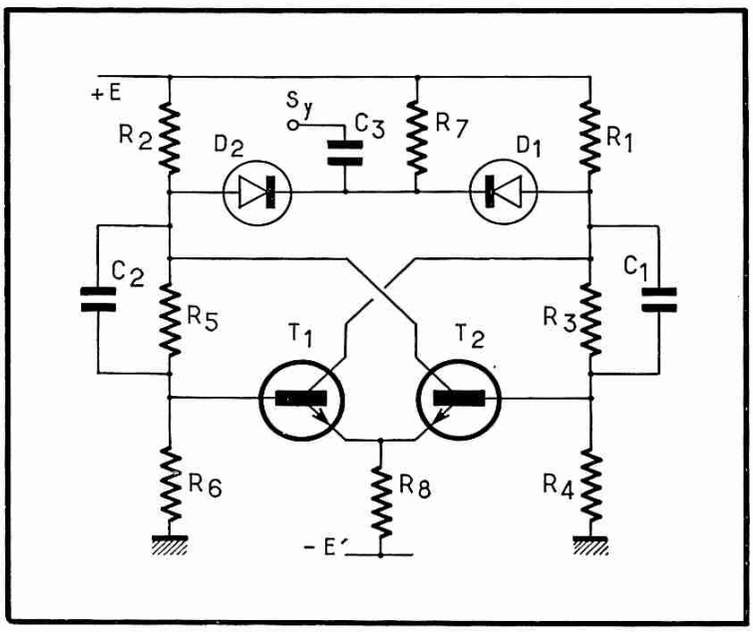


Fig. 188. — Bistable dans lequel on impose le courant des émetteurs par la résistance R_8 retournant à $-E'$; on peut ainsi empêcher les transistors d'aller à saturation quand ils débitent et accélérer les basculements en supprimant les temps de désaturation des bases.

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 conden-

sateur 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 dispostif semiconducteur désigné par la marque déposée de « Transwitch » (de *Transitron Electronic C°*) qui est un espèce de redresseur commandé au silicium, ayant la propriété, quand il est à l'état conducteur, de pouvoir être bloqué

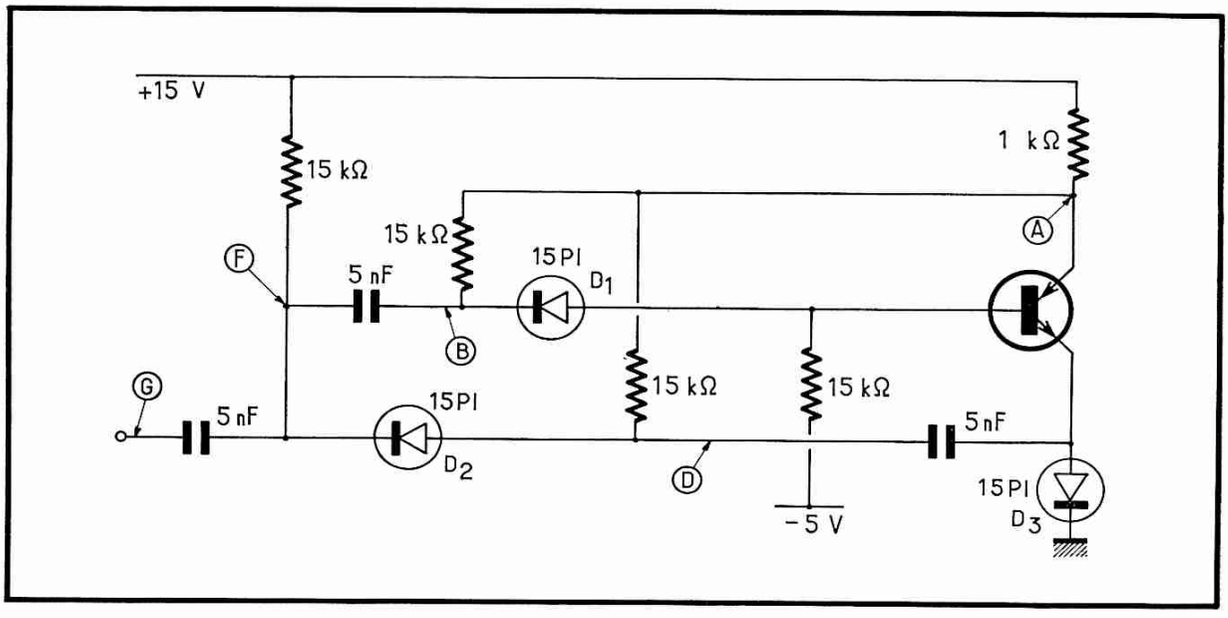


Fig. 189. — Type de réalisation d'un bistable utilisant un semiconducteur à quatre couches, réalisé sous le nom de « Transwitch ».

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 V, de même que celui des points B et D. Comme le point F est aussi à + 15 V, c'est la diode D_2 qui se débloquera 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.

Le potentiel des points B et D s'étant abaissé à environ 1,5 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 solides (*).

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.

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 :

$$\frac{E}{R_2 + R_4} - \frac{p}{R_5} > \frac{1}{\beta_1} \times \frac{E}{R_1}.$$

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 1440 Ω représentent une dissipation de 100 mW. Si nous utilisons une résistance collecteur de 1440 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.

(*) Voir dans l'additif [9] les types de circuits intégrés bistables.

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 utilisions deux transistors dont les dissipations collecteur maximales soient de 100 mW. Nous pourrons 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 1440 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 µF, 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 pourrons 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 résistances, 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_{cbo}.

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 µA 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 µA, nous voyons qu'une résistance collecteur de moins de 10 000 Ω 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 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 V. Le potentiel de l'anode de cette diode sera légèrement supérieur à 2 V, ainsi que celui de la base de T_2. Etant 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 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 220 Ω. 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 kΩ.

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 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 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 V. Pour avoir une meilleure sécurité de fonctionnement nous limiterons ce potentiel à 2,0 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 kΩ. Supposons donc que nous choisissions 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 nepériens (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 supposerons 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 conclurons 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 supposerons 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 kΩ et à R_3 la valeur 1,8 kΩ. La tension correspondant à $+ p$ est alors égale à 1,94 V. La résistance équivalente à R_3 (1,8 kΩ) en parallèle avec $R_1 + R_2$ (3,77 kΩ) vaut 1,22 kΩ.

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 kΩ 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 kΩ. La tension *p* définie plus haut passe à 2,2 V tandis que la résistance équivalente à R_3 en parallèle à $R_1 + R_2$ devient 1,36 kΩ. Dans cette dernière résistance, le courant de base de 0,2 mA entraîne une chute de tension de 0,27 V. Le potentiel de base, compte tenu du courant de base, sera alors de :

2,2 — 0,27 = 1,93 V soit la valeur souhaitée.

Le potentiel des émetteurs étant de 1,7 V environ, nous pouvons en déduire que le seuil supérieur e_1 sera de l'ordre de 1,85 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 V. On trouve alors sur les émetteurs un potentiel de 1,65 V, ce qui représente dans T_1 un courant de 9 mA environ.

Comme le collecteur de T_1 est relié au + 6 V par 470 Ω et à la masse par $R_2 + R_3$ soit 5,5 kΩ, la transformation de Thévenin nous montre que tout se passe comme si le collecteur était alimenté depuis un point à potentiel + 5,52 V à travers une résistance équivalant à R_1 en parallèle sur $R_2 + R_3$ soit 432 Ω.

Dans cette résistance, un courant de 9 mA entraîne une chute de tension de 3,9 V amenant le collecteur de T_1 à un potentiel voisin de 1,62 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 470 Ω pour R_1 était un peu trop élevée : il vaudrait mieux la réduire à 390 Ω.

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.

Etant donné que les montages à transistors doivent surtout être considérés du point de vue intensité, alors qu'on envisageait dans les montages à tubes presqu'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 pourrons 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

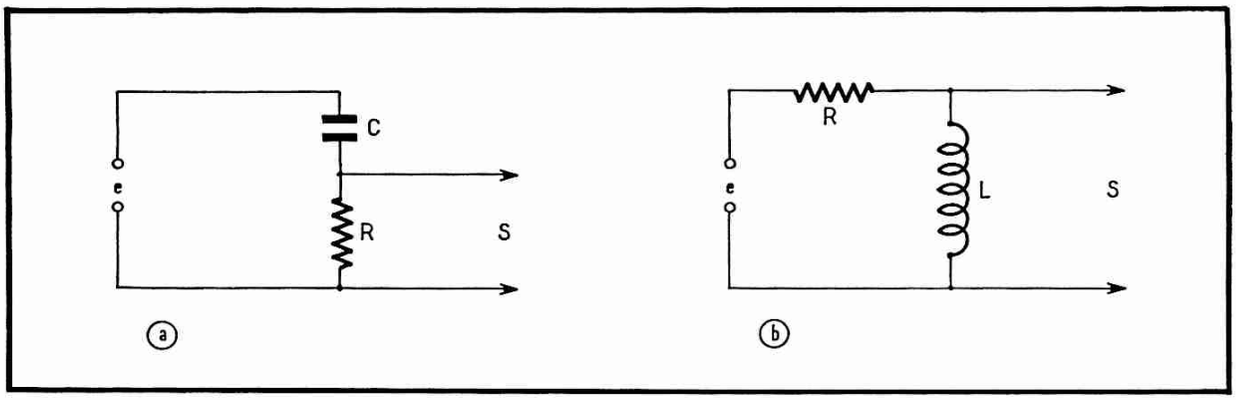


Fig. 190. — Au lieu de réaliser un circuit dérivateur par un filtre R-C, on peut aussi bien utiliser un bobinage comme le montre la figure **b.**

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.

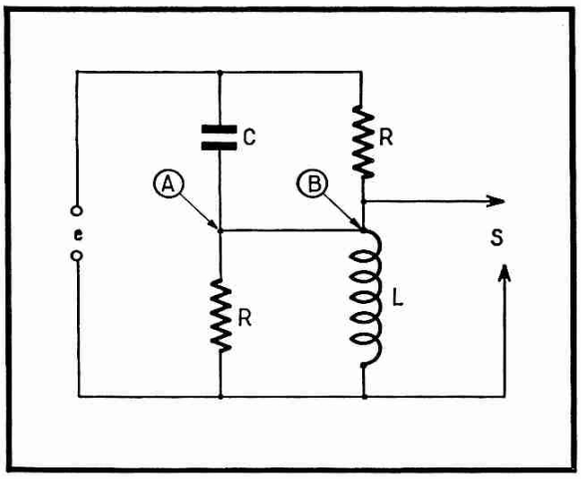


Fig. 191. — Les deux circuits dérivateurs de la figure 190, combinés en un seul, donnent une dérivateur dit « de Boucherot » qui présente une impédance d'entrée réelle et indépendante de la fréquence.

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 « MEMOIRE 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

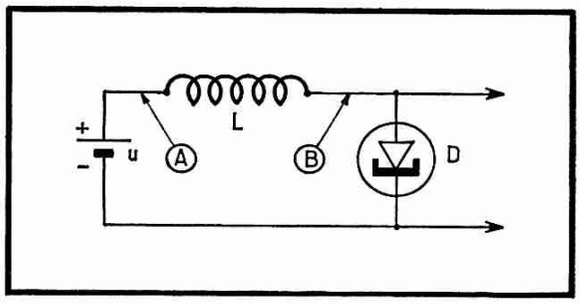


Fig. 192. — En alimentant une diode tunnel par une tension comprise entre les tensions de pic et de vallée de la diode, à travers un bobinage L, on réalise un multivibrateur astable.

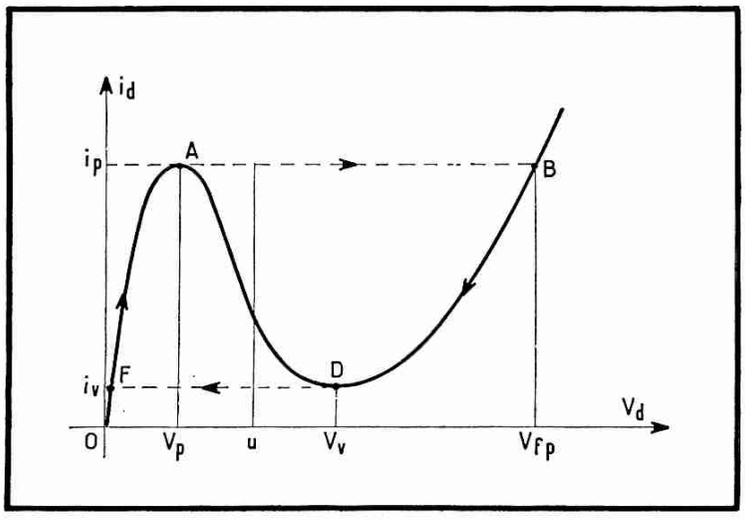


Fig. 193. — Le point figuratif de fonctionnement, partant de l'origine, va vers le pic (A). Il y a transition presque instantanée (donc à courant constant) et le point se trouve en (B). Le courant dans la diode diminue alors, puisque le potentiel de l'anode de celle-ci est supérieur à u, et ceci jusqu'à 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).

de la diode tunnel. Nous supposerons d'abord que sa résistance interne est nulle.

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 résul-

tera 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_{tp}, 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.

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 (abcisse 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 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

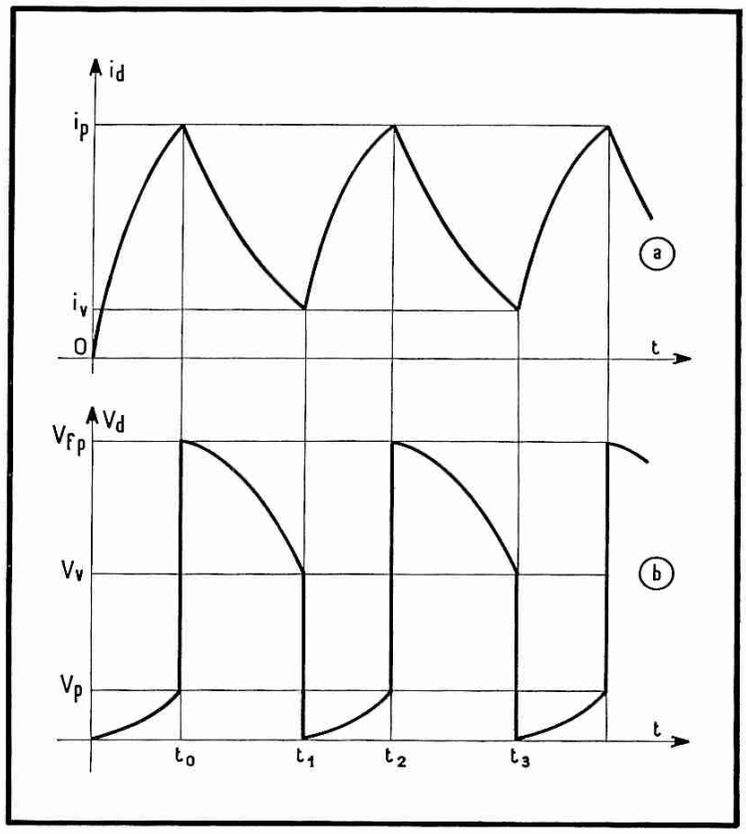


Fig. 194. — Le courant dans la diode tunnel varie sans présenter de discontinuités. Par contre, la tension aux bornes de la diode présente des variations brusques.

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 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 amené, 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 pourrons 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.

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 choisirons, 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.

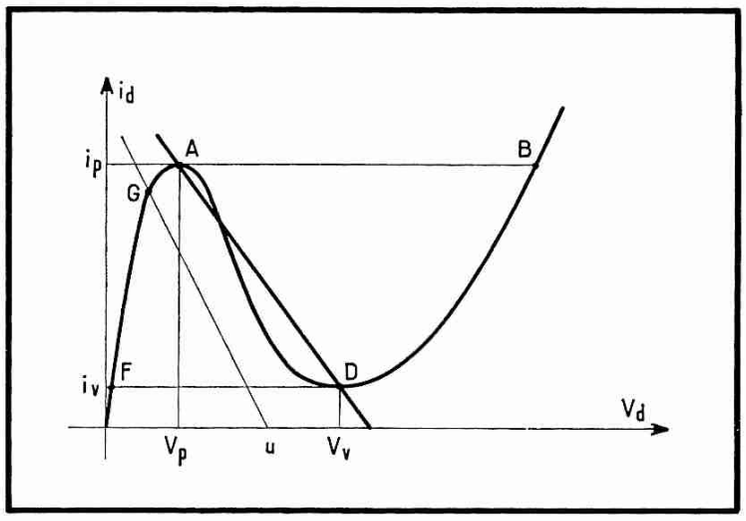


Fig. 195. — Si, pour une tension u donnée dans le multivibrateur de la figure 192, la résistance ohmique du bobinage L fait que la droite de charge statique (en maigre) passe à gauche du point (A), le montage n'est plus astable, il devient monostable, (G) correspondant à un régime stable. On peut retrouver un fonctionnement astable en augmentant u, à condition que la résistance ohmique en série avec L soit inférieure à celle qui correspond à la pente de la droite de charge AD (en trait gras).

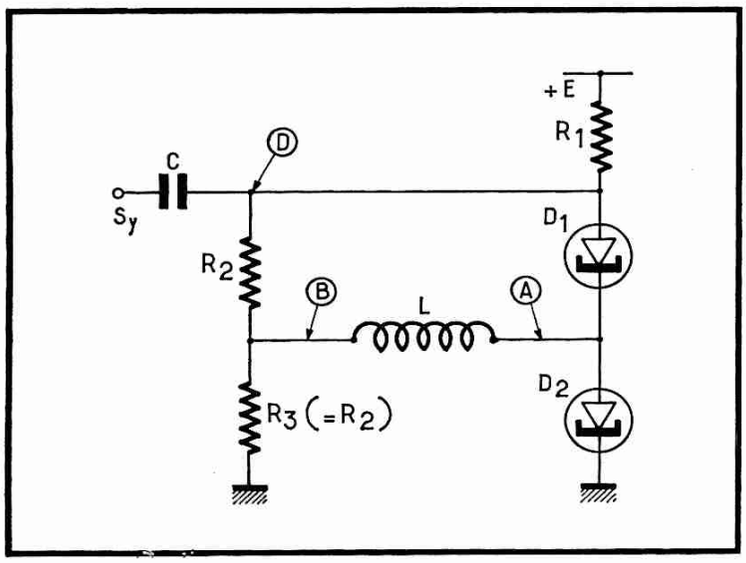


Fig. 196. — Bistable à diodes tunnel. L'une des deux diodes est, au repos, soumise à une tension légèrement inférieure à la tension de pic, l'autre se trouvant soumise à une tension légèrement supérieure à la tension de vallée. C'est le bobinage L qui joue le rôle de « mémoire temporaire d'état », permettant le basculement

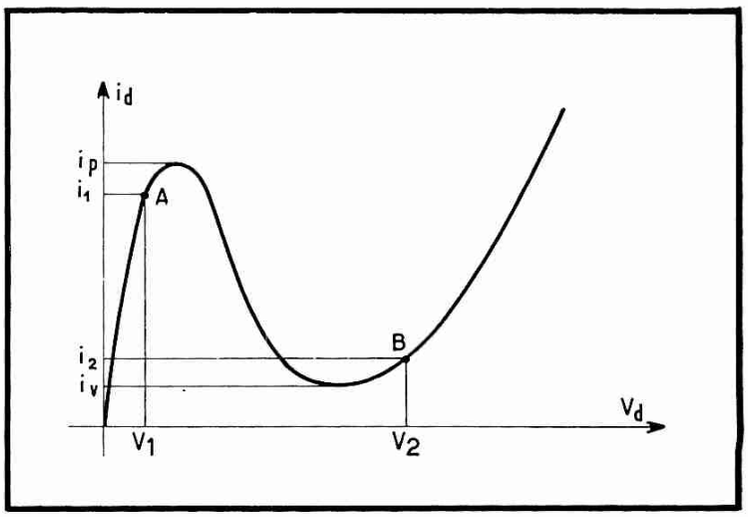


Fig. 197. — Les points (A) et (B) correspondent aux états des deux diodes du montage de la figure 196, ces diodes étant supposées identiques.

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 pourrons 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 supposerons 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 REGENERATIFS

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.

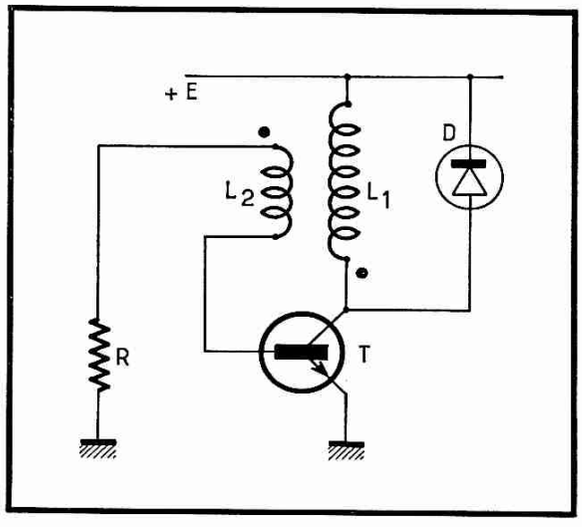


Fig. 198. — Oscillateur bloqué en une alternance (blocking) à transistor, prévu pour un fonctionnement déclenché. La diode D protège le collecteur des surtensions lors du reblocage du transistor.

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.

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 :

$$i_M = \frac{\beta E}{n R}$$

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 :

$$L_1 \frac{d\,(i_c)}{dt} = E \qquad \text{donc } i_c = \frac{E}{L_1} t$$

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_M. 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.

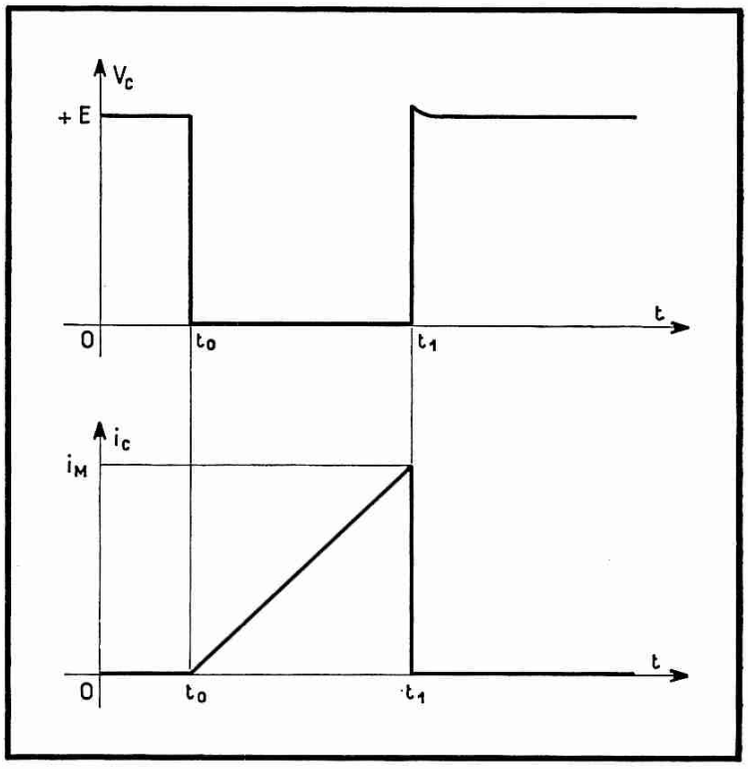


Fig. 199. — Formes d'ondes du blocking de la figure 198 : pendant la conduction, le transistor reste à saturation. Le potentiel de son collecteur est donc nul; il y a une tension constante appliquée au primaire du transformateur, donc un courant qui croît linéairement en fonction du temps dans le primaire.

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 :

$$\frac{E}{L_1} T = \frac{\beta E}{nR}, \quad \text{d'ou : } T = \frac{\beta L_1}{nR}.$$

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 débloquant 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.

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_{cbo} 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_{cbo} mais le I_{ceo}. Le transistor utilisé par l'auteur devait avoir un I_{cbo} déjà important ; le I_{ceo} 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

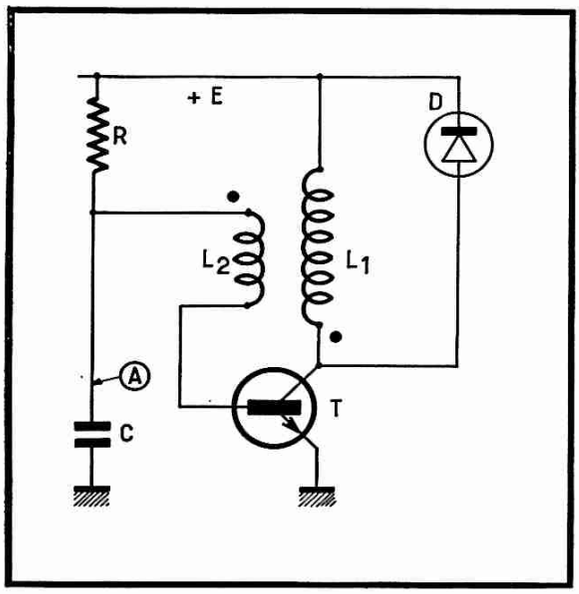


Fig. 200. — Exemple de blocking astable dans lequel une imprécision sur la fréquence de récurrence était causée par le courant de fuite I_{cbo} de T qui, variant avec la température, s'ajoutait au courant dans R pour décharger C.

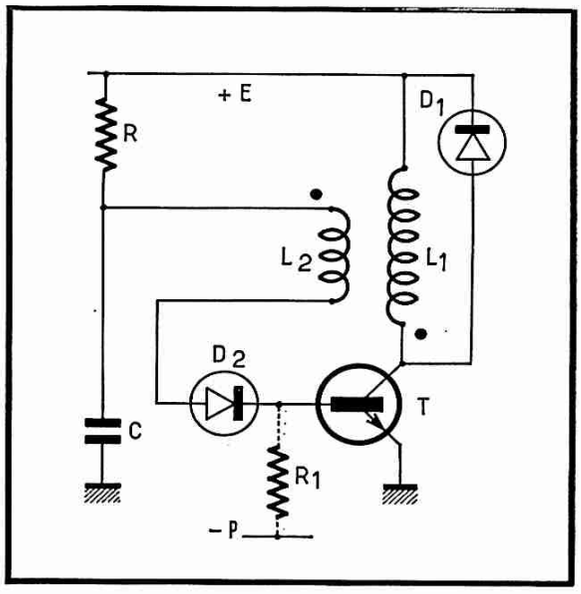


Fig. 201. — Essai tenté pour remédier au défaut du montage de la figure 200 : la diode au silicium D_2, laissant passer le courant de commande normal de la base de T, empêche le courant de fuite I_{cbo} d'aller vers C. Mais, alors, la base est en l'air et le courant de fuite de T monte à I_{ceo}, beaucoup plus élevé. L'utilisation d'un contre-courant injecté par R_1 depuis une source — p n'arrange rien.

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_{cbo} 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_{cbo} 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_{cbo}), doit avoir sur sa base un contre-courant *égal* à I_{cbo}, 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_{cbo} 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

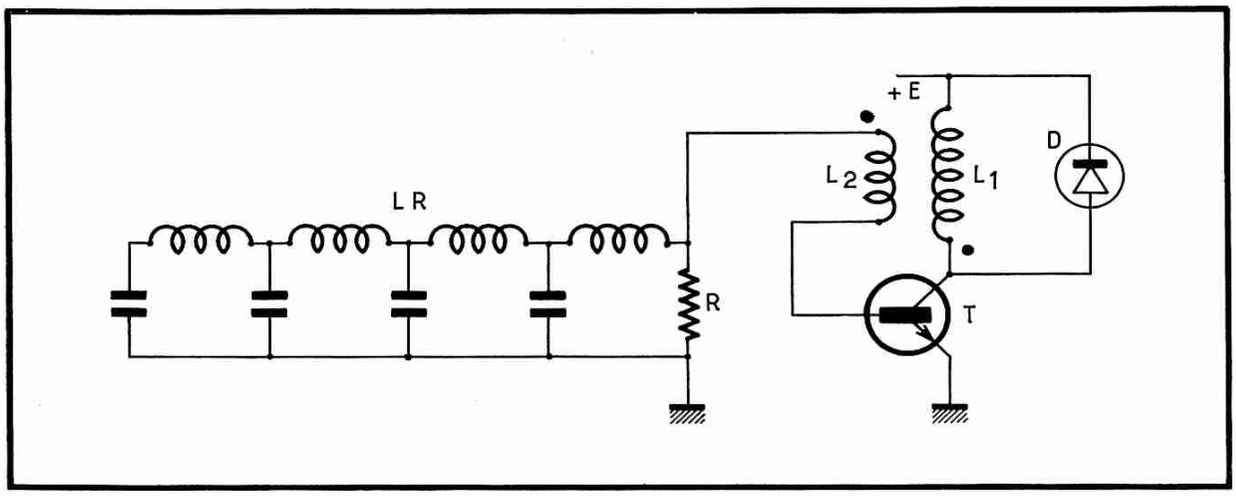


Fig. 202. — En utilisant une ligne à retard ouverte, on arrive à « calibrer » exactement la durée de l'impulsion produite par un blocking en faisant rebasculer celui-ci prématurément au bout d'un temps égal au double du temps de retard de la ligne.

repos du collecteur de T à une valeur comprise entre : I_{cs} et I_{ceo}. 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 2 T, 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.

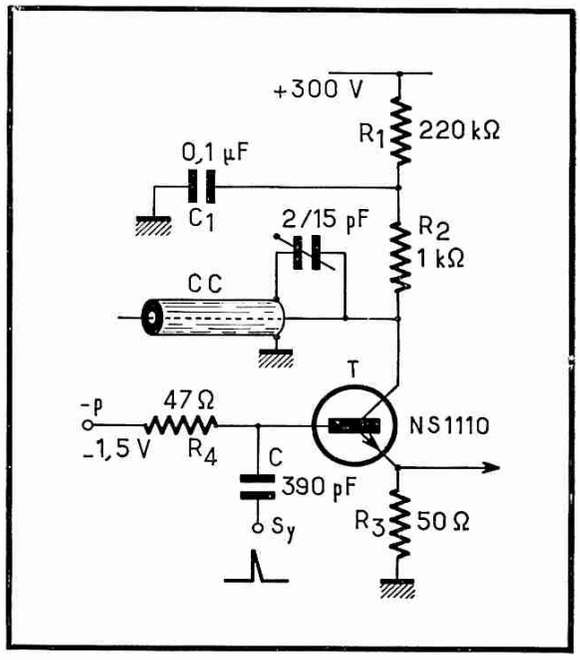


Fig. 203. — C'est un simple morceau de câble coaxial qui joue le rôle de ligne à retard dans un montage à transistor avalanche, permettant de fournir des impulsions de forte puissance, d'une durée de l'ordre de la nanoseconde (documentation « France Nucléaire »).

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.

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 des 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.

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'appli-

quions 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.

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 $\overline{S}$. (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 $\overline{S}$. 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

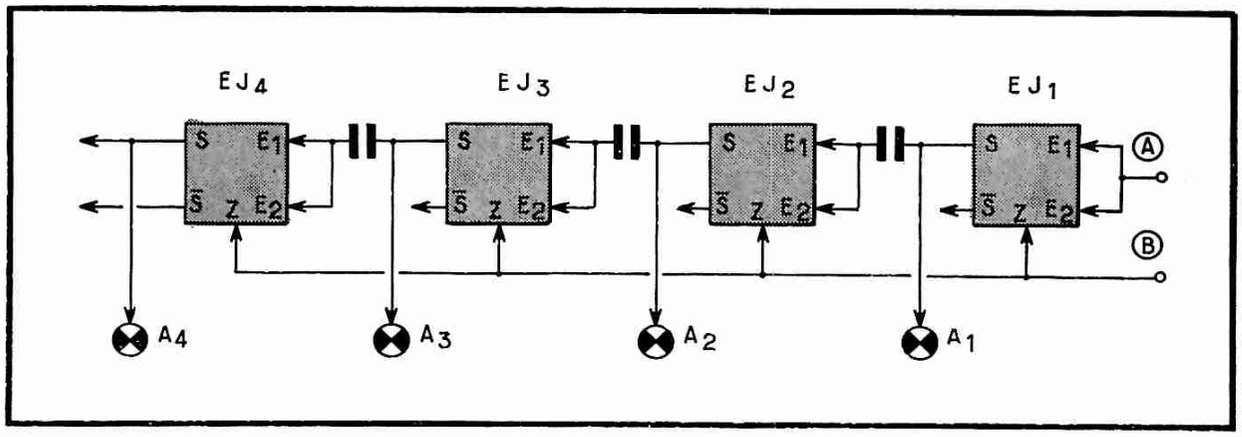


Fig. 204. — Structure d'un compteur binaire. Le bistable EJ_1 revient à son état initial toutes les deux impulsions d'entrée appliquées en (A). Quand il revient dans cet état, il éteint la lampe d'affichage A_1 et transmet une impulsion à EJ_2 qui bascule. La remise au zéro s'effectue par la ligne (B). 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.

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...) 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 connaîtrons 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 concluerons que le compteur a reçu $8 + 2 = 10$ impulsions.

Evidemment, 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 (*).

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

(*) Un tel type de comptage est dit « asynchrone ». L'additif [10] explique ce terme et montre comment on réalise le comptage « synchrone ».

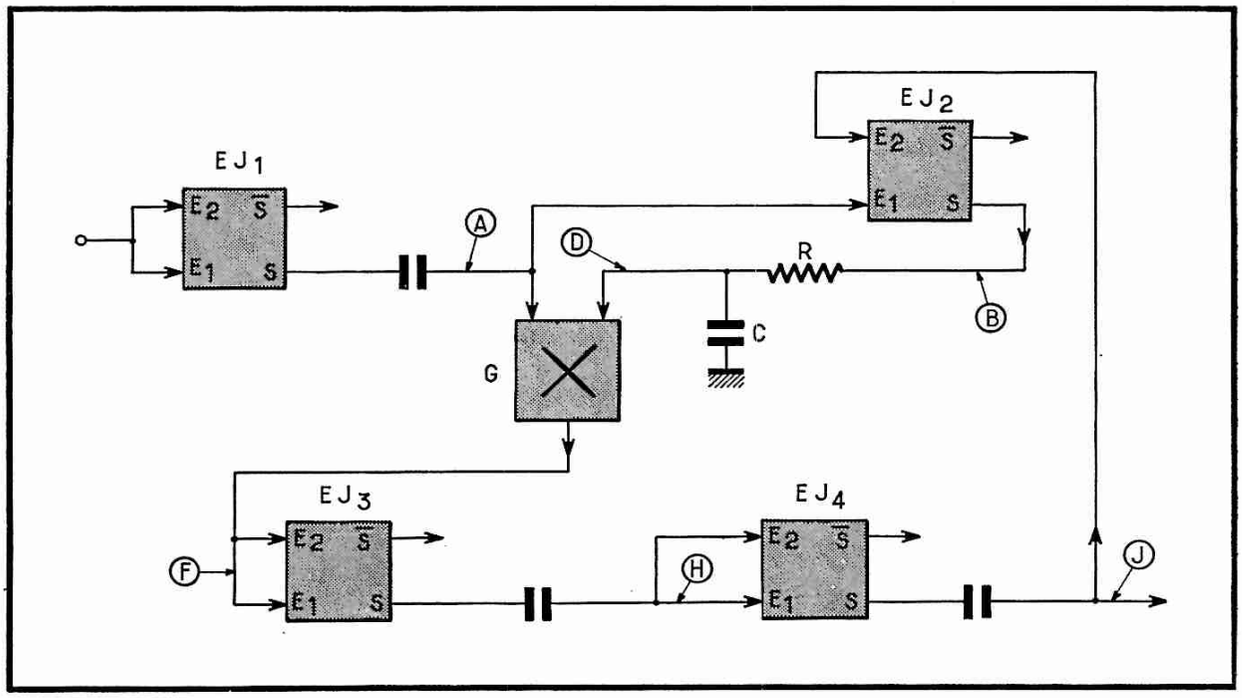


Fig. 205. — Structure de la décade « Rochar », dans laquelle le « gate » (circuit « et ») G est commandé par le bistable EJ_2 qui « garde en mémoire » la première des cinq impulsions sortant en (A) du premier basculeur.

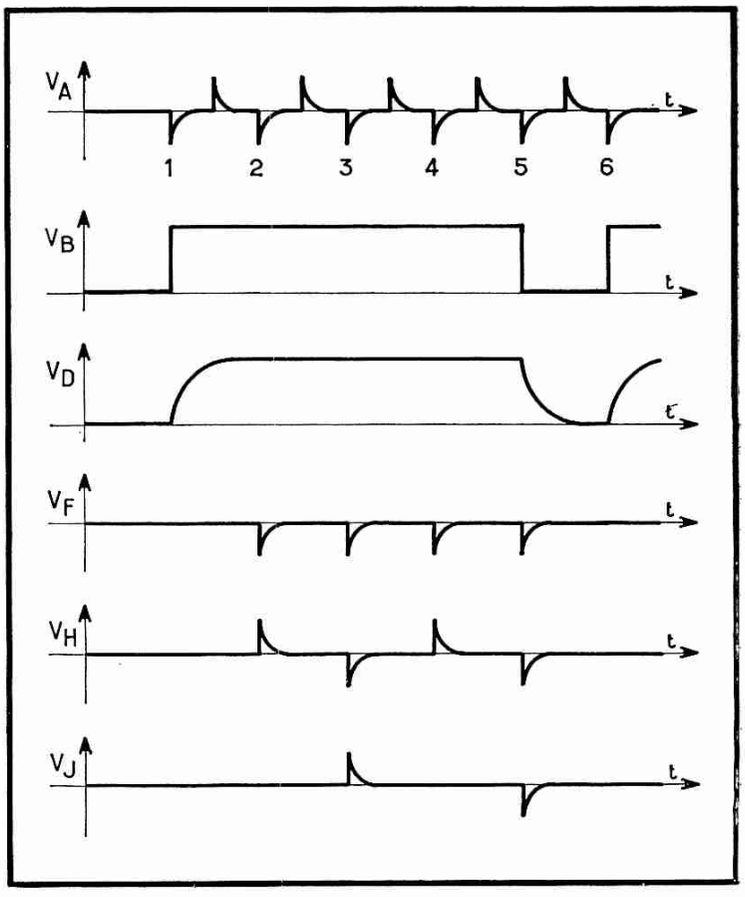


Fig. 206. — Formes d'ondes correspondant à la décade de la figure 205 : le retard introduit par R-C entre les points (B) et (D) fait que l'impulsion qui déclenche l'ouverture de G ne passe pas par G, tandis que celle qui en déclenche la fermeture passe par G avant qu'il soit fermé.

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.

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 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 (*).

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

(*) Il existe un circuit intégré réalisant une décade complète suivant un principe très analogue, voir additif [11].

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.

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 (*).

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 débitant, 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. Etant donné les conventions choisies et le sens des branchements, le basculeur EJ_1, quand il est dans l'état zéro, laissera passer les impulsions à travers le gate G_2 et bloquera le gate G'_2. Donc, si des impulsions sont appliquées à ce moment, le basculeur EJ_2 passera au zéro à moins qu'il n'y soit déjà.

Par contre, quand le basculeur EJ_1 est dans l'état 1, il ouvre le gate G'_2 et ferme le gate G_2.

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 EJ_5 et les entrées des commandes des

(*) Il existe des décodeurs en circuits intégrés, avec quatre entrées binaires et dix sorties décimales, tels le SFC 441 E.

gates G_1 et G'_1, les couplages sont croisés par rapport à ce qu'ils sont entre EJ_1, et les gates G_2 ou bien entre EJ_2 et les gates G_3...

Supposons initialement tous les basculeurs à l'état zéro : les tensions de sortie du basculeur EJ_5 auront commandé les gates G_1 et G'_1 de telle sorte que la première impulsion arrivant en A, passant seulement par le gate G'_1, fera passer le basculeur EJ_1 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 EJ_1 est dans l'état 1 : EJ_2 va donc basculer à son tour sans que EJ_3, EJ_4 ni EJ_5 ne basculent. Le basculeur EJ_1 restera dans l'état 1, puisque EJ_5, toujours dans l'état zéro, continue à débloquer G'_1 et à bloquer G_1. Les 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 débloqué 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

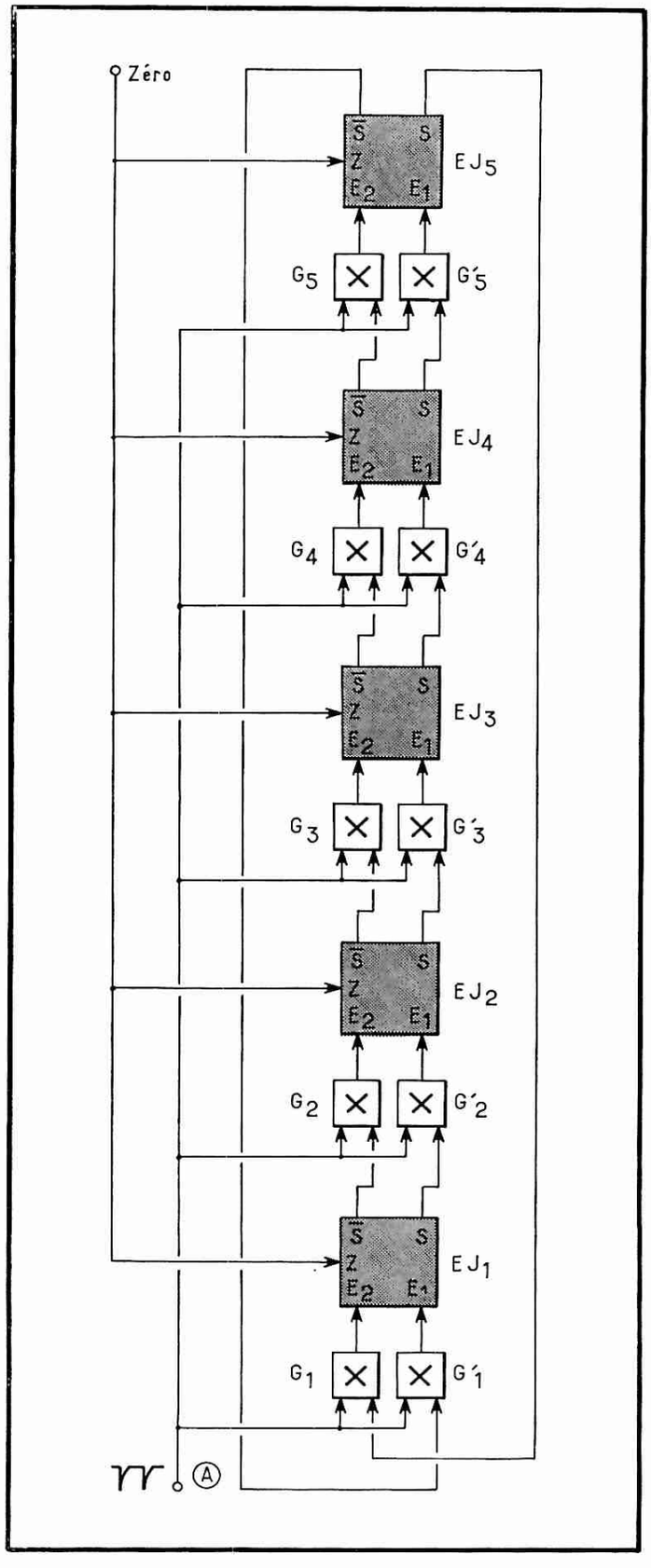


Fig. 207. — Structure de décade de Victor H. Regener : chacun des cinq basculeurs oriente, par des gates, les impulsions de commande (A), vers l'une ou l'autre des entrées du basculeur qui le suit, de telle sorte que l'impulsion tende à amener le basculeur dans le même état que celui qui le précède (à 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 $\overline{S}$ /on dit plus fréquemment Q et $\overline{Q}$) 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 $\overline{S}$ 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).

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 $\overline{S}$ 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 $\overline{S}$ 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 $\overline{S}$ de EJ_1 et sur l'autre entrée par le $\overline{S}$ 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 ouvert et fermé.

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.

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 débloqué, 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,

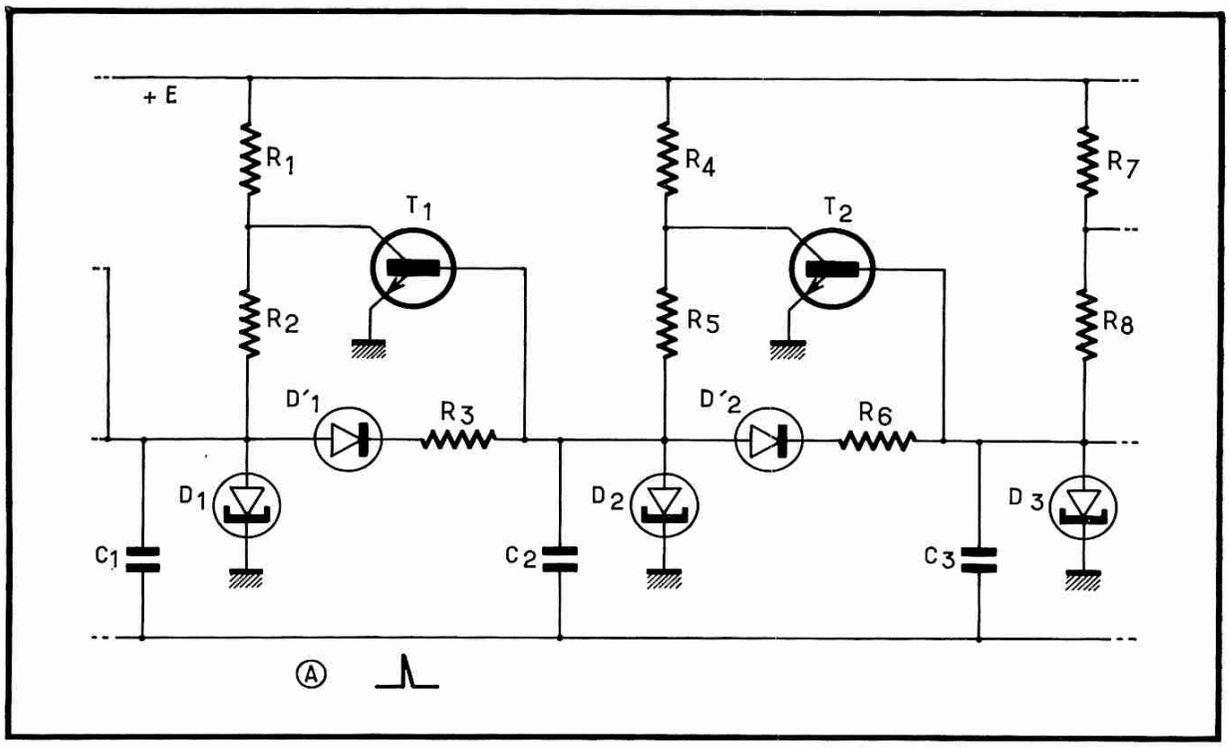


Fig. 208. — Structure d'un compteur décimal à dix diodes tunnel : une diode, quand elle est dans l'état correspondant à sa tension maximale, pré-polarise la suivante dans l'anneau, par l'intermédiaire de la diode ordinaire D'. L'impulsion (A), appliquée à toutes les diodes tunnel, fait basculer celle qui est pré-polarisée et entraîne, de ce fait, par le transistor de couplage, la remise au zéro de la diode tunnel précédente.

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 C°*) qui permet de réaliser des compteurs en anneaux.

2. — METHODES 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.

La meilleure solution, pour commander une ampoule à partir d'un basculeur, est d'utiliser un transistor amplificateur intermédiaire, auquel le basculeur ne fournira que son courant base.

La figure 209 indique une réalisation possible de cet amplificateur.

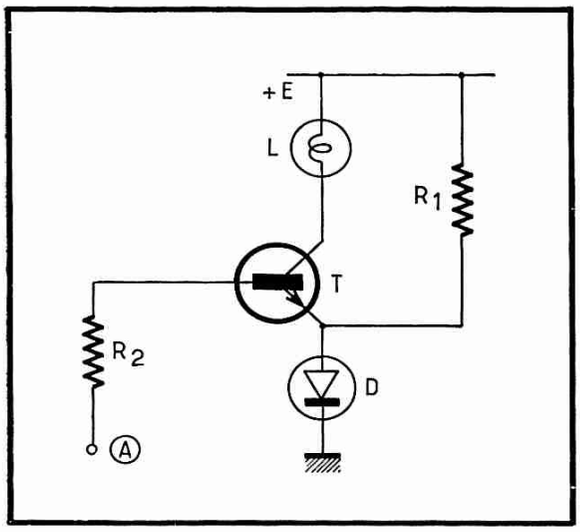


Fig. 209. — Affichage par une ampoule à incandescence de l'état d'un basculeur. La diode D sert à polariser à + 0,7 V l'émetteur de T pour assurer un blocage plus franc quand la tension en (A) s'annule ou presque.

L'ampoule L est placée dans le circuit collecteur du transistor T. La résistance R_2, dans son circuit de base, limite le courant base quand le potentiel de A (ce point étant relié au collecteur d'un basculeur) est fortement positif.

Comme le potentiel de A peut ne pas descendre tout à fait à zéro quand le collecteur du basculeur qui le commande est celui d'un transistor saturé, la diode D porte le potentiel de l'émetteur de T à une valeur légèrement positive (0,7 V) et indépendante du courant collecteur de T. On assure ainsi un blocage parfait de T quand la tension appliquée en A est voisine de 0, même si elle n'est pas tout à fait nulle. La résistance R_1 sert à envoyer un petit courant en permanence dans D, pour maintenir à ses bornes une tension de l'ordre de 0,7 V, même s'il n'y a pas de courant émetteur dans le transistor T.

En utilisant une source de tension E de 12 V, l'ampoule L peut être du type 12 V, 40 mA, qui éclaire déjà d'une façon très visible et ne demandera comme courant base qu'un peu moins de 1 mA pour s'allumer complètement si le β de T est supérieur à 40, ce qui est normal.

Il se peut toutefois que ce courant de 1 mA soit encore trop fort pour le transistor qui doit le fournir. Dans ce cas, on interposera entre le point A et la base de T un étage Darlington qui permettra de se contenter d'un courant de commande encore beaucoup plus faible.

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 kiloohms). 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.

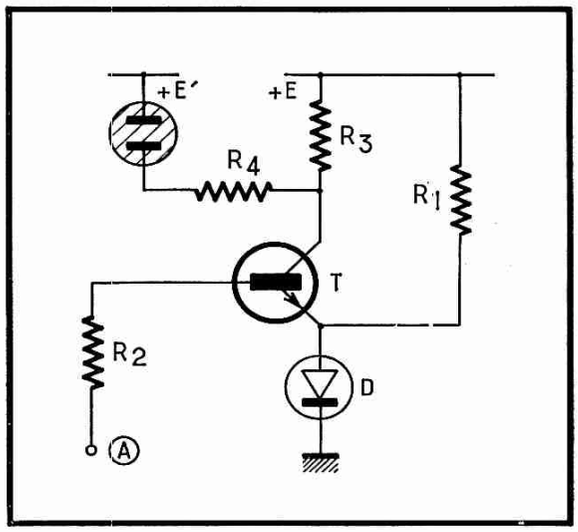


Fig. 210. — Affichage de l'état d'un basculeur par un tube au néon commandé par transistor. Ce tube peut être l'espace anode-cathode numéro n d'un tube type « Nixie ». Le transistor T doit supporter une tension d'alimentation E suffisante pour que le tube à néon soit sûrement allumé quand T est saturé et sûrement éteint quand T est bloqué. On emploie souvent pour T un 2N1990 qui supporte 110 V de collecteur.

Etant 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.

Ces tubes sont utilisés, à notre avis, seulement à titre transitoire. En effet, qu'il s'agisse d'ampoules à incandescence uniques, de tubes au néon uniques, ou de tubes à fluorescence du type DM 160, une telle signalisation convient pour un basculeur mais moins bien pour une décade.

On a donc étudié des types de tubes spécialement prévus pour l'affichage de 10 chiffres de 0 à 9. Le tube le plus connu est le « Nixie », (marque déposée par *Burroughs*). Ce tube comporte, à l'intérieur d'une ampoule contenant du néon sous faible pression, 10 cathodes réalisées en fil de fer très fin, situées les unes derrière les autres à courte distance et ayant les formes des 10 chiffres de 0 à 9. Il n'y a qu'une seule anode pour toutes ces cathodes.

Si l'on applique une tension entre cette anode et l'une des cathodes, il se forme une houppe de néon ionisé rouge autour de cette cathode, houppe lumineuse qui dessine la forme du chiffre. Quand il s'agit d'un chiffre situé tout au fond du tube, les autres cathodes sont devant lui, mais elles sont réalisées en fil si fin qu'elles ne masquent pratiquement pas le chiffre en question. On peut donc, suivant la cathode qui est réunie à la masse, afficher tous les chiffres voulus de 0 à 9. En général, un tel tube est commandé à partir des tensions des transistors par 10 étages analogues à celui de la figure 210, équipés de transistors au silicium peu coûteux comme le 2 N 1990. Ce type d'affichage nécessite évidemment que l'on ait muni la décade d'un système décodeur qui permet de disposer de 10 voies sur lesquelles une seule d'entre elles reçoit de la tension quand la décade est dans l'état correspondant au numéro de cette voie.

On range ces tubes « Nixie » côte à côte, celui des unités étant le plus à droite et ceux des dizaines, centaines, etc... se trouvant de plus en plus à gauche. Il faut faire attention au fait que, quand un compteur doit fonctionner pendant de longues périodes et afficher des chiffres qui peuvent rester très longtemps sans varier, la cathode correspondante du tube s'use. On doit donc utiliser des tubes spéciaux dits « de longue durée », qui peuvent supporter des fonctionnements de plus de 100 000 heures, y compris des arrêts prolongés sur un chiffre donné. Il existe différents modèles de ces tubes, les chiffres affichés ayant des dimensions qui peuvent varier depuis environ 10 mm de haut jusqu'à 40 mm de haut, — ce dernier type de tube étant lisible à une cinquantaine de mètres de distance.

On peut trouver d'autres types de tubes à affichage au néon ; mais ce sont en général des licences du « Nixie ».

Il existe une autre méthode pour afficher les chiffres : l'utilisation d'un groupe de petits projecteurs, équipés chacun d'une ampoule à incandescence, d'une diapositive portant le chiffre en négatif et d'une lentille de projection. Ce groupe de projecteurs est disposé de façon telle que, quel que soit le projecteur allumé, l'image du chiffre correspondant se forme au même endroit sur un rectangle de verre dépoli. L'ensemble des lentilles servant à la projection est, en fait, un seul morceau de plastique

moulé. Ces systèmes sont assez coûteux, mais ils présentent l'avantage de projeter tous les chiffres exactement au même endroit, ce qui facilite un peu leur observation quand on n'est pas exactement dans leur axe. (Il faut signaler qu'à ce point de vue les Nixie se sont beaucoup perfectionnées depuis les premiers modèles.)

Nous signalerons enfin une dernière méthode d'affichage des chiffres qui consiste à graver ceux-ci sur un certain nombre de plaquettes de Plexiglas qu'un nombre égal d'ampoules peuvent éclairer par la tranche. Seule, la plaquette dont la tranche est éclairée montre d'une façon visible le chiffre correspondant, les plaquettes qui sont situées devant ne gênant relativement que peu la lecture de ce chiffre. Etant donné que les plaquettes sont aussi proches que possible les unes des autres, les ampoules qui servent à les éclairer par la tranche, de forme allongée comme les petites ampoules téléphoniques, sont réparties suivant une espèce de spirale pour ne pas se gêner les unes les autres. Ce système d'affichage est également très employé.

Aussi bien dans les systèmes à projecteurs multiples que dans l'afficheur à plaques de Plexiglas superposées, il est courant de disposer de plus de 10 signes : en plus des chiffres normaux de 0 à 9, on met également le symbole « + » et le symbole « — », qui peuvent servir pour indiquer s'il s'agit d'une mesure positive ou négative (en particulier dans le cas où le compteur fait partie d'un volmètre numérique affichant directement la tension).

Les deux derniers systèmes d'affichage utilisent des ampoules à incandescence, ils sont donc commandés en basse tension par des transistors usuels.

On leur a souvent fait le reproche suivant : l'inertie thermique des ampoules qui les empêche d'afficher un chiffre très vite. Dans la quasi totalité des cas, où l'affichage est destiné à être lu par un observateur, ce reproche est sans fondement, la « constante de temps » de lecture de l'observateur étant bien supérieur à celle des ampoules. En revanche, il est des cas où l'affichage doit être photographié, en un temps très court. Dans ces conditions, les systèmes d'affichage du type Nixie sont pratiquement les seuls utilisables.

Pour rendre plus lisibles les indications des tubes « Nixie », ceux-ci donnant des chiffres de couleur rouge, on a intérêt à placer devant l'ensemble des tubes une plaque de plastique transparent fortement colorée en rouge. On y gagne ainsi du point de vue contraste.

Cette même technique serait utilisable, avec une plaque colorée en vert foncé, pour les tubes à indication cathodique du type DM 160.

Signalons, à propos de l'affichage, une technique assez curieuse et intéressante. On peut, quand on a affiché l'indication d'un compteur sous forme binaire ou analogue, la transformer en une indication décimale par l'intermédiaire de photorésistances. On appelle ainsi les semiconducteurs, suivant sensiblement la loi d'Ohm, dont la résistance varie en raison inverse de l'éclairement qu'il reçoivent.

A partir d'un groupe de lampes à incandescence, on peut, en canalisant leur lumière par des tiges de plexiglas recourbées, illuminer, suivant des combinaisons diverses, des groupes de photorésistances qui permettent de réaliser des opérations correspondant à celles des circuits logiques en algèbre de Boole. Les courants des photorésistances commandent, directement ou par l'intermédiaire de transistors, d'autres lampes à incandescence ou des tubes au néon, ou des électrodes de « Nixie ».

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 OPERATIONS MATHEMATIQUES AVEC LES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

Dans tout ce qui suit, nous symboliserons l'amplificateur opérationnel par un triangle ; nous supposerons 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. Etant 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.

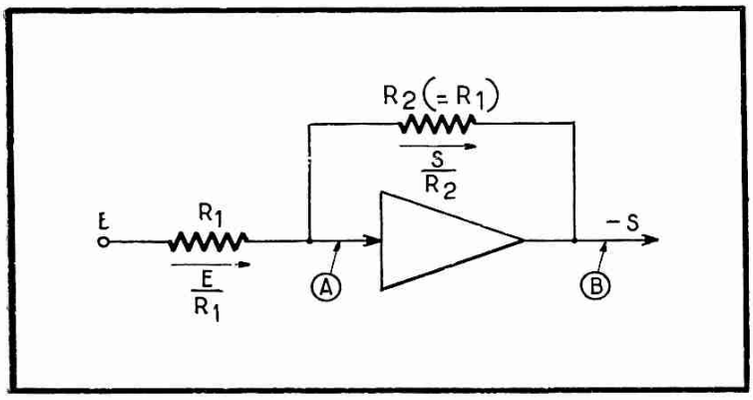


Fig. 211. — En utilisant un « amplificateur opérationnel » (amplificateur à couplages continus, à grand gain négatif, de grande impédance d'entrée et de faible impédance de sortie) on réalise un multiplicateur analogique : les tensions E et S sont dans le rapport des résistances R_1 et R_2, puisque le potentiel du point (A) est presque nul et que l'entrée de l'amplificateur consomme un courant négligeable.

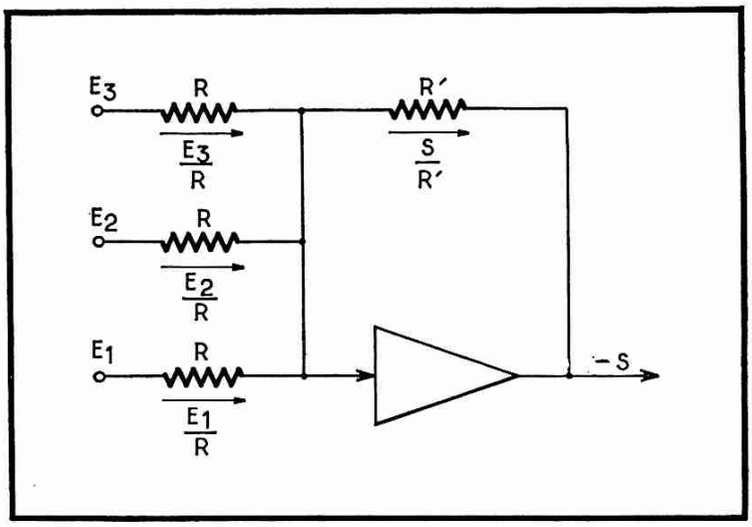


Fig. 212. — En raisonnant toujours sur les courants, on voit que le montage ci-contre permet d'obtenir une tension S proportionnelle à la somme des tensions d'entrées.

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 résis-

tances 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.

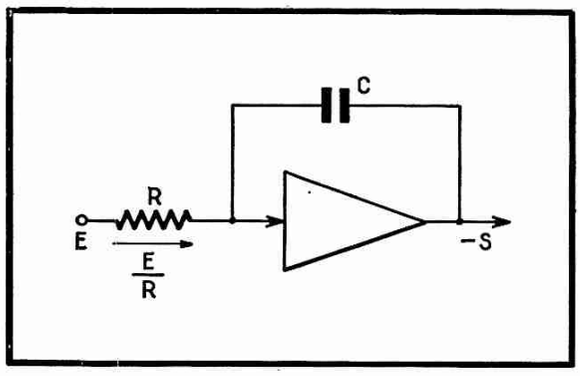


Fig. 213. — Le courant E/R charge le condensateur C, on a réalisé un intégrateur (c'est d'ailleurs l'intégrateur de Miller).

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 avions 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

$$S = A E_1 + B E_2 + C E_3$$

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.

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 certaines 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 ».

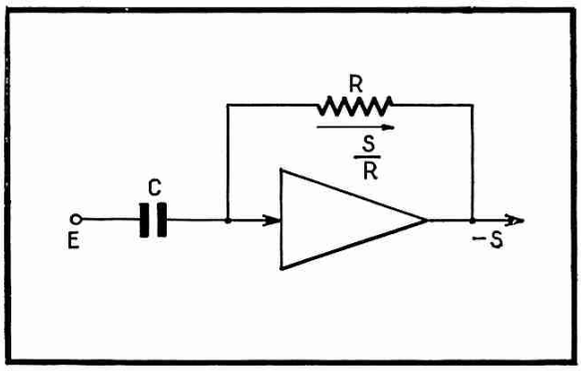


Fig. 214. — Le courant qui traverse R est celui qui charge C, la tension de sortie est donc proportionnelle à la dérivée de E par rapport au temps : c'est un dérivateur.

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.

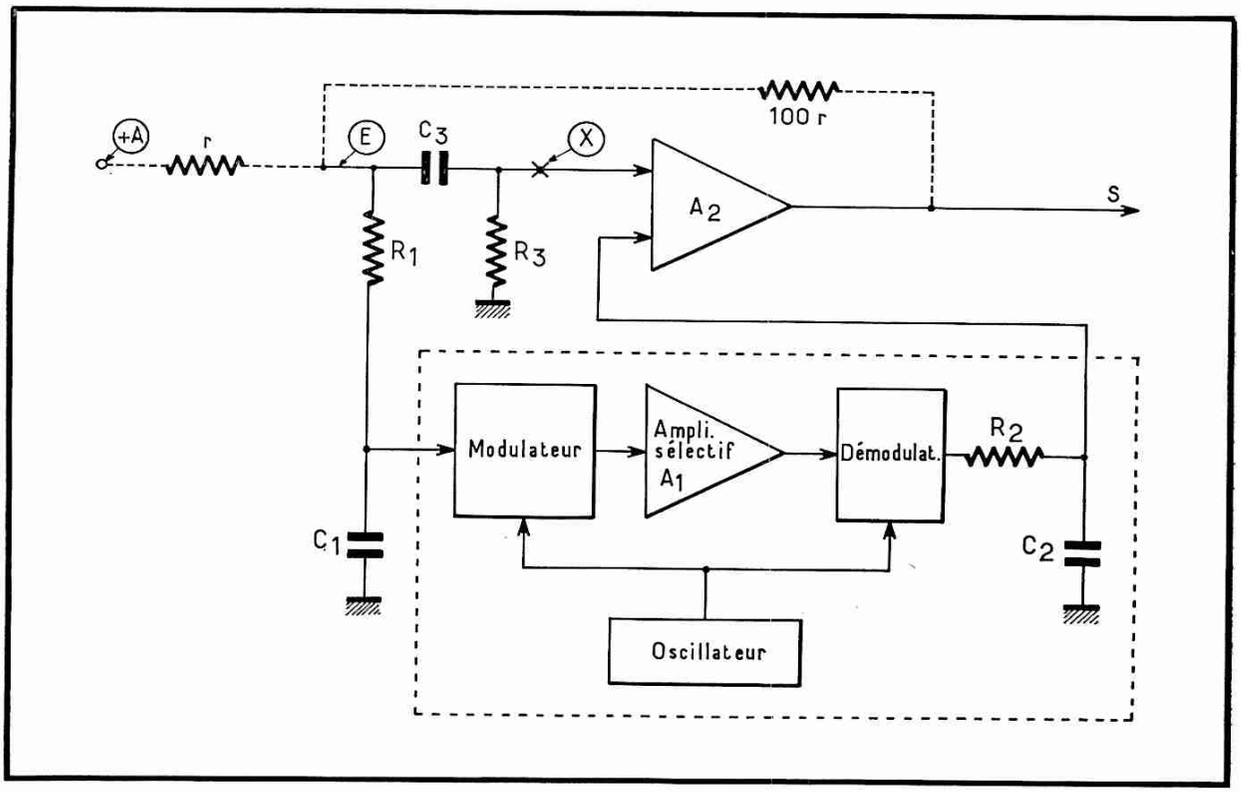


Fig. 215. — Principe du montage de Goldberg pour la réalisation des amplificateurs opérationnels. La partie encadrée en pointillé a un grand gain, mais une faible bande passante : elle ne sert qu'à réduire la dérive ramenée à l'entrée de l'amplificateur. La bande passante, nécessaire à la réalisation de taux de contre-réaction élevée (par le circuit en pointillé) est assurée par l'amplificateur différentiel A_2 attaqué en (X) par la seule composante alternative de la tension d'entrée.

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 184 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 184 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.

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 cen-

tième 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 $R_2 C_2$, dont la constante de temps est beaucoup plus grande que celle qui correspond à $R_1 C_1$ 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 $C_3 R_3$, 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_o. 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.

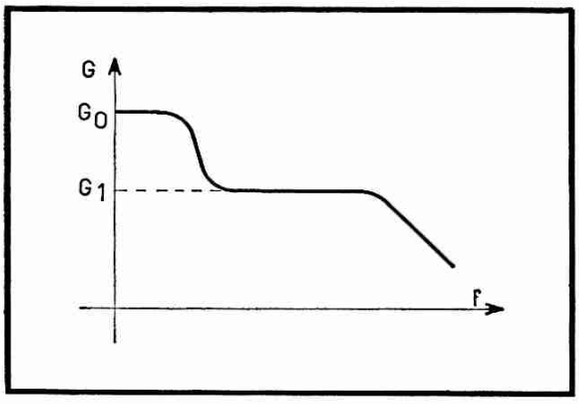


Fig. 216. — Dans le montage de Goldberg, le gain varie avec la fréquence : très grand pour les fréquences très basses (à cause de l'amplificateur à modulateur), il diminue quand A_2 est seul à assurer le passage des composantes alternatives. Pour les fréquences encore plus élevées, le gain de A_2 diminue 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 $R_1 C_1$. 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 $R_2 C_2$ 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. — DETAILS SUR LES MODULATEURS

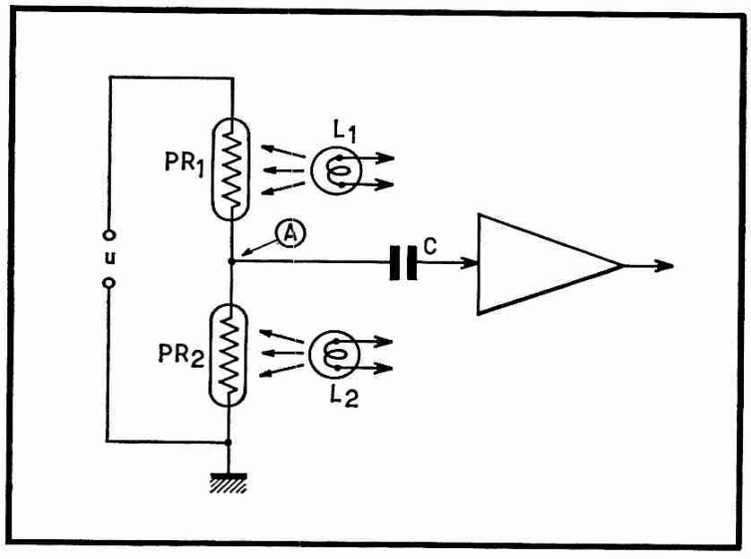
La partie encadrée en pointillés dans la figure 215 comporte un oscillateur (c'est en général un multivibrateur astable), un modulateur, un amplificateur sélectif et un démodulateur. Nous avons déjà indiqué la réalisation possible de ce dernier sur la figure 133 et nous n'y reviendrons pas.

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



Rig. 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.

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.

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 très 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.

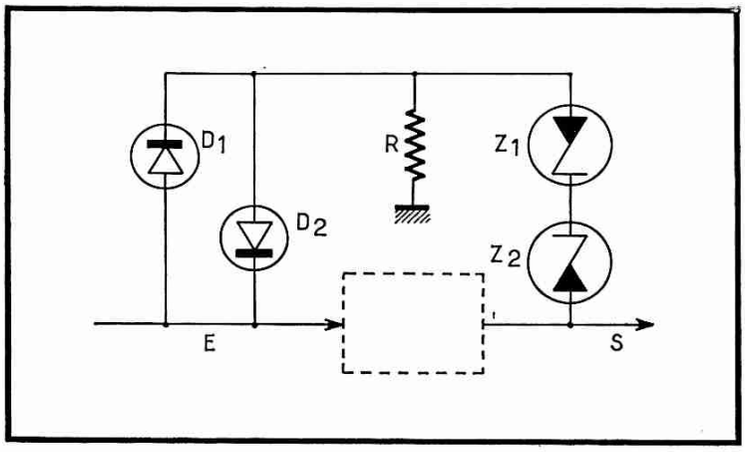


Fig. 218. — Pour supprimer le temps de récupération important dû à la mise en route, on peut ne transmettre en contre-réaction à l'entrée que les tensions S qui dépassent un certain minimum, au moyen des diodes Zener. Les diodes D_1 et D_2 rendront le taux de contre-réaction très élevé si la tension 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_3 - R_3 (coupure basse fréquence) soit supérieur au gain hors *tout de la* partie encadrée en pointillés.

Ceci conduit donc souvent à utiliser un condensateur C_3 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 servo-mécanisme, 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 NUMERIQUE 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 1000 (notation décimale), nous devrons utiliser 10 chiffres binaires. En effet, en élevant 2 à la puissance 10, on obtient 1024, ce qui montre qu'avec 10 chiffres binaires nous pourrons exprimer tous les nombres de 0 à 1023.

C'est ainsi que, par exemple, 1001010110 signifie :

$1.2^9 + 0.2^8 + 0.2^7 + 1.2^6 + 0.2^5 + 1.2^4 + 0.2^3 + 1.2^2 + 1.2^1 + 0.2^0 = 512 + 64 + 16 + 4 + 2 = 598.$

Nous pourrons 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 2^9. Dans la seconde position conventionnelle, nous n'en enverrons pas, ce qui signifie que le chiffre de 2^8 est un zéro, de même que dans la position conventionnelle suivante, puisque le chiffre des 2^7 est un zéro. Dans la position suivante, il y aura une impulsion en raison de la valeur 1 du chiffre de 2^6...

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 2^9, il y aura de la tension. Sur le second et le troisième fil, correspondant respectivement à

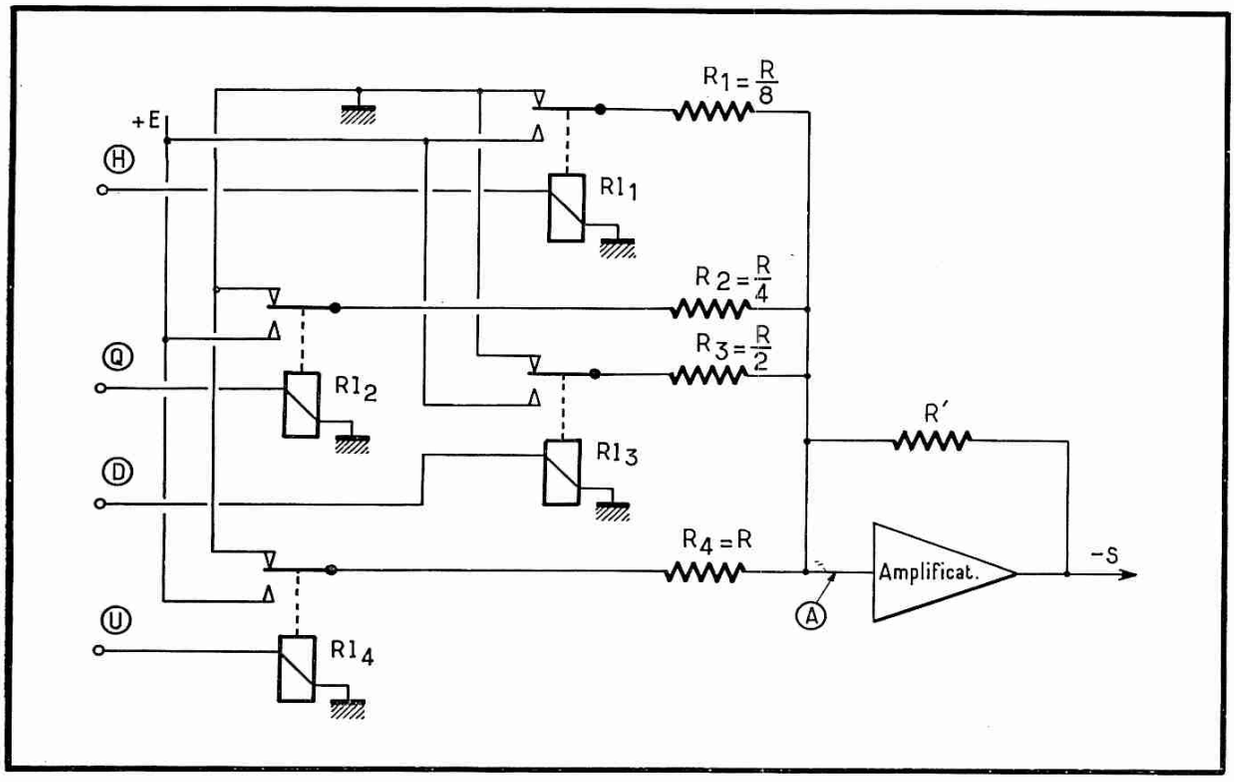


Fig. 219. — Principe de la conversion arithmétique-analogique. Les tensions correspondant aux différents « digits » qui représentent le nombre (H pour les « huitaines », Q pour les « quatraines », D pour les « deuxaines » et U pour les unités) commandent quatre relais. Chaque relais, quand il est excité, envoie un certain courant en (A) et l'amplificateur opérationnel en fait la somme.

2^8 et à 2^7, il n'y en aura pas. Sur le quatrième fil qui correspond à 2^6, 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.

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 4 E/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 :

$$4 \frac{E}{R} \qquad 2 \frac{E}{R} \qquad \text{ct} \frac{E}{R}$$

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

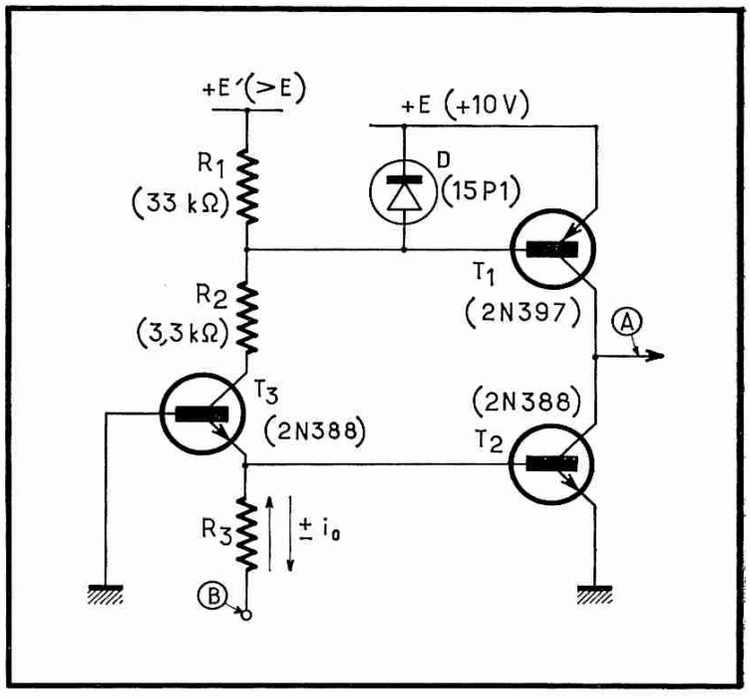


Fig. 220. — Pour remplacer les relais de la figure 219, on peut employer deux transistors en série dont l'un est saturé et l'autre bloqué. Le transistor T_3 sert à commander T_1 et T_2. Si le courant i_o va vers l'émetteur de T_3, T_2 est saturé, tandis que T_3 et par conséquent T_1 sont bloqués : le 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.

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_o, qui peut être positif ou négatif.

Si i_o 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_3, 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.

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 1023) 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 000e 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-NUMERIQUES

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 pourrons utiliser directement le disque codeur. On peut envisager un type de réalisation possible de ce disque, selon le dessin de la figure 221.

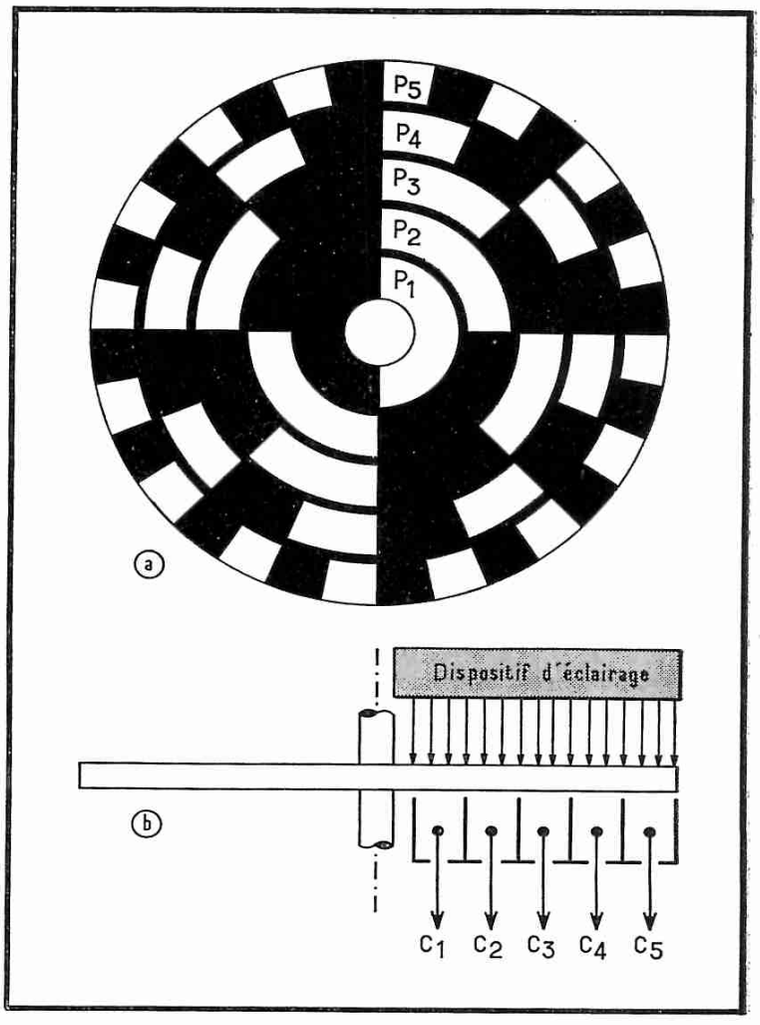


Fig. 221. — Pour transformer la position angulaire d'un axe (grandeur analogique) en expression numérique, on peut utiliser le disque vu en plan (a) sur lequel des pistes P_1, P_2... P_5 comportent des secteurs transparents et opaques. Suivant la position du disque, la fente lumineuse radiale projetée par le dispositif d'éclairage arrive ou non sur la cellule correspondant à une piste donnée.

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... P_5, se trouvent des cellules photo-électriques (ou des photorésistances) C_1, C_2... 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.

Nous n'avons donné qu'une théorie très sommaire de ces disques codeurs. Leur réalisation est extrêment 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.

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 débloquer 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.

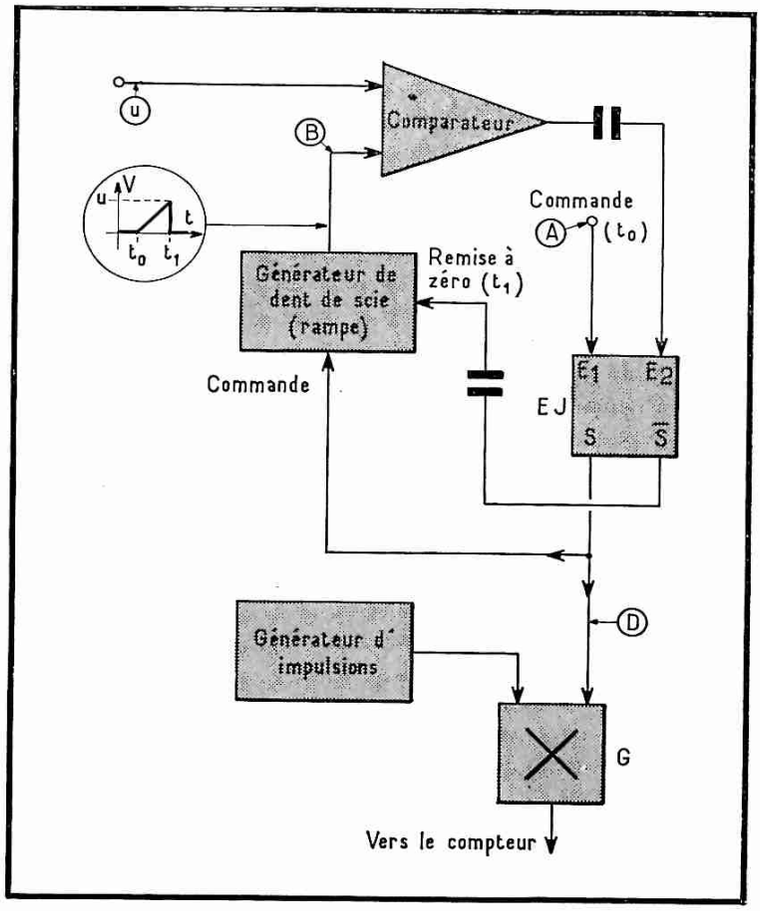


Fig. 222. — Réalisation possible d'une transformation analogique-numérique : à l'instant t_0 démarre une tension en dents de scie ainsi que le comptage des périodes d'un oscillateur par un compteur. Quand la tension de la dent de scie atteint la valeur de la tension u (à traduire en expression numérique), 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 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 (*);

3° Il ne peut donner le résultat de la conversion qu'au bout d'un

(*) Les comparateurs en circuits intégrés sont une excellente solution à cet égard.

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.

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.

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

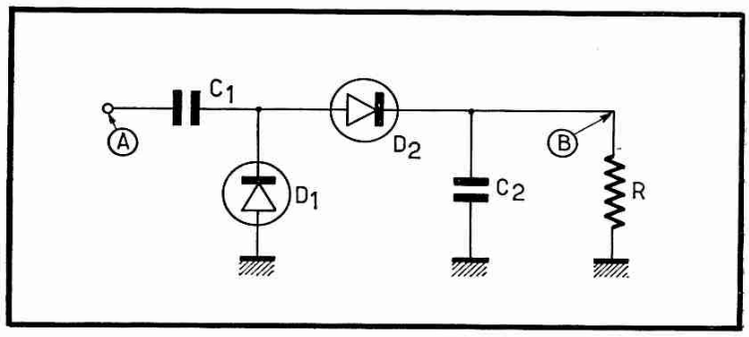


Fig. 223. — Circuit de conversion fréquence-tension dit « pompe à diodes ».

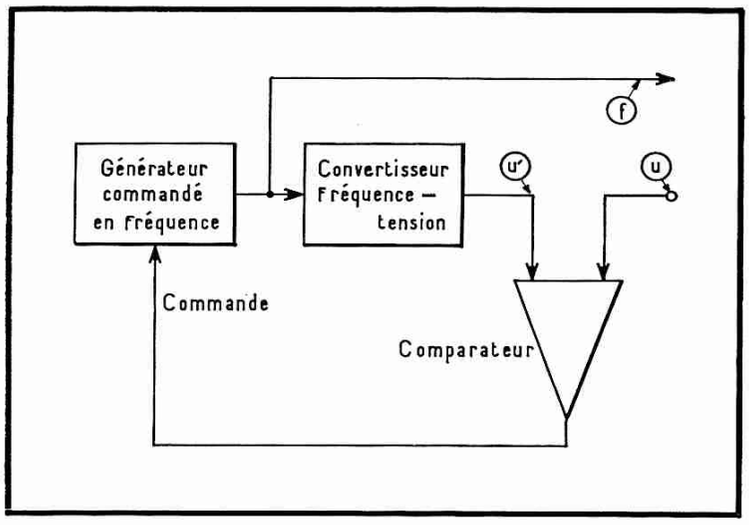


Fig. 224. — Conversion tension-fréquence utilisant une contre-réaction qui, par l'intermédiaire d'un comparateur, pilote un oscillateur actionnant un convertisseur fréquence-tension, plus facile à réaliser.

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 neuf 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. Evidemment, 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 STABILISEES

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.

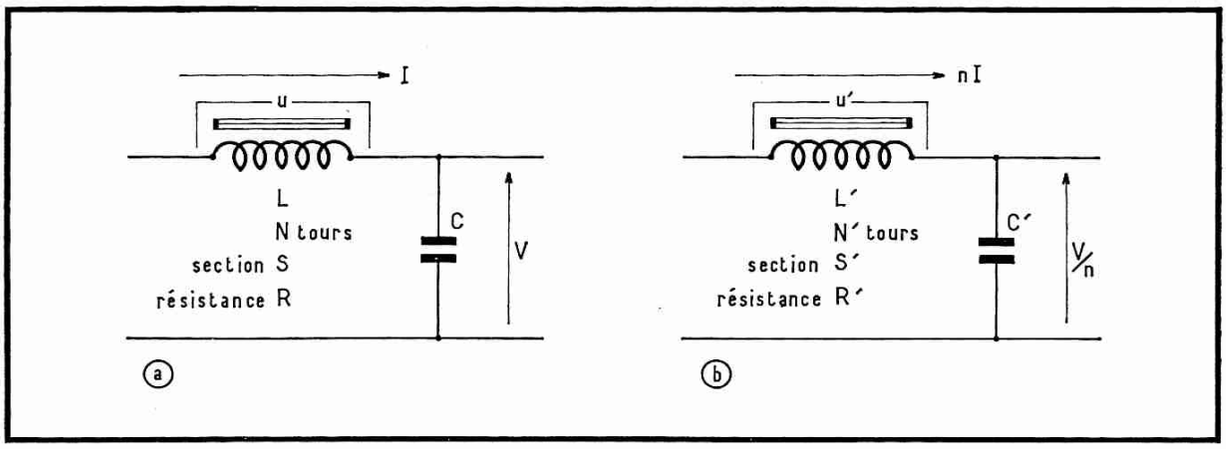


Fig. 225. — Définition du facteur « n » qui permettra, à partir d'une alimentation haute tension (**a**), de déterminer les éléments correspondants d'une alimentation basse tension (**b**) en montrant que cette dernière, à puissance redressée égale, est très analogue au modèle haute tension en ce qui concerne ses poids, prix et encombrement.

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 devrons donc avoir le même nombre d'ampères-tours. Ceci nous conduit à réaliser un bobinage en *b* dont le nombre de tours sera :

$$N' = N/n$$

Etant 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 devrons 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 devrons 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 150 Ω (réalisé en fil de 0,3 mm) et un condensateur de 20 µF. 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 Ω. 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 capacitéde 13 000 µF. Cette dernière valeur peut sembler astronomique, mais il ne faut pas oublier que le condensateur tra-

vaille sous une tension de service de 12 V. Dans ces conditions, il ne sera pas plus volumineux que le condensateur de 20 μF 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.

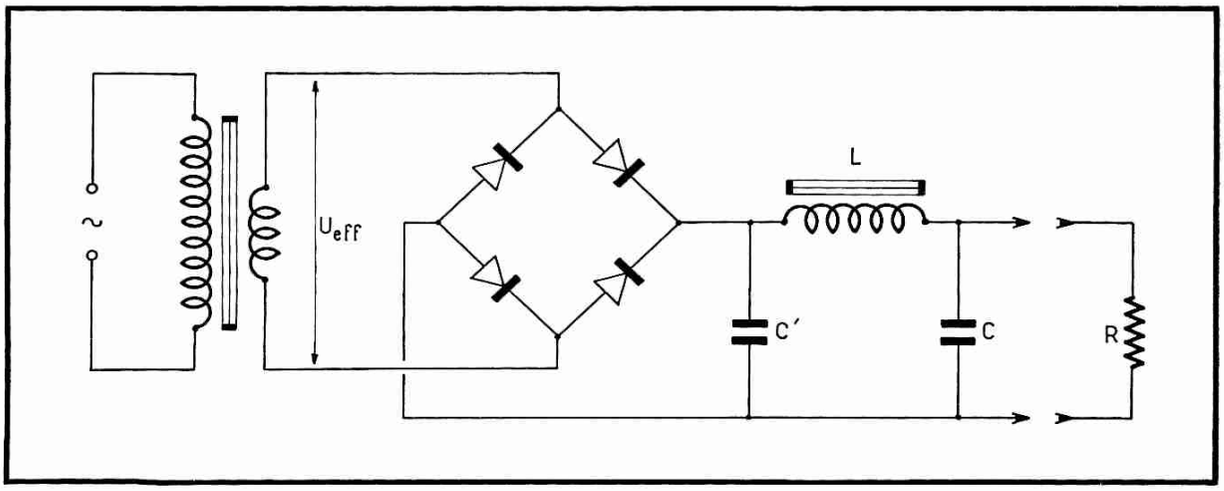


Fig. 226. — Alimentation basse tension à filtrage par bobinage en tête. Le condensateur C', de quelques nanofarads, ne sert pas au filtrage, mais à l'élimination des surtensions éventuelles.

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 $R = 6\,\pi\,FL$.

Avec le courant alternatif à 50 Hz, la valeur $6\pi F$ est voisine de 1000, ce qui correspond à une résistance bleeder, valant autant de fois 1000 Ω que la bobine de filtrage L a d'Henry. Par exemple, dans le cas de l'alimentation 12 V, 5 A évoquée plus haut, dont la bobine de filtrage avait un coefficient de self-induction de 16 mH, il faudrait mettre en permanence sur la sortie de cette alimentation une résistance de moins de 16 Ω 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.

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 $A = \dfrac{u}{0{,}33\ LC}$

avec F = 50 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_o, nous en déduisons la valeur du condensateur de filtrage par la formule

$$C = \frac{u}{e_o} \times \frac{1{,}07}{L_o} \quad \left(C = \frac{u}{e_o} \times \frac{2680}{F^2\, L_o}\right) \quad C \text{ en } \mu F,\ L_o \text{ en H.}$$

La valeur L_o 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_o 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_o de tension alternative résiduelle en amont du filtre. La valeur du coefficient de self-induction est inversement proportionnelle à cette composante efficace. Nous pourrons 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 transitoires, 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 pourrons 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 :

$$\frac{2\,E\pi\sqrt{2}}{T}\,C \qquad \text{ou } 445\ EC, \text{ si } F = 50\ Hz\ (C \text{ en } F).$$

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 surintensités 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 STABILISEES PAR DIODES ZENER

Nous avons déjà parlé des diodes Zener dans les pages 48 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

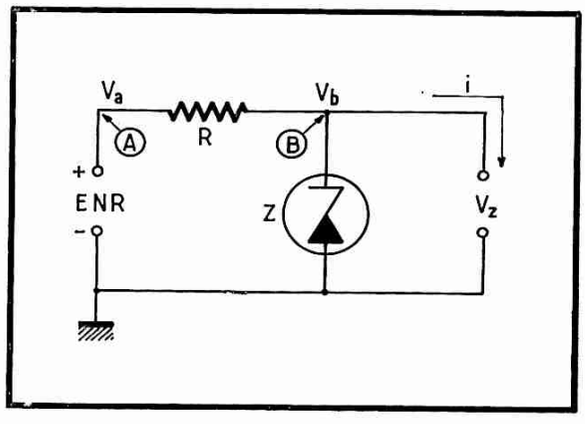


Fig. 227. — Stabilisation d'une tension par diode Zener. La diode Z consomme le courant que le montage alimenté ne consomme pas, ce qui maintient constante la consommation de courant à la source non régulée ENR.

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.

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 considèrera 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 considèrerons 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 14Z4, 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 ± 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 A. Nous ne pourrons 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 rapports $\frac{r}{r + R}$.

Dans le cas de notre exemple, le catalogue du constructeur indique, pour la 14Z4, 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 ± 2,4 V seront réduites dans le rapport 50 aux bornes de la diode : elles deviendront donc voisines de ± 50 mV, ce qui ne représente que ± 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.

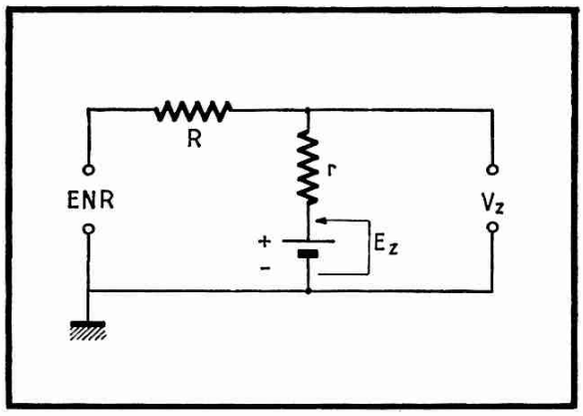


Fig. 228. — La diode Zener se comporte comme une force contre-électromotrice E_z en série avec une résistance interne r. Les variations de ENR sont donc réduites dans un rapport pratiquement égal à R/r en V_z.

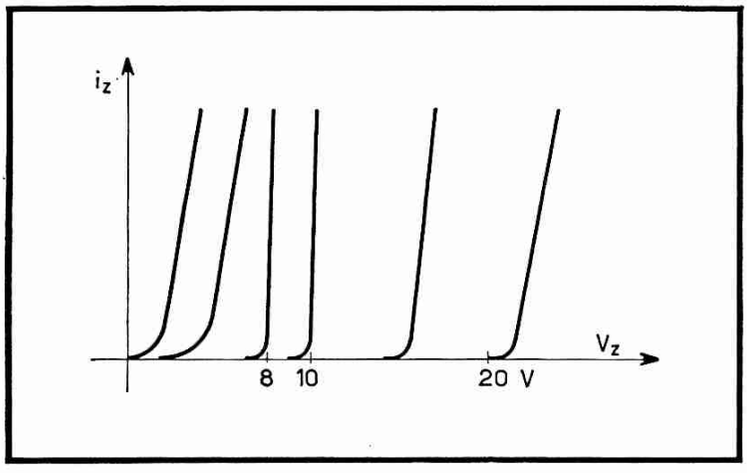


Fig. 229. — En traçant sur une même courbe les caractéristiques tension-courant des différentes diodes Zener, on s'aperçoit que, pour une tension nominale inférieure à 8 V, le coude de la caractéristique à faible courant est peu marqué (nette variation de la résistance interne dynamique avec le courant). 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).

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 toujours pré-

férable 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.

Les diodes Zener sont classées d'abord d'après leur dissipation maximale (les modèles miniature dissipant 0,2 W, les modèles moyens 0,6 W comme pour la 14Z4, les modèles un peu plus puissants 1,5, 5, 10, 20 ou même 50 à 100 W). Dans une catégorie donnée de diodes, il en existe dont les tensions nominales sont définies avec une fourchette de tolérances de ± 10 %, ± 5 % ou même ± 2 % (*).

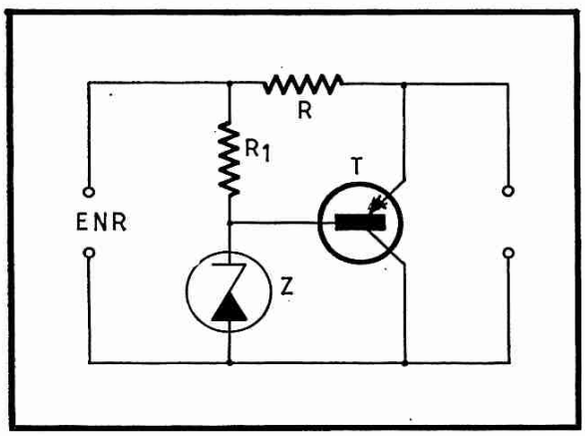


Fig. 230. — Quand on ne dispose pas de diode Zener ayant une dissipation élevée, on peut réaliser le montage ci-contre. L'association de T et Z se comporte comme une diode Zener dont la dissipation maximale serait celle du transistor, qui peut être importante.

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.

(*) Voir dans l'additif [12] l'utilisation de certains transistors en diodes Zener.

Signalons que, si l'on ne dispose pas de diodes Zener de grande puissance, on peut employer le montage de la figure 230. La diode Zener Z ne reçoit que le courant de base du transistor T. C'est ce dernier qui devra dissiper la puissance qui se dissipait dans la diode Zener du montage de la figure 227. Si le potentiel de l'émetteur de T varie légèrement, le courant dans ce transistor variera très vite. L'ensemble de la diode Zener Z de petite puissance et du transistor T de grande puissance est donc à peu près équivalent à une diode Zener à forte dissipation. La résistance R_1, qui figure sur le schéma, est destinée à fournir un courant minimal à la diode Zener Z, même quand le courant base de T est très faible.

3. — ALIMENTATIONS STABILISEES PAR TRANSISTOR

Le schéma-bloc des alimentations de ce type est celui de la figure 231 qui mérite d'être examiné avec soin.

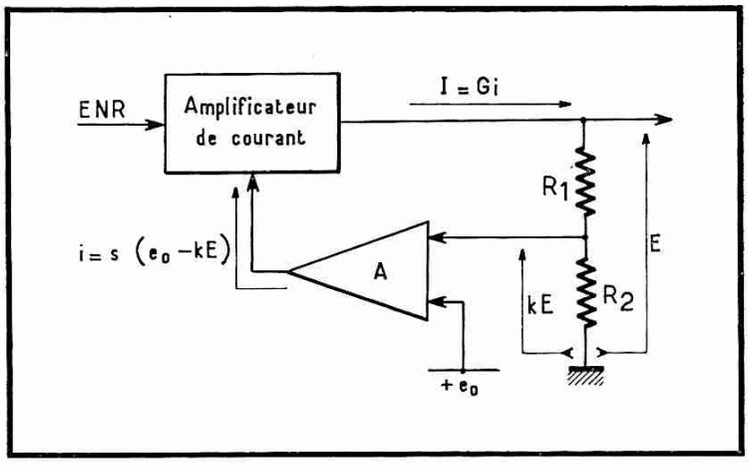


Fig. 231. — Schéma-bloc d'une alimentation stabilisée classique : la différence entre une fraction k de la tension de sortie et une référence e_0 est appliquée à un amplificateur qui agit sur le courant de commande d'un amplificateur de courant fournissant l'énergie à la sortie.

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, fournissant par conséquent à sa sortie un courant $I = Gi$. Cet amplificateur n'est autre qu'un transistor de puissance (*).

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

(*) Voir l'additif [13] relatif à la réalisation en circuit intégré du schéma-bloc ci-dessus.

Δ I. Ceci nécessitera que l'intensité i fournie à l'amplificateur de courant varie de :

$$\Delta i = \frac{1}{G} \Delta \mathrm{I}.$$

La variation Δ E provoquée par une variation de consommation Δ I il faut que la tension E varie de Δ E tel que :

$$s \Delta (k\mathrm{E}) = \Delta i = \frac{1}{G} \Delta \mathrm{I}.$$

La variation Δ E provoquée par une variation de consommation Δ I aura donc la valeur :

$$\Delta \mathrm{E} = \frac{1}{s \mathrm{G} k} \Delta \mathrm{I}.$$

Le coefficient de proportionnalité de Δ E par rapport à Δ I est donc la résistance interne ; elle vaudra :

$$r = \frac{1}{s \mathrm{G} k}.$$

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.

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 diviseur 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 $k\mathrm{E}-e_0$.

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.

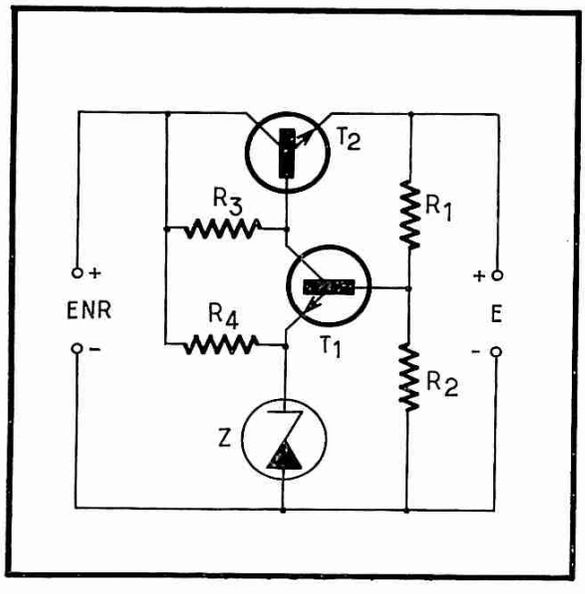
La résistance R sert à envoyer à la diode Zener Z un courant suffisant pour que celle-ci fonctionne dans des conditions convenables.

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 page 92). Le transistor T est effectivement monté en collecteur commun.

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.



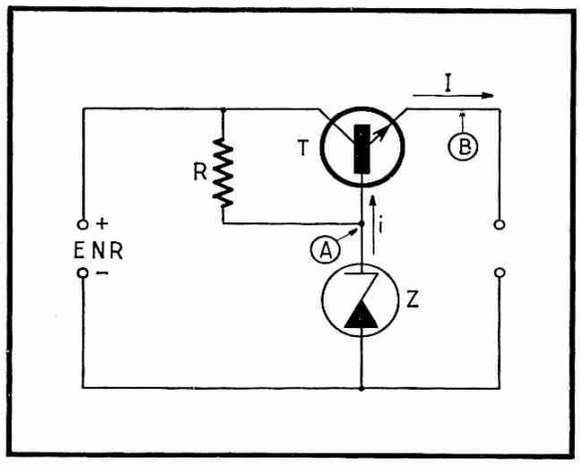


Fig. 233 (ci-contre). — Dans cette solution, tout à fait classique, de la réalisation d'une alimentation stabilisée, le transistor de puissance T_2 a été monté en collecteur commun, ce qui n'est d'aucune utilité, puisqu'il est attaqué par une source de courant.

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). 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.

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.

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.

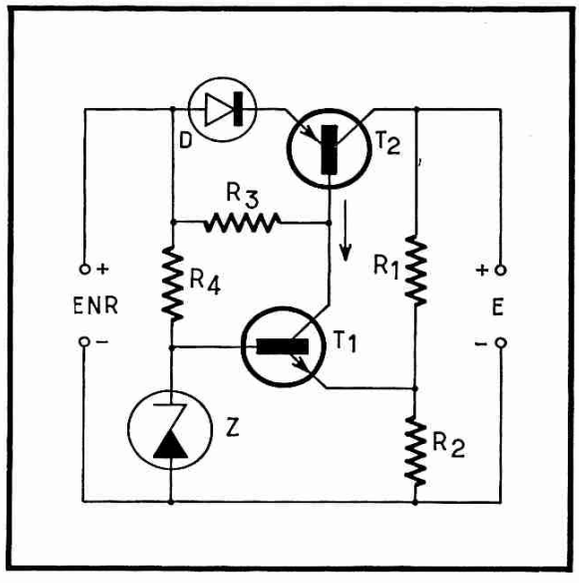


Fig. 234. — On peut parfaitement, dans l'alimentation de la figure 233, monter le transistor de puissance en émetteur commun, il faut alors que T_2 soit du type p-n-p. Il est alors beaucoup plus facile de le coupler à un transistor amplificateur n-p-n T_1. Pour respecter les conditions de phase, T_1 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 « muscleur-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_{ceo} (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 pourrons utiliser le simple amplificateur « muscleur » 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_{cbo}. 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 toujours 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_{ceo}, peut être très important pour

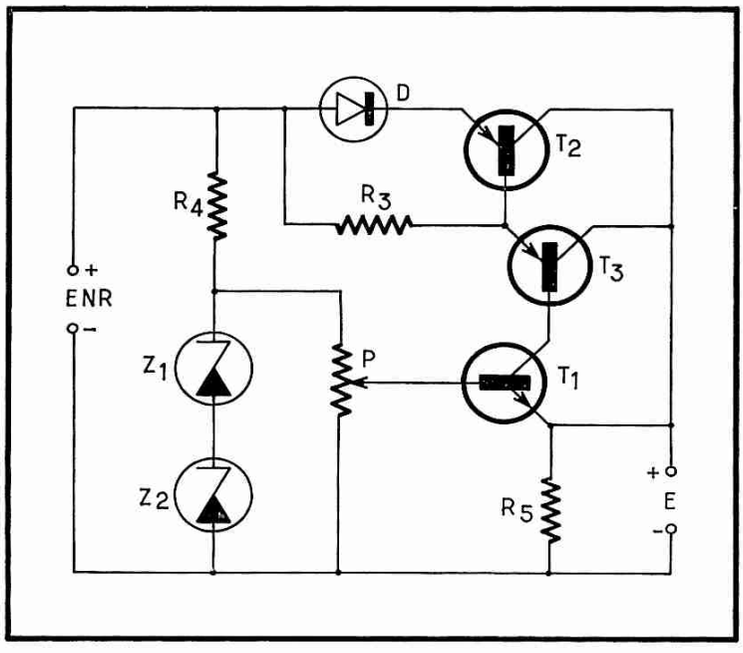


Fig. 235. — Alimentation stabilisée utilisant le « muscleur » de la figure 109.

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_{cbo}. 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.

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_{cbo} indésirable du transistor T_2.

C'est pour avoir négligé des précautions de cet ordre que certains constructeurs ont réalisé 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 *série* 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 énergique.

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 alternative fixe : la valeur de tension non régulée ne doit pas partir de zéro, mais d'une valeur minimale, quand la tension régulée est réglée autour de zéro. La somme de la tension du secondaire du transformateur à curseur et de la

tension alternative fixe sera vraisemblablement appliquée à un transformateur à rapport 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

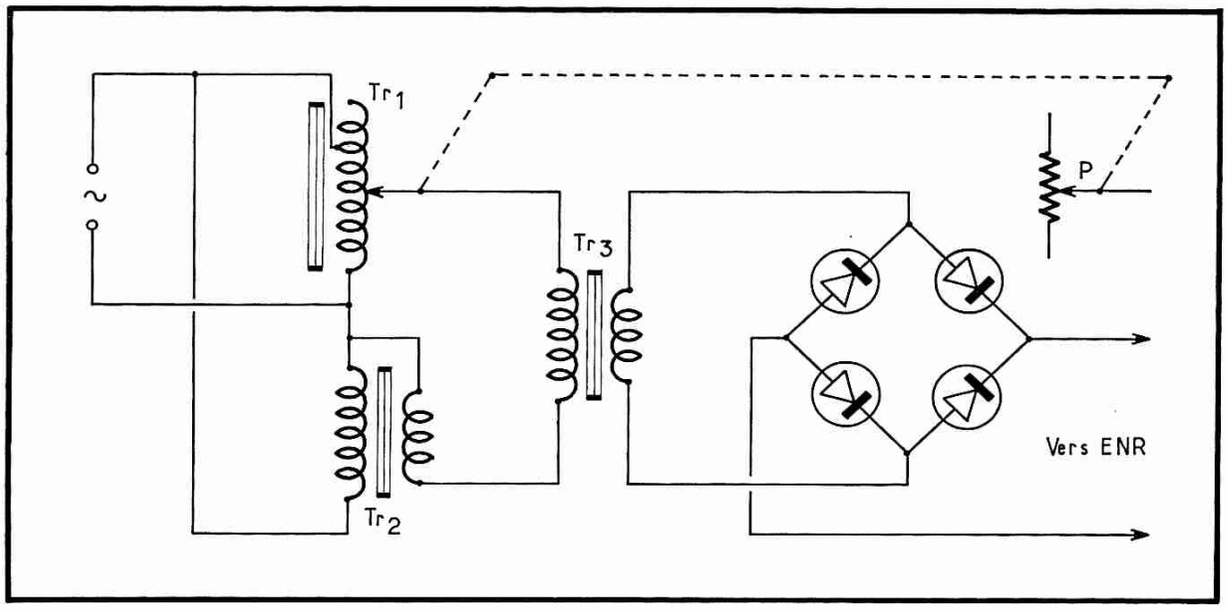


Fig. 236. — Si l'on veut réaliser une variation régulière de la tension stabilisée dans une grande plage, il est bon que la tension non stabilisée varie elle aussi pour limiter la dissipation collecteur du transistor régulateur. Le dispositif ci-dessus utilise un transformateur à curseur Tr_1, couplé mécaniquement au curseur du potentiomètre P qui règle la tension régulée. On ajoute à la tension récoltée sur le curseur de Tr_1 une tension fixe, donnée par le secondaire de Tr_2 (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 Tr_3.

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 autotransformateurs ; 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.

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 électroniques.

Bien entendu, les alimentations utilisant une stabilisation en shunt, telle que celle de la figure 230, n'ont rien à craindre des court-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_o ,la tension délivrée par l'alimentation régulée,

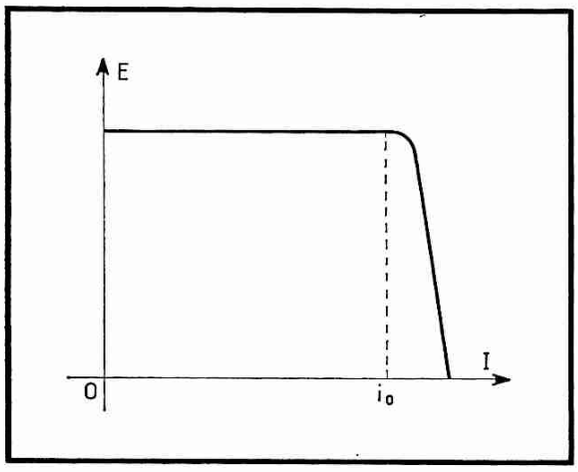


Fig. 237. — Si une alimentation est munie d'un limiteur d'intensité réglé à i_o, la tension de sortie E tombe très rapidement à zéro si l'intensité consommée dépasse i_o.

pratiquement invariable pour toutes les intensités inférieures à i_o, 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_o. 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.

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.

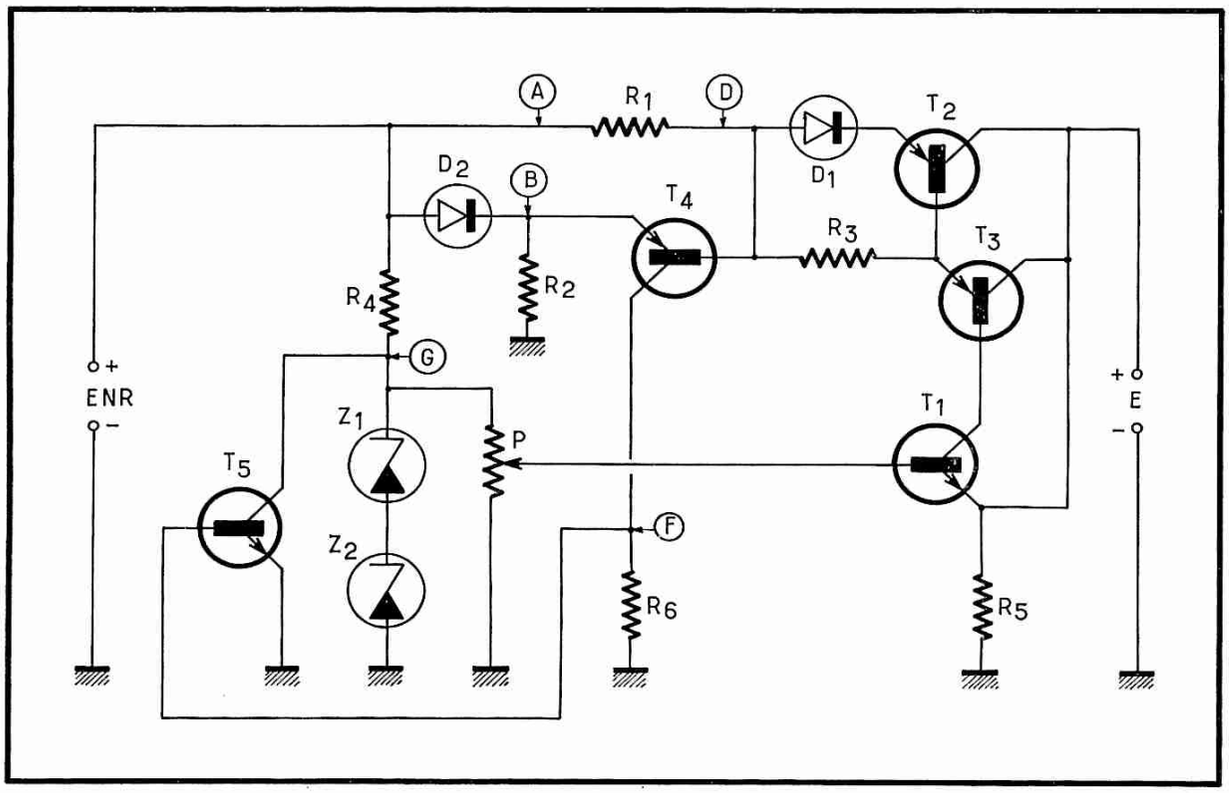


Fig. 238. — Réalisation d'un limiteur d'intensité. Le potentiel de l'émetteur de T_4 est à 0,7 V en dessous de celui de (A) à cause de la diode D_2. Si le courant débité I est tel que la chute de tension dans la résistance R_1 soit supérieure à 0,9 V environ, la base de T_4 devenant suffisamment négative par rapport à son émetteur, T_4 commence à débiter. Le potentiel de (F) s'élève débloquant T_5 qui fait baisser la tension aux bornes de P, donc la tension régulée, jusqu'à zéro s'il le faut.

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.

Supposons maintenant que, l'intensité débitée par l'alimentation augmentant, le potentiel du point D diminue de plus de 0,9 V par rapport à celui du point A. Le transistor T_4 aura alors 0,2 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, débloqué, 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 0,9 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 1,1 Ω pour limiter le courant à 1 A, une chute de 0,9 V entre les points A et D étant à peu près nécessaire pour rendre T_4 franchement conducteur (*).

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

(*) Voir l'additif [13] (circuit limiteur dans les montages en circuits intégrés prévus pour les alimentations stabilisées).

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 pourrons 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,

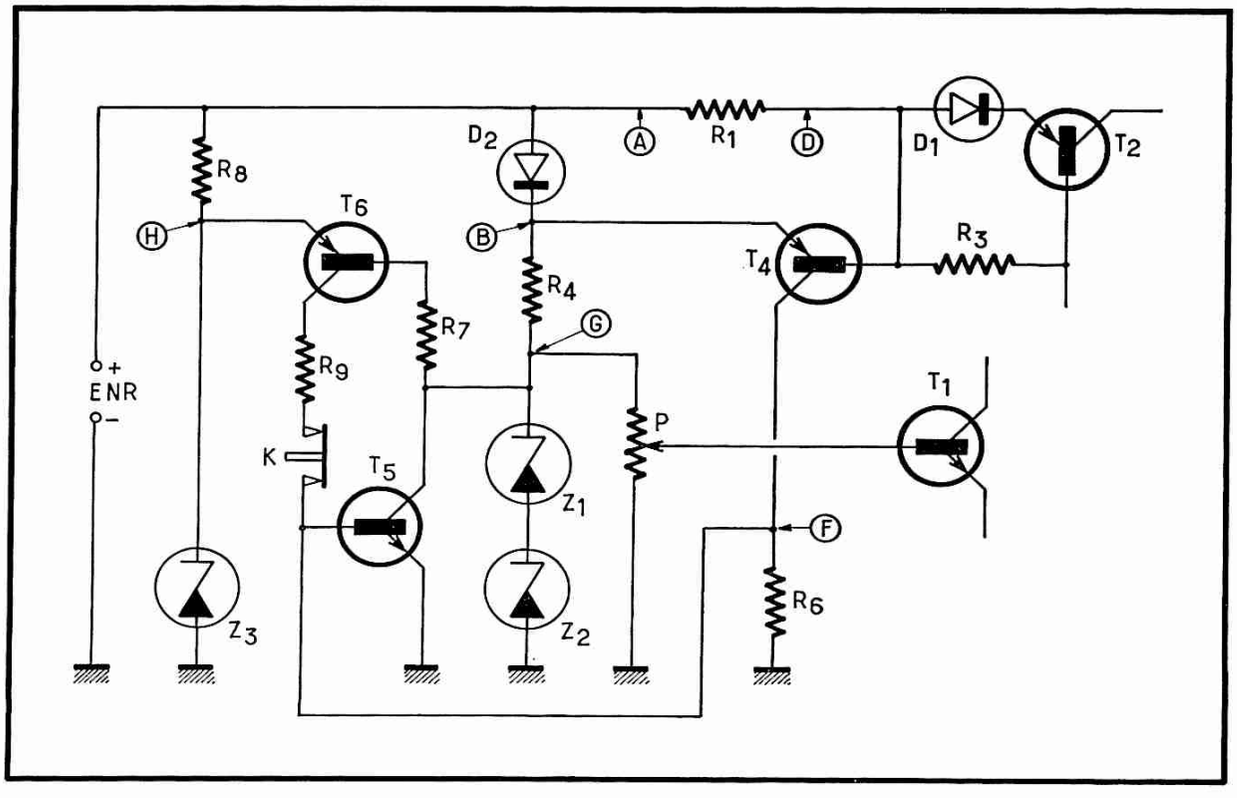


Fig. 239. — Modification d'une partie du schéma de la figure 238 pour transformer le montage en disjoncteur électronique. Quand le point F devient positif, le potentiel de (G) baisse.

Si cette baisse est suffisante pour faire débiter T_6, ce dernier fournira un courant dans R_6 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 et Z_2 = 14Z4, Z_3 = 17Z4, T_1 = 2N388, T_2 = 2N174, T_3 = 147T1, T_4 = 2N525, T_5 = 2N388, T_6 = 2N525, D_1 = 1N1341A, D_2 = 10J2, R_1 selon intensité de disjonction (1 Ω pour 0,9 A, 0,45 Ω pour 2 A), R_3 = 100 Ω, R_4 = 1 kΩ, R_5 = 1 kΩ R_6 = 1 kΩ, R_7 = 10 kΩ, R_8 = 4,7 kΩ, R_9 = 1 kΩ, P = 5 kΩ.

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 0,9 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.

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.

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 (*).

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 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.

(*) Voir l'additif [14] relatif au système de « montée programmée » :

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 (*).

4. — LES MESURES D'INTENSITE

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.

(*) 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.

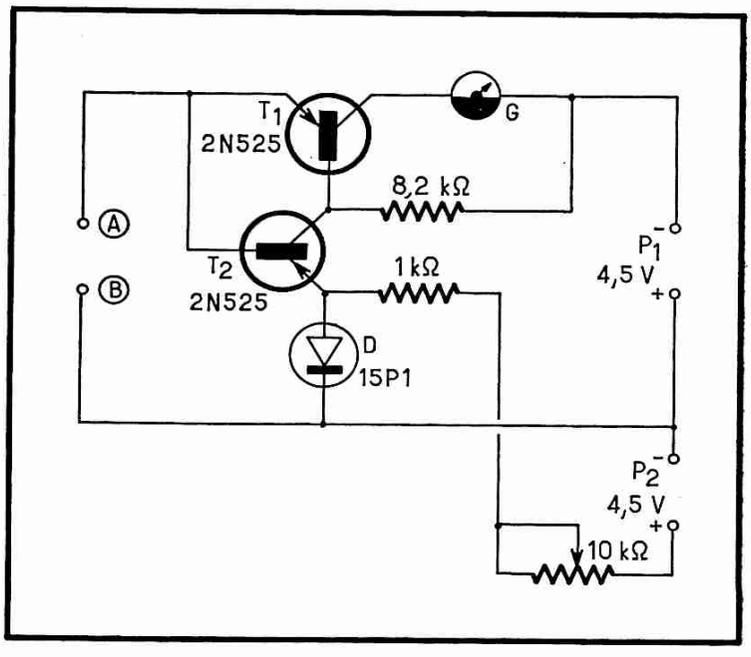


Fig. 240. — Adaptateur de mesure d'intensité, permettant d'utiliser un galvanomètre G qui nécessite une chute de tension importante pour dévier à fond de course (jusqu'à 3 V éventuellement) sans perturber cependant le circuit à mesurer : l'intensité à mesurer passe de (A) vers (B) sous une chute de tension de moins de 60 mV.

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'intensités.

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. Etant 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 kΩ.

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 kΩ jusqu'à ce que la déviation de G soit très faible (moins de 10 μA) 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.

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 2 F 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 ETUVES

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 nécessaire 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° C à + 70° 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 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° C dans la plus grande partie du réfrigérateur, et jusqu'à — 10° C dans le freezer (*).

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° 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.

(*) 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

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.

Toutefois, à la lueur des récentes évolutions, et en considérant les recherches actuellement effectuées dans les différents laboratoires, il nous semble possible d'indiquer les tendances générales de l'évolution de la technique des semiconducteurs en 1969.

Nous examinerons d'abord comment doivent évoluer les dispositifs classiques, ensuite ce que l'on peut attendre des dispositifs nouveaux, constituant toujours des pièces détachées; enfin, nous jetterons un coup d'œil sur la technique des circuits intégrés et sur l' « électronique moléculaire ».

1. — EVOLUTION DES SEMICONDUCTEURS CLASSIQUES

Les résultats obtenus ces dernières années semblent montrer que, bientôt, la production s'orientera davantage vers les modes de fabrication qui se prêtent à une automatisation poussée. Il est donc logique de penser que les types planar connaîtront un grand développement.

Etant donné que la différence de prix entre les modèles au germanium et ceux qui utilisent du silicium vient essentiellement de la main-

d'œuvre (le matériau de base est beaucoup moins cher pour le silicium, quand il est impur, que pour le germanium), il y a lieu de prévoir que les prix des transistors au silicium tomberont en-dessous de ceux des modèles correspondants au germanium.

C'est déjà fait pour de très nombreux types, bien moins coûteux que leurs homologues au germanium. Devrons-nous en conclure que les transistors au germanium soient condamnés à la disparition totale ? Ceci ne nous semble pas évident, du moins pour les quelques années à venir. En effet, les modèles au germanium présentent quelques avantages :

1° Ils fonctionnent avec une tension base-émetteur plus faible ;

2° Ils permettent souvent la réalisation de tension de saturation plus faible que le silicium ;

3° Ils semblent capables de fonctionner encore à des températures très basses, dans des conditions où les transistors au silicium ne fonctionnent plus ;

4° ... Il existe beaucoup de transistors au germanium actuellement réalisés et donnant satisfaction dans de nombreuses applications.

Il est certain que le développement des transistors au silicium sera beaucoup plus grand que celui des modèles au germanium. Le développement des méthodes industrielles de production des types épitaxiaux en structure planar permettront d'abaisser encore les prix de ces dispositifs, déjà très bas actuellement.

Il ne faut pas oublier que, si un transistor a une fréquence de coupure de 500 ou 700 MHz, cela ne l'empêche nullement de fonctionner en basse fréquence.

Certains constructeurs ont même entrepris la réalisation en grande série du « transistor universel ». Il s'agit d'un modèle au silicium, ayant une fréquence de coupure comprise selon les cas entre 50 et 100 MHz ou même au-delà (fréquence de coupure α) et une dissipation maximale de collecteur au moins égale à 5 W.

Etant donné que les petits modèles (boîtiers T O 5 ou même T O 18) de transistors planar au silicium peuvent dissiper jusqu'à 2 W avec un petit radiateur en forme d'hélice, ou 0,8 W à l'air libre, il n'y a rien d'étonnant qu'on les trouve assez largement utilisés dans la technique basse fréquence, par exemple comme étages Darlington pour actionner des transistors de forte puissance.

Du côté des fréquences de coupure, l'évolution est assez rapide. Il semble que, si on désire aller plus loin, on doive maintenant modifier la structure même du transistor, pour lui donner une réalisation coaxiale. De tels modèles existent déjà et ont permis des amplifications notables jusqu'à 1 500 MHz.

Il semble que, du côté des très hautes fréquences, il y ait à attendre quelques perfectionnements des diodes tunnel. Celles-ci sont actuellement réalisées surtout en germanium, rarement en silicium et exceptionnellement à l'arseniure de gallium (ces dernières étant souvent sujettes à l'instabilité dans le temps). Des modèles nouveaux, permettant des cou-

rants de pic jusqu'à 1 A, sont utilisables en commutation industrielle. En ce qui concerne les fréquences élevées, des diodes tunnel à structure coaxiale permettront d'aller assez loin.

Nous pensons d'ailleurs que, pour les amplifications de fréquences élevées, on fera plutôt appel aux systèmes quantiques, comme par exemple le Maser, ou aux amplificateurs paramétriques. Le Maser est extrêmement prometteur en raison de son bruit propre très réduit.

En ce qui concerne les puissances élevées, des progrès ont été faits, mais on semble plutôt plafonner dans ce domaine. Il est très difficile de réduire les résistances thermiques en-dessous de 0,3° C par watt et il faut assurer dans ce cas un contact parfait entre le boîtier et le radiateur si l'on veut profiter pleinement de la basse résistance thermique. Des transistors dissipant jusqu'à 200 ou 500 W en refroidissement par air soufflé ont été réalisés. Nous pensons que l'avenir, dans ce domaine, appartient plutôt aux composés intermétalliques, résultant de la combinaison d'éléments trivalents et pentavalents, comme l'arseniure de gallium, l'antimoniure d'indium... qui fonctionneront sans doute à des températures élevées. Nous ne citons que pour mémoire les semiconducteurs à base de carbone qui deviendront peut-être importants un jour, mais sont au stade du laboratoire actuellement.

Dans le domaine de la puissance, les progrès les plus intéressants à attendre seront les réalisations de modèles permettant une dissipation collecteur élevée et ayant en même temps une grande fréquence de coupure. On peut actuellement réaliser des émetteurs donnant plus d'une dizaine de watts modulés sur 100 MHz avec un seul transistor. Nous pensons que l'on ira beaucoup plus loin dans cette voie, mais on se trouve souvent limité par des problèmes d'échauffement des traversées et des difficultés relatives aux connexions, en raison de l'effet pelliculaire bien connu des courants à haute fréquence.

Les dispositifs de commutation, dans le genre du transistor unijonction et du thyratron au silicium, se développeront certainement beaucoup, dans la direction d'une augmentation de leurs possibilités (courant et tension maximaux) et d'un abaissement de leur prix avec une augmentation de leur fiabilité.

Les transistors à couche intrinsèque intermédiaire, ainsi que les modèles du type tétrode, ne semblent pas avoir justifié les espoirs qu'on mettait en eux. Il est cependant possible qu'on en reparle.

Les transistors à effet de champ sont en train de se perfectionner notablement : ils sont peut-être la clé des montages électrométriques dans un proche avenir. Ce dernier point est important : l'électrométrie étant un domaine où les tubes sont encore pratiquement irremplaçables.

Nous conclurons cette brève évocation de l'évolution des semiconducteurs existants en disant qu'il nous semble très imprudent de faire des stocks d'un type de transistor donné, sauf s'il s'agit d'une production très automatisée dont les prix, après avoir fortement baissé, semblent se stabiliser depuis au moins un an.

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.

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.

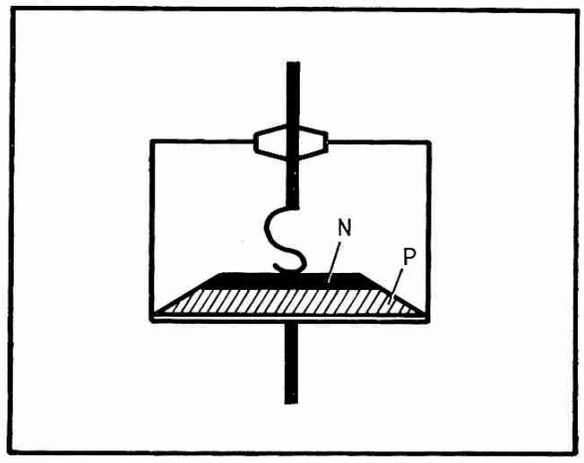


Fig. 241. — En taillant mécaniquement, en cône très ouvert, la rondelle de silicium comportant une jonction P-N, on obtient une diode à « avalanche contrôlée », dans laquelle, lors du fonctionnement en régime de fuite inverse, le passage du courant d'avalanche ne se localise pas en un point de la jonction. On peut alors supporter, dans cette diode, un fonctionnement en régime d'avalanche inverse à grande puissance sans danger.

Certaines recherches sur des diodes utilisant un semiconducteur à l'état vitreux (en particulier l' « Ovistor ») indiquent qu'il y a sans doute là une possibilité de réalisation de bistables intéressants et peu coûteux pour les éléments de mémoire. La diode, normalement isolante, devient brusquement conductrice pour un certain seuil de tension de commande. Elle peut rester conductrice sous une tension nulle (elle n'est alors ramenée à son état isolant que par une impulsion de sens inverse), ou ne rester conductrice que si l'on maintient le courant qui la traverse à une valeur supérieure à un certain minimum.

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'ELEMENTS

Etant 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.

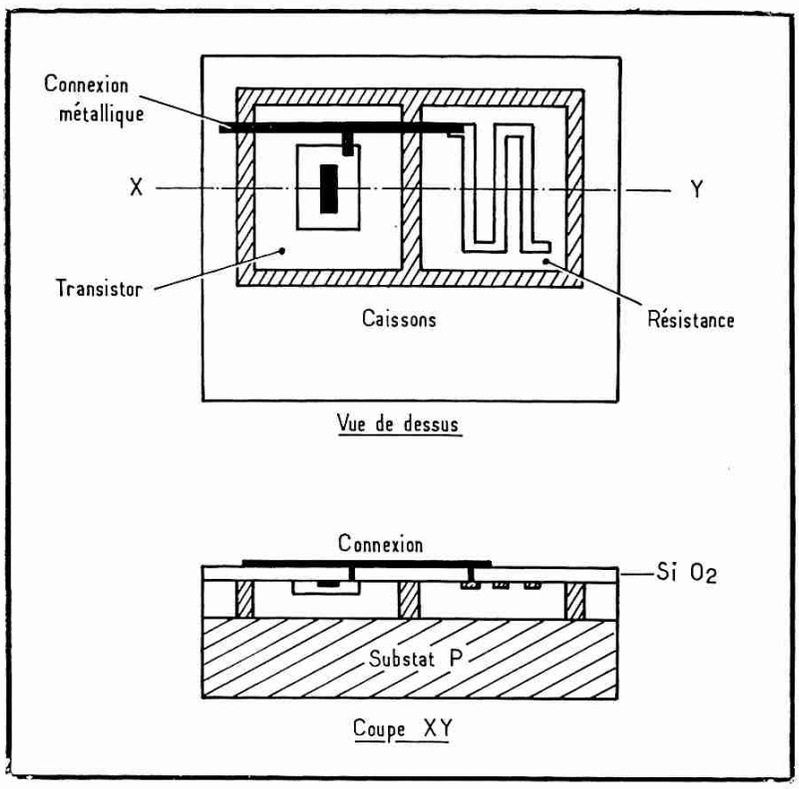


Fig. 242. — En diffusant un zig-zag P dans la couche épitaxiale N, on crée une résistance. La diffusion P profonde qui l'entoure (« caisson ») isole cette résistance du reste de la couche. Le transistor du type « planar », créé par diffusion en un autre point, est isolé aussi par un « caisson ». Des rubans métalliques déposés assurent l'interconnexion et l'on obtient ainsi les éléments d'un circuit intégré « monolithique ».

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 photogravure. 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 souche de silice, l'autre armature étant une métallisation sur la couche de silice dans la partie en regard de la zone dopée.

On arrive ainsi à « intégrer » une cinquantaine de transistors et une quarantaine de résistances dans 1 à 2 mm² de silicium. Etant 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'utilisation de la technologie M.O.S. permet de loger plus de 500 éléments actifs dans une plaquette de 2 mm². On est essentiellement limité par la difficulté de connecter tous les points importants du circuit à l'extérieur du boîtier. Celui-ci comporte souvent 10, 12 ou 14 connexions, mais il faut parfois aller à 20 ou 24 connexions pour utiliser (partiellement !) toutes les possibilités du circuit intégré logé dans le boîtier.

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 [6] à [11] et dans l'additif [13].

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 (1970), mais il est certain que ce sera là une tendance dominante des recherches des années 1975-80.

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.

APPENDICES

I. — TRANSFORMATION DES PARAMETRES

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 :

$$h_{11e} = r_b + r_e\,(1 + \beta) = r_b + \frac{r_e}{1 - \alpha}$$

$$h_{12e} = \frac{r_e}{r_c\,(1 - \alpha)} = \frac{r_e\,(1 + \beta)}{r_c}$$

$$h_{21e} = \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{r_b + r_m}{r_c - r_m}$$

$$h_{22e} = \frac{1}{r_e + r_c\,(1 - \alpha)} = \frac{1 + \beta}{r_c + r_e\,(1 + \beta)}$$

(dans les formules ci-dessus, α et β sont relatives aux gains en continu, souvent désignés par α_o et β_o).

2° Formules rigoureuses de transformation entre les h en émetteur commun, et les h en base commune.

$$h_{11e} = \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}} \quad \text{(rappelons que } h_{21b} = -\alpha\text{)}$$

$$h_{12e} = \frac{h_{11b}\, h_{22b} - h_{12b}\, h_{21b} - h_{12b}}{1 + h_{21b}}$$

$$h_{21e} = \frac{-h_{21b}}{1 + h_{21b}}$$

$$h_{22e} = \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}}$$

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 évi-

demment 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 :

$$y_{11} = \frac{1}{h_{11}}$$

$$y_{12} = \frac{-h_{12}}{h_{11}}$$

$$y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}$$

$$y_{22} = \frac{h_{11}\, h_{22} - h_{12}\, h_{21}}{h_{11}}$$

II. — RESISTANCE 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_{Cth} à la résistance thermique due à la convection

R_{Rth} à la résistance thermique due au rayonnement.

Si les 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 connait 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.

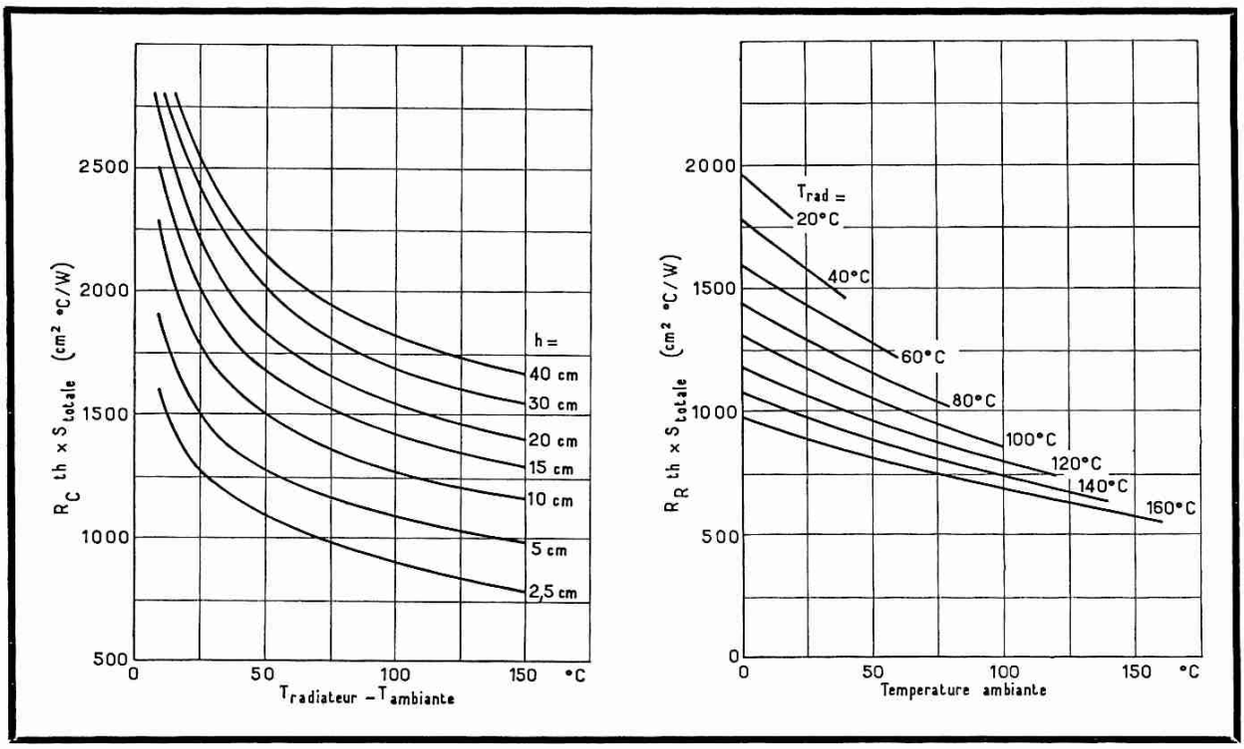


Fig. A Fig. B

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 cm² 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 °C/W) par la surface totale (les deux faces) de la plaque (en cm^2).

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 cm^2 °C/W, soit une résistance thermique de convection :

$$1440/300 = 4{,}8 \text{ °C/W.}$$

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

$$R_R th \times S \text{ de } 1320 \text{ cm}^2 \text{ °C/W}$$

soit une résistance thermique de rayonnement de :

$$R_R th = 1320/300 = 4{,}3 \text{ °C/W.}$$

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.

III. — REPERTOIRE DE SEMICONDUCTEURS UTILISABLES

Les semiconducteurs indiqués ci-après représentent un choix forcément très limité fait par l'auteur et quelques techniciens parmi les innombrables modèles existants. Malgré l'évolution rapide de la technique, l'auteur pense que les types indiqués ci-après doivent rester relativement courants jusqu'à 1976 ou plus.

De nombreux types, réalisés par la majorité des constructeurs, sont indiqués sans mention du fabricant. Lorsque, pour certains types, nous indiquons un fabricant donné, cela ne signifie pas qu'il n'y en ait pas un ou plusieurs autres qui le réalisent également.

Pour ne pas donner toutes les caractéristiques de chaque élément, nous avons groupé ces derniers par catégories, indiquant entre parenthèses certaines caractéristiques particulières de l'un d'entre eux quand cela nous semblait intéressant.

Les lettres en italique après la désignation du type représentent un constructeur avec le code suivant :

SC = SESCOSEM (*Société Européenne de Semiconducteurs et de micro électronique*), filiale de la *THOMSON-CSF*, résultat de la fusion de la *SESCO* et de la *COSEM*.

RT = *Radiotechnique*.

Ti = *Texas Instruments*.

M = *Motorola*.

F = *Fairchild* (ou *S.G.S.-Fairchild*).

Signalons que ce tableau, nécessairement très incomplet, n'engage pas la responsabilité de l'Auteur, ni celle de l'Editeur, ni celle des Constructeurs.

I. — TRANSISTORS AU GERMANIUM.

(Liste très limitée; ces transistors étant cités pour la maintenance mais déconseillés systématiquement pour la réalisation d'une maquette ou d'un prototype, sauf cas spéciaux.)

A. — Petits signaux B.F. et commutation courante. (en général, dissipation collecteur 100 à 200 mW max. à l'air libre à 25 °C, tension collecteur-émetteur maximale 20 V ou un peu plus, $F\alpha$ de 1 à 10 MHz.)

2N1303, 2N1305, 2N1307 (*SC, RT*) [gains croissants, P-N-P].

2N525 (*SC*) [$BVCE_o$ = 45 V].

2N1302, 2N1304, 2N1306 (*SC, RT*) [N-P-N correspondant aux types P-N-P à numéros impairs homologues].

B. — Signaux moyens B.F.

2N1041, SFT235 (*SC*) [1 A max. collecteur, 60 V max. CE].

AC128 et AC176 (*RT*) [P-N-P et N-P-N complémentaires, Ic max. 1 A, $BVCE_o$ 30 V].

C. — Demi-puissance et puissance B.F.

AD161 [N-P-N] et AD162 [P-N-P] (*RT*) [complémentaires, 2 A max., 30 V max., 8 W sur radiateur infini à 25 °C].

ASZ17 (*RT*) [10 A max., 60 V max., 40 W à 25 °C boîtier].

ADZ12 (*RT*) [15 A max., 80 V collecteur-base max., 80 W à 25 °C boîtier].

2N174 (*RT, M*) [analogue ADZ12].

2N554 (*M*) [analogue ASZ17, tension plus faible, très économique].

D. — Amplification haute fréquence.

AF102 [F_t = 180 MHz] et AF139 [F_t = 500 MHz] (*RT*).

II. — TRANSISTORS N-P-N AU SILICIUM.

A. — Petits signaux B.F. (F_t de plus de 40 MHz, dissipation maximale collecteur de 200 mW ou plus, $BVCE_o$ de 18 V ou plus.)

— *Boîtier en plastique.*

2N2923 (*SC*) [gain moyen 115 à 2 mA].

2N3390 (*SC*) [gain moyen 600 à 2 mA].

2N3391A (*SC*) [faible bruit].

2N3417 (*SC*) [$BVCE_o$ = 50 V].

2N3405 (*SC*) [analogue à 2N3417, mais dissipation max. 560 mW].

90T2 (*SC*) [supporte 100 V collecteur-base].

— *Boîtier métallique.*

2N930, 2N2484 (*SC, F*) [très faible bruit].

2N1613, 2N1711 (*SC, F*) [boîtier TO 5, dissipation max. 0,8 W].

2N1893 (*SC*) [$BVCE_o$ = 60 V].

2N2891 (*SC*) [$BVCE_R$ = 80 V, Ic max. = 1 A].

B. — Petits signaux H.F. et V.H.F.

BF173 (*RT*) [F_t = 550 MHz].

2N3662 (*SC*) [boîtier plastique, F_t = 700 MHz].

BFW77 (*F*) [F_t = 1000 MHz].

C. — Demi-puissance B.F.

2N3053 (*M, SC*) [boîtier TO 5, dissipation max. 2,8 W à 100 °C boîtier et 5 W à 25 °C boîtier].

2N2196 et 72T2 (*SC*) [dissipation 15 W à 25 °C boîtier].

D. — Puissance B.F.

BDY53 et BDY54 (*SC*) [60 W à 25 °C boîtier, type économique].

BDY23 à BDY28 (*SC*) [85 W à 25 °C boîtier, $BVCE_o$ de 50 à 250 V].

2N3055 (*Ti, SC, M*) [type universel, 115 W à 25 °C boîtier].

BDY55 (*SC*) [analogue à 2N3055, mais F_t typique 30 MHz].

BDY56 (*SC*) [comme BDY55, mais en plus $BVCE_o$ = 120 V].

109T2, BDY57 (*SC*) [175 W à 25 °C boîtier].

2N2819 à 2N2822 (*SC*) [200 W à 25 °C boîtier, Ic max. 30 A, $BVCE_o$ de 80 à 200 V].

E. — Demi-puissance H.F. et V.H.F.

83T2 (*SC*) [10 W à 25 °C boîtier, F_t = 400 MHz].

BLY17 (*RT*) [100 W à 25 °C boîtier, F_t = 50 MHz].

BLY14 (*RT*) [7 W à 25 °C boîtier, F_t = 200 MHz].

III. — TRANSISTORS P-N-P AU SILICIUM.

A. — Petits signaux et commutation.

D29A5 (*SC*) [boîtier plastique, 25 V, 200 mW].

2N2906 et 2N2907 (*SC*) [boîtier TO 18, $BVCE_o$ 40 V, ou 60 V pour les types avec la lettre A].

2N2904 et 2N2905 (*SC*) [analogues aux 2N2906 et 2N2907, mais en boîtier TO 5, 60 V avec la lettre A].

BCZ12 (*RT*) [gain faible, mais supporte 30 V en tension inverse base-émetteur].

B. — Puissance.

2N3791 (*M*) [150 W à 25 °C boîtier, à peu près complémentaire du 2N3055].

2N3740 (*M*) [à peu près complémentaire du 2N2196].

IV. — TRANSISTORS AU SILICIUM DE TYPE SPECIAL.

Unijonctions.

2N1671B, 2N2647 (*SC*).

D5K1 (*General Electric*) [unijonction à canal P].

D13T (*General Electric*) [unijonction « programmable »].

Transistors à effet de champ à jonction.

SES3819 (*SC*) [boîtier plastique].

2N3823 (*SC, Siliconix*).

2N4416 (*SC, Siliconix*) [type U.H.F.].

BFX83 (*F*) [canal P].

Transistors à effet de champ M.O.S.

SFF103 (*SC*) [canal P, type enrichissement].

2N4351 (*M*) [canal N, type enrichissement].

2N3796 (*M*) [canal N, type mixte enrichissement-déplétion].

Transistors doubles appariés.

2N2060 (*SC*).

BFX16 (*F*) [dérive de moins de 0,5 μV/°C, modèle triple].

Transistors en montage Darlington.

BFX67 (*F*) [gain de 7000 à 70 000 à 100 mA].

Transistors H.T. amplificateur vidéofréquence.

BF179A, BF179B et BF179C (*SC*) [supportant 120 V, 160 V et 250 V de $BVCE_R$, boîtier TO 5, F_t = 120 MHz typique].

BF178 (*RT*) [145 V collecteur base max., F_t = 80 MHz].

V. — DIODES DE SIGNAL ET DE REDRESSEMENT AU SILICIUM.

A. — Diodes de signal.

16P2 (*SC*) [50 V inverse, capacité 0,4 pF à —2 V].

34P4, 35P4, 36P4 (*SC*) [25, 50 et 100 V inverse, capacité 2 pF à 0 V].

BAY73 (*F*) [fuite inverse typique 50 pA à —10 V].

1N4244 (*SC*) et FD700 (*F*) [commutation ultra-rapide].

B. — Redressement 0,15 A (*).

34P4 [25 V inverse] et 36P4 [100 V inverse] (*SC*).

BYX10 (*RT*) [800 V inverse].

C. — Redressement 0,4 A (*).

61J2 à 67J2 (*SC*) [de 100 à 700 V inverse].

162J2 à 168J2 (*SC*) [idem en avalanche contrôlée].

BY100S (*RT*) [800 V inverse].

(*) Intensité moyenne redressée par une seule diode. Valeur à doubler pour un montage va-et-vient à deux diodes, ou en pont à quatre diodes.

D. — Redressement 0,7 A (*).

538J2F (*SC*) [200 V inverse].
540J2F (*SC*) [400 V inverse].
547J2F (*SC*) [600 V inverse].

E. — Redressement 6 A (*).

42R2, 44R2, 46R2, 48R2 (*SC*) [200, 400, 600 et 800 V inverses, cathode au boîtier, existent en polarité inverse avec anode au boîtier, avec lettre R au bout, comme 46R2R, existent en avalanche contrôlée avec lettre S au bout comme 48R2S ou même 48R2SR avec anode au boîtier].

BYZ13, BYZ12, BYZ11 et BYZ10 (*RT*) [polarité cathode au boîtier, V inverse de 200 à 800 V].

BYZ19, BYZ18, BYZ17 et BYZ16 (*RT*) [polarité anode au boîtier, V inverse de 200 à 800 V].

F. — Redressement 20 A (*).

22R2, 24R2, 26R2 et 28R2 (*SC*) [mêmes remarques que pour les 42R2...].

G. — Redressement 35 A (*).

32R2, 34R2, 36R2 et 38R2 (*SC*) [mêmes remarques que pour les 42R2 et 22R2].

VI. — THYRISTORS AU SILICIUM.

A. — Faible courant : 0,25 à 1,6 A.

60T4, 61T4, 62T4 et 64T4 (*SC*) [boîtier TO 46, tension 25, 50, 100 et 200 V, 0,25 A].

2N2322 à 2N2328 (*SC*) [boîtier TO 5, tensions de 25 à 400 V, courant 1,6 A, commande 0,2 mA].

B. — Moyens et forts : courants 6 à 35 A.

SC40B [200 V] et SC40D [400 V] (*General Electric*) [types Triac courant max. 6 A].

2N1770 à 2N1778 (*SC*) [courant 7 A, thyristors classiques, tensions 25 à 500 V].

SC45B [200 V] et SC45D [400 V] (*General Electric*) [types Triac courant max. 10 A].

2N681 à 2N692 (*SC*) [courant 35 A, thyristors classiques, tensions de 25 à 800 V].

VII. — DIODES ZENER.

A. — 400 mW.

BZX46C5V6 à BZ46C9V1 [de 5,6 V à 9,1 V, tolérance ± 5 %], BZX46C10 à BZX46C24 (*SC*) [10 V à 24 V].

BZY88C4V7 à BZY88C7V5 (*RT*) [4,7 V à 7,5 V, tolérance ± 5 %].

BZY94C10 à BZY94C75 (*RT*) [10 V à 75 V].

B. — 1 W.

11Z6F à 28Z6F [de 3,3 à 15 V] et 116Z6F, 118Z6F, 120Z6F, 122Z6F, 124Z6F (*SC*) [16 à 24 V].

(*) Intensité moyenne redressée par une seule diode. Valeur à doubler pour un montage va-et-vient à deux diodes, ou en pont à quatre diodes.

VIII. — CIRCUITS INTEGRES.

A. — Amplificateurs opérationnels.

SFC2709 (*SC*), μA709 (*F*), MC1709 (*M*).
SFC2201 (*SC*) [gain 150 000].
SFC2102 (*SC*) [suiveur, gain unité].
SFC2510 (*SC*) [amplificateur vidéo, bande 40 MHz].

B. — Comparateur.

SFC2710 (*SC*) [comparateur différentiel simple].
SFC2711 (*SC*) [double comparateur].

C. — Alimentations stabilisées.

SFC2100 (*SC*) [tension positive].
SFC2104 (*SC*) [tension négative].

D. — Portes diverses.

SFC400 (*SC*) et SN7400 (*Ti*) [quadruple nand à deux entrées chacun].
SFC410 (*SC*) et SN7410 (*Ti*) [triple nand à trois entrées chacun].
SFC420 (*SC*) et SN7420 (*Ti*) [double nand à quatre entrées chacun].
SFC430 (*SC*) et SN7430 (*Ti*) [nand à 8 entrées].

E. — Basculeurs.

SFC472 (*SC*) et SN7472 (*Ti*) [J-K master-slave à 3 entrées J, 3 entrées K, mise au 1 et au zéro].

SFC473 (*SC*) et SN7473 (*Ti*) [double J-K master-slave à 1 entrée J et 1 entrée K chacun, remises au zéro indépendantes].

SFC474 (*SC*) [double D].

F. — Décade.

SFC490 (*SC*) et SN7490 (*Ti*).

G. — Décodeur.

SFC441 (*SC*) et SN7441 (*Ti*).

IX. — DIVERS.

Photo-diode : 30F2 à 35F2 (*SC*).

Diode à capacité variable : BA102 (*RT*).

Diodes tunnel : SFD161 [I_p = 2,2 mA], SFD163 [I_p = 4,7 mA] et SFD166 [I_p = 22 mA] (*SC*).

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 kΩ.

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 µA] 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 $3 \times 35 = 105$ 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 : $h_{11e} = 150 : 0{,}105 = 1425\ \Omega$.

2 Le claquage secondaire et l'aire de sécurité. De nombreuses destructions de transistors de puissance sont produites par un phénomène que l'on commence seulement à connaître un peu : le claquage secondaire (second breakdown).

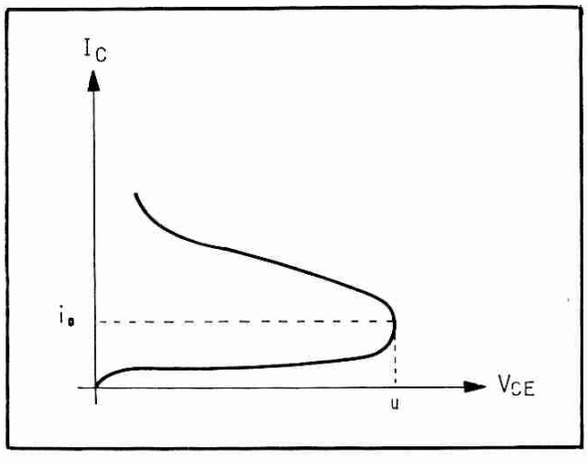


Fig. 243. — Dans le réseau I_C/V_{CE} d'un transistor de puissance, on remarque que, pour une certaine tension u si l'on permet au courant collecteur de dépasser une certaine valeur i_0, la caractéristique se « retourne » : la résistance dynamique devient négative. Le phénomène peut se localiser dans une zone très réduite de la jonction : il est habituellement destructif, même en un temps très court. C'est le « claquage secondaire » (second breakdown).

Ce phénomène peut s'amorcer dans un transistor de puissance quand on le fait traverser par un courant collecteur notable sous une tension élevée.

De toutes façons, la tension maximale collecteur-émetteur d'un transistor est limitée, suivant la façon dont sa base est attaquée, par les tensions :

BV_{CEo} (la plus faible de toutes) si la base est « en l'air »,

BV_{CER} si la base est reliée à l'émetteur par une résistance R,

BV_{CEX} si la base est polarisée à un potentiel légèrement négatif par rapport à l'émetteur.

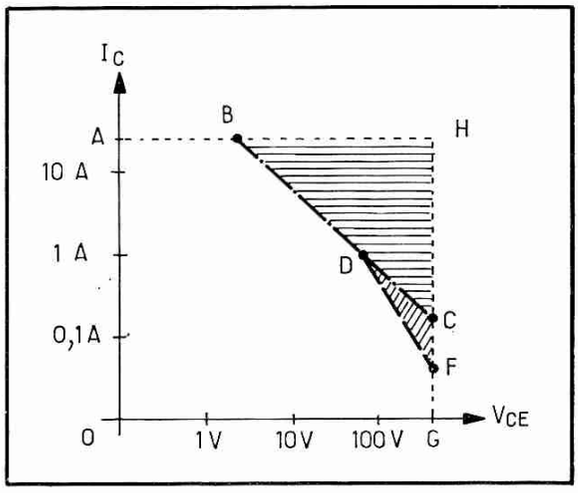


Fig. 244. — Pour empêcher un transistor de puissance de risquer la destruction par claquage secondaire, on doit maintenir le point de coordonnées V_{CE} et I_C à l'intérieur de l'hexagone OABDFG, dit « aire de sécurité ». il est limité par AB (courant maximal), par BD (dissipation collecteur maximale), par DF (limitation évitant le phénomène de claquage secondaire) et par FG (tension maximale à l'état bloqué). La zone hachurée en biais représente une surface où la dissipation maximale admise n'est pas dépassée, mais dans laquelle le transistor risque de se trouver détruit par claquage secondaire.

Même en limitant la tension collecteur-émetteur à la valeur BV_{CEo} et le courant collecteur à une valeur telle que le produit de ce courant par la tension collecteur-émetteur corresponde à une puissance dissipée que peut supporter le transistor, il se peut que ce dernier soit détruit. En effet, pour les fortes valeurs de tension collecteur-émetteur, si l'on ne limite pas sévèrement le courant collecteur, on voit apparaître le phénomène de « claquage secondaire » : la caractéristique I_C/V_{CE} du transistor prend l'aspect de la figure 243 : pour une tension u entre collecteur et émetteur, si le courant collecteur dépasse i_o, la résistance dynamique de l'espace collecteur-émetteur devient négative et, fait plus grave encore, ce phénomène d'avalanche se limite à des zones très localisées de la jonction. Il en résulte, si ce phénomène dure plus de quelques millisecondes (il suffit souvent de moins d'une milliseconde), un perçage localisé de la base, mettant le transistor hors d'usage.

Différentes études ont montré que l'on pouvait éviter ce phénomène si l'on obligeait le point de coordonnées V_{CE} et I_c à rester à l'intérieur d'un certain domaine défini graphiquement, que l'on appelle « aire de sécurité » ou « SOAR » (Safe Operation ARea).

On trace en général cette aire de sécurité comme sur la figure 244. En abscisse (horizontalement), la tension collecteur-émetteur y est portée en graduations logarithmiques. En ordonnée (verticalement), le courant collecteur y figure également en graduations logarithmiques.

On voit que l'utilisation du transistor y est limitée par une verticale GH, correspondant à la tension BV_{CEo} : en aucun cas, la tension collecteur-émetteur ne doit dépasser cette valeur.

Une autre limitation est le courant maximal collecteur, défini par l'horizontale AH.

La dissipation maximale, produit maximal de la tension V_{CE} par le courant I_C, correspond à la limitation par la droite à 45° BC : quand on maintient constant le produit $V_{CE} \times I_C$, on maintient constante la somme $\log (V_{CE}) + \log (I_C)$.

La partie du rectangle OAHG située au-dessus de la droite BC est hachurée horizontalement : elle correspond à des régions où la dissipation collecteur du transistor est trop élevée.

La limitation par le claquage secondaire correspond à la droite DF, correspondant à peu près à une valeur constante du produit $I_C \times (V_{CE})^2$ et qui amène à déclarer « zone interdite » le triangle DFC, hachuré en biais sur la figure.

Donc, tant que le point de coordonnées V_{CE} et I_C reste dans l'hexagone OABDFG (qu'il peut, bien sûr, dépasser à gauche de OA en restant en dessous de AH, ou au-dessous de OG, en restant à gauche de GH), on ne risque pas de voir le transistor détruit par phénomène de claquage secondaire.

Il convient de préciser que ce tracé dépend de la température de jonction du transistor. Il peut également être un peu modifié dans le cas d'un fonctionnement en impulsions brèves : le constructeur du transistor indique, par exemple, que, pour des impulsions de courant collecteur de 10 µs, d'un facteur de forme de 1 %, on peut dépasser ce premier hexagone suivant une autre ligne qu'il précise.

Il y a lieu de signaler que, si l'on veut se prémunir contre le second claquage, il est bon de :

— Ne pas trop bloquer la base en tension inverse pendant les surtensions éventuelles de collecteur (cas des charges inductives, comme dans les circuits de balayage horizontal de télévision);

— Choisir des transistors dont le gain moyen soit le plus faible dans la série correspondante : à un gain élevé correspond une base mince, donc des risques accrus de claquage secondaire.

De toutes façons, lors de l'emploi d'un transistor de puissance dans des conditions qui semblent dangereuses, il est bon de tracer le « cyclogramme » de fonctionnement du montage, en utilisant un oscilloscope dont la déviation horizontale est commandée par la tension collecteur-émetteur du transistor et dont la déviation verticale est commandée par le courant collecteur du transistor. Au cours du fonctionnement du montage, le spot décrit un tracé fermé (si le fonctionnement est périodique) et l'on doit vérifier que ce tracé est tout entier à l'intérieur de l'aire de sécurité.

3 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.

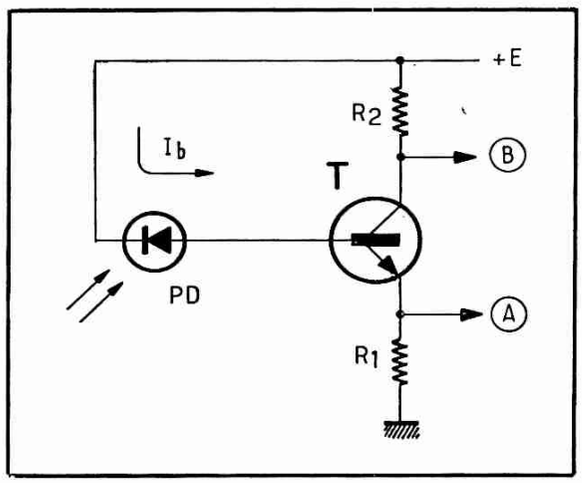


Fig. 245. — Un transistor commandé en courant (une photo-diode a une résistance interne pratiquement infinie) a un fonctionnement qui ne permet plus de faire de différence entre le montage émetteur commun et le montage collecteur commun.

Si, par exemple (fig. 245), 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 kΩ et 1 MΩ). Le courant I_B (courant de la photo-diode), arrivant à la base, produit un courant collecteur égal à βI_B et nous supposerons 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.

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. 246) 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).

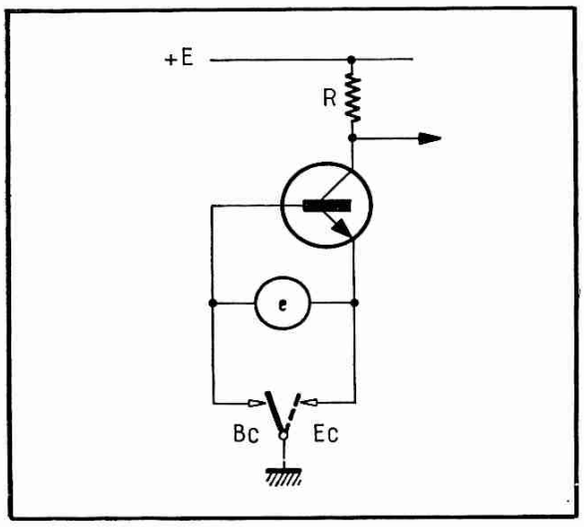


Fig. 246. — Si le transistor T est attaqué en **tension** par la source e (résistance interne presque nulle), on ne peut faire de différence entre le montage base commune (commutateur K dans la position de gauche en trait plein) ou le montage émetteur commun (commutateur K dans la position de droite 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.

4 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 relativement 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.

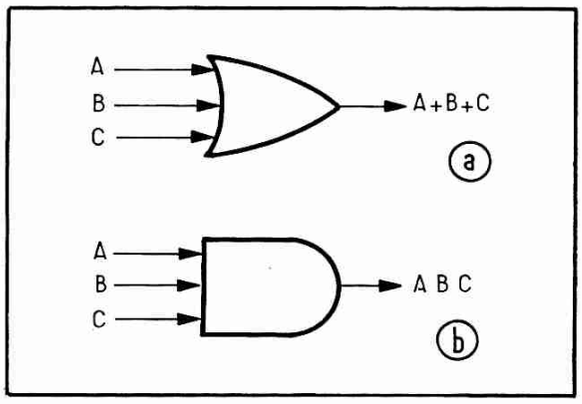


Fig. 247. — Symboles adoptés presque universellement pour désigner les circuits « ou » (**a**) et les circuits « et » (**b**).

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.

5 Il semble que l'on soit maintenant arrivé à une certaine systématisation des symboles utilisés pour les circuits logiques.

On tend à représenter les circuits « ou » comme sur la figure 247 *a* (entrée sur une face concave, sortie sur un angle vif) et les circuits « et » comme sur la figure 247 *b* (entrée sur une face droite, sortie sur un demi-

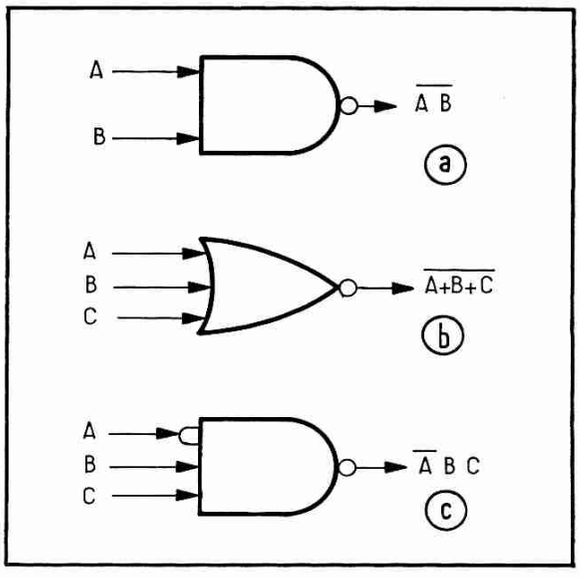


Fig. 248. — Dans ces symboles, l'emploi d'un petit cercle symbolise l'inversion d'un signal (au sens de Boole). En **a**, il y a inversion à la sortie d'un « et », ce qui donne un « et complémenté » (« nand » ou « non et ») ; en **b**, il y a inversion à la sortie d'un « ou », ce qui donne un circuit « ou complémenté » (« ni » ou « nor ») ; en **c**, l'inversion porte sur l'entrée A d'un circuit « et ».

cercle. On tend d'autre part à représenter l'inversion du signal par un très petit cercle à la sortie (comme sur le « nand » à deux entrées de la figure 248 *a* ou sur le « nor » à trois entrées de la figure 248 *b*). Le petit demi-cercle placé sur une des entrées tend à représenter une entrée qui agit en sens inverse des autres, par l'intermédiaire d'un circuit inverseur

à l'entrée. Par exemple, sur la figure 248 *c*, l'entrée A agit à l'opposé des autres. La fonction du circuit est alors : A B C.

Pour représenter un circuit « inverseur », on représente le petit cercle, symbole d'inversion, à la sortie d'un circuit qui peut avoir la structure d'un « et » (fig. 249 *a*) ou celle d'un « ou » (fig. 249 *b*).

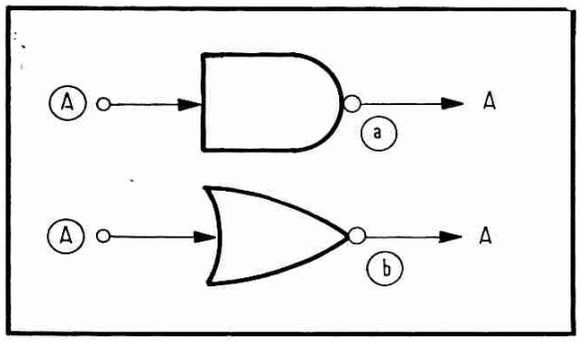


Fig. 249. — Si l'on veut symboliser un circuit « inverseur », on placera le petit cercle à la sortie d'un circuit « et » (a) ou bien d'un circuit « ou » (b), ces circuits n'ayant qu'une seule entrée.

Rappelons que, pour faire un circuit inverseur à partir d'un « nand », on applique le niveau logique 1 à toutes les entrées inutilisées (soit toutes les entrées du « nand » sauf une). Pour obtenir un circuit inverseur à partir d'un « nor », il faut appliquer le niveau logique zéro à toutes les entrées inutilisées du circuit.

6 Actuellement, sauf cas exceptionnels, les circuits logiques sont réalisés à 95 % en circuits intégrés. Ces derniers utilisent souvent des schémas assez différents de ceux des figures 150 à 152 et ce surtout pour des raisons technologiques.

Si nous envisageons uniquement le circuit « nand », à partir duquel on peut réaliser tous les circuits logiques, il y a essentiellement trois types de montages employés dans les circuits intégrés pour le réaliser.

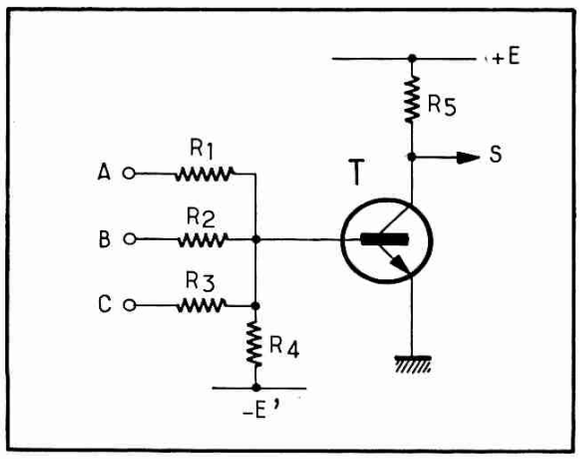


Fig. 250. — Montage du type « RTL » pour la réalisation d'un circuit « nand » : c'est seulement quand les trois entrées A, B et C seront simultanément portées à un potentiel positif (par exemple +E) que le transistor T sera débloqué et que la sortie S sera zéro. Si l'une quelconque des entrées (ou plusieurs d'entre elles, ou toutes) sont au potentiel zéro, le transistor sera bloqué et S sera au niveau élevé (niveau logique 1). La structure RTL est pratiquement abandonnée.

1° La technique RTL (Resistance Transistor Logique), représentée sur la figure 250 : les trois résistances R_1, R_2 et R_3 sont égales et le choix des composants est tel que le transistor T ne peut être débloqué que si toutes les entrées A, B et C sont portées simultanément au potentiel + E (niveau logique « 1 »), ce qui amène la sortie S à potentiel très bas (niveau logique « 0 »).

Si l'une quelconque de ces entrées est au potentiel zéro, ou si plusieurs d'entre elles y sont simultanément, T est bloqué et la sortie est à potentiel voisin de + E.

Une telle technique (maintenant presque abandonnée) nécessite des résistances d'une valeur d'autant plus précise que l'on désire avoir plus d'entrées. Le circuit doit, en outre, être alimenté par deux sources de tension, + E et — E′.

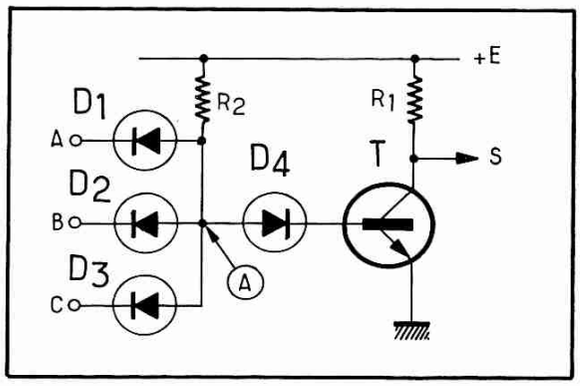


Fig. 251. — Montage du type « DTL » pour la réalisation d'un circuit « nand » : le transistor T n'est débloqué que si toutes les entrées sont simultanément au niveau logique 1. La réponse est meilleure que la RTL, il ne faut qu'une source d'alimentation et le nombre d'entrées n'est pas limité.

2° La technique DTL (Diode Transistor Logique), telle que la représente la figure 251. Si l'une quelconque des entrées est à la masse, le courant qui passe dans R_2 va dans la diode correspondante, et le potentiel du point A est faible, le transistor T est bloqué. Si toutes les entrées sont en même temps au + E, le potentiel du point A remonte, la diode D_4 se débloque, le transistor T aussi. La diode D_4 est là pour que le transistor reste bloqué même quand le potentiel du point A monte à + 1,2 V, ce qui peut se produire si la mise à la masse des entrées n'est pas parfaite. Cette technologie permet un nombre quelconque d'entrées, elle ne nécessite qu'une seule source d'alimentation.

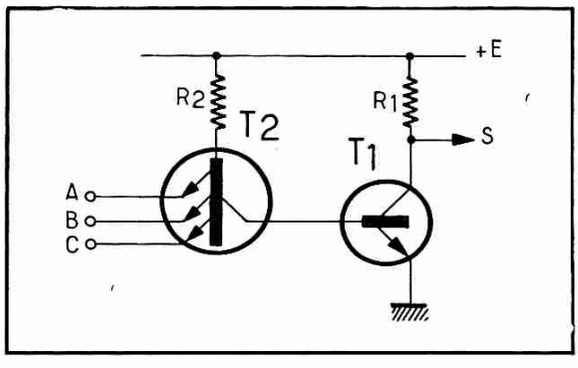


Fig. 252. — Montage du type « TTL » (ou « T^2L ») pour la réalisation d'un circuit « nand ». Si on considère la jonction base-collecteur du transistor multi-émetteur T_2 comme une diode (c'en est une), jouant le rôle de la diode D_4 de la DTL, la ressemblance avec cette dernière est très grande. Mais la logique TTL est beaucoup plus rapide que la logique DTL.

3° La technique TTL ou T^2L (Transistor Transistor Logique), réalisée comme le montre la figure 252. Le transistor T_2 est du type « multi-émetteur » et, étant donné que sa jonction base-émetteur est une diode conductrice dans le sens de sa base vers la base de T_1, le schéma semble, au premier abord, identique à celui du DTL. Il en diffère en ceci : dans une logique DTL, quand toutes les entrées sont au + E et que l'on porte brusquement l'une d'entre elles au potentiel zéro, le courant cesse simplement de passer la diode D_4 (fig. 251) et le transistor T met un certain temps pour se désaturer. Dans la technique TTL, ce qui tient lieu de diode D_4

n'est plus une diode indépendante, mais une jonction base-collecteur. Elle est donc susceptible de se laisser traverser par un courant inverse si elle est « intoxiquée » par des porteurs minoritaires (effet transistor). Donc, dans un tel montage, supposons que nous partions de l'état où tous les émetteurs sont au potentiel + E : le courant passant dans R_2 va, par la jonction base-collecteur de T_2, fonctionnant en diode, saturer T_1.

Portons brusquement un des émetteurs au potentiel zéro. Le courant qui passe dans R_2 va aller à la masse par cet émetteur : il en résultera que la diode collecteur-base de T_2 va se laisser traverser par un courant inverse. On a donc affaire à une véritable inversion du courant base, ce qui permet de désaturer rapidement le transistor T_1 : la logique TTL est beaucoup plus rapide que la logique DTL. Comme cette dernière, elle permet de réaliser un « nand » ayant un nombre quelconque d'entrées, et elle ne nécessite qu'une seule tension d'alimentation.

Il y a lieu de remarquer que, dans les logiques des types DTL ou TTL, pour amener une entrée au potentiel zéro, il faut lui *consommer* un certain courant. En laissant une entrée « en l'air », elle prend un potentiel positif et cela revient à lui appliquer la tension correspondant au niveau logique 1.

Pour assurer mieux le couplage d'une logique TTL à une autre, on réalise souvent la porte « nand » suivant un schéma plus compliqué que celui de la figure 252. Ce dernier montage permet, en effet, de consommer facilement du courant à une source extérieure quand la sortie S est à zéro (le courant en question est consommé par le transistor T_1 saturé); en revanche, il se prête moins bien à fournir du courant à une source extérieure quand le niveau de sortie est positif.

On réalise donc plus couramment le circuit « nand » typique suivant le montage de la figure 253. Quand tous les émetteurs de T_2 sont au potentiel zéro, le courant passant dans R_2 et dans la jonction base-collecteur

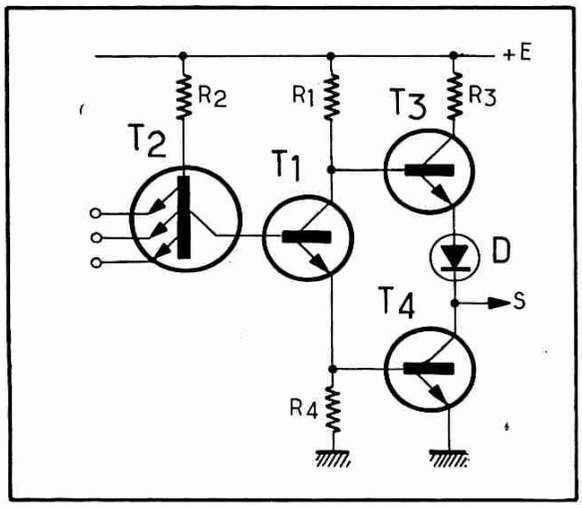


Fig. 253. — Schéma détaillé d'un circuit « nand » TTL, tel qu'il est réalisé en trois exemplaires dans le circuit intégré SFC 410 E (Sescosem). Le montage de sortie, souvent désigné sous le nom de « totem pôle » permet de fournir du courant dans l'état logique 1 et d'en absorber dans l'état logique 0.

de T_2, va saturer T_1, qui joue le rôle de commande pour les deux transistors de sortie, bloquant T_3 et saturant T_4. Si un des émetteurs est à la masse, le courant dans R_2 va à la masse par cet émetteur, T_1 et T_4 sont bloqués, T_3 est saturé.

Quand on ne place, dans un boîtier de circuit intégré, qu'un seul circuit « nand » analogue à celui de la figure 253, c'est alors d'un circuit à six ou huit entrées qu'il s'agit. On place souvent dans le même boîtier (réalisés sur la même pastille de silicium), deux circuits « nand » du type de la figure 253 à quatre entrées chacun, ou trois circuits « nand » à trois entrées, ou quatre circuits « nand » à deux entrées chacun. Ces circuits sont alors indépendants les uns des autres, sauf en ce qui concerne l'alimentation.

On définit le fonctionnement d'un circuit « nand », par exemple, par le tableau des valeurs de la sortie en fonction des valeurs des entrées, c'est ce que l'on appelle sa « table de vérité ». Par exemple, pour un « nand » à deux entrées A et B et une sortie S, cette table est :

A	B	S
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

7 Il existe peu de circuits intégrés prévus pour la réalisation d'un monostable. En revanche, il est très facile de réaliser un monostable avec des circuits intégrés logiques (ou même analogiques).

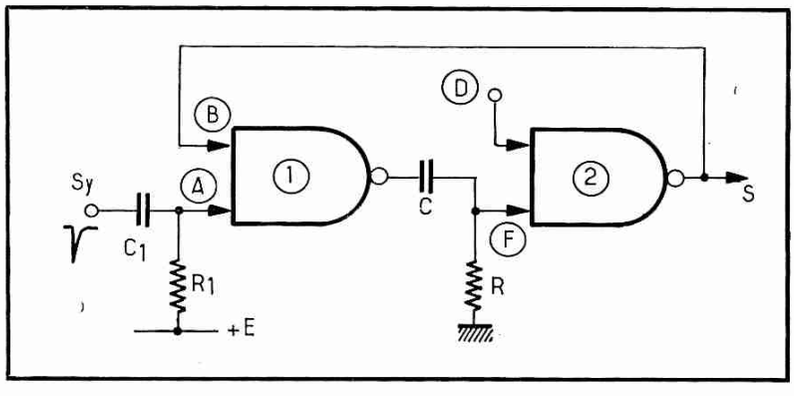


Fig. 254. — Réalisation d'un monostable au moyen de deux circuits « nand ». L'entrée (D) est maintenue au potentiel + (niveau logique 1), ou laissée en l'air s'il s'agit de logique DTL ou TTL, ce qui revient au même. La résistance R est assez faible pour maintenir l'entrée (F) au niveau logique zéro, 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), $R = 390\ \Omega$, $R_1 = 2{,}2\ k\Omega$, $C_1 = 1\ nF$.

La figure 254 est un exemple de réalisation de monostable à partir de deux circuits « nand » à deux entrées (autrement dit, avec un seul circuit intégré comprenant quatre « nand », et les éléments extérieurs, on peut réaliser deux monostables indépendants).

Son fonctionnement est le suivant : au repos, le « nand » n° 2 a son entrée F au niveau logique zéro (il faut que la résistance R soit assez

faible pour que le courant qui s'écoule de F vers la masse, dans le cas d'un « nand » TTL, ne provoque dans R qu'une chute de tension inférieure à la valeur maximale que l'on peut considérer encore comme niveau logique zéro dans le circuit). Ce circuit a donc sa sortie S au niveau logique 1. Nous supposerons, ce qui n'intervient pas pour le moment, que l'entrée D du circuit (2) est maintenant au niveau logique 1 (ou non connectée, dans le cas d'une logique TTL, ce qui revient au même).

Le circuit « nand » (1) reçoit donc, sur son entrée B, un niveau logique 1. Il le reçoit aussi sur son entrée A, maintenue normalement au potentiel + E (tension d'alimentation des circuits « nand », soit généralement + 5 V) par la résistance R_1. Le circuit (1), avec ses deux entrées au niveau 1, a donc sa sortie V au niveau logique zéro.

Une impulsion négative appliquée en S_y arrive à l'entrée A du circuit (1) par C_1 : elle tend, si elle est d'amplitude suffisante, à amener l'entrée A à zéro, donc à faire monter à 1 la sortie V. Le second circuit « nand » reçoit alors, sur son entrée F, un signal transmis par le condensateur C, ce signal étant positif. L'entrée F est donc momentanément portée au niveau 1, ce qui tend à amener la sortie S au niveau zéro, puisque l'autre entrée D est au niveau 1 (le circuit (2), ayant son entrée D au niveau 1, joue le rôle d'un simple inverseur entre son entrée F et sa sortie S).

Il y a effet cumulatif par le bouclage de la sortie S sur l'entrée B du circuit (1).

Quand le condensateur C s'est suffisamment chargé (à travers R) pour que la tension sur l'entrée F du circuit (2) soit insuffisante pour être considérée comme le niveau logique 1, le potentiel de la sortie S du circuit (2) commence à baisser, amorçant l'effet cumulatif en sens inverse, qui amènera V au niveau zéro et S au niveau 1 comme au début. La durée du signal en S dépend de la constante de temps RC.

La valeur maximale de R est déterminée comme suit :

Prenons un circuit « nand » défini, par exemple le SFC 400 E (*Sescosem*) pour lequel les spécifications nous disent :

— Tension maximale admise sur une entrée pour que cette entrée soit considérée comme étant au niveau « zéro logique » : 0,8 V;

— Courant maximal à consommer à une entrée pour l'amener au niveau « zéro logique » : 1,6 mA.

Il faut donc que, sous une courant de 1,6 mA, R ne produise pas une chute de tension supérieure à 0,8 V. La résistance R doit donc être inférieure à 500 Ω.

On peut parfaitement utiliser un circuit intégré analogique, par exemple un amplificateur opérationnel comme le SFC 2709 (*Sescosem*) ou le µA 709 (*Fairchild*), en raison de son très grand gain (40.000) pour réaliser un monostable. On utilisera le montage de la figure 255, par exemple.

Le diviseur de tension de sortie a pour but de réduire l'excursion de tension — qui peut atteindre 26 V, allant de — 13 V à + 13 V par rapport à la masse — à la valeur de moins de 5 V crête à crête, maximum autorisé dans les entrées du SFC 2709.

On s'arrange pour que la tension de sortie soit, au repos, minimale, c'est-à-dire voisine de — 13 V. Ceci est dû en partie à la chute de tension dans R parcourue par le courant de polarisation d'entrée (200 nA max.) depuis le point B vers l'entrée + du SFC 2709, en partie à la polarisation négative du point B, pouvant aller jusqu'à — 1,5 V.

L'entrée — du SFC 2709 (entrée inverseuse) est à un potentiel de repos de l'ordre de zéro, la chute de tension dans R_4 sous l'influence du courant d'entrée du SFC 2709 étant presque nulle.

Si l'on applique sur cette entrée, par le condensateur C_1, une impulsion négative d'amplitude suffisante pour que le potentiel de l'entrée — tombe très légèrement en dessous de celui de l'entrée +, la tension de sortie de l'amplificateur va commencer à augmenter, provoquant, par C, une réaction positive sur l'entrée +. Il suffit en effet de moins d'un millivolt de variation de la différence de potentiel entre les deux entrées pour que la tension de sortie passe du minimum (— 13 V) au maximum (+ 13 V).

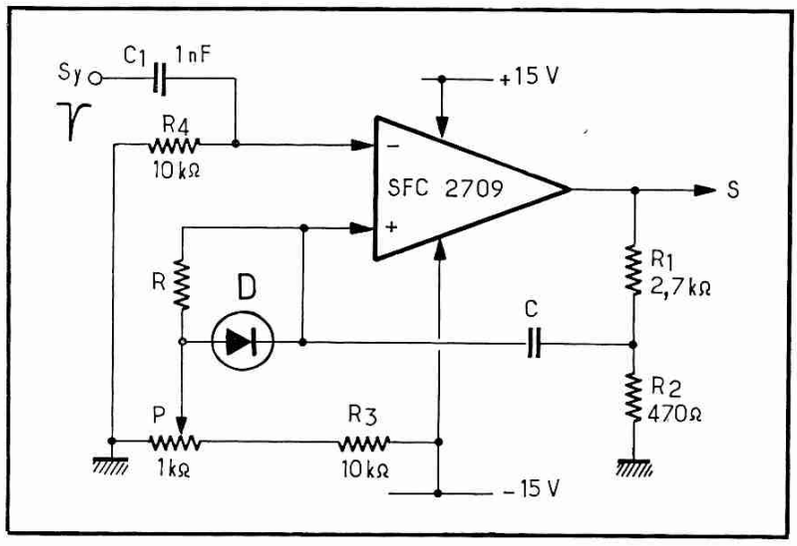


Fig. 255. — Réalisation d'un univibrateur utilisant un circuit intégré du type SFC 2709 (ou µA 709), amplificateur opérationnel à grand gain.

La tension de sortie restera à la valeur + 13 jusqu'à ce que le courant dans R (auquel s'ajoute le courant d'entrée du circuit intégré) ait déchargé le condensateur C à tel point que le potentiel de l'entrée + tombe en dessous de zéro. Le phénomène cumulatif s'amorce alors en sens inverse, la tension de sortie repassant à — 13 V. Le rôle de la diode D est de limiter l'excursion négative de potentiel de l'entrée +, réduisant ainsi le temps de récupération du monostable.

Contrairement au cas du montage de la figure 254, le monostable de la figure 255 ne se prête pas à la réalisation de périodes très courtes : les flancs du signal de sortie du SFC 2709 sont limités par la vitesse maximale de variation de la tension de sortie en cas d'attaque saturante, vitesse que l'on désigne par le nom de « slew rate », qui, dans un SFC 2709, est limitée à environ 0,25 V/µs, soit un temps de près de 100 µs pour la totalité de la variation. Dans une logique TTL, le temps de montée est, au contraire, très court (de l'ordre de 20 ns pour un SFC 400 E).

Signalons enfin, pour l'univibrateur de la figure 254, une *possibilité* supplémentaire. Normalement, l'entrée D est à porter au potentiel positif

qui correspond au niveau logique 1 (soit à laisser en l'air dans le cas d'une logique TTL ou DTL). Si on porte le potentiel de cette entrée à zéro, on empêche l'univibrateur de fonctionner. On dispose ainsi d'une commande, dite d' « inhibition », qui peut être intéressante pour certaines applications.

8 *TRIGGER DE SCHMITT EN CIRCUITS INTEGRES.* On peut facilement réaliser un Trigger de Schmitt avec deux circuits du type « nand », ainsi que le montre la figure 256. Si les entrées B et D des deux circuits sont maintenues au potentiel positif correspondant au niveau logique 1 (laissées en l'air dans le cas d'une logique DTL ou TTL), chaque circuit constitue un inverseur.

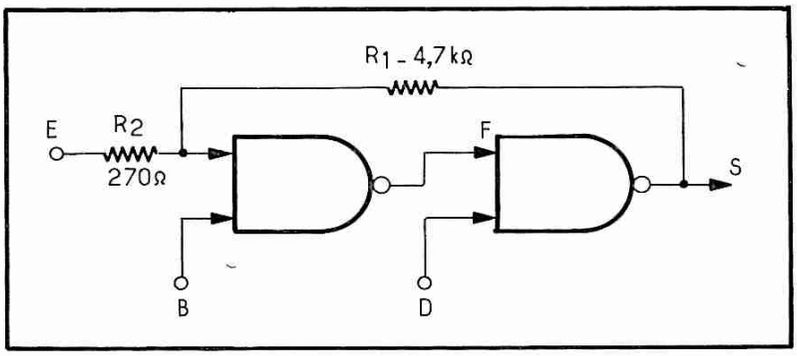


Fig. 256. — Réalisation d'un Trigger de Schmitt utilisant deux circuits « nand » sur les quatre d'un SFC 400 E (Sescosem) ou d'un SN 7400 (Texas).

La chaîne des deux circuits constitue donc un amplificateur de grand gain, fournissant une tension de sortie en phase avec la tension d'entrée.

Dans ces conditions, la réaction réalisée par les résistances R_1 et R_2 est une réaction positive. On réalise ainsi un Trigger de Schmitt, dont l'écart des seuils est fonction de la valeur de la résistance R_1.

Il convient de noter que la résistance R_2 est faible et qu'elle comprend la résistance interne de la source qui alimente l'entrée E. Autrement dit, si l'on a fait l'essai avec une résistance R_2 de 270 Ω et que l'on a obtenu de bons résultats avec une source attaquant E à travers une résistance interne négligeable, il faudra réduire R_2 à 120 Ω si l'on veut obtenir des résultats comparables avec une source de résistance interne de 150 Ω attaquant E.

On dispose ici de deux commandes dites d' « inhibition ». Si l'on porte à zéro le potentiel de l'entrée B, le trigger n'est plus sensible à l'action de l'entrée E et sa tension de sortie reste presque nulle. Si l'on porte à zéro le potentiel de l'entrée D, le trigger est aussi insensible à l'action de la tension en E, mais cette fois sa tension de sortie S reste constamment maximale. Il en va de même si les deux entrées B et D sont simultanément portées au potentiel zéro.

Réalisé avec des circuits TTL, comme le SFC 400 par exemple (*Sescosem*) un tel trigger peut donner des flancs de moins de 20 ns. Comme il y a quatre circuits « nand » à deux entrées dans un seul circuit intégré, il devient possible d'employer ce dernier pour obtenir simultanément deux triggers de Schmitt indépendants (à part l'alimentation).

9 *LES BISTABLES EN CIRCUITS INTEGRES.* On peut envisager la question de deux façons : la réalisation de bistables plus ou moins perfectionnés à partir de circuits du type « nand », ou l'étude des très nombreux bistables tout faits qui existent en version intégrée.

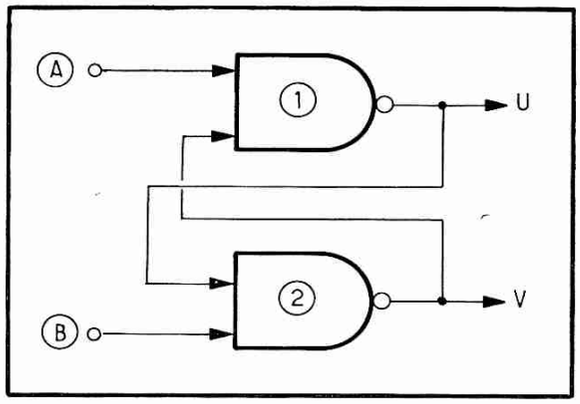


Fig. 257. — Principe de base de la réalisation d'un bistable avec deux circuits « nand ». Les entrées (A) et (B) sont normalement au niveau logique 1 ; on agit sur l'état du bistable en ramenant momentanément à zéro le potentiel de celle des deux entrées (A) ou (B) qui correspond au « nand » dont la sortie est à zéro.

Commençons par la réalisation des différents circuits en supposant que nous partons toujours des « nand » à deux, trois ou quatre entrées. La figure 257 indique le bistable de base. Il est très analogue à celui de la figure 157, mais utilise, à la place de deux circuits « nor » (« ou complémentés »), deux circuits « nand » (« et complémentés »).

On sait que les circuits « nand » à deux entrées, quand on applique sur une de leurs entrées une tension positive (le 1 logique), se comportent comme des circuits inverseurs (circuits « pas » ou circuits « non ») par rapport à l'autre entrée. Si nous appliquons le 1 logique aux entrées A et B, nous avons donc affaire à deux circuits inverseurs dont la sortie de chacun d'entre eux commande l'entrée de l'autre. Le tout est bistable : on peut avoir deux états :

$$U = 0 \text{ et } V = 1$$
$$\text{ou } U = 1 \text{ et } V = 0$$

Si nous portons momentanément l'entrée A à zéro, la sortie U passera à la valeur 1 (un « nand » qui a zéro sur une quelconque de ses entrées, ou sur plusieurs d'entre elles, donne 1 en sortie), à moins qu'elle n'y soit déjà. Quand A reviendra à 1, l'état du bistable restera le même, soit $U = 1$ et $V = 0$.

Au contraire, si l'on porte l'entrée B au potentiel zéro momentanément et qu'on la ramène au niveau logique 1, la sortie V passera au niveau logique 1 (à moins qu'elle n'y soit déjà) et y restera, U étant au niveau zéro.

On a réalisé ce que l'on appelle un bistable R-S (de S ou Set = mis en position et R ou Reset = remise à zéro). Il a deux commandes, il se comporte exactement comme celui de la figure 157, à ceci près que la commande se fait en portant momentanément une des entrées au zéro et en la ramenant après au 1 (dans le bistable de la figure 157, c'était le contraire, cela étant dû à l'emploi de circuits « nor » dans le schéma de la figure 157).

Si l'on veut modifier le bistable de la figure 257 pour le faire basculer par des impulsions négatives arrivant sur une entrée unique, on peut y

arriver selon le montage de la figure 258, si les circuits « nand » sont du type DTL ou TTL.

Ce schéma est un peu paradoxal et demande quelques explications. Les résistances R_1 et R_2, égales entre elles, sont de valeur suffisamment élevée pour qu'on ne puisse pas amener les entrées A ou B au niveau logique zéro en amenant à zéro le potentiel des extrémités droites de ces résistances. En effet, dans une logique DTL ou TTL, pour amener une entrée au niveau zéro, il faut lui consommer un certain courant. Si l'on relie une de ces entrées à la masse à travers une résistance R, on fait évidemment baisser le potentiel de cette entrée par rapport à la valeur qu'il aurait pour R infinie, mais, si R est grande, le niveau, tout en ayant baissé, n'est pas encore en dessous de ce que l'on considère comme niveau logique 1.

Supposons donc qu'au départ, le montage de la figure 258 soit dans l'état où la sortie U est au niveau logique zéro et la sortie V au niveau logique 1 (dans un circuit TTL du type SFC 400, ce niveau correspond au moins à 2,4 V, le plus souvent, cela fait entre 3,5 et 4,5 V).

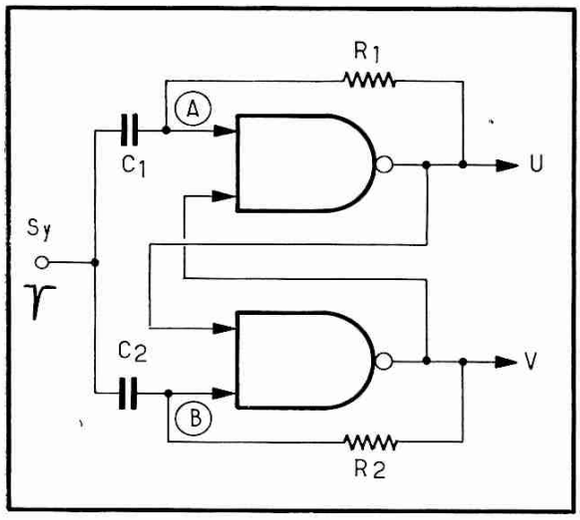


Fig. 258. — Pour transformer le circuit de la figure 257 en un bistable commandé sur une entrée unique, on commande les entrées par deux condensateurs, en préparant le basculement par une différence de potentiel entre les points (A) et (B) grâce aux résistances R_1 et R_2, trop élevées par ailleurs pour amener au zéro le potentiel de l'entrée correspondante au circuit dont la sortie est à zéro.

Le fait que le potentiel de U soit presque nul n'empêche pas, comme nous venons de le voir, l'entrée A d'être à un potentiel suffisamment élevé pour que l'on puisse considérer qu'elle est au niveau logique 1 (soit au moins à 2 V). Mais l'entrée A est tout de même à un potentiel plus bas que l'entrée B, cette dernière étant reliée par R_2 à la sortie V dont le potentiel est de l'ordre de 3,5 V au moins.

Donc, quand une impulsion négative sera appliquée, par C_1 et C_2, aux entrées A et B simultanément, comme l'abaissement de potentiel de ces deux entrées sera le même, le potentiel de l'entrée A descendra plus bas que celui de l'entrée B, puisqu'il part d'une valeur déjà plus basse. Si l'impulsion en S_y a une amplitude adéquate, seule l'entrée A aura son potentiel qui descendra momentanément en dessous du niveau logique 1 et atteindra momentanément le niveau logique zéro. Il y aura changement d'état du bistable, le tout fonctionnant tout à fait comme le montage de la figure 187.

Considérons maintenant une structure plus complexe, telle que la représente la figure 259. On y retrouve les circuits « nand » (1) et (2), interconnectés comme sur la figure 257, mais il y a, en plus les circuits « nand » (3) et (4).

Supposons que l'entrée H, commune à (3) et (4) soit au niveau zéro : les deux sorties a et b des deux « nand » (3) et (4) sont forcément au 1. L'ensemble des circuits (1) et (2), recevant 1 sur leurs entrées a et b, forment exactement le bistable de la figure 257. On peut donc avoir U = 0 et V = 1 ou bien le contraire. Les valeurs des entrées A et B n'agissent pas sur les sorties, tout se passe comme si ces dernières étaient « déconnectées » des entrées.

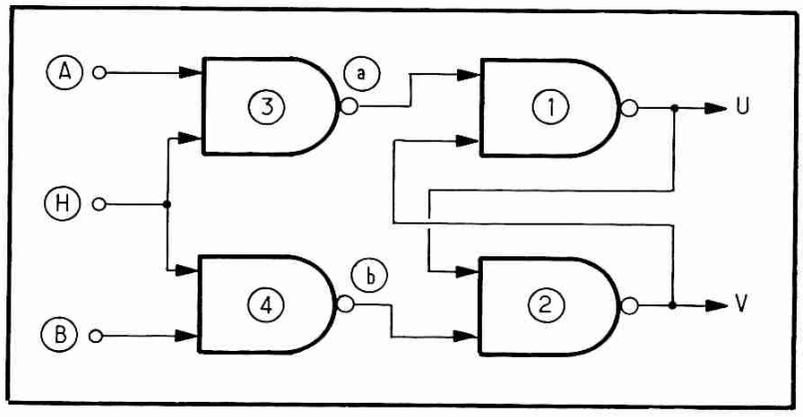


Fig. 259. — Structure du circuit « esclave » : si H = 0, les « nand » (1) et (2) forment un bistable, comme celui de la figure 257, les sorties gardent en mémoire les dernières indications, les sorties sont « déconnectées » des entrées. Si H = 1, les entrées A et B étant complémentaires, leurs valeurs sont recopiées sur les sorties U et V : le circuit est « transparent ».

Supposons maintenant que les entrées A et B soient complémentaires (si l'on a A = 1, on doit avoir B = 0 ou inversement). Pour fixer les idées, nous supposerons que l'on a :

$$A = 0 \quad \text{et} \quad B = 1$$

L'entrée H étant au potentiel zéro, augmentons son potentiel. Au-delà d'un certain seuil m, H est considéré comme au niveau logique 1 pour les circuits « nand » (3) et (4). Ces derniers jouent donc le rôle d'inverseurs, l'un et l'autre, et l'on trouve, à leurs sorties :

$$a = \overline{A} \qquad b = \overline{B}$$

Autrement dit, dans le cas de notre exemple, on aura, une fois que H a dépassé le seuil m, $a = 1$ et $b = 0$.

Les valeurs de a et de b vont amener (à moins que ce ne soit déjà fait avant que H n'augmente) la sortie U à zéro (le complément de a) et la sortie V à 1 (le complément de b). On trouvera donc, à ce moment :

$$U = \overline{a} = A = 0$$

$$\text{et} \quad V = \overline{b} = B = 1$$

Donc, quand H = 1 (autrement dit quand le potentiel de l'entrée H a dépassé le seuil m), les sorties U et V « recopient » les entrées A et B. Si H redescend à zéro, les valeurs des sorties restent ce qu'elles étaient, donc le circuit « garde en mémoire », affichées sur U et V, les valeurs de A et de B.

Le circuit de la figure 259 s'appelle le circuit « esclave ». On l'utilise souvent pour des registres à décalage, employés dans le calcul arithmétique.

Réalisons maintenant l'assemblage de la figure 260, comportant deux circuits « esclave » du type de la figure 259 et un circuit inverseur, ou « pas », P, dont la propriété *fondamentale* est la suivante :

Le seuil de ce circuit est très bas, beaucoup plus bas que le seuil m des circuits « nand » utilisés dans les circuits « esclaves », autrement dit, quand H augmente en partant de zéro, la sortie $\overline{H}$ du circuit P devient zéro pour un seuil p de H très inférieur au seuil m.

L'ensemble du circuit « esclave » de gauche et du circuit « pas » P est appelé « circuit maître ». L'assemblage complet s'appelle un basculeur « maître-esclave » (master-slave). Nous allons voir comment il fonctionne.

Supposons (fig. 261) que nous appliquions à l'entrée H un signal montant puis descendant (les vitesses de montée et de descente peuvent être aussi faibles que l'on veut), partant de zéro pour revenir à zéro.

Initialement, $H = 0$, $H' = \overline{H} = 1$. Le circuit « esclave » X est en position « déconnecté de ses entrées », puisque $H = 0$. En revanche, le circuit « esclave » Y, recevant en H' un niveau 1, est « transparent » : ses sorties U' et V' sont les « recopies » de ses entrées A' et B', donc des sorties U et V du circuit X. Comme U' est connecté à B et V' à A, nous trouvons donc, sur les entrées A et B, le contraire des sorties U et V (cela est possible, puisque $H = 0$).

Supposons, pour fixer les idées, que, initialement, on ait :

$$U' = A' = U = 0 \qquad \text{et} \qquad V' = B' = V = 1$$

Nous avons donc :

$$A = V' = 1 \qquad \text{et} \qquad B = U' = 0$$

Faisons monter lentement H. Il arrive d'abord, au temps t_1 (fig. 261) au point (1) : il passe par le niveau p, qui correspond à l'annulation de la sortie $\overline{H}$ du circuit P.

Au temps t_1, comme l'entrée H' du circuit Y s'est annulée, le circuit Y est devenu « déconnecté de ses entrées ». Il n'a pas changé d'état, ses sorties restent $U' = 0$ et $V' = 1$, mais il n'est plus sensible à ce qui peut se produire sur ses entrées A' et B'.

Donc, entre le temps t_1 et le temps t_2, les deux circuits X et Y sont l'un et l'autre déconnectés de leurs entrées. Cela est dû au fait que le seuil p du circuit « pas » P est inférieur au seuil m pour lequel H est considéré comme 1 dans les circuits « nand » de X.

Comme H continue à monter, nous arrivons au point (2) au temps t_2 : H est alors considéré comme 1 par le circuit X qui devient transparent : il recopie sur ses sorties ce qu'il avait sur ses entrées. Comme il avait, sur ses entrées, le contraire de ce qu'il affichait sur ses sorties (en effet, avant l'instant t_2, nous avons $A = 1$ et $B = 0$ avec $U = 0$ et $V = 1$), il y aura inversion des deux sorties : U va passer de 0 à 1, V passera de 1 à 0. Cela inverse les entrées de Y, mais ce dernier est déconnecté de ses entrées, il garde donc l'affichage, sur ses sorties, de $U' = 0$ et $V' = 1$.

Faisons redescendre H. Au temps t_3, nous arrivons au point (3) : le circuit X est de nouveau déconnecté de ses entrées. Rien ne change dans les valeurs de ses entrées ni de ses sorties, mais, maintenant, ses entrées peuvent changer sans que ses sorties en soient influencées. Entre t_3 et t_4, le deux circuits X et Y sont simultanément déconnectés de leurs entrées.

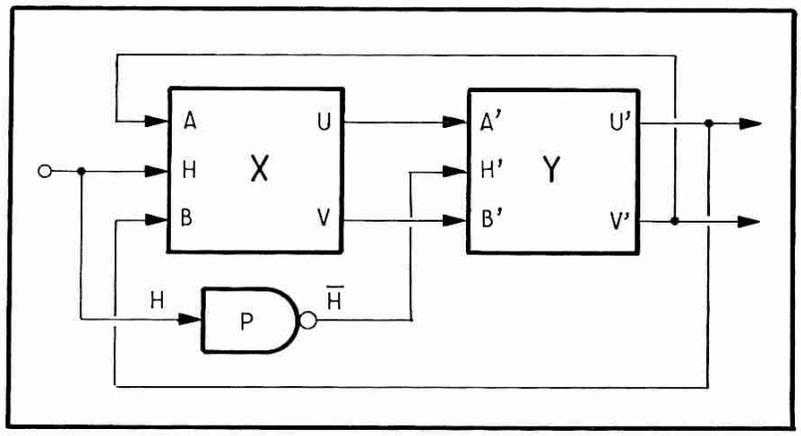


Fig. 260. — En associant à un circuit « esclave » X un circuit inverseur P dont le seuil de fonctionnement est plus bas que celui du circuit X (la sortie $\overline{H}$ de P devient 0 quand H croît bien avant que H n'arrive à agir sur X), on réalise un circuit « maître ». Le couplage du maître et de l'esclave, tel qu'il est indiqué ci-dessus, donne le basculeur maître-esclave (master-slave) aux propriétés très intéressantes.

Continuons à faire descendre H. Au temps t_4, nous arrivons au point (4) : H franchit le seuil p, la sortie $\overline{H}$ du circuit P redevient 1, appliquant 1 à l'entrée H′ du circuit Y. Ce dernier devient alors transparent et va afficher, recopiées sur ses sorties, les valeurs de ses entrées A′ et B′. Celles-ci sont, on s'en souvient, opposées à ses sorties, donc les valeurs de ces dernières vont s'inverser, comme l'avaient fait les sorties de X au temps t_2 : U′ va recopier A′, passant donc de 0 à 1, tandis que V′ va devenir égal à B′, passant de 1 à 0.

Après un signal montant et descendant complet en H, toutes les valeurs initiales des entrées et sorties des circuits X et Y sont inversées, l'ensemble du circuit a basculé.

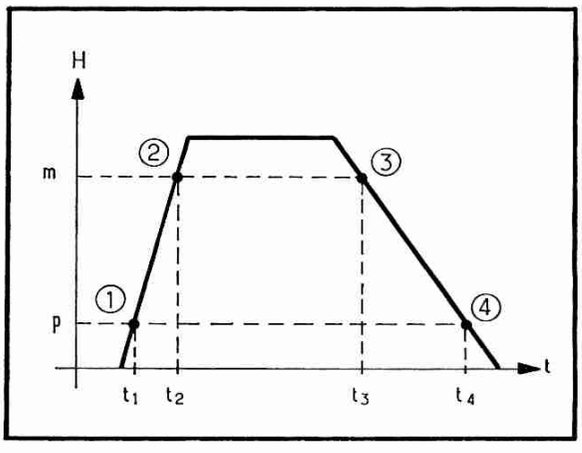


Fig. 261. — Signal envoyé à l'entrée H d'un basculeur « maître-esclave » pour faire basculer ce dernier. En (1), $\overline{H}$ devenant 0, l'esclave est déconnecté de ses entrées. En (2), les sorties de l'esclave (croisées) agissent sur le « maître », qui les affiche sur ses sorties. En (3), le « maître » est déconnecté de ses entrées. En (4), $\overline{H}$ redevenant 1, l'esclave devient transparent et affiche à sa sortie les sorties du « maître » : le tout a basculé.

Tel est le basculeur « maître-esclave », tout à fait remarquable comme conception, pouvant fonctionner par des signaux de commande de forme quelconque, non mis en forme.

Il ne saurait être question de réaliser un tel basculeur avec des transistors séparés : en employant, pour les « nand », des circuits comme celui de la figure 251, il faudrait, pour réaliser le schéma de la figure 260, un minimum de neuf transistors, vingt-six diodes, dix-sept résistances. En

circuits intégrés, la situation n'est plus la même, le nombre de transistors ne compte pas, surtout si l'on tient compte du fait que le montage en question a éliminé les condensateurs (qui sont les composants les plus difficiles à réaliser et les plus encombrants dans un circuit intégré : remplacer un condensateur de 50 pF par cinq transistors est une opération très rentable dans la technique des circuits intégrés).

En réalité, si l'on examine de près le schéma d'un basculeur « maître-esclave » en circuits intégrés, on finira par y retrouver presque tous les composants de la figure 260, mais il est quelquefois malaisé de les y situer.

Le basculeur J-K. Le basculeur de la figure 260 change d'état à chaque fois que l'on applique un signal montant et descendant en H, quel qu'ait été l'état primitif du basculeur. On peut, moyennant une modification minime, le perfectionner et en faire le basculeur dit « J-K », le plus souple d'emploi qui puisse se concevoir, aux possibilités considérables.

Son schéma est indiqué sur la figure 262. Le circuit Y est un circuit « esclave » classique, identique à celui de la figure 259. L'ensemble des quatre « nand » (1), (2), (3), (4) et du circuit « pas » P constitue un nouveau « maître », plus complexe que celui qui figurait sur le schéma de la figure 260.

La seule différence entre le groupe des quatre « nand » de la figure 262 et celui qui est symbolisé par X dans la figure 260 vient du fait que les « nand » (3) et (4) de la figure 262 ont chacun plus de deux entrées. Nous avons supposé qu'ils en avaient cinq chacun, mais il suffit qu'ils en aient trois pour que l'on ait déjà affaire à un basculeur J-K. Les entrées supplémentaires du « nand » (3) sont désignées par la lettre J avec un indice (J_1, J_2, J_3); les entrées supplémentaires de (4) sont K_1, K_2, K_3.

Dans ce qui suit, nous ferons comme s'il n'y avait qu'une seule entrée supplémentaire sur (3) et nous la désignerons par J (sans indice) qui vaut le produit logique $J = J_1J_2J_3$, autrement dit J ne vaut 1 que si J_1 et J_2 et J_3 valent tous 1, simultanément. De même, nous désignerons par K le produit logique $K = K_1K_2K_3$.

Supposons, pour commencer, que l'on ait $J = K = 1$ (soit $J_1 = J_2 = J_3 = 1$ et $K_1 = K_2 = K_3 = 1$). Les entrées J et K ne jouent alors aucun rôle. (Dans un circuit « nand », seule une entrée au niveau 0 influe sur la sortie.)

Nous sommes donc exactement ramenés au cas du basculeur de la figure 260, soit au « maître-esclave » classique : pour une commande en H (montée suivie d'une descente), le système change entièrement d'état, quel qu'ait été son état précédent.

Supposons maintenant que l'on ait $J = K = O$ (autrement dit, une quelconque des entrées J est zéro, une quelconque des entrées K est zéro). Dans ce cas, les sorties des circuits « nand » (3) et (4) valent constamment 1, quel que soit H. La commande en H n'agit pas, le basculeur est insensible à H, il est « figé » dans son état.

Supposons maintenant que l'on ait $J = 1$ et $K = 0$. (Autrement dit, nous avons $J_1 = J_2 = J_3 = 1$ et une quelconque des entrées K qui vaut zéro, ou plusieurs d'entre elles qui valent zéro.)

Il faut alors distinguer deux cas suivant l'état du basculeur avant la commande en H.

1° La sortie Q est, initialement, 0, la sortie $\overline{Q}$ étant initialement à 1. Dans ce cas, nous trouvons, aux entrées du circuit (3) :

1 sur les trois entrées J_1, J_2 et J_3,

1 sur l'entrée (A), reliée à $\overline{Q}$.

Donc, quand H passera le seuil *m*, la sortie du circuit (3) deviendra 0. Il apparaîtra donc un 1 à la sortie A′ du circuit (1), un 0 à la sortie B′ du circuit (2). Quand H, en redescendant, franchira le seuil *p* pour lequel la sortie $\overline{H}$ de P redevient 1, Q (ou U′) affichera 1 et $\overline{Q}$ (ou V′) affichera 0. Autrement dit, après une manœuvre complète en H (montée puis descente), le basculeur changera d'état.

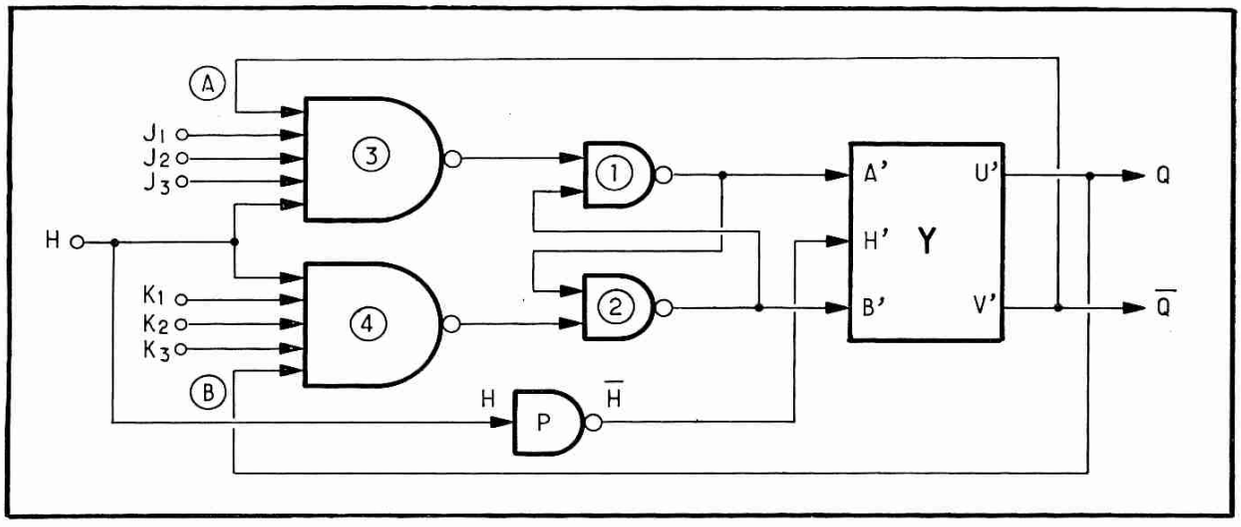


Fig. 262. — En compliquant un peu les deux « nand » d'entrée du « maître » de la figure 260 (ces circuits ont maintenant plus de deux entrées chacun), on obtient le fameux basculeur « J-K », aux possibilités extrêmement étendues.

2° La sortie Q est, initialement, 1, la sortie $\overline{Q}$ étant zéro. Nous avons alors, indépendamment de l'entrée H, au moins un 0 sur une entrée du circuit (3) (l'entrée A, reliée à $\overline{Q}$) et au moins un 0 sur une entrée du circuit (4) (une ou plusieurs des entrées K). Les deux sorties des circuits (3) et (4) valent donc 1, indépendamment de H, comme quand on avait $J = K = 0$, et le basculeur ne sera pas sensible à la commande en H.

Enfin, si l'on a $J = 0$ (c'est-à-dire l'une des entrées J_1, J_2 ou J_3 qui vaut zéro, ou plusieurs d'entre elles qui valent zéro) et $K = 1$, c'est-à-dire $K_1 = K_2 = K_3 = 0$, on voit facilement que :

— si, avant le signal envoyé en H, $Q = 1$ et $\overline{Q} = 0$, le basculeur change d'état après la descente du signal en H, Q passe à 0, $\overline{Q}$ passe à 1;

— si, avant le signal envoyé en H, $Q = 0$ et $\overline{Q} = 1$, le basculeur n'est pas sensible au signal en H.

On résume tout cela dans la table de vérité du J-K, qui se présente comme suit :

t_n		t_{n+1}	
J	K	Q_{n+1}	$\overline{Q}_{n+1}$
0	0	Q_n	$\overline{Q}_n$
1	0	1	0
0	1	0	1
1	1	$\overline{Q}_n$	Q_n

Dans cette table, dans la moitié de gauche, on a placé les valeurs de J et K au temps t_n, c'est-à-dire après la n^{eme} commande en H, mais avant la $(n+1)^{eme}$ commande en H. Dans la moitié de droite, sous l'appellation t_{n+1}, on a indiqué les valeurs que prennent, après la $(n+1)^{eme}$ commande en H, la sortie Q au temps $n+1$ (notée Q_{n+1}) et la sortie $\overline{Q}$ au temps $n+1$ (notée $\overline{Q}_{n+1}$).

La première ligne rappelle que, pour J = K = 0, la sortie Q au temps $n+1$ a gardé la valeur qu'elle avait au temps n, on a donc mis, dans la colonne $\overline{Q}_{n+1}$ l'indication Q_n (le basculeur n'a pas changé entre le temps n et le temps $n+1$). De même la sortie $\overline{Q}$ au temps $n+1$ est restée ce qu'elle était au temps n, soit $\overline{Q_n}$.

La deuxième ligne rappelle que, dans le cas où J = 1 et K = 0 au temps n, on arrive forcément à Q = 1 et $\overline{Q}$ = 0 au temps $n+1$, sans avoir à se soucier de l'état du basculeur au temps n.

La troisième ligne indique que, si J = 0 et K = 1 au temps n, au temps $n+1$, nous aurons Q = 0 et $\overline{Q}$ = 1, quel qu'ait été l'état antérieur du basculeur.

La quatrième ligne rappelle que, si l'on a J = K = 1, le basculeur est, au temps $n+1$, dans l'état opposé à celui où il était au temps t; la sortie Q au temps $n+1$ est devenue ce qu'était $\overline{Q}$ au temps n, soit $\overline{Q}_n$, la sortie $\overline{Q}$, au temps $n+1$, est devenue ce qu'était la sortie Q au temps n, soit Q_n.

Donc, avec le J-K, nous disposons de la possibilité, lors d'une commande en H :

— de l'amener dans un état voulu indépendant de son état antérieur (cas où J et K sont complémentaires);

— de le faire changer d'état systématiquement, quel qu'ait été son état antérieur (cas de J = K = 1);

— de le figer dans sa position (cas où J = K = 0).

En outre, un basculeur J-K possède presque toujours une commande supplémentaire appelée « un » (ou « preset »), qui permet de l'amener dans l'état où Q = 1 et $\overline{Q}$ = 0 sans avoir à faire agir H et d'une commande appelée « zéro » (ou « clear »), qui permet de l'amener à l'état où Q = 0 et $\overline{Q}$ = 1 sans commande en H.

Beaucoup de basculeurs J-K intégrés ne possèdent qu'une entrée J et

qu'une entrée K; ils sont déjà très riches en possibilités. Certains ont, outre les entrées J et K normales, des entrées J* et K*, qui correspondent à des commandes de J ou K par l'intermédiaire de circuits « pas ». Dans ce cas, pour réaliser J = 1, par exemple, il faut avoir simultanément :

$$J_1 = 1,\ J_2 = 1 \text{ et } J^* = 0.$$

Malgré le nombre élevé de composants que nécessite la réalisation d'un basculeur J-K, celui-ci se trouve souvent par deux, trois, ou même quatre sur une même pastille de silicium de 1 mm² dans un circuit intégré unique. Ce qui limite la multiplication des J-K dans un même circuit vient plus de la limitation du nombre de connexions de sorties d'un circuit intégré.

Il est important de retenir, pour comprendre les circuits d'utilisation des J-K, que, quand on applique à un J-K maître-esclave un signal en H comme celui de la figure 261, c'est entre les instants t_2 et t_3 qu'il est sensible aux valeurs des entrées J et K. Après l'instant t_3, il n'est plus sensible à ces valeurs, qui peuvent changer dès ce moment sans influencer « l'histoire » future du basculeur. Le résultat des actions de J et de K ne sera affiché qu'à l'instant t_4. Donc, les effets des valeurs de J et K sont « enregistrés » entre les temps t_2 et t_3, le résultat n'est « affiché » qu'à l'instant t_4.

Les basculeurs du type J-K ne sont pas forcément du type « maître-esclave ». Il y en a qui sont commandés par un flanc de signal (« edge triggered ») : on utilise le temps de récupération d'une diode pour réaliser une fonction de dérivation, que l'on ne veut pas obtenir par condensateur.

Le circuit est alors commandé uniquement par un flanc de signal, qui doit avoir une certaine raideur, et l'on spécifie les durées pendant lesquelles les commandes doivent être appliquées aux entrées J et K par rapport à l'instant de commande.

On utilise aussi les basculeurs du type « D », qui sont tout simplement des versions de J-K dans lesquels l'entrée J seule est accessible, désignée sous le nom de D : l'entrée K est commandée par un circuit inverseur situé dans le montage, attaqué à son entrée par l'entrée J. Dans ce cas, on ne peut donc commander le basculeur que selon les conditions J = 1 et K = 0 ou J = 0 et K = 1, ce qui suffit pour de nombreuses applications.

Signalons qu'un basculeur du type D peut cependant être utilisé comme compteur binaire : on relie l'entrée D à la sortie $\overline{Q}$; dans ces conditions, le basculeur change d'état à chaque commande en H.

On trouve également des basculeurs du type « R-S-T » ou « R-S-H- », analogues dans une certaine mesure au J-K (J est remplacé par l'entrée S, K par l'entrée R), mais, si l'on fait R = S = 1, l'état du basculeur, après une commande en H, est impossible à prévoir. Il y a un cas d'indétermination. C'est cette ambiguïté que le basculeur J-K a permis d'éliminer. Si l'on veut faire basculer à chaque commande un basculeur R-S-T, il faut alors en relier l'entrée R à la sortie $\overline{Q}$ et l'entrée S à la sortie Q.

Les types de basculeurs bistables, simples, multiples, indépendants ou en chaîne, en circuit intégré sont si nombreux que la présente énumération ne peut prétendre les citer tous. Elle a simplement pour but de les situer

un peu, permettant à celui qui en rencontrera les notices techniques de les reconnaître et d'identifier les modèles nouveaux (que l'on définit toujours par rapport aux modèles classiques).

10 *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 deuzaines. Celui-ci, en revenant à zéro, actionnera le basculeur des quatraines, qui, en revenant à zéro, commandera celui des huitaines... 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.

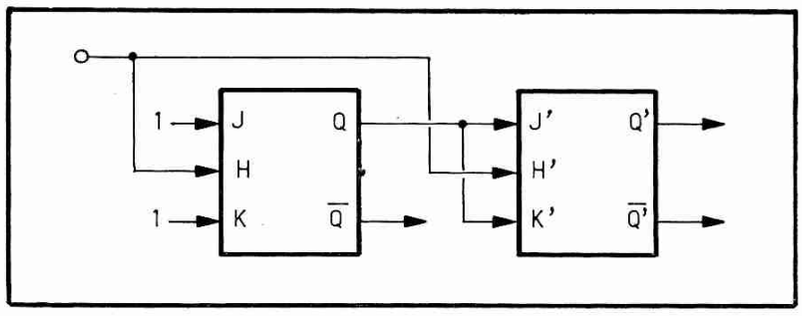


Fig. 263. — Emploi de deux basculeurs J-K pour réaliser un comptage binaire dit « synchrone » à deux étages.

Précisons ce point en envisageant un compteur synchrone par deux basculeurs seulement (fig. 263). Le premier basculeur est, nous le supposerons, 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

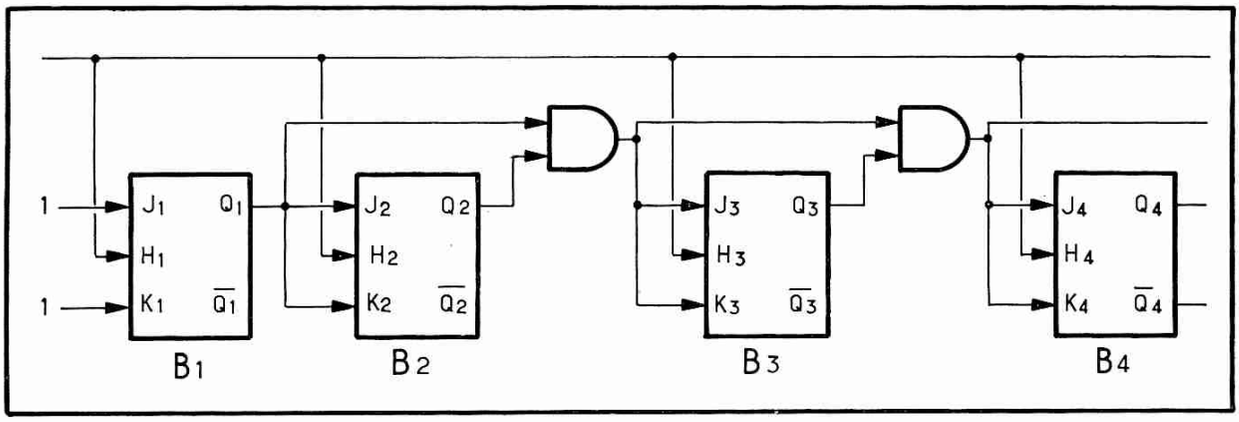


Fig. 264. — Si l'on veut réaliser un compteur binaire synchrone à plus de deux étages, il faut employer des circuits « et ». Le montage est répétitif à partir de B_3 : chaque basculeur n'est sensibilisé à l'impulsion commune de commande (en recevant 1 sur ses entrées J et K) que si tous les basculeurs qui le précèdent ont été amené dans l'état travail par l'impulsion précédente. (Les deux circuits « et » sont, de gauche à droite, E_1 et E_2).

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.

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.

11 *DECADE EN CIRCUIT INTEGRE.* La meilleure solution, actuellement, pour réaliser une décade de comptage, consiste à utiliser un circuit intégré constituant une décade complète. Il en existe plusieurs espèces, nous prendrons comme exemple le circuit SFC 490 E (*Sescosem*), équivalent du SN 7490 (*Texas*).

Ce circuit comporte quatre basculeurs du type « maître-esclave ». Un d'entre eux est indépendant des autres (à part l'alimentation et la remise au zéro ou au 1). Les trois autres sont couplés entre eux de telle sorte que leur ensemble recycle au bout de cinq impulsions.

La figure 265 représente le schéma d'organisation générale de cette décade. Ce schéma n'est pas présenté sous la forme que lui donnent généralement les constructeurs de cette décade, mais nous l'avons modifié ainsi, sans nous écarter de la réalité, pour le rendre plus clair.

Chaque basculeur est un J-K maître-esclave, le dernier (D) ayant deux entrées J. A la partie inférieure des basculeurs, nous avons indiqué sous le nom de « 0 » et « 1 » les deux commandes qui, quand on leur applique une tension 0, amènent respectivement le basculeur dans l'état 0 ou dans l'état 1, indépendamment des commandes H ou des entrées J ou K.

Etant donné que tout est réalisé en technique TTL, les entrées J ou K qui ne sont reliées à rien doivent être considérées comme recevant le signal logique 1.

Pour que le comptage ait lieu, il faut que l'une au moins des entrées R_0 (remise à 0) soit à la masse et que l'une au moins des entrées R_9 (remise à 9) soit également à la masse. Les sorties des deux « nand » N_0 et N_9 valent alors 1 toutes les deux, restant donc sans action sur les basculeurs.

Le basculeur A est simplement actionné à chaque impulsion en H_A : il change d'état chaque fois que l'on a appliqué en H_A un signal montant de 0 à 1 puis redescendant de 1 à 0. Sa sortie est disponible.

C'est l'ensemble des trois basculeurs B, C et D qui doit compter par cinq. Sa structure n'est pas celle de la décade Potter, mais bien plus proche de la décade Rochar, comme nous le verrons plus loin.

Supposons que l'on applique à l'entrée B-D une succession d'impulsions (signaux de commande, montant de 0 à 1 puis redescendant de 1 à 0). Nous supposons aussi que, initialement, tous les basculeurs sont dans l'état zéro (ou repos, dans lequel leur sortie Q est à zéro, leur sortie $\overline{Q}$ à 1).

Dans ces conditions, la sortie $\overline{Q}_D$ (qui vaut 1) applique un 1 à l'entrée J_B tant que D n'a pas basculé. Le basculeur B, ayant 1 sur K_B (toujours) et 1 sur J_B (tant que D est dans l'état repos), bascule donc à la première impulsion sur l'entrée BD, il passe au 1.

Le basculeur D ne peut que rester au repos, puisque ses deux entrées J sont au zéro, B et C ayant leurs sorties Q_B et Q_C au zéro.

L'impulsion n° 2 sur l'entrée BD ramène B au 0, complétant le signal montant puis descendant de l'entrée H_C. Comme C a toujours 1 sur

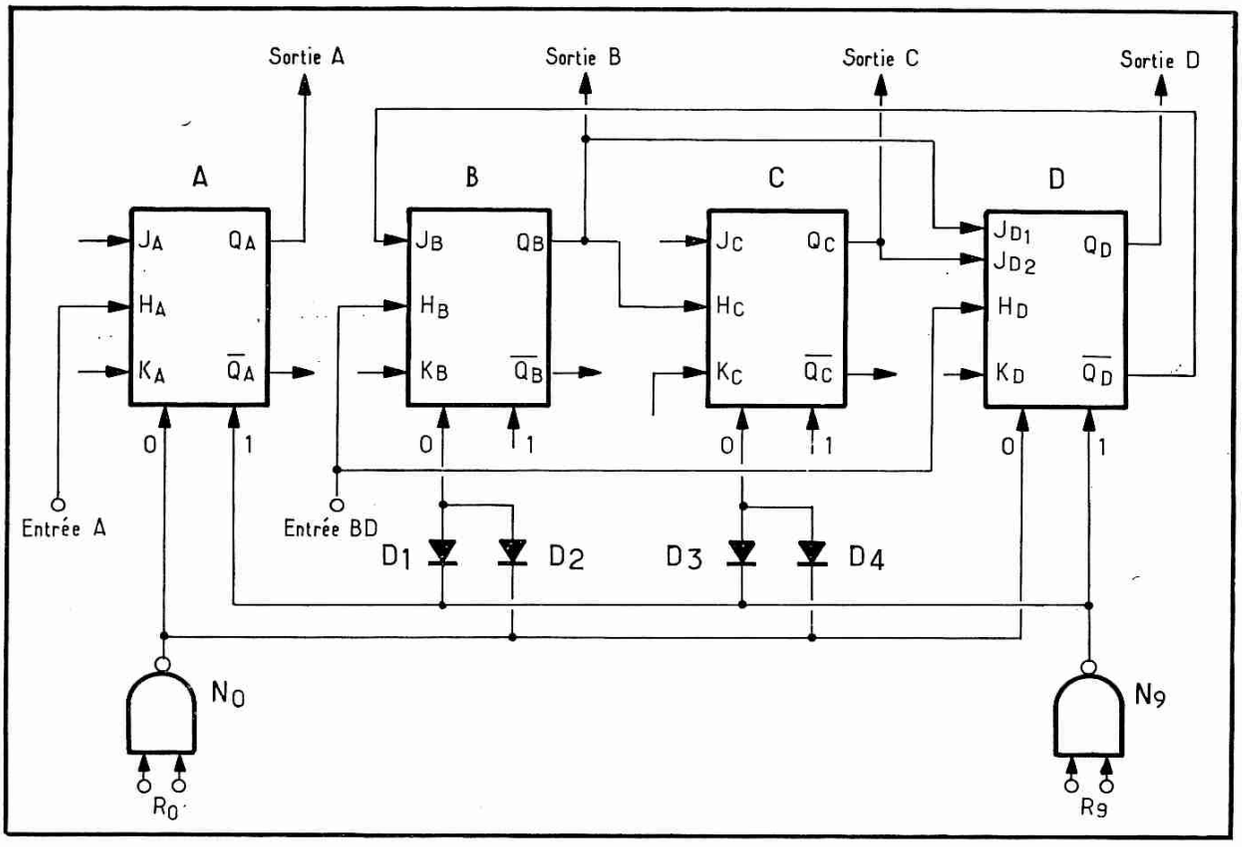


Fig. 265. — Structure logique de la décade en circuit intégré type SFC 490 E (Sescosem) ou SN 7490 (Texas), dont le fonctionnement est analogue à celui de la décade **Rochar.**

ses entrées J_C et K_C, il bascule à chaque signal complet (montant puis descendant) appliqué à son entrée H_C. Donc, il va basculer et sa sortie Q_C passe au 1.

L'impulsion n° 2 n'agit pas non plus sur D, puisque l'entrée J_{D2} est au zéro avant l'arrivée de cette impulsion.

L'impulsion n° 3 sur l'entrée BD agit sur B (l'entrée J_B est toujours à 1). Elle n'agit pas sur D, puisque, avant l'arrivée de cette impulsion, l'entrée J_{D1} de D est au zéro; tout ce que D pourrait faire serait de passer au zéro, or il y est déjà! L'impulsion n° 3 n'agit pas non plus sur C, puisqu'elle ne provoque que l'application à l'entrée H_C (par Q_B) d'un signal montant seulement, la moitié de ce qui est nécessaire pour commander un basculeur maître-esclave.

Après l'impulsion n° 3, les basculeurs B et C sont donc au 1, D au 0. Il y a donc 1 sur l'entrée J_{D1} (venant de Q_B), 1 sur J_{D2} (venant de Q_C) et le basculeur D est alors « prêt » pour être commandé par une impulsion sur son entrée H_D. Mais il est toujours au zéro, et il y a toujours 1 sur J_B (venant de Q_D).

L'impulsion n° 4 en BD va agir sur les trois basculeurs. En effet :

— elle agit sur B, le ramenant au zéro, puisque les entrées J_B et K_B sont toutes les deux à 1;

— elle agit (indirectement) sur C, puisque le retour à 0 de la sortie Q_B,

due au basculement de B, applique la fin du signal de commande nécessaire en H_C pour que C bascule, revenant à zéro;

— elle agit sur D, le faisant passer à 1, puisque, comme nous l'avons vu, avant l'arrivée de l'impulsion n° 4, les entrées J_{D1}, J_{D2} et K_D sont toutes à 1.

Après l'impulsion n° 4, nous avons donc B et C au zéro, D au 1.

L'impulsion n° 5 ne pourra pas agir sur B : son entrée J_B est à 0, à cause de $\overline{Q}_D$; tout ce que B pourrait faire, ce serait de passer à l'état zéro, or il y est.

Puisque l'état de B ne change pas, C ne reçoit aucun signal en H_C, il reste donc dans l'état où il était, soit 0.

Comme il y a 0 sur les entrées J_{D1} et J_{D2} de D (un 0 sur une seule de ces entrées suffirait d'ailleurs), l'impulsion appliquée en H_D tend à faire passer D à l'état 0; comme il n'y est pas, il bascule.

Après l'impulsion n° 5, les trois basculeurs sont revenus au zéro et le cycle peut recommencer.

Quoique cela n'apparaisse pas à première vue, ce système de cycle de 5 est tout à fait analogue à celui de la décade Rochar de la figure 205. Il faut assimiler EJ_2 à D, EJ_3 à B et EJ_4 à C; mais, pour avoir une analogie plus nette, il faut comparer l'état des basculeurs de la décade Rochar après la $(n + 1)^{eme}$ impulsion en A (fig. 205) à l'état des basculeurs de la décade intégrée (fig. 265) après la n^{eme} impulsion à l'entrée BD (n et $n + 1$ étant comptés après la dernière remise au zéro de tous les basculeurs dans les deux montages). Enfin, pour que l'analogie soit plus exacte, il faut comparer la sortie D du basculeur D de la figure 265 avec la sortie $\overline{S}$ (complément de S) du basculeur EJ_2 de la figure 205. Le gate G, empêchant, sur la figure 205, les impulsions d'arriver à l'entrée de EJ_3 est remplacé, dans la figure 265, par l'action inhibitrice de la sortie $\overline{Q}_D$ sur J_B.

Si l'on veut réaliser une décade complète, il n'y a qu'à attaquer par les impulsions à compter l'entrée A, en reliant la sortie A à l'entrée BD : le basculeur A compte par 2, le groupe de basculeurs B, C et D compte par cinq les signaux complets de Q_A (autrement dit, il fonctionne une fois pour deux impulsions appliquées à l'entrée A). Les sorties A, B, C et D affichent le nombre d'impulsions envoyées à l'entrée A en code binaire normal (A = unités, B = deuxaines, C = quatraines, D = huitaines).

La décade se remet à zéro en portant momentanément les deux entrées R_0 à 1 : la sortie de N_0 devient alors 0, elle agit sur entrées de remise à zéro des quatre basculeurs (directement sur A et D, par l'intermédiaire des circuits « ou » à diodes D_1 — D_2 sur B et D_3 — D_4 sur C).

Si, au contraire, on avait porté momentanément à 1 les deux entrées R_9, c'est la tension de sortie de N_9 qui serait devenue *momentanément* nulle. Il en serait résulté une remise à 1 de A et D (directement) et une remise à zéro de B (par le circuit « ou » à diodes D_1 — D_2) et de C (par le circuit « ou » à diodes D_3 — D_4). On aurait eu alors, sur les sorties A, B, C, D l'affichage nombre binaire : 1 0 0 1 (inutile de préciser si ce sont les unités qui sont à droite : on lit le même nombre de droite à gauche ou de gauche à droite). Ce nombre correspond à 9 en décimal. La décade est alors remise dans l'état qui correspond à celui qu'elle prend en ayant reçu neuf impulsions après une remise à zéro.

Ces circuits N_0 et N_9 sont destinés à permettre toutes les « prédéterminations » que l'on veut, permettant de faire recycler la décade prématurément et la transformant en un compteur par n'importe quel nombre de 1 à 9 inclus.

Supposons, par exemple, que nous désirions réaliser un recyclage toutes les 7 impulsions d'entrée : il nous suffira de relier à la masse une des entrées de R_0 et de relier les sorties B et C aux deux entrées de R_9. S'il y a eu d'abord une remise au zéro, c'est après l'arrivée de l'impulsion n° 6 et à ce moment seulement que l'on aura 1 sur les sorties B et C simultanément. Le circuit N_9, recevant alors 1 sur ses deux entrées, entrera en action, et remettra la décade dans l'état 9. Il faudra alors une impulsion à l'entrée A pour amener la décade dans l'état zéro, suivie de six autres pour arriver à l'état où les sorties B et C valent 1, faisant agir le circuit N_9, qui mettra la décade dans l'état correspondant au nombre 9. Ce circuit fera, en quelque sorte, « sauter » l'état de la décade de l'affichage de 6 à l'affichage de 9, éliminant ainsi trois nombres et faisant recycler le tout toutes les sept impulsions d'entrée.

Cette décade intégrée a encore une possibilité intéressante : supposons que nous désirions seulement la faire fonctionner en diviseur par dix, pour obtenir une fréquence de sortie dix fois plus faible que la fréquence d'entrée. On peut, bien sûr, l'utiliser en décade normale, ainsi que nous venons de l'expliquer. Sur la sortie C, ou sur la sortie D, nous trouverons un signal rectangulaire de période totale dix fois plus grande que celle des impulsions d'entrée. Mais ce signal n'est pas symétrique. On verrait facilement que le signal sur la sortie C passe de 0 à 1 lors de l'arrivée de la quatrième impulsion à l'entrée A et qu'il repasse de 1 à zéro lors de l'arrivée de la huitième. Il reste donc plus longtemps à l'état 0 qu'à l'état 1.

Le signal de la sortie D est encore plus dissymétrique : il passe de 0 à 1 lors de l'arrivée de la huitième impulsion à l'entrée A et il repasse de 1 à 0 lors de l'arrivée de la dixième impulsion. C'est d'ailleurs pour cela que c'est ce signal qu'il faut prendre si l'on veut actionner l'entrée A de la décade des centaines.

Si l'on veut un signal symétrique ayant une fréquence juste dix fois moins grande que celle de l'entrée, on peut envoyer les impulsions de commande sur l'entrée BD, relier la sortie D (ou la sortie C) à l'entrée A et l'on aura, sur la sortie A, un signal qui passe de 0 à 1 toutes les cinq impulsions d'entrée et du 1 au zéro toutes les cinq impulsions d'entrée. Un tel signal, rigoureusement symétrique, est plus facile, par exemple, à filtrer, si l'on désire obtenir une tension sinusoïdale.

Quand on utilise normalement la décade, si l'on veut en afficher les résultats sur un tube d'affichage numérique genre « Nixie » (marque déposée), la meilleure solution pour le faire, à partir des quatre tensions des sorties A, B, C, et D, consiste à envoyer ces tensions dans le décodeur binaire-décimal intégré du type SFC 441 E, qui comporte les circuits de décodage complets plus les dix transistors au silicium haute tension de commande du tube numérique. Il suffit alors de relier les dix cathodes de ce dernier aux dix sorties adéquates du circuit décodeur.

On peut perfectionner encore le tout en interposant, entre les quatre sorties A, B, C, D et les quatre entrées correspondantes du décodeur, un ensemble mémoire, comme quatre basculeurs D (ou la mémoire à quatre chiffres SFC 475 de Sescosem). Dans une telle mémoire, le signal de chaque entrée est transféré à la sortie correspondante tant que la commande T est appliquée (T = transition). Si cette commande s'annule, les sorties gardent en mémoire la dernière indication transmise.

Il est alors possible d'effectuer un comptage sans que l'on voit défiler les chiffres sur le tube d'affichage : ce dernier garde l'affichage du dernier comptage effectué. Il ne donnera le résultat du nouveau comptage que quand on enverra une commande sur T.

Une telle possibilité est fort intéressante, par exemple pour un appareil effectuant des comptages périodiques (fréquencemètre ou voltmètre numérique réalisé suivant le schéma de la figure 222). Dans ces appareils, on doit laisser, entre deux comptages, un temps mort pour permettre à l'utilisateur de lire le résultat, après quoi, dans les systèmes habituels, on ne voit plus, sur l'affichage qu'un mélange de chiffres (défilant à toute vitesse).

Avec l'utilisation de la fonction mémoire entre la décade et l'affichage, nous pourrons effectuer le transfert du dernier comptage sur la mémoire en un temps très court, puis recommencer presque immédiatement après un nouveau comptage, en laissant à l'utilisateur tout le temps nécessaire pour lire le résultat du comptage précédent, affiché pendant le comptage suivant.

Quand on aura précisé que la décade intégrée consomme environ 35 mA sous 5 V et qu'elle a une cadence maximale de comptage de l'ordre de 20 MHz, on aura donc démontré que la réalisation de décades en éléments discrets est actuellement démodée.

12 *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.

Dans certains cas, on peut obtenir mieux encore d'un transistor planar utilisé en diode Zener. En effet, la jonction base-émetteur utilisée en diode Zener présente un coefficient de température positif : la tension Zener augmente quand la température croît. En revanche, si l'on utilise la jonction collecteur-base en diode directe (base positive par rapport au collecteur), on a une diode qui maintient à ses bornes une tension de l'ordre de 0,7 V, presque indépendante du courant qui la traverse, mais dont le coefficient de température est négatif.

Donc, si l'on monte un transistor *n-p-n* en diode Zener comme le montre la figure 266, la jonction base-collecteur du transistor (en sens direct) se trouve en série avec la jonction émetteur-base (en sens inverse) fonctionnant comme diode Zener. Les coefficients de température de ces deux diodes sont de sens opposés et, avec certains types de transistors, il peut arriver qu'il y ait une excellente compensation de l'une par l'autre du point de vue thermique.

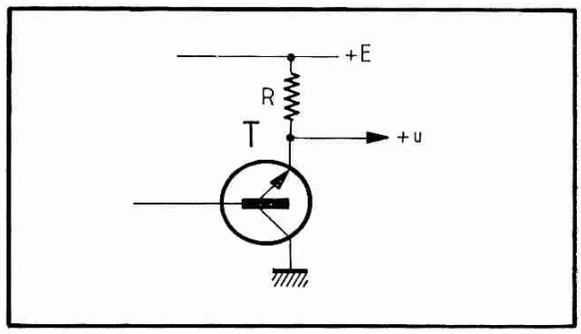


Fig. 266. — Ce transistor est utilisé comme diode Zener : sa jonction émetteur-base, polarisée en inverse, fonctionne en régime Zener. La jonction base-collecteur, polarisée dans le sens direct, est une diode simple, mais il se trouve qu'elle arrive souvent à compenser la dérive thermique de la diode Zener émetteur-base. On obtient alors une diode Zener de précision (exemple, transistor 2 N 2222 ou 2 N 2369, courant Zener de 2 à 5 mA).

C'est le cas, par exemple, avec les transistors du type 2 N 2222 ou 2 N 2369, qui constituent donc d'excellentes diodes Zener compensées en température.

13 *ALIMENTATIONS REGULEES INTEGREES.* Comme on pouvait s'y attendre, les circuits intégrés ont pris une place importante dans la réalisation des alimentations stabilisées.

On peut évidemment, dans le schéma de la figure 231, utiliser comme amplificateur de comparaison A un circuit intégré du type SFC 2709 ou µA 709, et beaucoup de gens le font.

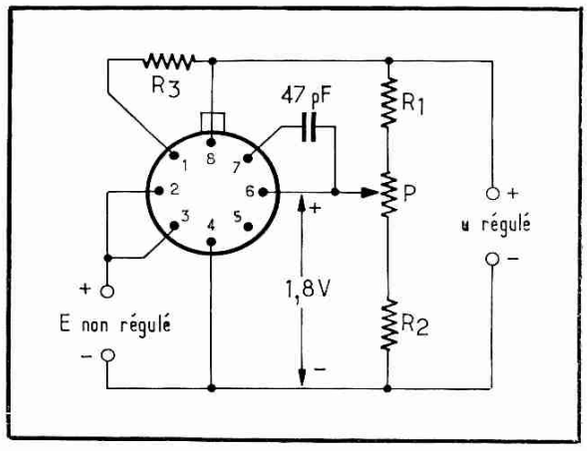


Fig. 267. — Montage d'une alimentation stabilisée utilisant le circuit intégré SFC 2200 (vue de dessus). Le courant de sortie est limité à 15 mA max. et éventuellement moins en raison de la limitation de la puissance dissipée dans le circuit intégré.

Mais on peut pousser l'intégration plus loin encore. Il existe maintenant une série importante de circuits intégrés qui constituent une alimentation stabilisée complète, avec sa tension de référence, son amplificateur de comparaison, son transistor « ballast » (en série avec le montage alimenté, entre la tension non régulée et la tension régulée) et même son circuit limiteur d'intensité.

Bien entendu, dans un petit boîtier classique de circuit intégré, il ne saurait être question de dissiper des dizaines de watts. Une telle alimentation est prévue pour une intensité modeste si on l'utilise seule. Comme

exemple, nous examinerons le cas du circuit intégré SFC 2200 (*Sescosem*). Il supporte une tension non stabilisée pouvant varier de 3,5 à 40 V, la tension de sortie régulée pouvant varier de 2 à 30 V (mais à condition que la différence entre la tension d'entrée et la tension de sortie reste comprise entre 3 et 30 V, et, si c'est possible, entre 5 et 30 V).

En l'utilisant comme l'indique la figure 267, on obtient déjà une tension stabilisée, sa valeur étant ajustée par le potentiomètre P. La tension de sortie prend une valeur telle que la tension entre les entrées 6 et 4 soit de l'ordre de 1,8 V (c'est la valeur de la tension de référence interne, très basse, ce qui permet de descendre la tension de sortie régulée *u* à une valeur faible).

Pour une bonne utilisation, il est bon de choisir les valeurs de R_1, P et R_2 de telle sorte que, si l'on calcule la résistance équivalente à la mise en parallèle de la résistance entre les entrées 6 et 8 (R_1 + la partie supérieure de P) et de la résistance entre les entrées 4 et 6 (R_2 + la partie inférieure de P), on obtienne une valeur voisine de 2,2 kΩ.

La résistance R_3 commande le système limiteur de courant : quand la tension à ses bornes dépasse une valeur voisine de 0,3 V, la tension de sortie de l'alimentation diminue jusqu'à zéro.

Le courant maximal disponible est de l'ordre de 12 mA, ce qui est peu, mais la limitation vient de la dissipation maximale dans le circuit.

Si l'on désire une intensité plus grande, on utilise alors le schéma de la figure 268. Le transistor ballast est extérieur, il s'agit d'un simple *p-n-p* silicium en boîtier TO 5, type 2 N 2905. Le courant maximal atteint

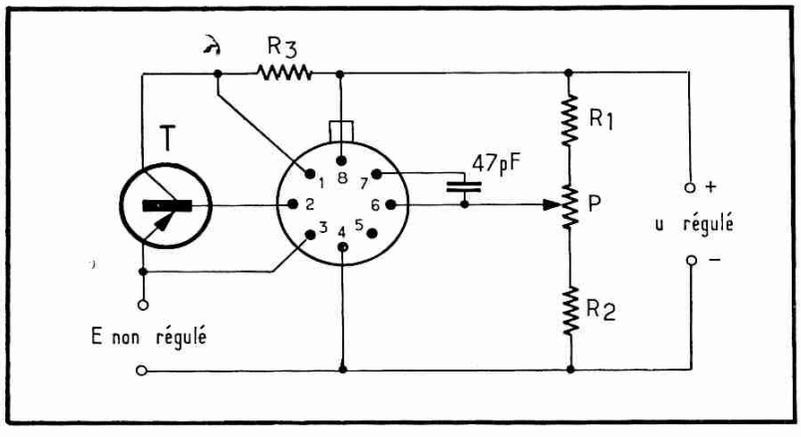


Fig. 268. — Pour obtenir un courant plus élevé (allant à 200 mA) avec le circuit intégré SFC 2200 (Sescosem) ou le LM 200 (National Semiconductor), on peut utiliser un ballast extérieur, ici un **p-n-p** en TO-5.

alors près de 200 mA, sous réserve que la dissipation maximale du transistor T ne soit pas dépassée. Celle-ci étant, à l'air libre, de l'ordre de 0,6 W, on voit que le courant maximal de 300 mA ne peut pratiquement pas être atteint, car il ne faudrait pas dépasser alors une différence de potentiel collecteur-émetteur de 3 V aux bornes du 2 N 2905.

Comme pour le schéma précédent, la résistance R_3 définit la valeur du courant maximal, au-delà duquel le système limiteur entre en action.

Si l'on veut une intensité débitée beaucoup plus élevée, on utilise alors le schéma de la figure 269. Le transistor ballast T_2 est alors un modèle de forte puissance, monté sur un bon radiateur, capable de dissiper 60 W s'il y a lieu. Si son gain est insuffisant, ce qui correspondrait

à une dissipation de puissance trop forte sur T_1 (ce dernier dissipe une puissance égale au quotient de la puissance dissipée sur le collecteur de T_2 par le gain moyen en courant de ce dernier), il est bon d'interposer un étage « Darlington » entre le collecteur de T_1 et la base de T_2.

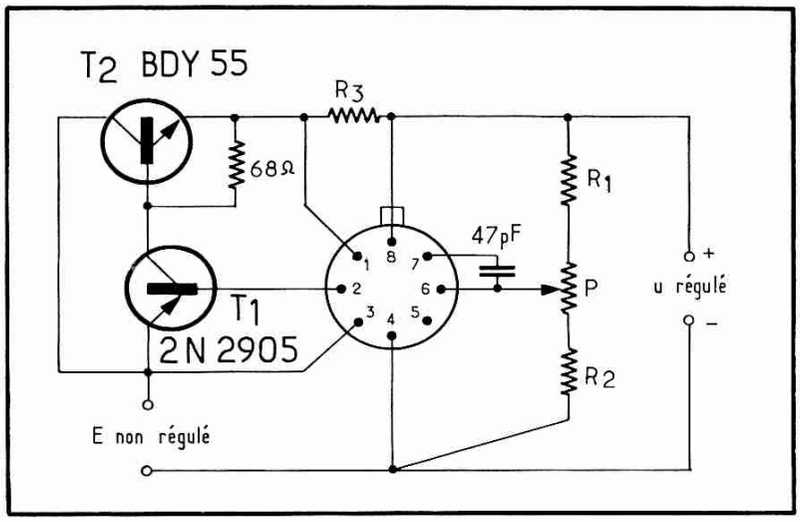


Fig. 269. — Si le **p-n-p** de la figure 268 commande le courant base d'un transistor de puissance, on peut arriver à un courant maximal de l'ordre de plusieurs ampères.

Comme dans les montages précédents, un condensateur de 47 pF assure la stabilisation de l'ensemble (une alimentation stabilisée est souvent sujette aux accrochages H.F.). En outre, nous avons représenté d'une façon un peu particulière la résistance R_2, pour insister sur l'importance des problèmes de câblage. En effet, plus encore que dans les autres schémas, il est essentiel que toutes les « masses » du montage, et surtout le point de retour de la tension stabilisée et le pied de la résistance R_2, arrivent en étoile en un point unique (ici la broche n° 4 du circuit intégré).

Avec une telle alimentation, on peut arriver à plusieurs ampères de courant débité. On pourrait aller encore plus loin en considérant T_2 comme le transistor « Darlington » d'un groupe de transistors de puissance, montés en parallèle, avec des petites résistances d'équilibrage des courants dans les émetteurs.

Comme dans toutes les alimentations du type « ballast série », réalisées selon le schéma bloc de la figure 231, le rendement est mauvais quand la tension non stabilisée est élevée, la tension stabilisée étant faible.

Si le problème du rendement est important, on peut obtenir des courants importants en sortie régulée basse tension avec de bons rendements si l'on utilise un nouveau principe de régulation : l'alimentation à découpage.

Son principe général est indiqué sur la figure 270. Nous avons indiqué, sur cette figure, des valeurs numériques, pour rendre le raisonnement plus concret.

Supposons que, au départ, la tension aux bornes de C soit un peu inférieure à la référence e_0 (elle est, par exemple, tombée à 4,98 V); l'amplificateur A (qui a un certain hystérésis et deux « seuils » de fonctionnement, un peu comme un Trigger de Schmitt) fournit alors une tension de sortie qui commande la fermeture du « contact » K.

Le potentiel du point B monte alors à + 24 V, il y a donc 19 V aux bornes de L, B étant positif par rapport à F. Il en résulte un accroissement presque linéaire de la valeur du courant dans L. (la tension est constante aux bornes de L.) Ce courant dépasse bientôt le courant moyen consommé à la sortie régulée, le surcroît de courant va donc charger C, dont la tension aux bornes va augmenter.

Lorsque cette tension dépasse suffisamment e_0, par exemple lorsqu'elle atteint 5,02 V, l'amplificateur à seuils A va fournir une tension de sortie commandant l'ouverture du « contact » K.

Il y a de l'énergie accumulée dans le bobinage et le courant tend à continuer à passer. Le potentiel du point B décroît alors très vite, il tombe à — 0,7 V, et la diode D devient conductrice.

La tension aux bornes de L est alors de l'ordre de 5,7 V, B étant négatif par rapport à F (mais le courant passe toujours de B vers F).

Le courant dans L diminue donc, suivant une loi linéaire, mais plus lentement qu'il n'avait augmenté quand K était « fermé ». Il finit par devenir inférieur à l'intensité moyenne consommée à la sortie régulée. La tension u passe alors par un maximum et commence à diminuer.

Le courant dans L peut même s'annuler un certain temps. En tout cas, une fois que la tension u est tombée en dessous du seuil bas de l'amplificateur A (nous avons supposé qu'il s'agissait ici de 4,98 V), ce dernier commande la refermeture du « contact » K.

Les seules pertes de puissance viennent donc :

— de la dissipation dans le « contact » K quand il est fermé (si sa résistance équivalente n'est pas assez voisine de zéro);

— de la dissipation dans la diode D pendant qu'elle conduit;

— des pertes du bobinage L.

Bien entendu, le « contact » K n'est autre qu'un transistor de puissance. Il fonctionne ici en tout ou rien, ce qui est très avantageux pour le rendement de l'ensemble.

La tension de sortie présente obligatoirement une petite fluctuation (nous avons supposé ici qu'elle était de l'ordre de 0,04 V). La durée de conduction du transistor-contact K est pratiquement toujours la même, sa durée de blocage étant d'autant plus grande que le courant consommé à la sortie régulée est plus faible. Il y a donc variation de la fréquence de découpage en fonction du courant consommé.

Si nous avons décrit ce type de fonctionnement, c'est parce que le circuit intégré pris comme exemple (SFC 2200) se prête fort bien à la réalisation d'une telle alimentation, que l'on réalise suivant le schéma de la figure 271. La résistance R_3 intervient pour faire accrocher (volontairement !) le tout, ainsi que le condensateur C_1. La réalisation est prévue pour fournir du 5 V (alimentation de logiques TTL par exemple).

Une telle alimentation est très intéressante en ce qui concerne le rendement, mais nous ne dissimulerons pas aux lecteurs les problèmes technologiques et techniques souvent ardus que soulève sa réalisation.

D'abord, il faut un bobinage L de bonne qualité. S'il est muni d'un noyau magnétique (sinon, son volume est souvent prohibitif), ce dernier doit être d'une qualité excellente. Il s'agit souvent d'un tore en mince feuille de matériau magnétique, souvent très difficile à trouver.

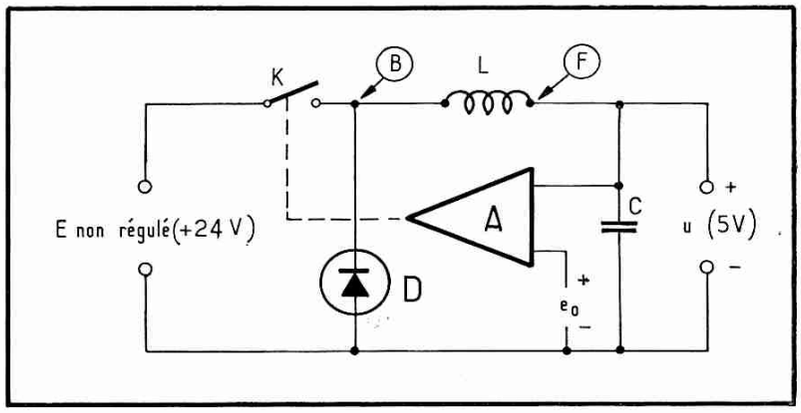


Fig. 270. — Principe de l'alimentation régulée à découpage, utilisée pour améliorer le rendement, quand la tension régulée est petite (nous avons supposé ici 5 V), la tension non régulée étant grande (nous avons supposé 24 V). Bien entendu, le « contact » K est électronique : il s'agit d'un transistor.

D'autre part, les fronts raides engendrés par la commutation se retrouvent partout et il est assez difficile de les éliminer. L'alimentation doit être placée dans un boîtier soigneusement blindé.

Enfin, les surtensions qui peuvent se manifester, accompagnées de suroscillations, dans les circuits inductifs peuvent mettre en danger les éléments. Nous conseillons donc à ceux qui veulent se lancer dans la réalisation d'un tel ensemble de se documenter soigneusement avant de commencer et de n'entreprendre une telle étude que s'ils sont bien entraînés aux montages de mise au point difficile et munis des appareils de mesure suffisants.

Signalons que les modèles de circuits intégrés prévus pour la réalisation d'alimentations stabilisées sont très divers. On en fait pour des régulations de tensions négatives (le pôle commun entre l'entrée non régulée et la sortie régulée étant le pôle positif). Il existe aussi des circuits

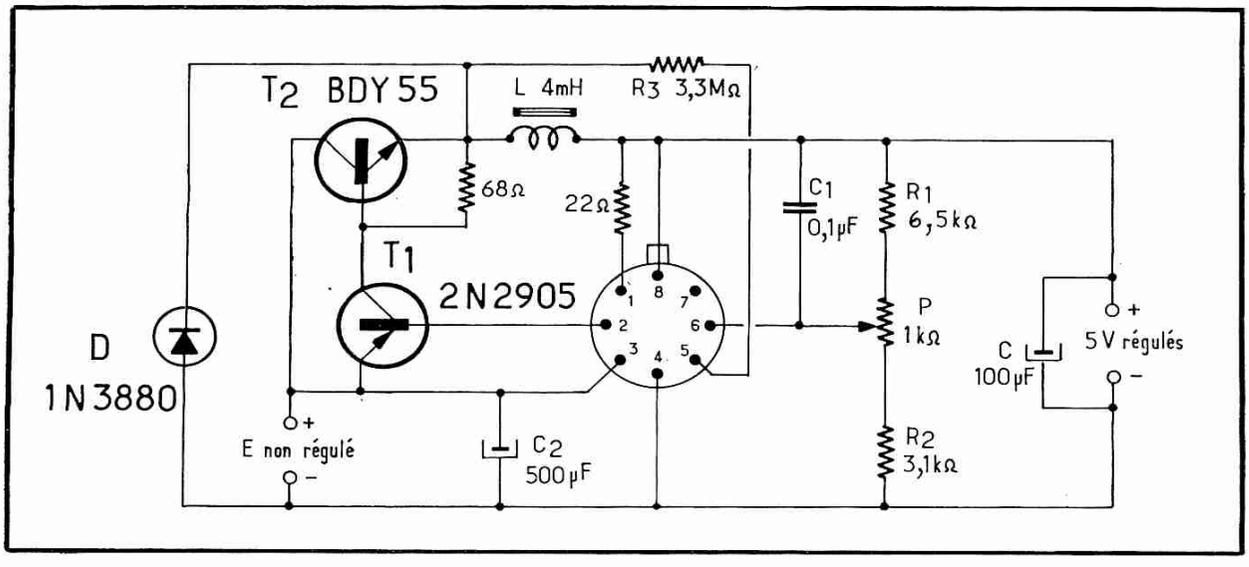


Fig. 271. — Réalisation pratique de l'alimentation à découpage en utilisant le circuit intégré SFC 2200.

intégrés d'alimentation réalisés dans des boîtiers permettant une dissipation de puissance plus importante : le circuit intégré lui-même est alors capable de dissiper 10 W et de fournir une intensité stabilisée pouvant atteindre 500 mA sans aucun élément extérieur.

14 *ALIMENTATION A MONTEE PROGRAMMEE.* 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 272, 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 T_3, 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.

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

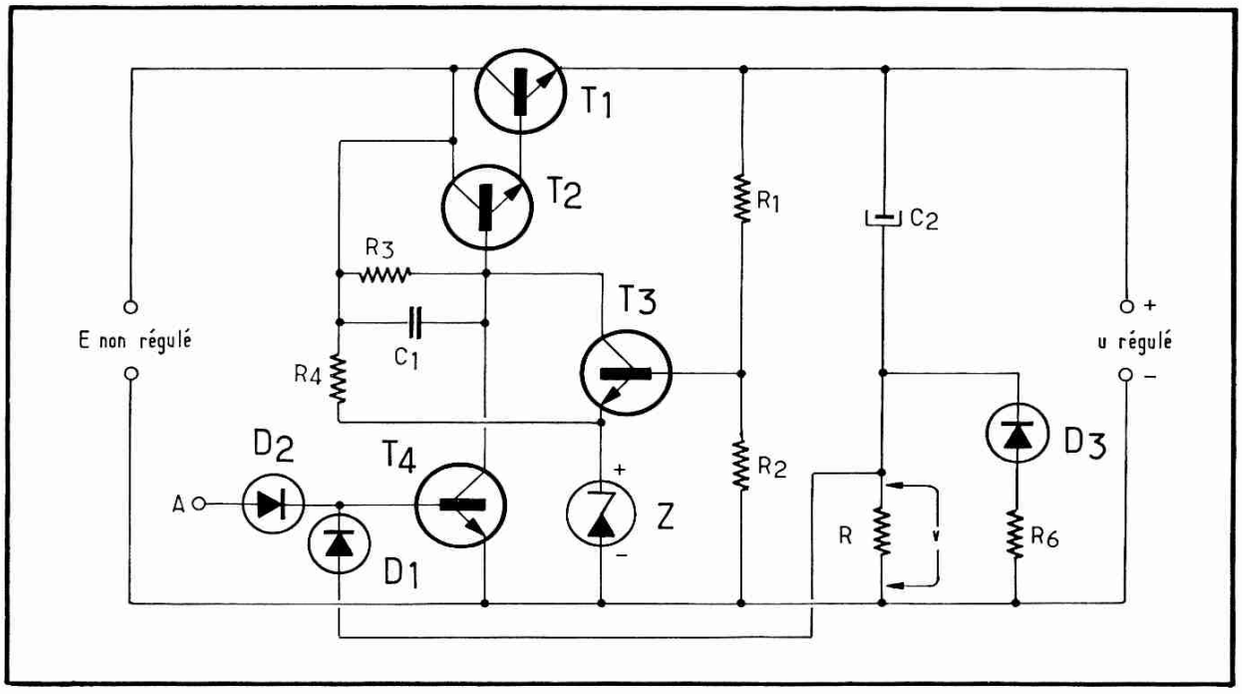


Fig. 272. — Montage dit « de montée programmée », limitant la vitesse de montée de la tension régulée lors de la mise en route. (La résistance notée R est, en fait, la résistance R_5.)

que la tension v, proportionnelle à cette vitesse, dépasse 1,2 V, le transistor T_4 commence à se débloquer. 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, $C_2 = 100\ \mu F = 10^{-4}$ F, à une vitesse de montée de U valant $\frac{dU}{dt} = 10$ V/s correspond un courant i de 10^{-3} A soit 1 mA. Si la résistance R_5 vaut 1,2 kΩ, T_4 se débloquera dès que la vitesse de montée de U dépassera 10 V/s. En prenant $R_5 = 4{,}7$ kΩ, ce sera la vitesse de montée $\frac{dU}{dt}$ de 2,5 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 prendre 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.

BIBLIOGRAPHIE

Les références bibliographiques données ci-après sont classées dans un ordre qui correspond à peu près à celui dans lequel les sujets ont été classés dans le présent ouvrage.

Pour chaque référence, sont indiqués dans l'ordre :

— le nom de l'auteur (X..., s'il s'agit d'un article anonyme) ;

— le titre de l'article ;

— éventuellement, entre parenthèses, une indication supplémentaire sur le contenu de l'article ou la traduction du titre sauf si ce dernier est en anglais;

— le nom de la revue dans laquelle l'article a été publié ;

— la date et (ou) le numéro de la revue ;

— la ou les pages où se trouve l'article, l'indication pp. signifiant qu'il y a plusieurs pages et dans ce cas un trait d'union entre deux nombres, *n* et *n'*, signifie que l'article va de la page *n* à la page *n'* (comprises l'une et l'autre).

Les abréviations suivantes sont utilisées :

Es : revue *Electronics* (Mc Graw & Hill).

E.A. : revue *Electronique et Automatisme.*

E.D. : revue *Electronic Design.*

E.E. : revue *Electronic Engineering.*

E.I. : revue *Electronique Industrielle.*

TR/E : revue *Toute la Radio* jusqu'en octobre 1962 (n° 269) et *Toute l'Electronique* depuis le n° 270 (novembre 1962).

S.C.P. : revue *Semi-conductor products.*

Les initiales J.-P. O. désignent celles de l'auteur.

LIVRES SUR LES SEMICONDUCTEURS

[1] TRANSISTOR MANUAL (applications, circuits, specifications) 6me édition (ou plus récente). Edité par *General Electric C°*, Semi-conductor products department, Electronics Park, Syracuse 1 New York, 438 pages, 14 × 22 cm (tout particulièrement recommandé par l'auteur).

[2] LE TRANSISTOR ? MAIS C'EST TRES SIMPLE ! par E. AISBERG, Société des Editions Radio, 9, rue Jacob, Paris, 152 pages (très clair, insistant plus sur l'aspect « radio » de l'utilisation des transistors).

[3] TRANSISTORS CIRCUITS, par R.F. SHEA, traduction française sous le titre « CIRCUITS A TRANSISTORS », édité chez Dunod (niveau assez poussé, très clair).

[4] TECHNIQUE ET APPLICATIONS DES TRANSISTORS, par H. SCHREIBER, Société des Editions Radio, 9, rue Jacob, Paris, 336 pages (clair, insistant un peu plus sur l'aspect « radio »).

[5] APPAREILS ELECTRONIQUES A TRANSISTORS, par H. SCHREIBER, Société des Editions Radio, 9, rue Jacob, Paris, 388 pages (description de plusieurs réalisations avec de nombreux détails).

[6] LE TRANSISTOR AU LABORATOIRE ET DANS L'INDUSTRIE, par H. SCHREIBER, Société des Editions Radio, 9, rue Jacob, Paris, 264 pages (alimentations stabilisées, convertisseurs de courant, amplificateurs de mesure et de commande, etc.).

[7] ONE HUNDRED ELECTRONIC CIRCUITS (2me partie), par C.F. KEZER & M.H ARONSON, Instruments publishing Company, 845 Ridge Avenue, Pittsburgh, 12 PA U.S.A. (contenant la description de cent montages, dont près de la moitié sont réalisés en transistors, avec explications très claires).

[8] TRANSISTOR LOGIC CIRCUITS, par R.B. HURLEY, John Wiley & Sons Inc. New-York.

[9] DESIGN OF TRANSISTORIZED CIRCUITS FOR DIGITAL COMPUTERS, par A.J. PRESMAN, J.F. RIDER, publisher Inc. New-York.

[10] TUNNEL DIODE MANUAL (circuits, applications, spécifications) édité par *General Electric C°*, Syracuse 1, New-York, 96 pages, 14 × 22 cm (très clair).

[11] MANUEL D'APPLICATIONS SEMICONDUCTEURS, édité par la *SESCO*, 41, rue de l'Amiral-Mouchez, Paris, 340 pages, 21 × 27 cm, (commence par des exposés généraux, suivis d'un recueil de 100 montages du domaine des applications industrielles de l'électronique ; effort sur la présentation).

ARTICLES DE REVUES

Généralités sur les transistors - calculs.

[12] E. MICHEL : *Paramètres de charge des transistors,* E.I. n° 59 (décembre 1962) pp. 423-427 et n° 60 (janvier 1963) pp. 25-26.

[13] A. BENNY : *Transistors et mathématiques élémentaires,* TR/E n° 270 (novembre 1962) pp. 416-418 (cas de la B.F.) et n° 271 (décembre 1962) pp. 458-460 (cas de la H.F.).

Dispositifs semiconducteurs spéciaux.

[14] R.W.A. SCARR : *The tunnel diode, a significant new semiconductor device,* British Communication and Electronics, avril 1960, pp. 254-257.

[15] R.L. WATTERS & J.V. CLAEYS : *The story of the tunnel diode,* Radio-Electronics, juillet 1960, pp. 26-29.

[16] J.-P. O. : *Les transistors unijonction,* TR/E n° 267 (juillet-août 1962), pp. 241-246.

[17] A. KOFF : *Applications industrielles du transistor unijonction,* E.A. mars-avril 1961, pp. 129-134.

[18] R. DAMAYE : *Le transistor unijonction,* TR/E n° 334, avril 1969. pp. 115-119.

[19] F.W. KEAR : *Unijunction transistor pulse circuits design,* Es. 25 mai 1962, pp. 58-60.

[20] J.-P. O. : *Les thyratrons au silicium,* TR/E n° 268 (septembre 1962), pp. 287-291.

[21] P. CHANUT : *Applications industrielles des thyratrons solides,* E.A. mars-avril 1961, pp. 117-120.

[22] D.A. PISARCIK : *How to design practical S.C.R. circuits,* E.D. 24 mai 1962, pp. 68-75.

[23] HAMMERSLAG : *Circuit design using silicon capacitors* (utilisation des diodes comme condensateurs variables), Es. 18 septembre 1959, pp. 48-50.

[24] J.P. O. : *Les transistors à effet de champ,* E.I. n° 88, novembre 1965, pp. 442-446 et n° 89, décembre 1965, pp. 515-519.

[25] J. Leleu : *Applications industrielles du transistor à effet de champ,* E.I. n° 89, décembre 1965, pp. 520-526.

[26] P.W. Ross : *An analysis and experimental investigation of the Binistor,* I.R.E. Transactions ED-9 n° 2 mars 1962, pp. 153-161.

[27] M. Kelton : *Utilisation pratique du Binistor,* E.A. novembre-décembre 1960, pp. 281-284.

[28] D. Shaw & B. Crump : *Thermal and optical behaviour of photo-transistors,* E.E. décembre 1960, pp. 753-757.

Appareils pour la mesure des constantes des transistors.

[29] J.-P. O. : *Un transistormètre très simple,* TR/E n° 270 (novembre 1962), pp. 387-389.

[30] V. Lizy : *Transistormètre analyseur perfectionné,* TR/E n° 273 (février 1963), pp. 63-70.

[31] H. Schreiber : *Traceur de courbes pour semiconducteurs et courbes,* E.I. n° 121, mars 1969, pp. 125-128 et n° 122, avril 1969, pp. 199-204.

Bande passante des amplificateurs, applications H.F.

[32] R.S. Pepper & D.O. Pederson : *Designing shunt-peaked transistor amplifiers,* Es. 2 décembre 1960, pp. 68-70.

[33] J. Hebenstreit : *Elargissement de la bande passante des amplificateurs à transistors,* L'onde Electrique, novembre 1960, pp. 842-852.

[34] E.D. Long & P.C. Womack : *Designing tunnel diode R.F. amplifiers,* Es. 17 février 1961, pp. 120-123.

[35] Wen Hsiung Ko : *Tunnel diode wireless microphone,* Es. 18 novembre 1960, pp. 93-95.

[36] J.R. Nowicki : *An introduction to transistor transmitter* (description de deux émetteurs transistorisés de quelques watts dans la bande 1-3 MHz), E.E. novembre 1962, pp. 744-747.

Amplificateurs sélectifs - oscillateurs.

[37] R. Hutchins : *Selectives R-C. amplifiers using transistors,* E.E. février 1961, pp. 84-87.

[38] E. Dell'oro : *Transistorized selective amplifiers using R-C network,* E.E. novembre 1961, pp. 734-736.

[39] X... : *Transistor R-C oscillators and selective amplifiers,* Wireless World, décembre 1962, pp. 583-589.

[40] H. Schreiber : *Réalisation d'un générateur d'analyse* (générateur B.F. du type R-C entre autres), TR/E n° 327, juillet-août, pp. 287-293 et n° 329, octobre 1968, pp. 361-364.

[41] C. Stott : *Designing a transistor R-C oscillator using the current dual of the Wien network,* Wireless World février 1962, résumé dans E.D. 12 avril 1962, pp. 82-87.

Amplificateurs à liaisons directes.

[42] G. Durand & P. Tharma : *Amplificateurs miniatures à liaisons directes pour prothèse auditive,* TR/E n° 268 (septembre 1962), pp. 316-318.

[43] Plupidov : *Amplificateurs à courant continu à transistors,* E.A. novembre-décembre 1960, pp. 272-276.

[44] M. Revol : *Amplificateur continu à transistors,* E.A. décembre 1961, p. 494.

[45] R. Gariod : *Amplificateurs continus transistorisés pour mesures nucléaires,* L'Onde Electrique, novembre 1960, pp. 823-830.

Utilisation de transistors complémentaires (n-p-n + p-n-p)

[46] R.A. STASIOR : *A review of complementary transistors circuits,* E.D. 7 juin 1962, pp. 52-55.

[47] J.-P. O. : *Les transistors n-p-n et les associations n-p-n p-n-p,* TR/E n° 259 (octobre 1961), pp. 333-337.

[48] N.C. HEKIMIAN : *PNP-NPN circuits : new look at a familiar connection,* Es. novembre 1962, pp. 42-46.

Amplificateurs type B.F.

[49] J.H. CALDWELL : *A transistor power amplifier without transformers,* I.R.E. Transactions AU-8, novembre-décembre 1960, pp. 202-205.

[50] X... : *Transformerless transistorized A.F. power amplifier has 7 W output,* pages 34 et 35 du livre « One hundred electronic circuits » cités dans la référence [6].

[51] C. DARTEVELLE : *Un combiné préamplificateurs-amplificateurs stéréophonique,* TR/E n° 265 (mai 1962), pp. 175-180.

[52] J.-P. O : *Modules audio-fréquence universels,* TR/E n° 319, octobre 1967, pp. 436-440 et n° 320, novembre 1967, pp. 519-522.

[53] C. D. : *Nouvelle chaîne Hi-Fi à transistors,* TR/E n° 266 (juin 1962), pp. 225-229.

[54] C. D. : *Nouvelle chaîne Hi-Fi à transistors, le préamplificateur,* TR/E juillet-août 1962, pp. 267-271.

Montage Darlington.

[55] O. GREITER : *The Darlington connection,* Wireless World, août 1962, pp. 397-399.

[56] J.-P. O. : *Un exemple d'application des transistors de puissance,* TR/E n° 268 (septembre 1962), p. 304.

[57] C.Y. SUEN : *Analysis of the Darlington configuration,* E.E. 1968, n° 479, pp. 38-39.

Etages collecteur commun pour basse impédance de sortie.

[58] T.K. HEMINGWAY & J. WILLIS : *Transistor pairs improve emitter follower performance,* Es. 25 mai 1962.

[59] J.K. DIXON : *Modified emitter-follower has very low output impédance,* E.D. 10 mai 1962, pp. 87-88.

[60] R.M. WALKER : *Designing a bootstrap emitter follower amplifier,* E.D. 13 septembre 1962, pp. 76-79.

Amplificateurs à grande impédance d'entrée.

[61] P.J. BENETEAU & L. BLAZER : *Amplificateur à large bande et haute impédance d'entrée,* E.A. septembre 1962, pp. 369-370.

[62] R.W MIDDLEBROCK & C.A. MEAD : *Transistors A.C. and D.C. amplifiers with high input impedance,* S.C.P. mars 1959, pp. 26-35.

[63] X... : *A buffer stage for strain gauge,* E.D. 26 avril 1962.

[64] L. BLAZER : *Amplificateur à faible bruit et haute impédance d'entrée,* E.A. juillet-août 1962, pp. 309-311.

[65] J.-P. O. : *Les dispositifs à haute impédance à l'état solide,* L'Onde Electrique n° 480-481, mars-avril 1967, pp. 470-482.

Choppers à transistors.

[66] R.H. Okada : *Analysis of drifts in a transistor chopper,* I.R.E. International Convention Record, 1961, partie 9, pp. 207-218.

[67] H. Schmidt : *A bridge-balanced transistor chopper,* S.C.P. janvier 1962, pp. 23-28.

[68] J.R. Nerry : *Choppers-Electromecanical or transistor ?* E.D. 16 août 1962, p. 56.

Algèbre de Boole et circuits logiques.

[69] J.-P. O : *L'algèbre de Boole et les problèmes de commutation,* E.I. n° 45 (juillet-août 1961), pp. 233-237 et n° 46 (septembre 1961), pp. 286-290 et p. 292.

[70] H. Soubies-Camy : *Les circuits logiques à diodes,* E.I. n° 37 (octobre 1960), pp. 283-286 et n° 38 (novembre 1960), pp. 355-358.

[71] H. Soubies-Camy : *Les circuits logiques à transistors,* E.I. n° 42 (mars-avril 1961), pp. 103-108 et n° 43 (mai 1961), pp. 160-161.

[72] H. Soubies-Camy : *Les circuits logiques à ferrite,* E.I. n° 43 (mai 1961), pp. 161-162 et n° 44 (juin 1961), pp. 207-211.

[73] De Hautsegur : *Circuits logiques,* E.A. septembre 1961, pp. 341-345.

[74] X... : *High speed T.D. logic circuits developped by IBM,* E.D. 7 juin 1962, pp. 28-30.

[75] R.W. Lade : *Logic combine tunnel diodes with transistors,* Es, 3 mars 1961, pp. 46-47.

[76] R.H. Bergman : *High speed logic circuits using tunnel diodes,* R.C.A. Review, juin 1962, pp. 152-186.

Généralités sur les circuits de commutation.

[77] J. Mey : *Circuits rapides à transistors,* L'Onde Electrique, novembre 1960, pp. 815-818.

[78] V.A. Marsocci : *A survey of semiconductors devices and circuits in computers,* S.C.P. décembre 1960, pp. 34-43.

[79] K. Lunze : *Das Impulsverhalten des Transistoren* (le comportement des transistors en impulsion), Nachrichten Technik, avril 1961, pp. 146-154.

[80] M.J. Lacour : *Circuits impulsionnels fondamentaux à diodes tunnel,* L'Onde Electrique, septembre 1961, pp. 745-746.

[81] R.C. Sims : *A survey of tunnel diode digital techniques,* P.I.R.E. janvier 1961, pp. 136-146.

[82] J.-P. O : *Circuits impulsionnels à transistors,* TR/E n° 327, juillet-août 1968, pp. 271-274, n° 328, septembre 1968, pp. 324-327 et 330 et n° 329, octobre 1968, pp. 365-369 et 376.

Multivibrateurs astables.

[83] R. Duchamp : *Applications des transistors : les multivibrateurs,* E.A. mars-avril 1961, pp. 133-137.

[84] R.C. Foss & M.F. Sizmur : *Multivibrator design : circuit with good stability,* Wireless World, mai 1961, pp. 257-260.

[85] E. Schoeninger : *Astabile Kippschaltungen mit Transistoren* (montage relaxateurs astables à transistors), Radio-Mentor, octobre 1962, pp. 829-832.

[86] D. Gossel : *Multivibratorschaltungen mit Transistoren* (montages du type multivibrateurs à transistors avec une grande plage de commande en fréquence), Netz, octobre 1962, pp. 511-525.

[87] R.O. GREGORY : *Circuits modifications speeds square wave rise time* (addition de diodes dans un multivibrateur à transistors donnant des signaux rectangulaires sur les collecteurs), E.D. 18 janvier 1963, pp. 92-93.

[88] X... : *Monostable multivibrator with zero stand by consumption,* E.E. 1968, n° 490, pp. 678-679.

Générateurs de dents de scie et d'escaliers.

[89] F. LEE : *Transistor linear sweep generator,* Es 23 décembre 1960, p. 90.

[90] V. SPANY : *The collector coupled complementary pair,* (traduction anglaise d'un article russe), E.E. août 1961, pp. 526-527.

[91] V. SPANY : *Sägezahn Generator mit fast unendlicher Linearität* (générateur de dents de scie d'une linéarité presque infinie, traduction en Allemand d'un article Russe), Elektronische Rundschau, novembre 1961, pp. 531-534.

[92] B. RAKOVIC : *One more transistor make a linear sawtoth,* Es 7 décembre 1962, pp. 50-51.

[93] S.S. HARIM : *A transistor staircase generator,* E.E. juillet 1962, pp. 486-487.

Montages bistables (Trigger de Schmitt et Eccles-Jordan).

[94] T.J. GALVIN & R.A. GREINER : *Switching levels in transistor Schmitt circuits,* I.R.E. Transactions, décembre 1960, pp. 303-313.

[95] G. THIELE : *Ein hochempfindlicher Gleichstromtrigger* (un trigger commandé en continu d'une grande sensibilité), Elektronische Rundschau, mars 1961, pp. 96-98.

[96] G.E. MARSHMANN : *Simplified design of Schmitt Trigger,* Wireless World n° 1396, 1968, pp. 375-376.

[97] D. KRESS : *Zur Dimensionierung des transistorten Schmitt-Triggers,* (détermination des éléments du trigger de Schmitt), Nachrichten Technik, avril 1961, pp. 189-192.

[98] H. INOSE : *Non-cutoff circuits improve trigger switching,* Es 27 juillet 1962, pp. 36-39.

[99] J.K. SKILLING : *New complemetary transistors make serie Schmitt circuit practical,* Es 31 août 1962, pp. 52-53.

[100] N.C. BAUST : *Current controlled Schmitt trigger,* Wireless World novembre 1962, pp. 549-552.

[101] F. SCHREIBER : *Ubersicht über die Schaltungen des bistabilen Kipstufen* (revue des montages bistables), Frequenz avril 1962, pp. 121-125.

[102] M. MOUSSIE : *Introduction au fonctionnement des bascules J-K,* L'Onde Electrique, n° 494, 1968, pp. 449-456.

Circuits astables, monostables et bistables à diodes tunnel.

[103] J.E. HOULDIN & R.A. WHITNEY : *The tunnel diode as a relaxation oscillator,* E.E. août 1962, pp. 552-553.

[104] J.A. DALLEY : *Tunnel diode square waves generator,* E.D. 26 avril 1961, pp. 36-41.

[105] J.M. MARZOLF : *Generating square waves with tunnel diodes and cores* Es 22 décembre 1961, pp. 36-37.

[106] C.D. TODD : *A tunnel diode monostable multivibrator,* S.C.P. décembre 1960, pp. 27-34.

[107] V. UZUNOGLU : *A bistable flip-flop circuit using tunnel diodes,* P.I.R.E. septembre 1961, p. 1440.

Transistors avalanche.

[108] X... : *Millimicrosecond avalanche circuits utilizing double diffusion silicon mesa transistors,* S.C.P. décembre 1960, p. 44.

[109] P. CHAPOUILLE : *Utilisation des transistors en régime d'avalanche,* Annales de Radioélectricité, octobre 1961.

[110] A. SCHULTE : *Production d'impulsions à flancs raides, au moyen de transistors en régime d'avalanche,* Journal de Physique et le Radium, supplément au numéro de mars 1962, pp. 40 A-41 A.

[111] M. BRAMSON : *Applications of avalanche transistors to 10 Megacycles pulse generators,* I.R.E. Transactions, août 1962, NS 9, n° 4, pp. 35-37.

[112] W.B. MITCHELL : *Avalanche transistors give fast pulses,* E.D. 1968, vol. 19, n° 6, pp. 202-209.

[113] H. SCHREIBER : *Standard de fréquences utilisant l'effet d'avalanche du transistor,* TR/E n° 322, janvier-février 1968, p. 327.

Circuits de comptage.

[114] V.H. REGENER : *Decade counting circuits* (décrit avec des pentodes à vide, mais réalisé suivant le « cycle de Regener »), Review of scientific Instruments, mai 1946.

[115] J.A. PEGAR : *Ring counters use transistors,* Es 27 janvier 1961, pp. 49-51.

[116] H. SCHREIBER : *Décade affichante à tube biquinaire,* TR/E n° 335, mai 1969, pp. 192-195.

[117] S. KUHNERT : *Schnelle Zähldekaden mit Transistoren* (décades de comptage rapide transistorisées), Nachrichten Technik avril 1961, pp. 177-180.

[118] F.P. HEIMAN : *100 Mc tunnel diodes ring counter,* P.I.R.E. juillet 1961, p. 1215.

[119] I. SCOLLAR : *An economical reversible transistor decade counter,* E.E. septembre 1961, pp. 597-599.

[120] E.A. ROWLAND : *Designing flip-flop counting circuits,* Electronics Industry mars 1962, pp. 95-97.

Lecture de compteurs.

[121] T.G. BENEBOW : *Read out systems for transistor scalers,* E.E. décembre 1960, pp. 774-776.

[122] M. KALTHOFF : *Die Zifferanzeigeröhre als Indikator* (les tubes à affichage numérique comme indicateurs), Radio-Mentor avril 1961, pp. 271-275.

Amplificateurs opérationnels.

[123] R.B. FRADELLA : *Designing chopper-stabilized operational amplifiers,* Es 3 mars 1961, pp. 48-50.

[124] I.C. HUTCHEON & D. SUMMER : *A solid-state D.C. amplifier with floating input and low drift,* E.E. septembre 1961, pp. 592-596.

[125] X... : *Wide band D.C.-coupled amplifier for laboratory service,* E.E., 1968 n° 490, pp. 688-694.

Convertisseurs analogiques-numériques et voltmètres numériques.

[126] D. BRUNOT : *Les convertisseurs analogique-digital,* E.I. n° 33 (mai 1960), pp. 121-125, n° 34 (juin 1960), pp. 167-169, n° 36 (septembre 1960), pp. 245-250, n° 37 (octobre 1960), pp. 307-309, n° 39 (décembre 1960), pp. 396-398 et n° 41 (février 1961), pp. 64-67 et p. 82.

[127] X... : *L'amplification proportionnelle et le codage d'amplitude en instrumentation nucléaire,* L'Onde Electrique, 1967 n° 488 bis, pp. 1357-1394.

[128] N. WINTERBOTTOM & J.S.B. WALAERS : *A high speed analog to digital converter,* E.E. mars 1961, pp. 144-149.

[129] J.M. HOWES : *Transistorised voltage-to frequency converter operates linearly,* E.D. 10 mai 1962, p. 85.

[130] G.H. YOUNG : *Voltmètre digital* (description du Solartron LM 902-2), E.A. novembre 1961, pp. 470-478.

[131] B. RALL : *Ein Digitalvoltmeter hoher Genauigkeit mit Transistoren* (un voltmètre digital de haute précision à transistors), Telefunken Zeitung, septembre 1960, pp. 211-216.

[132] H. FUCHS & D.B. LAZENBY : *A transistorized five digit digital voltmeter,* E.E. avril 1962, pp. 222-226.

Filtrage des alimentations.

[133] J.-P. O. : *Filtrage avec bobinage en tête et mesure des coefficients de self-induction,* E.I. n° 43 (mai 1961), pp. 167-170.

[134] T.W. MACIEJOWSKI : *Graphical design of L-C filters for D.C. power supplies,* E.D. 18 janvier 1963, pp. 84 et 89.

[135] J.-P. O. : *Les alimentations basse tension,* TR/E n° 247 (juillet-août 1960), pp. 272-274.

Alimentations stabilisées.

[136] M. LELONG : *Applications industrielles des diodes Zener,* E.A. novembre-décembre 1960, pp. 263-265.

[137] H. ROTCEIG : *Applications industrielles des diodes Zener,* E.A. mars-avril 1961, pp. 125-127.

[138] F. BOBOT : *Stabilisation de tension et de courant par diode Zener,* E.A. septembre 1961, pp. 337-340.

[139] J.-P. O. : *Diodes Zener et alimentations basse tension,* TR/E n° 270 (novembre 1962), pp. 393-400.

[140] J.S. BELL & P.G. WRIGHT : *Stabilized voltage supply using transistors,* E.E. décembre 1960, pp. 758-761.

[141] P. PIERRE : *Alimentation stabilisée à transistors,* E.A. février 1961, pp. 82-84.

[142] V.H. ATTREE & R.J. TOPLISS : *A variable voltage stabilized supply,* E.E. mars 1962, pp. 176-179.

[143] J.S. RIORDON : *Power supply using switching preregulation,* Es 9 mars 1962, pp. 62-64.

[144] F.W. LOVICK : *Current stabilized power supply,* E.E. mai 1962, pp. 332-334.

[145] A.G. LLOYD : *Overload protection for transistor voltage regulators,* Es 23 décembre 1960, pp. 56-59.

[146] E. DELL'ORO : *Short-circuit protection of stabilized power supply with SCRs,* E.E. février 1962, p. 118.

[147] K.P. NAMBIAR & E. DELL'ORO : *Source d'alimentation stabilisée à protection automatique,* E.A. mars-avril 1962, pp. 133-136.

[148] J. KRAEMER : *Gleichstrom-Speiseenheiten mit elektronischer Sicherung* (Unité d'alimentation en continu avec système de sécurité électronique), Radio-Mentor juin 1962, pp. 506-507.

[149] F.J.U. RITSON : *Transistor power supply with limited overload current,* E.E. août 1962, pp. 526-529.

TABLE DES MATIÈRES

AVANT PROPOS 5

CHAPITRE I — **BASES PHYSIQUES DE FONCTIONNEMENT DES SEMICONDUCTEURS ET APPLICATIONS DE CES BASES.**

1 — Rappel de notions de physique du solide 9
2 — L'effet transistor 16
3 — Les phénomènes parasites dans le transistor 20
4 — Etude pratique du fonctionnement du transistor 21
5 — Les grandeurs caractéristiques du transistor 28
6 — Les limitations en fréquence 38
7 — Les limitations technologiques 44
8 — Les treize principes d'utilisation des transistors 46
9 — Bases physiques de fonctionnement et paramètres des autres dispositifs semiconducteurs 48
La diode Zener 49
La diode tunnel 50
Le transistor unijonction (ou diode double base) 51
Le redresseur au silicium commandé ou thyristor 54
Transistor à effet de champ et diodes à capacité variable 56
10 — Technologie de fabrication, équivalences 57

CHAPITRE II — **APPLICATIONS DIRECTES DES PRINCIPES D'UTILISATION.**

1 — Conditions de saturation d'un transistor 67
2 — Justification des relations entre courants de fuite 68
3 — Un transistormètre ultra-simplifié 73
4 — Méthodes de polarisation d'un transistor 78
5 — Calcul des impédances d'entrée et de sortie des 3 montages 88
Influence de la résistance d'attaque sur la résistance interne de sortie.. 90

CHAPITRE III — **LES PROBLEMES D'ECOULEMENT DE LA CHALEUR DANS LES JONCTIONS.**

1 — Dissipation collecteur d'un transistor chargé par une résistance pure 93
2 — Les lois de l'écoulement de chaleur 96
3 — Application des lois ci-dessus au transistor 98
4 — Les radiateurs et leur détermination 101
5 — L'inertie thermique de la jonction du boîtier et du radiateur 104
6 — Quelques détails concernant les problèmes thermiques 107

CHAPITRE IV — **ETAGES AMPLIFICATEURS EN EMETTEUR COMMUN.**

1 — Etages à couplages alternatifs 111
2 — Couplage continu 118
3 — Etage de sortie 124
4 — Amplificateur à large bande 140
5 — Amplificateurs accordés 142

CHAPITRE V — **LE MONTAGE COLLECTEUR COMMUN ET LES MONTAGES QUI S'Y RATTACHENT.**

1 — Les problèmes de polarisation 150
2 — Etage collecteur commun en cascade 152
3 — Etage abaisseur d'impédance à transistors complémentaires 157
4 — Augmentation d'impédance d'entrée par réaction positive 161

CHAPITRE VI — **QUELQUES APPLICATIONS DES MONTAGES A BASE COMMUNE**

1 — Etages amplificateurs haute fréquence 163
2 — Augmentation d'impédance à courant constant 166
3 — Générateur à courant constant 168

CHAPITRE VII — **LE TRANSISTOR UTILISE EN REGIME DE SATURATION. FONCTIONNEMENT EN COMMUTATION.**

1 — Avantages des transistors utilisés en saturation 172
2 — Les transitoires en fonctionnement tout ou rien 174
3 — Le transistor en interrupteur tout ou rien 184
4 — Le transistor dans les circuits logiques 190

CHAPITRE VIII — **STRUCTURE ET PROPRIETES DES MONTAGES IMPULSIONNELS SANS ELEMENTS INDUCTIFS.**

1 — Les multivibrateurs astables 212
2 — Générateurs de dents de scie astables 223
3 — Montages monostables 234
4 — Bistable du type « Trigger de Schmitt » 240
5 — Bistable symétrique du type Eccles-Jordan 246
6 — Calcul des circuits monostables et bistables **254**

CHAPITRE IX — **STRUCTURE ET PROPRIETES DES MONTAGES IMPULSIONNELS COMPORTANT DES ELEMENTS INDUCTIFS.**

1 — Bobinages en « mémoire de courant » 263
2 — Montages à couplages inductifs régénératifs 269
3 — Montages à ligne à retard 274

CHAPITRE X — **LE COMPTAGE.**

1 — Les structures de compteurs 277
2 — Méthodes d'affichage des compteurs 287

CHAPITRE XI — **LES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS.**

1 — Les opérations mathématiques avec les amplificateurs opérationnels .. 293
2 — Le montage de Goldberg 296
3 — Détails sur les modulateurs 300

CHAPITRE XII — **CONVERSION ANALOGIQUE-NUMERIQUE ET NUMERIQUE-ANALOGIQUE.**

1 — Convertisseur numérique-analogique 304
2 — Convertisseurs analogiques-numériques 309
Le système codeur mécanique 309
Convertisseurs analogiques-numériques utilisant une rampe et un comptage 310
Convertisseur analogique-numérique par asservissement tension-fréquence 312
Convertisseur analogique-numérique par la méthode des essais successifs 314
Convertisseur analogique-numérique par compteur réversible 315

CHAPITRE XIII — **INSTRUMENTS UTILES POUR LES REALISATIONS A TRANSISTORS.**

1 — Alimentations non stabilisées 318
2 — Alimentations stabilisées par diodes Zener 325
3 — Alimentations stabilisées par transistor 329
4 — Les mesures d'intensité 344
5 — Les étuves 348

CHAPITRE XIV — **EVOLUTION POSSIBLE DE LA TECHNIQUE DES SEMICONDUCTEURS.**

1 — Evolution des semiconducteurs classiques 351
2 — Types nouveaux à envisager 354
3 — Les assemblages compacts d'éléments 355

APPENDICES.

1 — Transformation des paramètres 359
2 — Résistance thermique des radiateurs 361
3 — Répertoire des semiconducteurs utilisables 364

ADDITIFS 369

BIBLIOGRAPHIE 407

LES MEILLEURS LIVRES D'ÉLECTRONIQUE

APPAREILS ELECTRONIQUES A TRANSISTORS, par **H. Schreiber.** — Nombreux exemples de l'utilisation pratique des transistors dans les appareils de mesure et dans les circuits électroniques industriels.
388 pages, format 16-24 ..... **40,20 F**

CIRCUITS DE LOGIQUE, par **R. Damaye.** — Fonctions logiques; algèbre de Boole; simplification des fonctions; décodage et affichage; réalisation et protection des circuits; protection contre les parasites industriels.
372 pages, format 16-24 ..... **49,40 F**

CIRCUITS ELECTRONIQUES A TRANSISTORS, par **J.-P. Oehmichen.** — La solution de tous les problèmes électroniques; étude des signaux; production, transformation, mesure et utilisation.
288 pages, format 16-24 ..... **27,80 F**

ETUDE ET CONCEPTION DES RADIORECEPTEURS A TUBES ET A TRANSISTORS, par **O. Limann.** — Principes généraux; tubes, transistors et composants; étude détaillée des circuits.
288 pages, format 16-24 ..... **27,80 F**

GUIDE MONDIAL DES SEMI-CONDUCTEURS, par **H. Schreiber.** — Toutes les caractéristiques présentées d'une manière homogène; types de remplacement; tableaux par fonction (transistors, transistors à effet de champ, diodes).
168 pages, format 24-16 (5e édition) ..... **24,70 F**

INTERPHONES ET TALKIES-WALKIES, par **R. Besson.** — Schémas et fonctionnement des interphones B.F. et H.F. ainsi que des Talkies-walkies.
192 pages, format 16-24 ..... **27,80 F**

L'ELECTRONIQUE?... RIEN DE PLUS SIMPLE!, par **J.-P. Oehmichen.** — L'auteur utilise la célèbre méthode de E Aisberg avec les dialogues de Curiosus et Ignotus.
256 pages, format 18-23 (2e édition) ..... **27,80 F**

LE TRANSISTOR AU LABORATOIRE ET DANS L'INDUSTRIE, par **H. Schreiber.** — Alimentations stabilisées; convertisseurs de courant; transistors en impulsions, production et transformation de signaux; amplificateurs de mesure et de commande.
264 pages, format 16-24 ..... **24,70 F**

PRATIQUE ELECTRONIQUE, par **J.-P. Oehmichen.** — Conception, calcul et réalisation des ensembles électroniques.
304 pages, format 16-24 (2e édition) ..... **13,90 F**

PRINCIPES ET APPLICATIONS DES CIRCUITS INTEGRES LINEAIRES, par **H. Lilen.** — Technologie; montages différentiels; amplificateurs opérationnels; comparateurs; mesures; alimentations stabilisées; applications industrielles et grand public; cent schémas d'utilisation.
432 pages, format 16-24 ..... **49,40 F**

RADIORECEPTEURS A GALENE ET A TRANSISTORS, par **Ch. Guilbert.** — Données pratiques pour la construction des récepteurs à galène et à un ou deux transistors.
24 pages, format 27-21 ..... **5,00 F**

RADIO-TV-TRANSISTORS, par **H. Schreiber.** — D'une conception analogue à celle de Radio-Tubes et de Télé-Tubes, cet ouvrage donne instantanément toutes les caractéristiques utiles d'un transistor.
160 pages, format 22-13 (5e édition) ..... **13,90 F**

SCHEMAS D'AMPLIFICATEURS BASSE FREQUENCE A TRANSISTORS, par **R. Besson.** — Amplificateurs pour radio, phono, prothèse auditive, préamplificateurs, interphones etc.
144 pages, format 16-24 (3e édition) ..... **18,60 F**

TECHNIQUE ET APPLICATIONS DES TRANSISTORS, par **H. Schreiber.** — Propriétés, fonctionnement, mesure et utilisations des divers types de semi-conducteurs.
336 pages, format 16-24 (6e édition) ..... **21,60 F**

TECHNOLOGIE DES CIRCUITS IMPRIMES, par **J.-P. Oehmichen.** — Un ouvrage très documenté imprimé en plusieurs couleurs; étude des matériaux et détails technologiques concernant aussi bien les prototypes que les fabrications en petites ou grandes séries.
224 pages, format 16-24 ..... **27,80 F**

TELEVISEURS A TRANSISTORS, par **R. Besson.** — Technologie des transistors; étude de la transistorisation étage par étage.
244 pages, format 16-24 ..... **27,80 F**

(Ajoutez 10 % pour frais d'envoi)

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, PARIS (6e) C.C.P. Paris 1164-34

Ce n'est pas un livre de plus grossissant la pile de tous ceux qui traitent des semiconducteurs : c'est autre chose.

Ingénieur pratiquant quotidiennement les transistors, l'auteur a cherché et a trouvé pourquoi des techniciens confirmés, utilisant les semiconducteurs depuis des années, commettaient encore tant de fautes ; professeur d'une grande école d'électronique, il était bien placé pour connaître les raisons de l'appréhension des futurs ingénieurs devant les « petites bêtes à trois pattes ».

Il en est résulté ce livre qui vise à rendre clair et simple ce qui l'est et doit le rester. En dégageant au préalable l'essentiel (quelques règles simples qui tiennent en une page, la page 46 de ce gros volume), l'auteur parvient, en effet, à clarifier toutes les notions complexes concernant les structures, le fonctionnement et les applications des dispositifs semiconducteurs.

Toutes les possibilités offertes par l'électronique à l'industrie sont ainsi analysées minutieusement. (Un exemple de cette minutie : pour mieux faire comprendre le fonctionnement en commutation, l'auteur expose tous les principes de l'algèbre de Boole).

Par sa façon d'aborder et de résoudre les problèmes les plus ardus concernant les semiconducteurs, ce livre, qui est très complet, doit être considéré comme l'ouvrage de base pour tout électronicien. Il n'a pas d'équivalent.