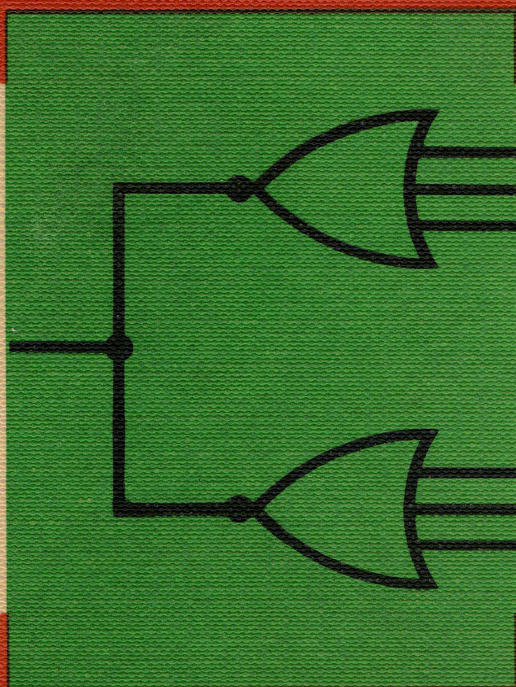


technologie des composants électroniques

tome 2



- diodes
- transistors
- circuits
intégrés

R. BESSON

Les 5 grands de l'électronique

**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
à 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**

★
Journal bimensuel 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 (6^e) - Tél. : 033-13-65

TECHNOLOGIE DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

~~~~~ *TOME 2* ~~~~~

Diodes — Transistors — Circuits intégrés

---

## **DU MÊME AUTEUR**

### **Aux Editions Radio :**

- Schémas d'amplificateurs basse fréquence à tubes.
- Schémas d'amplificateurs basse fréquence à transistors.
- Réalisation, mise au point et dépannage des récepteurs à transistors.
- Toute la stéréophonie.
- Technologie des composants électroniques (résistances, condensateurs, bobinages).
- Téléviseurs à transistors.

### **Chez d'autres éditeurs :**

- La sonorisation (3 volumes).
- Théorie et pratique de l'amplification basse fréquence.
- Téléphone privé et interphone.
- Les condensateurs et leur technique.
- Les résistances et leur technique.



René BESSON



# TECHNOLOGIE DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES



~~~~~ *TOME 2* ~~~~~

———— DIODES ————

———— TRANSISTORS ————

—— CIRCUITS INTÉGRÉS ——
=====

————— ÉDITIONS RADIO —————

9, rue Jacob — PARIS - 6^e

© by Editions Radio, Paris, 1967
Tous droits de reproduction
et d'adaptation réservés pour tous pays

Imprimé en France
Imprimerie de Châtelaudren

Dépôt légal : 2^e trimestre 1967
Editeur n° 428 - Imprimeur n° 3746

PRÉFACE

Dans l'acception étroite du mot, « technologie » désigne l'ensemble des outils et procédés employés dans la fabrication d'une catégorie déterminée d'objets. A ce titre, un livre traitant de la technologie des composants électroniques aurait pu se limiter à l'énumération d'un certain nombre de « recettes de cuisine », sinon de « secrets de fabrication ».

Telle ne fut point la conception de mon ami R. Besson lorsqu'il s'attaqua à la rédaction de son ouvrage. Il a cherché à y présenter un ensemble harmonieux de connaissances indispensables à tout fabricant — mais aussi à tout usager — des composants électroniques.

C'est dire qu'il en étudie chaque classe en analysant les propriétés requises et, partant des matières premières, expose méthodiquement les procédés de fabrication, de contrôle et de mesure, ainsi que les diverses utilisations.

Dans un premier tome, l'auteur a ainsi passé en revue les composants passifs : résistances, condensateurs et bobinages. Le présent volume en constitue la suite logique, puisqu'il traite des composants utilisant des semi-conducteurs : diodes, transistors, circuits intégrés, etc.

L'exposé est fondé sur un examen approfondi des propriétés physiques fondamentales des matériaux employés. Le lecteur apprend ainsi toutes les phases qui, partant de la matière brute, conduisent vers le produit fini. De la sorte, l'auteur fait bien davantage appel aux facultés du raisonnement qu'aux possibilités de la mémoire.

Et lorsqu'il en a terminé avec les procédés de fabrication, il analyse en détail les diverses utilisations possibles en fonction des propriétés variées des composants de divers types. Chemin faisant, il met le lecteur en garde contre certaines fautes dans l'emploi des composants.

Ce m'est un plaisir particulier que de présenter ainsi le douzième ouvrage paraissant sous la signature désormais prestigieuse de R. Besson. La richesse de sa documentation à jour de l'état actuel de la technique, la clarté des explications aisément assimilables, toutes ces qualités découlent naturellement des activités fondamentales de notre auteur : ingénieur dans une des plus importantes entreprises d'électronique et professeur de technologie dans une école réputée. Concevoir, réaliser et expliquer est, pour notre ami, aussi naturel que de respirer.

C'est ce qui fait la grande valeur de ce livre que vous lirez avec autant de profit que de plaisir.

E. AISBERG.

L'auteur tient à remercier les directeurs des services d'application des principaux fabricants de dispositifs à semi-conducteurs pour les renseignements technologiques qu'ils ont bien voulu lui communiquer.

Il remercie tout spécialement MM. HENRY, Directeur technique, et ŒHMICHEN, Ingénieur à la SESCO, d'avoir bien voulu relire son manuscrit.

R. BESSON.

CHAPITRE I

QU'EST-CE QU'UN SEMI-CONDUCTEUR ?

1. - La matière

Tous les corps dans la nature sont formés de molécules et d'atomes.

1.1. — LA MOLECULE

C'est la plus petite parcelle du corps que l'on peut obtenir à l'état libre. La molécule est très petite : environ 10^{-6} mm. Dans une goutte de rosée de 1 mg on en compte $3 \cdot 10^{19}$.

Les molécules d'un corps ne sont pas immobiles. Elles sont animées de mouvements dont les amplitudes dépendent de la nature du corps : solide, liquide, gazeux, et de sa température. L'agitation moléculaire cesse au voisinage de 0 °K (— 273 °C).

1.2. — L'ATOME

C'est la plus petite parcelle d'un élément qui puisse entrer dans la composition d'une molécule. Tous les corps de la nature sont formés d'atomes contenant des particules élémentaires en nombre différent.

Si les atomes d'une molécule sont tous identiques, la molécule est celle d'un *corps simple*. Si les atomes d'une molécule sont de deux ou de plusieurs catégories différentes, on a un *corps composé*. Si les molécules d'un corps sont toutes semblables, c'est un *corps pur*. Si les molécules juxtaposées appartiennent à des corps différents, elles constituent un *mélange* ou un *alliage*.

L'atome, selon la comparaison classique, est un système solaire en miniature composé d'un noyau très petit et très dense, entouré à de grandes distances relatives par des électrons en rotation ultra-rapide.

Un atome est surtout formé de vide et les corpuscules ont une densité énorme. Un exemple permet de fixer les idées :

Un cube de 180 m de côté en uranium naturel a un volume de 5,8 millions de m³. Si on pouvait supprimer tous les espaces vides existant entre les particules et entre les atomes, les noyaux et les électrons accolés n'occuperaient plus qu'un volume de 1 cm³. Mais ce cube minuscule de 1 cm³ pèserait toujours 110,02 millions de tonnes, se répartissant entre 110 millions de tonnes de noyaux et 0,02 million de tonnes d'électrons.

1.3. — L'ELECTRON

C'est une particule stable de masse $9,1 \cdot 10^{-28}$ g. Il possède une charge électrique négative qui représente la plus petite charge électrique qui puisse exister : $1,6 \cdot 10^{-19}$ C. Il tourne sur lui-même à très grande vitesse, environ 10^{27} tr/s.

De plus, il tourne autour du noyau à raison de 10^{15} tr/s.

Ces rotations sont si rapides qu'il est impossible de localiser un électron à un moment donné. Ce sont les déplacements d'électrons qui se traduisent par des réactions chimiques et par la création du courant électrique. Les noyaux peuvent capter ou libérer des électrons qu'on appelle alors des rayons β .

1.4. — LE NOYAU

Il est formé de deux constituants principaux : les protons et les neutrons.

Le *proton* est une particule stable, il possède une charge positive égale à celle de l'électron (négative). Le proton est 1850 fois plus pesant que l'électron. La matière qui le compose semble 100 000 fois plus dense que celle de l'électron. Il tourne sur lui-même.

Dans les noyaux, les protons peuvent acquérir de l'énergie et se transformer en *neutrons* un peu plus lourds. Un neutron est donc stable, de caractéristique voisine de celle d'un proton, mais électriquement neutre. Extraît du noyau, le neutron devient instable et donne naissance à un proton et à un électron.

On connaît dans la nature 325 groupements possibles de neutrons et de protons pouvant former le noyau des corps simples. Le plus simple est celui de l'hydrogène formé d'un seul proton, le plus complexe étant celui de l'uranium 238 formé de 92 protons et de 146 neutrons. Les laboratoires ont pu créer près de 1000 noyaux artificiels différents.

Cette représentation de l'atome est simple et elle permet de bien comprendre le mécanisme de la création du courant électronique et du comportement des semi-conducteurs. Cependant les physiciens ont découvert, grâce à leurs accélérateurs, des particules nouvelles dont il est nécessaire de citer les principales.

1.5. — LES PHOTONS

Les photons, lumière élémentaire faite d'énergie de radiation électromagnétique, sont stables. Ils ne sont que de l'énergie sans masse. Ils ne sont pas pesants, n'ont pas de charge électrique et ne réagissent pas sous l'influence de forces électriques ou magnétiques.

Ils tournent sur eux-mêmes. Un photon d'une énergie supérieure à 1 MeV passant près d'un noyau lourd disparaît en donnant naissance à un électron négatif et à un électron positif qui se partagent l'énergie et l'impulsion du photon générateur. Ainsi matière et énergie peuvent se succéder dans le temps et apparaissent comme des formes différentes et successives d'une même entité.

1.6. — LES LEPTONS

Ce sont des particules légères dont la masse est faible; ils tournent sur eux-mêmes; on en dénombre huit en comptant les particules et les anti-particules.

Le *lepton* η ou *muon négatif* a une charge électrique négative égale à celle de l'électron, il a une masse égale à 200 fois celle de l'électron, il est instable. En 10^{-6} s un muon sur deux se transmute en électron et *neutrino*.

Le *muon positif* est l'antimatière du muon négatif dont il a les caractéristiques opposées : charge électrique positive. Il se transmute en « électron positif » et neutrino.

L'électron négatif normal fait partie des leptons.

L'*antiélectron* ou *électron positif* ou *positon* a la même masse et les mêmes propriétés que l'électron négatif. Par contre, il tourne en sens inverse sur lui-même et a une charge positive. Lorsqu'un électron et un antiélectron se rencontrent, les deux particules disparaissent pour donner de l'énergie.

Le *neutrino* est une particule sans masse sensible, tournant sur elle-même, stable, sans charge électrique, possédant de l'énergie très légèrement magnétique et ayant très peu d'affinité avec les noyaux de la matière ou avec les électrons.

On se doute qu'étant donné ses caractéristiques, il est très difficile d'étudier ce corpuscule qui se classe entre les photons et les particules massiques. On a pu différencier quatre neutrinos, chacun d'eux étant associé à l'émission d'un des quatre leptons précédents, muons et électrons.

1.7. — LES MESONS

Ce sont des particules moyennement lourdes qui ne tournent pas sur elles-mêmes. On en distingue de deux sortes :

Les *mésos* π ont une masse égale à 280 fois celle de l'électron. Il y a un méson π sans charge électrique, un chargé positivement et un chargé négativement. La charge est égale à celle de l'électron. Ils sont instables, ils se décomposent en donnant, selon les cas, des photons, des muons et des neutrinos. Ce sont des mésons π qu'échangent constamment protons et neutrons dans les noyaux; c'est ce qui explique la solidité et la permanence des noyaux.

Les *mésos* K sont avec leur antiparticule au nombre de huit; quatre chargés électriquement, quatre neutres. Leur masse est égale à 1000 fois celle de l'électron. Ils sont instables et se décomposent en électrons, muons et neutrinos.

1.8. — LES BARYONS

Ce sont des particules lourdes qui comprennent : les *nucléons*, neutrons et protons déjà étudiés, et les *hypérons*, de masse égale à 2640 fois celle de l'électron, qui tournent sur eux-mêmes, ont une charge égale à celle de l'électron et sont légèrement magnétiques. Elles sont instables et donnent des mésons, des photons et des neutrinos.

1.9. — L'INTERACTION DES PARTICULES

L'interaction des particules les unes sur les autres assure la cohésion de l'atome. On distingue quatre sortes d'interaction :

Les *interactions fortes* correspondent aux forces nucléaires s'exerçant au sein des noyaux entre protons et neutrons. Elles se manifestent en un

temps très court (10^{-23} s) et leur portée est faible : 10^{-13} cm. Ces forces considérables expliquent la solidité et la constance des éléments naturels. On admet que les protons et les neutrons échangent constamment, et de façon fulgurante, des « paquets » d'énergie sous forme de mésons π .

Les forces électromagnétiques s'exercent entre particules électrisées, par exemple : entre les protons du noyau et les électrons des couches périphériques des atomes. Cette force décroît en raison inverse du carré de la distance; elle est relativement 100 fois plus faible que la précédente. Elle assure la cohésion des électrons périphériques liés au noyau.

Les interactions faibles sont mises en jeu dans les noyaux, lors de l'émission des électrons (rayons β). Elles s'exercent en 10^{-14} s et ont une puissance égale à 10^{-13} fois celle des interactions fortes.

Les interactions gravifiques ont une portée infinie et sont extrêmement faibles (10^{-39} fois la puissance des interactions fortes).

Des études très poussées sont faites actuellement pour établir une théorie unitaire de ces quatre champs de force si différents.

Les accélérateurs ont permis de trouver la trace fugitive de nouvelles particules entrant dans les grandes catégories étudiées ci-dessus. Par exemple, on dénombre maintenant 82 particules baryoniques et leur classification montre qu'il y en a sûrement d'autres à découvrir. Ces résultats sont comparables à la découverte, faite au début du siècle, des éléments encore inconnus de la classification de Mendéléev.

On voit que l'image simpliste de l'atome sous la forme d'un système solaire en miniature est bien dépassée.

1.10. — LA DISPOSITION DES ÉLECTRONS

Elle dépend de la nature du corps et des forces électromagnétiques de l'atome.

On a vu que le nombre d'électrons par atome détermine la nature du corps simple. Ainsi, l'hydrogène dont l'atome est le plus simple comporte un proton pour tout noyau et un seul électron planétaire. L'uranium 238 est le corps simple le plus complexe, le noyau comprend 92 protons et 146 neutrons et on compte 92 électrons planétaires. On voit qu'un atome est toujours électriquement neutre; la charge positive des 92 protons du noyau équilibre la charge négative des 92 électrons planétaires. Les électrons planétaires tournent sur eux-mêmes et autour du noyau; ils ont une énergie cinétique ($1/2 mv^2$) équilibrée par l'interaction électromagnétique du noyau.

La théorie quantique de Bohr montre que les électrons se situent à des distances du noyau correspondant à des niveaux d'énergie bien déterminés. Il faut fournir de l'énergie à l'atome pour qu'un électron passe d'un niveau d'énergie au niveau supérieur. Inversement, si un électron descend à un niveau d'énergie inférieur, il y a production d'énergie.

Les couches planétaires, lorsqu'elles sont saturées, admettent théoriquement, en s'éloignant du noyau, le nombre d'électrons suivant :

$$K = 2; L = 8; M = 18; N = 32; O = 50; P = 72; Q = 98;$$

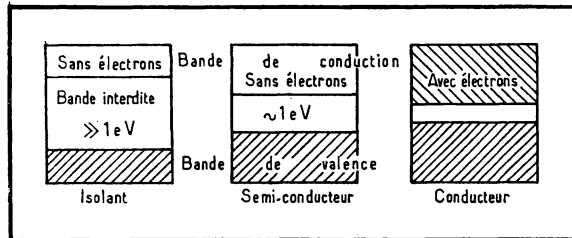
soit au total 280 électrons. La répartition maximale réelle, par couche pour les corps existants, est la suivante :

$$K = 2; L = 8; M = 18; N = 32; O = 18; P = 32; Q = 10.$$

Aucun corps ne possède un atome dont toutes les couches sont saturées. Certains ont une répartition électronique telle que certaines couches éloignées du noyau sont saturées, alors que les précédentes ne le sont pas.

On a vu que dans un atome isolé les électrons ne peuvent occuper que des niveaux d'énergie bien définis. Dans un cristal les atomes voisins réagissent les uns sur les autres, un peu comme des circuits accordés sur la même fréquence et couplés entre eux. A ce moment, le niveau d'énergie possible de la dernière couche électronique se dédouble. Les électrons participant aux liaisons atomiques sont dans la *bande de valence* vers le noyau.

Fig. 1-1. — Mécanisme théorique de la conduction.



Certains électrons très faiblement liés et pratiquement libres sont dans la *bande de conduction*. Entre ces deux bandes se trouve une bande interdite plus ou moins large selon la nature des corps.

Les propriétés et les affinités chimiques des corps dépendent de la structure des couches externes des atomes.

La classification périodique de Mendéléév permet de relever ces corps par catégorie.

L'hélium, le néon, l'argon, le krypton, le xénon et le radon ont respectivement leur couche externe saturée. Or, ces corps sont les gaz rares de l'air qui sont chimiquement inertes.

Par contre, le lithium, le sodium, le potassium, le rubidium et le césium n'ont qu'un seul électron sur la couche extérieure. Ce sont des métaux alcalins qui sont utilisés pour la fabrication des cathodes des tubes et des cellules photo-électriques. On conçoit aisément qu'il soit plus facile de fournir à un électron isolé l'énergie nécessaire pour le faire passer de la bande de valence à la bande de conduction et le rendre libre. La bande interdite est presque inexistante.

Lorsque la couche extérieure contient sept, six ou cinq électrons on a affaire à des métalloïdes qui sont respectivement monovalents, bivalents ou trivalents. Lorsque cette couche ne comporte qu'un, deux ou trois électrons, le corps est un métal monovalent, bivalent ou trivalent. Enfin, lorsque la couche extérieure comprend quatre électrons, l'atome est tétravalent et peut être soit un métal, soit un métalloïde. Les semi-conducteurs entrent dans cette catégorie.

Les *isolants* possèdent une bande interdite large, si bien qu'aucun électron de valence ne peut sauter dans la bande de conduction. Aucun électron n'est libre, la conductibilité électrique est nulle (fig. 1-1).

Les *semi-conducteurs* sont identiques aux isolants, mais la bande interdite est beaucoup moins large. Au zéro absolu l'agitation thermique est nulle, il n'y a pas d'électrons libres et le semi-conducteur est un isolant. Lorsque la température augmente, l'agitation thermique devient suffisante pour que des électrons puissent franchir la bande interdite, passer dans la bande de conduction et devenir libres. La conductibilité des semi-conducteurs croît avec la température tandis que leur résistivité diminue.

Les *conducteurs* ont une bande interdite presque inexistante et des électrons se trouvent toujours dans la bande de conduction. Ces corps sont toujours conducteurs, même au zéro absolu. A cette température, par suite de l'arrêt de l'agitation thermique, leur résistivité est très inférieure à celle relevée à la température normale (supraconductibilité).

On peut dire que les conducteurs ont un coefficient de température positif, tandis que les semi-conducteurs ont un coefficient de température négatif.

Cette explication de la conduction atomique a été simplifiée pour une meilleure compréhension; elle passe sous silence certains aspects plus complexes des phénomènes mis en cause.

2. - Les semi-conducteurs

2.1. — LE SEMI-CONDUCTEUR INTRINSEQUE

Un semi-conducteur est un corps dont la résistivité (ρ en $\Omega.cm$) se classe entre celle des conducteurs ($\rho =$ quelques $\mu\Omega.cm$) et celle des isolants ($\rho = 10^8$ à $10^{17} \Omega.cm$) à la température ordinaire.

La résistivité d'un conducteur croît avec la température selon une loi linéaire et dans de très faibles proportions.

La résistivité d'un semi-conducteur décroît lorsque la température augmente selon une loi exponentielle très rapide.

La résistivité est l'inverse de la conductibilité. Un corps est dit conducteur, lorsque sous l'effet d'un champ électrique des charges électroniques peuvent s'y déplacer.

L'agitation thermique ou le champ électrique qui libère un électron de la bande de conduction d'un atome, laisse à sa place un manque d'électron appelé *lacune* ou *trou*. L'atome devient un *ion positif*. Un électron d'un atome voisin peut venir combler cette lacune et l'atome redevient neutre. Si, par hasard, un électron supplémentaire vient se fixer sur un atome, il est chargé négativement : c'est un *ion négatif*.

Un électron est une charge négative élémentaire *réelle* et un courant électrique consiste à orienter les mouvements des électrons dans un même sens, du pôle négatif au pôle positif d'un générateur.

Une lacune peut être comparée à une charge positive élémentaire *fictive* qui se déplacerait en sens inverse des électrons, c'est-à-dire du pôle positif au pôle négatif du générateur; c'est le sens arbitraire traditionnel du courant électrique.

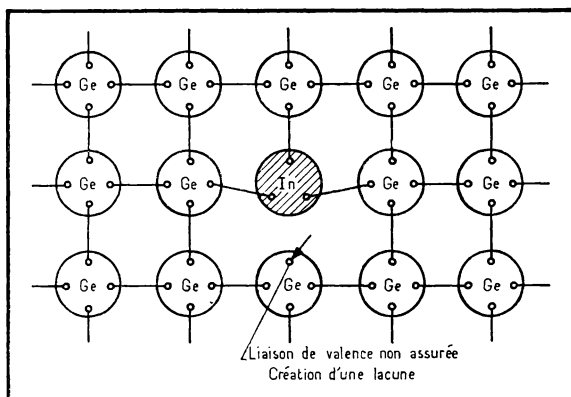
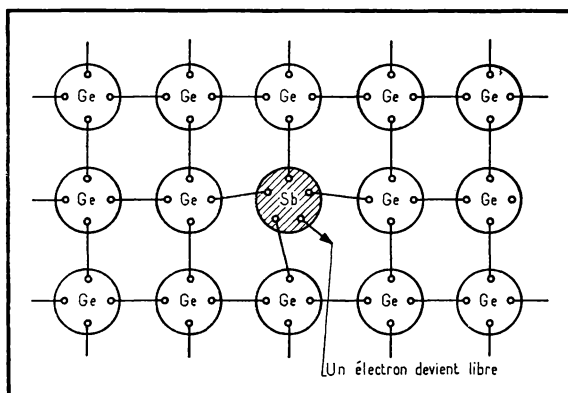


Fig. 1-2. — Formation théorique des trous ou lacunes. Pour simplifier le dessin, les atomes ont été représentés en plan et non en volume. Il manque un électron à l'impureté pour assurer les liaisons de valence du semi-conducteur.

La définition de ces quatre éléments : électron, lacune, ion positif et ion négatif, est très importante pour la compréhension du fonctionnement des dispositifs à semi-conducteur. Les électrons et les lacunes sont mobiles dans le corps, tandis que les ions positifs et négatifs ne peuvent se déplacer, étant liés au réseau cristallin.

Dans un cristal semi-conducteur pur, non relié à un circuit extérieur, l'agitation thermique libère un certain nombre d'électrons et, évidemment, autant de lacunes. Pour une température donnée, un état d'équilibre « électrons-lacunes » se forme et la résistivité ou la conductibilité du cristal ne varient pas. On dit alors que le cristal est *intrinsèque*. Cela n'est vrai que si le cristal est parfaitement pur. C'est pourquoi, dans la pratique, on dit qu'un semi-conducteur non *dopé* est intrinsèque.

Fig. 1-3. — Libération théorique d'un électron par introduction d'une impureté pentavalente.



Si la température augmente, l'agitation thermique libère une quantité plus grande d'électrons, la résistivité diminue, mais le cristal reste toujours intrinsèque, car le nombre d'électrons et le nombre de lacunes sont toujours égaux au cours d'une même période de temps.

2.2. — LE SEMI-CONDUCTEUR EXTRINSEQUE

Une faible contamination d'un semi-conducteur modifie profondément sa résistivité qui diminue et peut devenir voisine de celle des conducteurs. C'est une des caractéristiques importantes des semi-conducteurs.

Leur résistivité varie également sous l'effet d'un champ, d'un courant, de la chaleur, de la lumière et d'un bombardement de particules. Ce sont des détecteurs, au sens large, et qui offrent également des possibilités d'amplification.

Les semi-conducteurs purs appartiennent au groupe IV de la classification périodique de Mendéléev; c'est-à-dire que chaque atome possède quatre électrons de valence. On étudie également des semi-conducteurs, appelés « alliages intermétalliques », obtenus par combinaison de corps du groupe V et de corps du groupe III, de façon à obtenir un alliage se comportant comme un semi-conducteur du groupe IV.

Les impuretés utilisées pour le dopage des semi-conducteurs du groupe IV ont, soit trois, soit cinq électrons de valence.

Les principales impuretés du groupe III sont :

- le bore (B),
- l'aluminium (Al),
- le gallium (Ga),
- l'indium (In).

Ce sont des *accepteurs* qui forment avec le germanium ou le silicium des semi-conducteurs du type *p* à *conduction lacunaire*. En effet, il manque un électron de valence à l'impureté par rapport au semi-conducteur, d'où la création d'un déséquilibre entre les électrons et les lacunes au profit de ces dernières (fig. 1-2).

Les principales impuretés du groupe V sont :

- le phosphore (P),
- l'arsenic (As),
- l'antimoine (Sb).

Ce sont des *donneurs* qui forment avec le germanium ou le silicium des semi-conducteurs du type *n* à *conduction électronique*. Ici, il y a un électron de valence en trop et le déséquilibre s'établit au profit des électrons (fig. 1-3).

Un matériau dopé contient un excès de donneurs (*n*) ou d'accepteurs (*p*), un état d'équilibre ne peut s'établir : il est alors *extrinsèque*.

Les *porteurs majoritaires* dans un cristal sont ceux qui correspondent au dopage : les lacunes dans une région *p* et les électrons dans une région *n*, ils sont, en effet, les plus nombreux.

Par contre, les *porteurs minoritaires* sont les porteurs inverses du dopage : les lacunes dans une région *n* et les électrons dans une région *p*.

Une élévation de température augmente l'agitation thermique et, par conséquent, le nombre d'électrons libérés, on dit également, le nombre de *ruptures de liaisons*. La résistivité du cristal diminue, il se produit un accroissement simultané du nombre des porteurs majoritaires et des porteurs minoritaires. Cependant on note toujours une augmentation plus importante des porteurs minoritaires. On constate également que la vitesse de déplacement réelle des électrons est plus rapide que celle fictive des lacunes. On dit que la mobilité des électrons est de 40 m/s dans le germanium et de 12 m/s dans le silicium. La mobilité des lacunes n'est que de 20 m/s dans le germanium et de 2,5 m/s dans le silicium.

On étudie des alliages intermétalliques dans lesquels les particules se déplacent plus rapidement (500 m/s pour les électrons).

CHAPITRE II

LE GERMANIUM

1. - Caractéristiques

Son existence a été prédite par Mendéléev en 1871; il occupe la 32^e place de son tableau dans le groupe IV. Il a été découvert en 1885 par Winkler dans une mine d'argent de Saxe.

- Structure cristalline cubique à faces centrées (type diamant);
- Paramètres cristallographiques (298 °K) : $a = 5,6575 \text{ \AA}$;
- Nombre atomique : 32 en 4 couches (2-8-18-4);
- Poids atomique : 72,60;
- Densité (298 °K) : $5,323 \text{ g/cm}^3$;
- Nombre d'atomes par cm^3 : $4,42 \cdot 10^{22}$;
- Point de fusion : 937 °C, il brûle à l'air libre, on doit le fondre sous vide ou sous atmosphère inerte;
- Point d'ébullition : 2830 °C;
- Chaleur spécifique (0 à 100 °C) : $0,074 \text{ cal/g.}^\circ\text{C}$;
- Dureté Brinell : 190;
- Conductivité thermique (300 °K) : $0,7 \text{ W/cm.}^\circ\text{C}$;
- Constante diélectrique : 15,7;
- Hauteur de la bande interdite (300 °K) : $0,67 \text{ eV}$;
- Concentration intrinsèque n_p (300 °K) : $5,5 \cdot 10^8 \text{ cm}^{-3}$;
- Mobilité des électrons (300 °K) : $3800 \text{ cm}^2/\text{V.s}$;
- Mobilité des lacunes (300 °K) : $1820 \text{ cm}^2/\text{V.s}$;
- Résistivité intrinsèque (300 °K) : $60 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$;
- Constante de diffusion des électrons (300 °K) : $101 \text{ cm}^2/\text{s}$;
- Constante de diffusion des lacunes (300 °K) : $49 \text{ cm}^2/\text{s}$;
- La résistivité est divisée par 15 pour un atome d'impureté sur 10^8 atomes de germanium;
- Le coefficient de température est négatif. Le courant inverse d'un dispositif double tous les 12 °C d'augmentation de température;
- La caractéristique directe augmente de 2 mV par degré d'élévation de température.

2. - Extraction

On rencontre, dans la nature, presque autant de germanium que de zinc ou de plomb. Cependant, il ne se présente que sous faible concentration et sous forme de sulfures complexes de zinc, de cuivre et de plomb.

Les plus importants minerais de germanium sont :

- L'*argyrodite* ($4\text{Ag}_2\text{S} \cdot \text{GeS}_2$), entre 6 et 7 % de germanium, qui se trouve en petites quantités dans des mines d'étain de Bolivie et en Saxe;
- L'*enargite* ($3\text{Cu}_3\text{S} \cdot \text{As}_2\text{S}_5$) avec une teneur de 0,03 % de germanium, qui se rencontre dans l'Ouest des Etats-Unis;
- La *réniérite* (sulfure complexe de $\text{Cu}-\text{Fe}-\text{Ge}-\text{As}$) qui existe dans les minerais de cuivre exploités par l'Union minière du Haut-Katanga (0,4 à 1,2 % de Ge);
- La *germanite* ($7\text{CuS} \cdot \text{FeS} \cdot \text{GeS}_2$) que l'on trouve dans les minerais complexes de $\text{Pb}-\text{Zn}-\text{Cu}$ de l'Afrique du Sud-Ouest (jusqu'à 6 % de Ge);
- Les *blendes* de sulfure de zinc qui sont parfois souillées par 1 % de GeS . Certaines houilles anglaises, japonaises et d'U.R.S.S. contiennent jusqu'à 1 % de Ge, mais cette extraction n'est pas économique.

On procède à un *enrichissement préalable* des minerais au lieu d'extraction afin de réduire les frais de transport. Selon les types de minerai et les industries il s'agit, soit d'un traitement sélectif par flottation, soit d'une volatilisation du germanium au cours du traitement thermique en vue de récupérer d'autres métaux (dans ce cas le germanium se retrouve dans la poussière des fours), soit, enfin, de concentration dans le traitement de résidus.

3. - Purification chimique

Les minerais enrichis sont traités dans des usines spéciales qui ressemblent plus à des laboratoires qu'à des usines. L'alimentation s'effectue en air filtré et sans poussière. Le personnel porte des blouses, des gants, une calotte. Les peintures et le traitement du sol sont spéciaux : ils ne doivent pas donner de poussières. Tous les produits et les fluides utilisés sont spectrographiquement purs. Les traitements se font dans des appareils en quartz décapés et dégazés avant chaque opération. Ces précautions draconiennes sont indispensables pour obtenir le germanium de pureté électronique. Il faut, en effet, imaginer que toutes les impuretés contenues dans 10 tonnes de germanium électronique tiennent dans une cuiller à café.

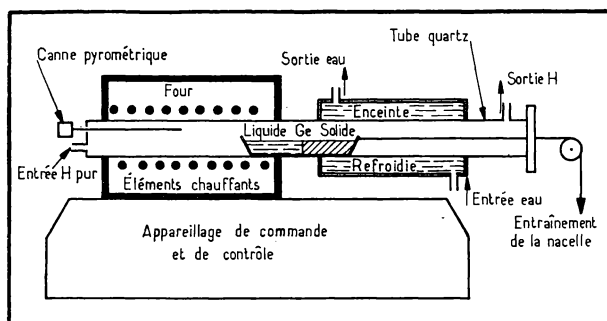


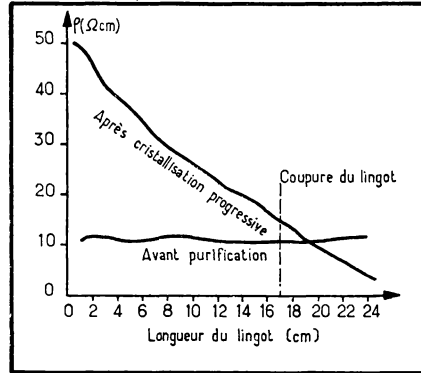
Fig. 2-1. — Purification par cristallisation progressive.

Le concentré germanifère est d'abord enrichi jusqu'à une teneur pouvant atteindre 25 % d'oxyde de germanium. Ce concentré est mis en solution dans de l'acide chlorhydrique. Il est distillé dans un faible courant de chlore.

On obtient du tétrachlorure de germanium liquide. On procède à des purifications poussées et on obtient après hydrolyse l'oxyde de germanium (GeO_2). Ce précipité est filtré, lavé et séché dans un four non métallique sur des plateaux en silice fondue. C'est une poudre blanche microcristalline, très fine (1 à 2 μm), dont la teneur en Ge est 69,4 % et de structure cristalline hexagonale (type SiO_2). Paramètres cristallographiques : $a = 4,972 \text{ \AA}$, $c/a = 1,136$; poids atomique : 104,60; densité (300 °K) : 4,7 g/cm³; point de fusion : 1116 °C : telles sont ses autres caractéristiques.

Ce bioxyde de germanium peut être livré aux industriels.

Fig. 2-2. — Résistivité d'un lingot de germanium en fonction de sa longueur avant et après la cristallisation progressive.



Sinon, il est réduit sous atmosphère d'hydrogène. Il est placé dans un creuset en graphite pur et dans un four porté entre 500 et 600 °C pendant 2 à 3 heures. Il faut un courant de 0,5 m³/h d'hydrogène pour 100 g de Ge. Bien entendu l'hydrogène doit être spectrographiquement pur.

Le germanium réduit se présente sous la forme d'une poudre gris foncé. Il est porté à 900 °C pour la réduction des dernières traces d'oxyde, puis à 1000 °C pour sa fusion. On obtient un lingot multicristallin contenant 10¹³ impuretés par cm³, pour un total de 4,42.10²² atomes par cm³, soit une résistivité comprise entre 5 et 15 Ω.cm. A titre de comparaison avec les puretés habituelles, celle du germanium à ce stade s'exprime par : 99,99999999...!

4. - Purification physique

4.1. — METHODE PAR CRISTALLISATION PROGRESSIVE A TIRAGE HORIZONTAL

La nacelle contenant le Ge en fusion est sortie lentement de la partie chauffée du four. La solidification s'opère en partant d'une extrémité vers l'autre. L'interface solide-liquide se déplace le long du barreau à mesure que le solide se forme. Les impuretés à éliminer sont plus solubles dans la phase liquide que dans la phase solide. Elles sont donc entraînées à l'extrémité du barreau qui se solidifie en dernier. La nacelle sort du four à une vitesse uniforme comprise entre 25 et 150 mm/h.

La figure 2-1 donne une vue schématique d'un four pour cristallisation progressive. La figure 2-2 montre la résistivité le long d'un barreau de germanium polycristallin avant purification et après la cristallisation progressive. On coupe l'extrémité du barreau dont la résistivité est la plus faible et on peut éventuellement recommencer l'opération cette fois sous vide ou sous

atmosphère inerte. Généralement on se contente d'une cristallisation progressive, puis on passe à la fusion localisée qui permet d'obtenir des résultats plus rapides.

4.2. — METHODE PAR FUSION LOCALISEE

(Zone melting ou Zone refining)

On place le lingot dans une nacelle de graphite ou de quartz, *horizontalement*, dans un tube de quartz dans lequel on fait le vide. Des anneaux de chauffage par induction se déplacent le long du tube, à moins que ce ne soit la nacelle qui soit mobile dans le tube équipé d'anneaux fixes. Sous chaque bobine H.F., le germanium fond sur une largeur de 1 à 2 cm. Cette zone liquide se déplace lentement le long du barreau de façon à créer une fusion suivie d'une solidification progressive à la vitesse de 5 à 6 cm/h. A mesure que la zone en fusion se déplace, la concentration en impuretés de la phase liquide augmente. On prévoit plusieurs anneaux de chauffage le long du tube, ainsi un seul passage correspond à plusieurs purifications. Avec quatre anneaux et six passages en quelques heures on obtient des résultats analogues à ceux obtenus après plusieurs jours par la cristallisation progressive. Bien entendu les différents passages sont effectués toujours dans le même sens et on coupe l'extrémité du barreau à la fin de la purification.

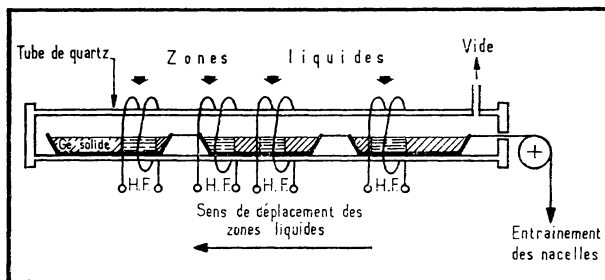


Fig. 2-3. — Purification par fusion de zone horizontale.

La figure 2-3 donne une représentation schématique de l'appareil de purification par fusion localisée *horizontale*. La figure 2-4 montre les variations de résistivité d'un barreau de germanium au cours des cinq premiers passages, sans purification par cristallisation progressive préliminaire.

On obtient ainsi le germanium intrinsèque, c'est-à-dire le plus pur possible, que l'on mesure par la résistivité du lingot comprise entre 30 et 50 Ω .cm. Cette valeur correspond à 1 atome d'impureté pour 10^{12} atomes de germanium. La durée de vie d'un tel cristal est de 1,5 ms, c'est le temps de recombinaison d'un électron et d'une lacune. Plus le cristal est pur, plus ce temps est long.

Certains fabricants n'effectuent pas une purification totale et sortent des lingots polycristallins dopés *n* ou *p*, selon la nature de l'impureté qui n'a pas été éliminée. Parfois, il subsiste, alors, dans le lingot plusieurs impuretés et la résistivité obtenue est la résultante de celle du cristal et de celles des impuretés. On dit que la résistivité est *compensée*. Ces cristaux peuvent présenter de graves inconvénients pour la fabrication de certains dispositifs.

5. - Extraction du monocristal

Afin que la jonction des diodes et des transistors porte sur une même architecture atomique, il faut employer un monocristal. Le germanium pur qui vient d'être obtenu est polycristallin, il faut le rendre monocristallin.

Il cristallise dans le système cubique à faces centrées comme le diamant. Sa cristallisation doit être la plus régulière possible, sans déformations, dislocations ni distorsions pour la constance des résultats à obtenir.

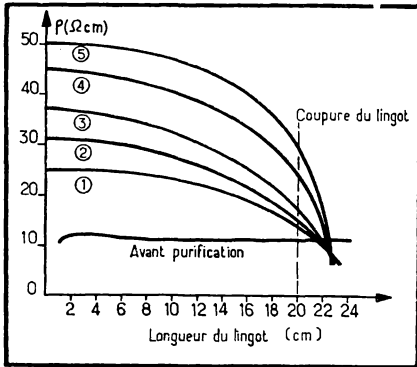


Fig. 2-4 (ci-dessus.) — Purification du barreau de Ge après le passage sous cinq anneaux H.F. de fusion localisée.

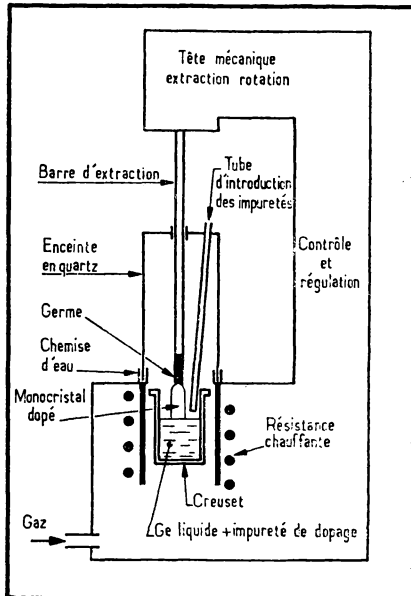


Fig. 2-5. (ci-contre) — Extraction verticale par la méthode de Czochralski.

Plusieurs axes de cristallisation peuvent être adoptés; les plus usuels sont :

- L'axe [1.1.1.] (diagonale du cube) le plus utilisé;
- L'axe [1.1.0.] (diagonale d'une face du cube);
- L'axe [1.0.0.] (arête du cube).

On découpe un germe dans un monocristal convenablement orienté. C'est un parallélépipède à section carrée de quelques millimètres de côté qui va servir de départ au lingot à fabriquer. On profite de cette opération pour doper le monocristal avec l'impureté désirée, soit n , soit p .

Trois méthodes sont possibles :

5.1. — EXTRACTION VERTICALE PAR LA METHODE DE CZOCHRALSKI (1917)

La figure 2-5 donne une représentation schématique de cet appareil. Il comprend un four à résistance, car la température à obtenir n'est pas très élevée (950 à 1100 °C). Il lui faut une grande inertie thermique et une bonne régulation pour éviter les variations de température du bain. En effet, une variation de 10 °C en 2 h n'est pas trop grave, mais une variation de 0,5 °C en quelques secondes est fâcheuse pour le développement du monocristal. Il faut donc une bonne répartition des éléments chauffants, un centrage soigné du creuset et de la barre d'extraction porte-germe.

Le germe est fixé par une pièce de graphite à l'extrémité de la barre d'extraction en acier. Elle tourne sur elle-même à une vitesse de quelques dizaines de tours par minute pour une bonne homogénéisation de la température du bain. Cette vitesse de rotation dépend du dopage du cristal.

Cette barre est également animée d'un déplacement vertical d'extraction de 1 à 3 mm/mn. Ainsi, le monocristal est-il tiré du creuset progressivement.

Il faut absolument éviter l'oxydation du bain, on doit donc opérer sous atmosphère inerte ou légèrement réductrice. Le creuset entier est baigné dans cette atmosphère (argon, hydrogène ou mélange des deux gaz). Bien entendu ces gaz doivent être spectrographiquement purs et parfaitement secs.

On procède de la façon suivante : le germanium polycristallin est décapé, lavé, séché pour enlever toute trace d'oxydation superficielle.

Le creuset en silice pure est aussi décapé, lavé, séché, puis placé dans le four. On l'emplit avec le germanium et avec l'impureté de dopage pesée avec précision. Le germe est décapé, lavé, séché et placé à l'extrémité de la barre d'extraction. Elle est descendue au niveau du creuset. L'argon chasse l'air du four. Les résistances sont mises sous tension et le four est porté à 1100 °C pour assurer la fusion du germanium et de l'impureté. Le bain doit être propre et de teinte foncée.

Puis on descend régulièrement la température jusqu'à observer un début de cristallisation de la surface du bain. On note cette température appelée « zéro du bain ». Elle dépend de la pureté du germanium et de la nature du dopage.

Enfin, on choisit la vitesse de rotation et d'extraction de la barre porte-germe ainsi que la température du bain. La température est réglée à 0,1 °C près par un couple, un galvanomètre sensible et parfois un amplificateur magnétique montés en pont avec une pile étalon.

Si la température est « basse », quelques degrés au-dessus du zéro du bain, on peut tirer relativement vite un cristal de gros diamètre.

Si la température est « moyenne », 15 à 20 °C au-dessus du zéro du bain, on a plus de latitude pour choisir le diamètre du monocristal et déterminer la vitesse d'extraction correspondante.

Si la température est « élevée », 30 à 50 °C au-dessus du zéro du bain, on ne peut que tirer lentement un cristal de faible diamètre.

Les impuretés étant plus solubles dans la phase liquide que dans la phase solide, la résistivité du germanium du creuset diminue au cours du tirage. Pour conserver une résistivité constante sur toute la longueur du monocristal, il faut rajouter du germanium liquide dans le creuset, ainsi que de l'impureté de dopage. Le dosage de ces composants doit être effectué avec beaucoup de précision.

On verra au cours d'un chapitre ultérieur qu'il est possible d'ajouter d'abord une impureté p par exemple, puis une impureté n et à nouveau une impureté p de façon à obtenir une double jonction dans le même monocristal. On dit qu'il s'agit d'un tirage à contamination alternée. Il faut alors agir en même temps sur les vitesses de rotation et d'extraction, ainsi que sur la température du bain.

Bien entendu toutes ces opérations doivent être faites sans introduction d'air ou d'impuretés indésirables.

5.2. — EXTRACTION HORIZONTALE PAR FUSION DE ZONE

On utilise la même machine que celle utilisée pour la purification par fusion de zone horizontale (fig. 2-3). Le lingot polycristallin purifié est placé dans sa nacelle de quartz. En bout de la nacelle on place un germe convenablement orienté. On ne fait plus le vide dans le tube, mais on admet un gaz de l'impureté de dopage, à moins qu'on ne préfère disposer des impuretés solides le long du lingot.

En passant sous le premier anneau de chauffage par induction on s'arrange pour que le germe ne fonde pas complètement, mais seulement le début du lingot. La phase liquide admet une diffusion de l'impureté. La concentration du gaz et la vitesse d'avancement de la nacelle sont calculées

de façon que la diffusion soit celle prévue pour ce monocristal et que sa résistivité soit correcte. La phase liquide cristallise de proche en proche selon l'orientation imposée par le germe. Bien entendu pour cette opération un seul anneau H.F. est alimenté, des fusions successives risquant de modifier ou de déformer l'orientation de la cristallisation.

5.3. — EXTRACTION DE DENTRITES

Un fabricant des U.S.A. expérimente un procédé nouveau. Il s'agit de tremper un germe convenablement orienté dans un bain de Ge liquide et de le tirer rapidement. On obtient un ruban de 3 mm de large et de quelques centièmes de millimètre d'épaisseur. La vitesse de tirage peut être de 15 à 30 cm/mn. Le ruban peut atteindre plusieurs mètres de longueur. Le monocristal obtenu comporte de nombreuses zones sans dislocations. Les dispositifs peuvent être fabriqués directement sur le ruban, sans découpe de rondelles, ce qui est une simplification appréciable.

6. - Livraison commerciale du germanium

Les fabricants de germanium livrent aux constructeurs de dispositifs à semi-conducteur leurs produits sous la forme de :

- *Bioxyde de germanium* (GeO_2);
 - *Métal polycristallin* en lingots : $\rho = 30 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$ et $50 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$, longueur 300 à 400 mm, diamètre 20 et 25 mm, ou section trapézoïdale $25 \times 21 \times 23 \text{ mm}$;
 - *Monocristaux dopés*
 - n à l'antimoine { ρ de 0,1 à $50 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$, orientation [1.1.1.], dislocations
 - p à l'indium { inférieures à $6000/\text{cm}^2$obtenus par tirage horizontal (lingots section trapézoïdale), par tirage vertical (barreaux entre 20 et 35 mm de diamètre).
Sur demande : dopage n à l'arsenic ou au phosphore et dopage p au gallium;
 - *Rondelles ou tranches* de monocristaux dopés brutes de sciage ou rodées.
-

CHAPITRE III

LE SILICIUM

1. - Caractéristiques

Le silicium est très répandu sur la planète sous forme de silice (SiO_2). Il a été isolé pour la première fois par Berzelius en 1823.

- Structure cristalline cubique à faces centrées type diamant;
- Paramètres cristallographiques à 298 °K — $a = 5,4307 \text{ \AA}$ $c/a = 1,17$;
- Nombre atomique : 14 en 3 couches (2-8-4);
- Poids atomique : 28,09;
- Densité : 2,33 g/cm³;
- Nombre d'atomes par cm³ : $4,96 \cdot 10^{23}$;
- Point de fusion : 1410 °C;
- Point d'ébullition : 2477 °C;
- Chaleur spécifique (0 à 100 °C) : 0,18 cal/g . °C;
- Dureté Brinell : 240;
- Conductivité thermique (300 °K) : 1,3 W/cm . °C;
- Hauteur de la bande interdite (300 °K) : 1,1 eV;
- Concentration intrinsèque (300 °K) n_i : $2,2 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$;
- Mobilité des électrons (300 °K) : 1300 cm²/V.s;
- Mobilité des lacunes (300 °K) : 500 cm²/V.s;
- Résistivité intrinsèque (300 °K) : 230 000 $\Omega \cdot \text{cm}$;
- Constante de diffusion des électrons (300 °K) : 35 cm²/s;
- Constante de diffusion des lacunes (300 °K) : 13,1 cm²/s.

Le silicium liquide est un réducteur puissant, chimiquement très actif. On doit prendre de très grandes précautions et opérer sous vide et dans des creusets de silice pure.

Le silicium est plus répandu que le germanium dans la croûte terrestre, mais il est plus difficile à travailler à cause de sa température de fusion plus élevée et à cause de son affinité chimique très grande. Il revient actuellement plus cher que le germanium.

Le coefficient de température du silicium est négatif. Le courant inverse d'un dispositif double tous les 8 °C, mais il est beaucoup plus faible que celui du germanium. La caractéristique directe augmente de 2 à 4 mV par degré d'élévation de température.

2. - Production du silicium extra-pur

Comme la silice n'est pas réduite par l'hydrogène, il faut avoir recours à d'autres procédés.

Le silicium « technique » de pureté comprise entre 97 et 99,8 % ne peut être utilisé en électronique, sa pureté n'étant pas assez poussée. Rappelons que le silicium technique est produit en réduisant la silice :

— *Par le carbone (coke)* à 3000 °C à l'arc électrique avec excès de silice $\text{SiO}_2 + 2\text{C} \rightarrow 2\text{CO} + \text{Si}$. On obtient du silicium à 97 % avec des impuretés telles que le fer, le cuivre, l'aluminium, le bore et le magnésium;

— *Par le magnésium*, c'est une réaction très violente qui donne du silicium à 99 % : $\text{SiO}_2 + 2\text{Mg} \rightarrow \text{Si} + 2\text{MgO}$.

Étant donné que la réduction directe de la silice ne peut donner un silicium assez pur, on est obligé de passer par un composé intermédiaire susceptible d'être purifié.

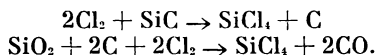
Après traitements physico-chimiques, ce composé redonnera du silicium par dissociation thermique ou réduction.

Le composé intermédiaire doit être liquide à la température ordinaire pour faciliter sa purification et sa stabilité doit être faible, afin de redonner aisément du silicium.

Ce sont donc les halogénures, halogénosilanes et silanes qui peuvent être utilisés.

2.1. — PREPARATION A PARTIR DU TETRACHLORURE DE SILICIUM.

C'est un halogénure produit par synthèse directe, soit par action du chlore sur le carborandum, soit par action du chlore sur un mélange de sable et de charbon :



C'est un liquide transparent, incolore, à bas point d'ébullition (57 °C), qui s'évapore à l'air en donnant des fumées blanches. Il est purifié dans des colonnes à haute efficacité en pyrex, en quartz ou en acier inoxydable.

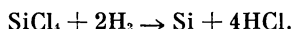
Lorsque la pureté voulue est obtenue, le tétrachlorure de silicium est réduit. Plusieurs procédés sont utilisés.

Réduction par le zinc (Du Pont de Nemours). — On réalise, à 950 °C en phase vapeur, la réduction :



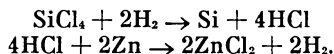
SiCl_4 et Zn sont vaporisés séparément et envoyés dans le réacteur principal, constitué par un tube en quartz. Une opération dure 30 h et fournit 7 kg de silicium en fines aiguilles qui tapissent l'intérieur du tube. Elles sont broyées, lavées par HCl puis par SO_2H_2 , rincées à l'eau et séchées. La teneur totale en impuretés métalliques est inférieure à 10 pour 10^6 atomes.

Réduction par l'hydrogène.



La réduction s'effectue au contact d'un filament de carbone porté à 1100 °C, ou d'un ruban de tantale à la même température. En 30 h on obtient une baguette de 4 mm de diamètre pesant 30 g. Le silicium contient 1 à 5 atomes de bore par 10^9 atomes. Cette faible proportion de bore (*p*) permet d'utiliser ce procédé pour la fabrication des cristaux dopés *p* ayant une

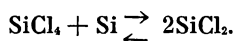
résistivité de 100 à 150 Ω .cm. Le rendement est faible. *Texas Instrument* a réussi à l'améliorer en recyclant le mélange gazeux sortant de la chambre de réaction.



On élimine l'acide chlorhydrique en le faisant réagir sur des vapeurs de zinc. Théoriquement on n'a pas besoin d'ajouter d'hydrogène, il suffit de remplacer SiCl_4 et Zn consommés.

Saint-Gobain effectue la réduction sous pression réduite dans une chambre où le courant gazeux est soumis à l'action de décharges électriques à haute fréquence. Le silicium en poudre se dépose sur les parois de la chambre. Il est ensuite fondu en lingots.

Procédé au bichlorure (Wacker-Chemie).



A 1200 °C la réaction se fait de gauche à droite et à 1000 °C de droite à gauche.

Sur de la poudre de silicium portée à 1200 °C, dans un tube en céramique, on envoie un mélange de $\text{SiCl}_4 + \text{H}_2$. Les gaz passent ensuite dans une zone maintenue à 1000 °C. Dans cette zone se forment des aiguilles de silicium, spectrographiquement pur, atteignant 30 mm de longueur.

2.2. — PREPARATION A PARTIR

DU TETRAIODURE DE SILICIUM (SiI_4)

C'est également un halogénure préparé par synthèse directe. On envoie des vapeurs d'iode sur le silicium technique chauffé à 815 °C.

Puis on purifie le tétraiodure par distillation dans une colonne en quartz ayant une hauteur équivalente à 16 plateaux théoriques. On ne conserve que la fraction de cœur. B et P sont éliminés dans les têtes; Ga, Al, As et Sb dans les queues.

Le tétraiodure est décomposé au contact d'un filament de tantale chauffé à 1000 °C. On obtient du silicium de type *p* ayant une résistivité de 250 Ω .cm.

Sylvania réduit SiCl_4 par l'hydrogène à 930 °C. Un débit gazeux rapide donne des aiguilles de Si, tandis qu'un débit plus lent donne du Si compact.

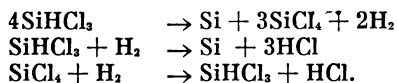
2.3. — PREPARATION A PARTIR DU TRICHLOROSILANE

C'est le plus employé des halogénosilanes utilisés pour la fabrication du silicium électronique.

Le trichlorosilane est préparé à partir du silicium technique chauffé sur lequel on fait passer de l'acide chlorhydrique. Les vapeurs sont condensées entre — 40 et — 100 °C (*Péchiney et Wacker-Chemie*).

Puis on purifie le trichlorosilane par une distillation poussée.

On décompose ensuite le trichlorosilane en présence d'hydrogène dans un tube de quartz chauffé à 950 °C. Le mécanisme de la décomposition semble compliqué, on aurait la superposition de plusieurs réactions.



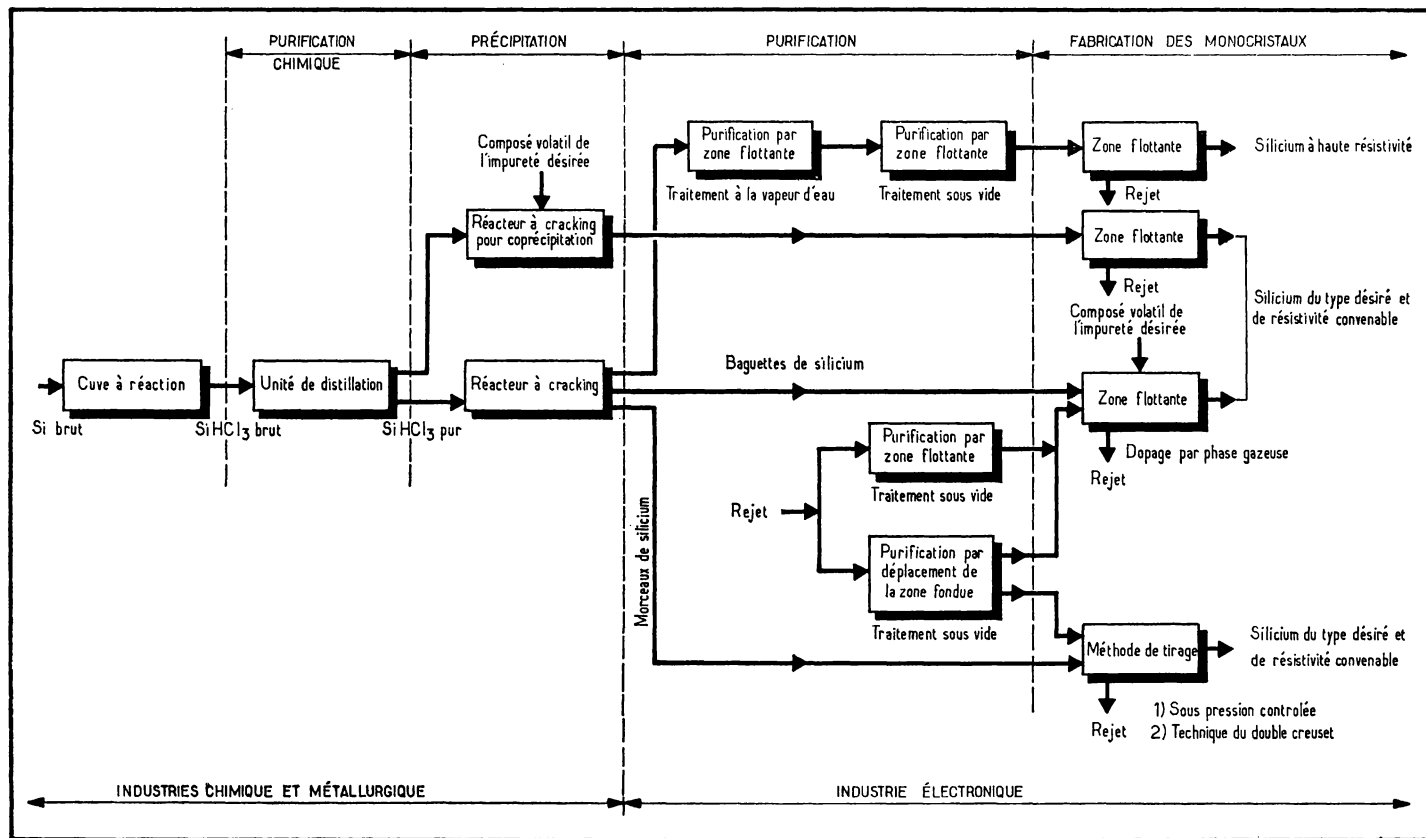


Fig. 3-1. — Tableau synoptique de la technologie du silicium.

On obtient des blocs compacts de Si de plusieurs kilogrammes usinables. *Siemens Halske* réalise le dépôt de Si sur des filaments de Si, de façon à obtenir des baguettes directement utilisables en fusion de zone. Les filaments de Si sont découpés dans une baguette provenant d'une opération antérieure.

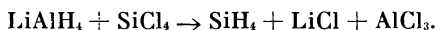
Raytheon Company effectue la réaction au contact d'une cible en graphite au carbure de silicium, chauffée par induction à une température supérieure au point de fusion du silicium. Ce dernier, liquide, s'écoule dans un creuset.

2.4. — PREPARATION A PARTIR DU SILANE

(*Standard Telephones and Cables limited*)

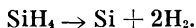
La préparation du silane SiH_4 peut s'effectuer par :

- La décomposition de l'éther $\text{SiH}(\text{OC}_2\text{H}_5)_3$;
- L'attaque de SiMg_2 par HCl dilué;
- La réaction de SiCl_4 sur l'hydruure d'aluminium lithium dans l'éther éthylique ou le tétrahydrofurane :



La purification du silicométhane SiH_4 peut être très poussée. Il faut faire très attention cependant à la teneur en bore si on ne prend pas des précautions spéciales.

En contrôlant la température et la pression de surface on décompose le silane et on obtient du silicium massif.



On obtient un silicium de résistivité supérieure à 1000 $\Omega\cdot\text{cm}$.

3. - Purification physique

Le silicium électronique obtenu par un des procédés décrits est ensuite purifié par fusion de zone avant de procéder au tirage du monocristal. Il faut également doper le cristal avec l'impureté désirée. C'est le bore qui est le plus difficile à éliminer du silicium. On a vu que certains procédés de fabrication donnent directement du silicium dopé *p* qui, tiré en monocristal, est directement utilisable. C'est pourquoi au début tous les transistors étaient du type *n-p-n*. Si on désire doper le cristal en *n*, pour fabriquer un transistor *p-n-p*, il faut prévoir une purification très poussée éliminant complètement le bore.

Le tableau de la figure 3-1 donne une vue synoptique complète sur la technologie du silicium.

Admettons que ce soit la méthode au trichlorosilane qui soit adoptée. Les industries chimiques et métallurgiques produisent le Si technique, le traitent au trichlorosilane et livrent à l'industrie électronique, soit du Si polycristallin pur, soit du Si polycristallin dopé.

L'industrie électronique va se livrer à la purification physique, soit par fusion de zone à tirage horizontal, soit par zone flottante verticale. Pour l'élimination du bore un traitement supplémentaire à la vapeur d'eau est prévu.

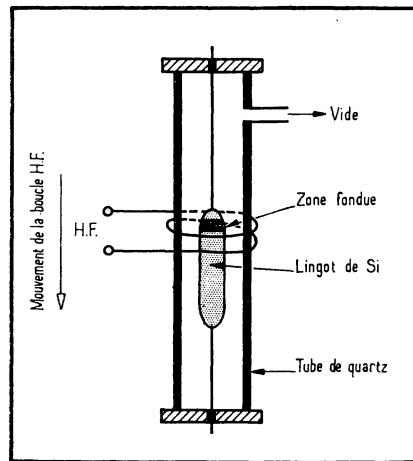
Enfin, on procède à la fabrication des monocristaux soit par le tirage de Czochralski, soit par zone flottante verticale avec au besoin le dopage désiré.

Ce sont ces points concernant la purification physique et le tirage des monocristaux qui vont être étudiés.

3.1. — METHODE DE PURIFICATION PAR FUSION LOCALISEE, HORIZONTALE

Le procédé est le même que celui qui a été décrit pour la purification du germanium (fig. 2-3), seule la température à atteindre est plus élevée (1410 °C au lieu de 937 °C). Il y a lieu d'opérer sous vide, en effet à cette température un certain nombre d'impuretés sont volatiles et sont éliminées par pompage.

Fig. 3-2. — Principe de la purification par zone flottante.



Les morceaux de silicium découpés, lavés, séchés sont placés dans une nacelle en quartz à parois minces. La nacelle a aussi été découpée, lavée, séchée et dégazée. Au cours de l'opération, le silicium liquide réagit avec le quartz et lors du refroidissement apparaissent des tensions thermiques de valeurs élevées dues à la différence des coefficients de dilatation. La nacelle se brise en laissant intact le bâtonnet de silicium. L'inconvénient de ce procédé est que le quartz contient toujours du bore qui contamine le silicium.

On a essayé de placer le silicium dans un creuset métallique refroidi à l'eau. Les forces de lévitation dues au champ H.F. empêchent la zone en fusion de venir au contact du métal. On évite ainsi toute contamination. Cette méthode ne peut être utilisée pour la formation du monocristal de silicium.

3.2. — METHODE PAR ZONE FLOTTANTE VERTICALE.

Il s'agit du même principe, mais cette fois le tube de quartz est vertical. Le lingot est placé verticalement et maintenu par ses deux extrémités. La boucle de chauffage H.F. se déplace le long du lingot créant un anneau liquide entraînant les impuretés. Cet anneau liquide ne coule pas car il est maintenu par la tension de surface du lingot. Ainsi, il n'y a plus besoin de nacelle et cette cause de contamination est éliminée. Cette machine sert également à la formation du monocristal (fig. 3-2).

La vitesse de déplacement de la boucle H.F. du haut vers le bas est d'environ 2 mm/mn, la zone fondue a, environ, 1,3 mm d'épaisseur. Les impuretés et surtout l'arsenic et le phosphore s'évaporent et sont éliminés par la pompe à vide. Malheureusement le bore n'est pas volatil dans ces conditions. On obtient souvent des bâtonnets du type *p* avec une résistivité pratiquement constante d'une extrémité à l'autre.

Pour obtenir du silicium à haute résistivité ou pouvant être dopé *n*, on procède à une première purification par zone flottante en présence de vapeur d'eau et non plus sous vide. Le bore se transforme en oxyde de bore qui est éliminé. L'efficacité de ce traitement étant faible, plusieurs passages sont nécessaires. On termine par plusieurs passages sous vide.

4. - Extraction du monocristal

4.1. — EXTRACTION PAR LA METHODE DE CZOCHRALSKI.

C'est le même principe que pour l'extraction du monocristal de germanium (fig. 2-5). Cependant l'opération est plus complexe à cause de la température plus élevée et de l'affinité chimique du silicium liquide. La régulation de température doit être plus poussée. La fumée, l'état de surface du bain et l'atmosphère viennent aussi compliquer l'extraction.

Il est nécessaire que la résistivité du monocristal soit le plus homogène possible sur toute sa longueur. La pression dans le four et la vitesse d'extraction ont une importance sur le comportement des impuretés.

Le germe est découpé comme pour le germanium. On adopte les axes [1.1.1.] le plus souvent et aussi [1.0.0.], plus rarement [1.1.0.].

Le germe tourne moins vite que pour le germanium, seulement quelques tours par minute, la vitesse d'extraction est comprise entre 20 et 60 mm/h, elle est aussi plus lente.

En tenant compte des coefficients de ségrégation et de volatilité des impuretés, on voit qu'il faut rajouter du Si pur dans le creuset pour maintenir une résistivité constante du bâtonnet. Dans ce but on utilise souvent le double creuset (fig. 3-3). Le creuset intérieur contient le silicium dopé pour la formation du monocristal. Le creuset extérieur contient du silicium pur.

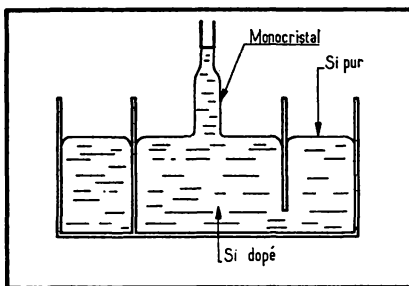


Fig. 3-3. — Principe du double creuset pour l'extraction par la méthode de Czochralski.

Par un orifice placé à la partie inférieure de la séparation, il se produit un apport régulier de silicium pur dans le creuset central. En appréciant la dimension de cette ouverture on peut obtenir un monocristal de résistivité constante, donc de dopage régulier.

4.2. — EXTRACTION PAR ZONE FLOTTANTE

C'est le même appareillage que pour la purification qui est utilisé (fig. 3-2). On insère à la partie supérieure du lingot un germe convenablement orienté.

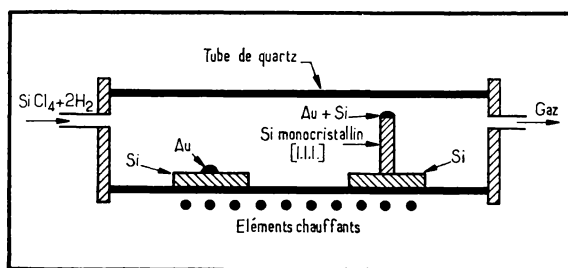
On ne fait plus le vide à l'intérieur du tube, mais on admet un gaz de l'impureté de dopage. Les bâtonnets déjà dopés sont traités sous vide.

Le gaz de l'impureté est mélangé au gaz inerte dans une proportion convenable afin d'obtenir la résistivité voulue du monocristal. L'impureté se dissout dans la zone fondue, donc la quantité de gaz et la vitesse d'extraction interviennent dans la teneur du dopage. Les gaz les plus utilisés sont : POCl_3 , SbCl_3 , B_2H_6 , PH_3 et AsH_3 respectivement pour le dopage au phosphore, à l'antimoine, au bore, au phosphore et à l'arsenic.

4.3. — CROISSANCE D'UN MONOCRISTAL PAR PROCÉDÉ VLS (vapeur, liquide, solide), Bell Telephone

A cause de difficultés créées par la température de fusion élevée du silicium, on a cherché si des mélanges eutectiques ne pouvaient être utilisés. L'eutectique or-silicium a une température de fusion de 370°C , ce qui est particulièrement bas.

Fig. 3-4. — Croissance d'un monocristal par procédé VLS.



Dans un tube de quartz chauffé par induction on place un bloc de silicium polycristallin. Lorsque sa température atteint 450°C environ on pose sur le silicium une goutte d'or. On admet dans le tube des vapeurs de SiCl_4 et d'hydrogène. L'or au contact du silicium forme le mélange eutectique qui fond. Les vapeurs se condensent sur la goutte en fusion et un monocristal orienté $[1.1.1]$ se forme (fig. 3-4). On obtient des aiguilles allant jusqu'à $0,5\text{ mm}$ de diamètre qui peuvent être directement utilisées pour certains dispositifs.

5. - Livraison commerciale du silicium

Le silicium est livré aux fabricants de dispositifs à semi-conducteur sous les formes suivantes :

— Si *polycristallin* en bâtonnets de 200 à 400 mm de longueur et de 18 à 30 mm de diamètre, selon quatre qualités selon le niveau de bore.

| | |
|--|------------------------------|
| Dopage p : ρ supérieur à $2000\ \Omega.\text{cm}$ | } $0,12 \cdot 10^{-9}$ atome |
| Dopage n : ρ supérieur à $200\ \Omega.\text{cm}$ | |
| Dopage p : ρ supérieur à $1000\ \Omega.\text{cm}$ | } $0,25 \cdot 10^{-9}$ atome |
| Dopage n : ρ supérieur à $150\ \Omega.\text{cm}$ | |
| Dopage p : ρ supérieur à $500\ \Omega.\text{cm}$ | } $0,5 \cdot 10^{-9}$ atome |
| Dopage n : ρ supérieur à $50\ \Omega.\text{cm}$ | |
| Dopage p : ρ supérieur à $250\ \Omega.\text{cm}$ | } $1 \cdot 10^{-9}$ atome. |
| Dopage n : ρ supérieur à $25\ \Omega.\text{cm}$ | |

— *Monocristaux dopés :*

par tirage de Czochralski, orientation [1.1.1.],

dislocations $< 8000/\text{cm}^2$,

n dopés phosphore $\rho = 200 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$,

p dopés bore $\rho = 300 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$;

par tirage zone flottante, orientation [1.1.1.],

dislocations $< 30\,000/\text{cm}^2$,

n dopés phosphore $\rho = 300 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$,

p dopés bore $\rho = 2000 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$;

sur demande :

monocristaux : dopés n à l'antimoine ou à l'arsenic, dopés p au gallium, orientations [1.0.0.] et [1.1.0.], faible densité de dislocations.

— *Tranches et pastilles*, brutes de sciage ou rodées et polies.

6. - Comparaison entre le germanium et le silicium

Température. — Les dispositifs au germanium ne peuvent fonctionner que jusqu'à une température de jonction de 85°C . Au-delà on observe un phénomène de libération incontrôlable des électrons libres appelé « emballement » qui amène la destruction du cristal. Par suite de sa température de fusion plus élevée et de sa bande interdite plus large le silicium peut être utilisé jusqu'à une température de jonction de 175°C , sans risque d'emballement.

Résistivité. — $230\,000 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$ pour le silicium parfaitement pur contre $60 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$ pour le germanium. On peut ainsi construire des dispositifs au silicium ayant une plus grande résistance interne et un courant inverse beaucoup plus faible. Il faut noter que la résistivité de $230\,000 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$ n'a jamais pu être atteinte, on obtient généralement entre 500 et $1000 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$ pour le silicium. En revanche, pour le germanium, la résistivité de 50 à $60 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$ est couramment obtenue.

Courant inverse. — Il double tous les 12°C pour le germanium et tous les 8°C pour le silicium. Mais il faut remarquer que par suite de sa plus grande résistivité, le courant inverse peut être 1000 fois plus petit pour le silicium que pour le germanium, tous les autres paramètres étant égaux.

Conclusion. — Les dispositifs au silicium tendent à remplacer ceux au germanium : pour les températures et les fréquences élevées, les fortes puissances et les tensions importantes. Les microcircuits sont généralement fabriqués avec des pastilles de silicium. Il est cependant prévu que certains circuits intégrés seront réalisés avec des pastilles de germanium.

Le germanium conserve l'avantage pour la détection à bas niveau, à cause de la tension de déchet plus faible du coude de sa caractéristique directe.

LES COMPOSÉS INTERMÉTALLIQUES

Les composés intermétalliques sont des alliages de corps de valence 3 et de valence 5 qui se comportent comme des semi-conducteurs de valence 4. Ils ont une structure cristalline le plus souvent cubique à faces centrées, comme le germanium et le silicium. On recherche particulièrement ceux qui ont une grande mobilité des électrons et par conséquent une faible durée de vie des porteurs pour pouvoir fonctionner à des fréquences très élevées. Certains admettent des températures de jonction élevées permettant de fortes puissances sous de faibles dimensions.

Certains dispositifs utilisant des composés intermétalliques ont déjà été mis sur le marché et donnent entière satisfaction. Ces applications vont s'étendre rapidement au cours des prochaines années. C'est pourquoi nous avons estimé nécessaire de citer les principaux de ces composés, qui sont actuellement à l'étude.

1. - L'arséniure de gallium (GaAs)

1.1. — CARACTERISTIQUES

- Structure cristalline cubique à faces centrées;
- Paramètre cristallographique : $a = 6,63 \text{ \AA}$;
- Nombre atomique moyen : 32;
- Poids atomique : 73;
- Point de fusion : 1240°C ;
- Hauteur de la bande interdite (300°K) : $1,35 \text{ eV}$;
- Mobilité des électrons (300°K) : $4000 \text{ cm}^2/\text{V.s}$;
- Mobilité des lacunes (300°K) : $450 \text{ cm}^2/\text{V.s}$;
- Résistivité intrinsèque (300°K) : $5 \cdot 10^7 \Omega \cdot \text{cm}$.

1.2. — FABRICATION

L'arséniure de gallium est formé de gallium (valence 3) et d'arsenic (valence 5).

Le gallium est un métal liquide à 30 °C et à l'aspect du mercure. Il réagit avec la vapeur d'arsenic à 1240 °C pour donner l'arséniure de gallium fondu. Il est refroidi lentement, puis purifié. Le lingot polycristallin est tiré en lingot monocristallin par zone flottante verticale. Une difficulté se présente cependant. En effet, l'arséniure de gallium n'est stable à l'état liquide qu'en présence d'une certaine pression de vapeur d'arsenic. On place donc le lingot dans une ampoule de quartz vidée d'air et scellée pour tous les traitements thermiques de purification et de tirage.

1.3. — APPLICATIONS

L'arséniure de gallium est utilisé pour la fabrication des diodes tunnel, des diodes électroluminescentes donnant une lumière non cohérente proche de l'infrarouge et des diodes « laser » à injection émettant une lumière cohérente à 8400 Å.

On a essayé également de fabriquer des diodes « laser » au phosphore d'indium (lumière 9030 Å) et à l'arséniure phosphore de gallium (lumière 7000 Å).

2. - L'antimoniure d'indium (InSb)

- Structure cristalline cubique à faces centrées;
- Paramètre cristallographique : $a = 6,4788 \text{ Å}$;
- Nombre atomique moyen : 50;
- Poids moléculaire : 236,58;
- Densité : 5,775 g/cm³;
- Point de fusion : 525 °C;
- Indice de réfraction : 3,75;
- Conductivité thermique (300 °K) : 0,15 W/cm . °C;
- Hauteur de la bande interdite (300 °K) : 0,18 eV;
- Concentration intrinsèque (300 °K) : $n p = 4,4 \cdot 10^{22} \cdot \text{cm}^{-6}$;
- Mobilité des électrons (300 °K) : 78 000 cm²/V.s;
- Mobilité des lacunes (300 °K) : 750 cm²/V.s;
- Résistivité intrinsèque (300 °K) : 0,004 Ω.cm.

SPECIFICATIONS MESURÉES A 80 °K

- Lingots polycristallins :
 - Mobilité des électrons = 1 à 4.10⁵ cm²/V.s;
 - Nombre de porteurs = 1.10¹⁴ à 1.10¹⁵ par cm³.
- Lingots monocristallins :
 - Type *n*, orientation [1.1.1.], résistivité jusqu'à 0,1 Ω.cm, mobilité des électrons 5.10⁵ cm²/V.s;
 - Nombre de porteurs = 1.10¹⁴ par cm³.

3. - L'arséniure d'indium (InAs)

- Structure cristalline cubique à faces centrées;
- Paramètre cristallographique : $a = 6,0584 \text{ Å}$;
- Poids moléculaire : 189,67;

- SPECIFICATIONS MESUREES A 300 °K**

- SPECIFICATIONS MESUREES A 300 °K

- Structure cristalline cubique à faces centrées;
- Paramètre cristallographique : $a = 6,460 \text{ \AA}$;
- Densité : $8,25 \text{ g/cm}^3$;
- Point de fusion : $904 \text{ }^\circ\text{C}$;
- Conductivité thermique ($720 \text{ }^\circ\text{K}$) : type n : $0,017 \text{ W/cm} \cdot ^\circ\text{C}$;
 style="padding-left: 150px;">type p : $0,015 \text{ W/cm} \cdot ^\circ\text{C}$;
- Constante diélectrique : $17,5$;
- Indice de réfraction : $3,8$.

SPECIFICATIONS MEASUREES A 450 °C

- 3

6. - Le tellure de bismuth (Bi_2Te_3)

- Structure cristalline rhomboédrique;
- Paramètres cristallographiques : $a = 10,45 \text{ \AA}$; angle : $24,8^\circ$;
- Densité : $8,05 \text{ g/cm}^3$;
- Point de fusion : 580°C .

SPECIFICATIONS MESUREES A 25°C

- Lingots, type n : résistivité $0,6 \text{ à } 1 \cdot 10^{-3} \Omega.\text{cm}$;
 - Lingots, type p : résistivité $0,7 \text{ à } 1,1 \cdot 10^{-3} \Omega.\text{cm}$.
-

L'USINAGE

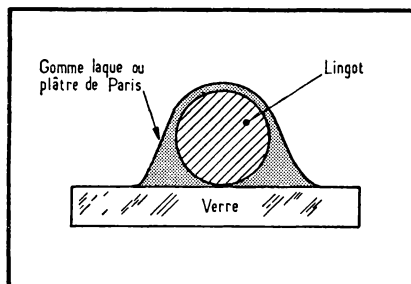
DES SEMI-CONDUCTEURS

1. - Découpe des rondelles

On dispose maintenant d'un lingot monocristallin convenablement dopé et de résistivité correspondant au dispositif à fabriquer. Il faut découper ce lingot d'abord en rondelles d'épaisseur voulue, puis obtenir les pastilles pour la fabrication d'un élément.

Cet usinage doit s'effectuer sans perturber le réseau cristallin du lingot et sans altérer la qualité du semi-conducteur. C'est pourquoi des précautions draconiennes doivent être prises pour ces opérations.

Fig. 5-1. — Fixation du lingot sur une plaque de verre pour la découpe des rondelles.



Le lingot est fixé sur une plaque de verre épaisse par collage à la gomme laque fondue à la flamme, ou par un enrobage au plâtre de Paris (fig. 5-1). Le plâtre de Paris use moins les outils de découpe.

Puis on repère aux rayons X le plan de cristallographie pour une bonne orientation de la découpe. La plaque de verre est alors fixée dans la machine selon l'orientation définie. Le plateau est en effet orientable dans ce but.

Plusieurs procédés de découpe sont utilisés.

1.1. — DECOUPE PAR DISQUE DIAMANTÉ

C'est le procédé le plus ancien, dont la faveur n'est plus aussi grande, mais qui est toujours employé.

Un disque en métal extra-mince est garni sur sa jante de poudre de diamant ancrée dans le métal ou fixée par de la résine synthétique. Ce disque

est entraîné, sans vibration, à une vitesse périphérique de 10 à 30 m/s, par une machine stable. Afin d'éviter un échauffement du lingot qui perturberait le réseau cristallin, le disque diamanté est arrosé par un mélange d'eau et de carbonate de soude.

Ce disque a un diamètre de 30 cm environ et une épaisseur de 0,3 mm. C'est-à-dire qu'avec les vibrations inévitables, l'épaisseur du trait de scie est comprise entre 0,35 et 0,40 mm. La rondelle la plus mince qui puisse être découpée a une épaisseur de 0,2 mm à $\pm 0,01$ mm près. C'est-à-dire que les 2/3 du semi-conducteur sont perdus. Ce n'est pas exact, car les boues sont filtrées et la poudre du semi-conducteur est récupérée, purifiée à nouveau pour entrer dans la composition d'un autre lingot.

Cette récupération ne peut être envisagée que pour le germanium qui est rare dans la croûte terrestre. Pour le silicium, la purification appelle des frais très importants; il vaut mieux ne pas récupérer ces boues (le silicium se trouvant en abondance dans la nature).

Dans une nouvelle version de cette machine, le disque est remplacé par une couronne et la découpe a lieu vers le centre (fig. 5-2). On observe moins de vibrations et on peut obtenir un trait un peu plus fin. Bien entendu cette couronne est maintenue par l'arrière.

1.2. — DECOUPE PAR LAMES MULTIPLES

Cette méthode est très utilisée actuellement. La machine comporte 150 lames parallèles, en acier. L'épaisseur d'une lame est de 0,1 mm, donnant une découpe de 0,15 mm. L'espacement normal de deux lames est de 0,4 mm. On peut commander au constructeur des jeux de lames différents, soit pour obtenir des rondelles jusqu'à 0,2 mm d'épaisseur, soit pour porter à 250 et même 300 le nombre de lames parallèles, avec une épaisseur de rondelle de 0,4 mm.

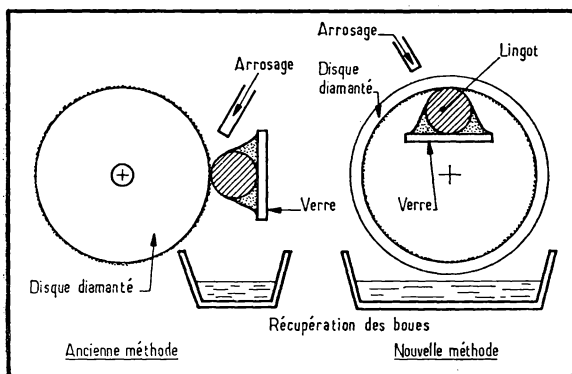


Fig. 5-2. — Découpe par disque diamanté; ancienne et nouvelle méthode.

Les lames sont animées d'un mouvement de va-et-vient. Elles entraînent les grains d'une poudre abrasive en suspension dans l'huile. La pression des lames sur le lingot n'est que de 10 g. Ce n'est pas la lame d'acier qui découpe la rondelle, mais la poudre abrasive qui use le semi-conducteur tout en le polissant. L'huile évite tout échauffement.

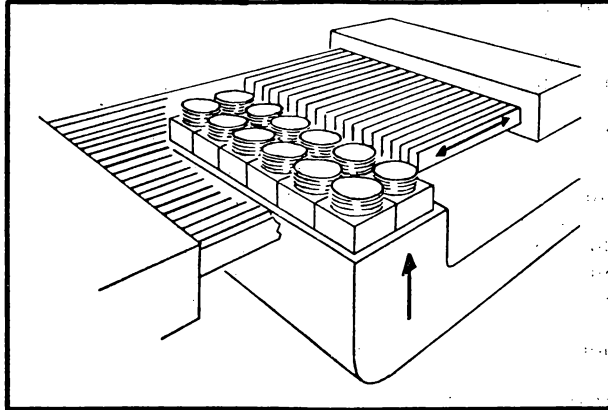
Un lingot standard de 25 mm de diamètre et de 150 mm de longueur est découpé par 240 à 270 lames en 5 à 6 h, soit un rendement intéressant de 40 à 50 rondelles à l'heure.

La scie diamantée intérieure (nouvelle méthode) découpe une rondelle en 1 mm 1/2 environ, soit 30 à l'heure en comprenant le temps des manipulations. Le rendement est donc plus faible; mais surtout le cristal est

beaucoup plus perturbé par la scie diamantée que par les lames d'acier. D'autre part, la perte de matière est beaucoup plus importante.

La machine à lames multiples peut aussi servir à la découpe des rondelles en pastilles. Les rondelles sont collées sur une plaque de verre. Elles sont

Fig. 5-3 — Découpe par lames multiples. Il s'agit, ici, de découper 12 rondelles en pastilles. Les lames sont coupées pour permettre de voir le montage des rondelles sur leur lame de verre (représentation schématique).



découpées dans une direction, puis la plaque de verre est tournée de 90° et une nouvelle découpe est effectuée. La machine permet de découper 12 rondelles à la fois en pastilles de 0,35 mm de côté en moins de 2 h. La production est approximativement de 7000 pastilles à l'heure. Ici aussi la découpe est très nette, sans bavures, et ne nécessite pas un rodage poussé (fig. 5-3).

2. - Rodage des rondelles

La découpe des rondelles a plus ou moins perturbé le cristal semi-conducteur. En regardant la surface de la rondelle sous une loupe à fort grossissement, on remarque des irrégularités de surface, des arrachements de matière et des lignes de rupture du réseau cristallin. Il faut, au moyen d'un rodage, enlever le cristal perturbé sans provoquer de nouvelles irrégularités.

Selon le dispositif à fabriquer, le rodage doit être plus ou moins poussé. Pour les transistors « Planar », par exemple, la surface de la rondelle doit avoir un fini optique.

On débute par un rodage mécanique au moyen de meules, puis, éventuellement, on procède à une attaque chimique et à un polissage électrolytique.

2.1. — RODAGE MECANIQUE

Par exemple, une rondelle de 0,4 mm d'épaisseur, obtenue par une scie diamantée, est rodée mécaniquement jusqu'à une épaisseur de $0,25 \text{ mm} \pm 1 \text{ } \mu\text{m}$. Le parallélisme des faces est exact à $\pm 0,1 \text{ } \mu\text{m}$ près.

On place 40 à 60 rondelles à la fois, selon leur diamètre, dans une machine constituée par un plateau de rodage en fonte, à grains fins. Ce plateau entraîne dans sa rotation de la poudre de carborandum (SiC) ou d'alumine de $12 \text{ } \mu\text{m}$ en suspension dans l'huile. Ainsi, sous une faible pression, sans échauffement ni arrachement de matière, une face, puis l'autre de la rondelle est polie et cette dernière est amenée à l'épaisseur voulue. Ces machines ressemblent à celles qui sont utilisées pour le polissage des verres d'optique ou pour la mise à dimension des quartz piézo-électriques.

2.2. — RODAGE PAR ATTAQUE CHIMIQUE

Après le rodage mécanique on peut parfaire le polissage par une attaque chimique. Les rondelles sont placées dans un récipient en présence d'acide nitrique et d'acide fluorhydrique. On peut ainsi amener les cristaux à des dimensions déterminées au micron près et avec un poli très fin. Ensuite, les pièces sont lavées soigneusement et séchées avant le stockage.

Cette méthode est également utilisée pour roder les pastilles, après la découpe des rondelles.

2.3. — RODAGE ELECTROLYTIQUE

A la place ou en complément du rodage par attaque chimique on peut employer le polissage électrolytique.

Le métal à polir est placé en anode. La cuve contient un sel du métal ou du semi-conducteur à traiter. On observe une dissolution continue du métal ou du semi-conducteur. Les irrégularités de surface disparaissent et la rondelle devient plane et brillante.

L'usinage électrolytique est également utilisé pour le rodage des pastilles, pour le détournage des jonctions, pour l'usinage des goulots dans les dispositifs à effet de champ et pour la création des jonctions minces par alliage (PHILCO).

3. - Découpe des pastilles

Les rondelles une fois découpées, rodées et polies peuvent être morcelées en pastilles avant ou après la fabrication des dispositifs à semi-conducteurs.

Les dispositifs par alliage ou de puissance et fabriqués selon les procédés « drift » et « mesa » sont montés sur des pastilles découpées avant traitement.

Par contre les dispositifs « planar » sont fabriqués sur la rondelle par photogravure. Les pastilles sont découpées après traitement. A titre d'exemple, la figure 5-4 montre une rondelle fortement agrandie, puisqu'elle a 20 mm de diamètre. Chaque petit point est un transistor planar, il y en a 600. La découpe se fait après la fabrication. Chaque pastille a 0,5 mm de côté, la largeur du trait de découpe a 0,15 mm. On conçoit qu'il faille des machines très précises pour cette opération. Pour certaines fabrications on découpe des pastilles de 0,35 mm de côté, avec un trait de 0,125 mm. On place ainsi jusqu'à 2000 transistors planar sur une seule rondelle de silicium de 25 mm de diamètre.

Pour cette découpe on utilise les procédés suivants.

3.1. — DECOUPE AU DIAMANT (SCRIBING)

Une machine très précise comporte un outil de gravure terminé par une pointe en diamant très fine. Elle trace sur la rondelle un réseau de lignes parallèles, convenablement espacées et sous pression constante (environ 10 g). A la fin d'un réseau, on fait pivoter la rondelle de 90° et on trace un réseau semblable au premier.

A la fin de l'opération, la rondelle collée sur papier adhésif est cassée. Les fractures se produisent au niveau des traits faits par la pointe en diamant et on recueille les pastilles. Il y a très peu de cassures défectueuses, et par cela même, de déchets.

Le trait de cassure mesure quelques micromètres. Les plus petites pastilles pouvant être envisagées font 0,35 mm de côté. Cette fracture perturbe peu le cristal et on observe moins de dislocations sur la tranche qu'avec d'autres procédés.

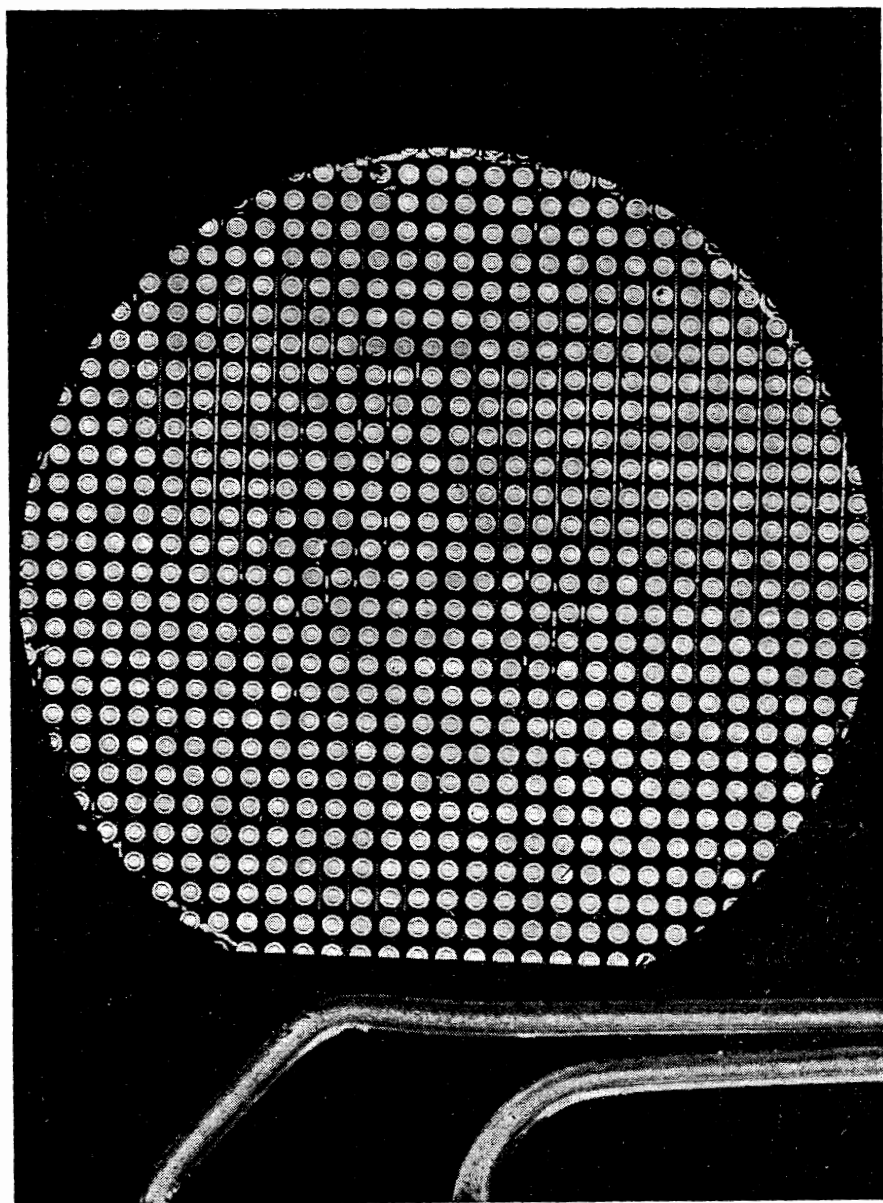


Fig. 5-4. — Rondelle de silicium ayant servi à la fabrication de transistors planar, avant découpe (cliché SESCO).

3.2. — DECOUPE PAR LAMES MULTIPLES

Ainsi que nous l'avons signalé au paragraphe précédent ce procédé peut être utilisé aussi bien pour la découpe des rondelles que pour celle des pastilles. On obtient des pastilles de 0,5 et de 0,35 mm de côté, d'une découpe très nette.

3.3. — DECOUPE PAR FILS PARALLELES

Grâce à des guides un fil de tungstène est monté de façon à former un réseau parallèle qui sera animé d'un mouvement de va-et-vient. La pression d'application sur les rondelles peut être réglée avec précision; elle est de quelques grammes. Le fil entraîne les grains d'une poudre de carborandum en suspension dans un liquide. La découpe est obtenue par rodage. Le fil a un diamètre de 0,1 mm donnant une découpe de 0,12 mm. On obtient des pastilles mesurant jusqu'à 0,5 et 0,35 mm de côté. On s'en sert souvent pour la découpe de bâtonnets à contamination alternée ou pour les dispositifs à effet de champ. Un tel bâtonnet mesure, par exemple, $0,3 \times 0,3 \times 3$ mm.

La perturbation du réseau cristallographique est aussi faible avec le fil qu'avec les lames multiples, puisque l'usure s'effectue par rodage dans les deux cas.

3.4. — DECOUPE PAR ULTRA-SONS

Un outil de découpe, animé d'une vibration à 25 000 Hz, entraîne une poudre abrasive qui attaque le cristal. Ce procédé est de moins en moins employé, car on a constaté qu'il provoquait un nombre important de dislocations dans le réseau cristallin de la rondelle, probablement par fatigue.

3.5. — DECOUPE PAR MICRO-JET D'ABRASIF

On n'utilise ce procédé que pour la découpe des pastilles de dimensions relativement importantes utilisées pour les dispositifs de puissance. Il est en effet intéressant que, pour les redresseurs de puissance, les bords de la pastille soient taillés en biseaux.

3.6. — DECOUPE PAR RAYON LASER

Ce procédé est actuellement à l'étude, il permettrait de tracer des traits de découpe de l'ordre de quelques microns, sans perturber le cristal. Nul doute que ce soit un procédé d'avenir. Pour information, on fabrique, actuellement, des diodes laser de 10 W dont le rayon perce une plaque d'acier.

On envisage également d'utiliser un rayon laser pour les attaques de la couche de SiO_2 dans la fabrication planar: on éliminerait, ainsi, les opérations de photogravure.

4. - Rodage des pastilles

Les pastilles n'ont pas besoin d'être rodées mécaniquement puisque leurs faces sont parfaites. Il ne reste qu'à éliminer les bavures de découpe des tranches. Une simple attaque chimique convient généralement. Bien entendu, il y a lieu de les laver et de les sécher ensuite, toujours avec des fluides spectrographiquement purs. Les précautions prises au début ne doivent jamais se « relâcher », afin d'obtenir en fin de fabrication un dispositif de haute qualité.

5. - Quelques définitions de cristallographie

Au cours des explications données au sujet de la fabrication ou de l'usinage des semi-conducteurs, certaines expressions ont été utilisées, qu'il est nécessaire de définir.

Dislocations. — Lorsqu'on observe au microscope à fort grossissement : $\times 100$ pour le germanium et le silicium tiré et $\times 270$ pour le silicium

produit par zone flottante, on observe des lignes très fines qui sont, en réalité, des défauts dans la structure cristalline.

Si le germe ayant servi au tirage du monocristal ne possède pas de défaut, si la régulation de température est parfaite, si les impuretés sont bien réparties dans le cristal et s'il n'y a pas de particules étrangères dans le bain, le monocristal ne devrait pas présenter de dislocations. Comme il est impossible de réaliser parfaitement toutes ces conditions on relève un certain nombre de dislocations.

Pour le germanium tiré par la méthode de Czochralski, on relève quelques milliers de dislocations par centimètre carré. Le fournisseur s'engage à livrer des monocristaux ayant moins de 6000 dislocations par centimètre carré.

Pour le silicium tiré par la méthode de Czochralski, comme la température de fusion est plus élevée, on relève jusqu'à 8000 dislocations par centimètre carré.

Enfin, pour le monocristal de silicium, obtenu par zone flottante, on relève jusqu'à 30 000 dislocations par centimètre carré. Les conditions de tirage sont moins bonnes, les isothermes dans le cristal et par conséquent la surface de solidification sont toujours fortement courbés, ce qui est dû aux flux de chaleur radiaux produits par l'anneau de chauffage H.F.

Les dislocations influent sur le temps de recombinaison en l'augmentant. Les transistors et les diodes par alliage doivent utiliser des pastilles ayant un certain nombre de dislocations en surface. En effet, ce sont elles qui maintiennent la goutte d'indium sur la surface de la pastille. S'il n'y avait pas de dislocation, l'indium s'écoulerait sans pouvoir être retenu à son emplacement.

Les dispositifs pour commutation rapide et très haute fréquence doivent être fabriqués avec des pastilles ayant le moins possible de dislocations.

Glissements. — Lors des opérations de découpe, des forces trop importantes déforment d'une façon plastique le cristal. Des bandes de glissement se produisent, mettant en évidence un décalage cristallographique qui peut atteindre 1 micromètre.

Ruptures. — Par clivage, par cisaillement, par fatigue sous des contraintes cycliques lors de la découpe, il se produit des glissements importants qui provoquent des ruptures du réseau cristallographique.

Mâcles. — Lors du tirage, par suite d'une variation de température, ou par la présence d'une impureté indésirable dans le bain, le réseau cristallographique a tendance à modifier son orientation par rapport à celle imposée par le germe. Si cette perturbation est importante elle peut entraîner le rejet d'une partie du lingot.

Cratères. — Ce sont des trous microscopiques, appelés également trous de corrosion. Les excellents cristaux en comportent quelques dizaines par centimètre carré, d'autres en ont jusqu'à plusieurs milliers par centimètre carré. Ils sont dus à des contraintes thermiques lors du refroidissement du lingot ou lors des traitements ultérieurs.

L'OBTENTION D'UNE JONCTION

1. - Comportement d'une jonction p - n non reliée à un circuit extérieur

Dans un bâtonnet semi-conducteur, on introduit une impureté n à une extrémité et une impureté p à l'autre. On étudiera, au cours de la seconde partie de ce chapitre, les moyens à mettre en œuvre pour obtenir pratiquement une jonction.

Soit un bâtonnet de silicium contaminé p à gauche et n à droite. On a un nombre prépondérant d'électrons libres dans la région n et de lacunes dans la région p . Les électrons libres de la région n vont diffuser vers la région p , les lacunes de la région p vont diffuser vers la région n . Les électrons libres arrivent dans une région où il y a beaucoup de lacunes et ils vont rapidement se recombiner. Il en est de même pour les lacunes arrivant en contact avec les électrons en surnombre de la région n .

Il faut bien différencier les électrons et les lacunes libres qui peuvent se déplacer d'avec les atomes ionisés qui sont liés au réseau cristallin et ne peuvent se déplacer.

Ainsi, dans le cristal dopé n , lorsque les électrons libres ont quitté cette zone, il reste des atomes ionisés positivement. De même, dans la région p , lorsque les lacunes sont recombinées, il reste des atomes ionisés négativement. Il en résulte la création d'une charge spatiale positive, près de la jonction, dans le cristal n , et une charge spatiale négative, près de la jonction, dans le cristal p . Ces charges spatiales ne peuvent se recombiner puisqu'elles sont liées au réseau cristallin et qu'elles ne sont pas libres.

Cette double charge spatiale fait apparaître un champ électrique à cause interne (e , fig. 6-1) orienté dans le sens charge spatiale négative, vers la charge spatiale positive. Ce champ électrique e s'oppose à la diffusion des lacunes vers la région n et des électrons libres vers la région p . Il s'établit une *barrière de potentiel* qui refoule les lacunes vers la zone p et les électrons vers le matériau n . Les porteurs de charges mobiles diminuent au voisinage immédiat de la surface de contact. Cette région étroite d'environ $1\ \mu\text{m}$ peut être considérée comme une couche de transition limitée par une barrière de potentiel.

Un bloc de silicium du type p ou du type n au repos est électriquement neutre. Sur la figure 6-1, la courbe donne la densité des charges en fonction de la distance par rapport à la jonction. La zone p , la plus éloignée de la jonction, ne reçoit aucun électron libre de la région n , l'équilibre des charges

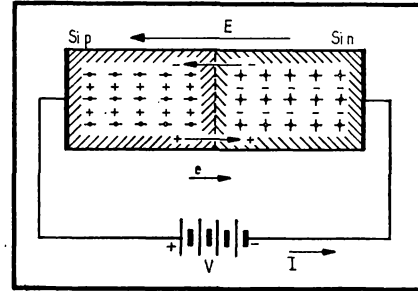
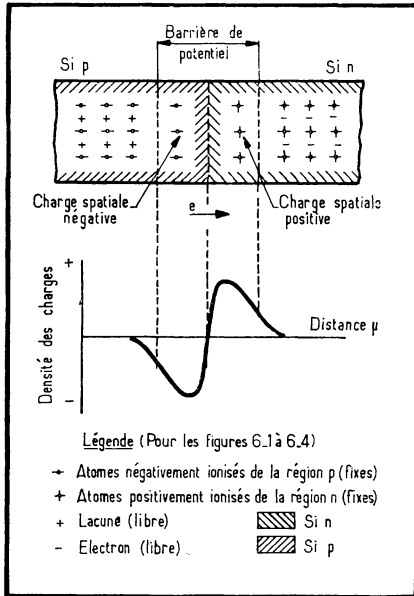


Fig. 6-1 (ci-contre). — Comportement d'une jonction $p-n$ non reliée à un circuit extérieur.

Fig. 6-2 (ci-dessus). — Jonction polarisée dans le sens passant. Pour ces figures et les suivantes il a été adopté le sens électronique du courant, du moins vers le plus. Il en est de même pour le sens des champs internes.

y est donc maintenu; cette zone est toujours électriquement neutre. En se rapprochant de la jonction on constate que des électrons de la région n sont venus combler quelques lacunes de la région p ; il s'y produit un déséquilibre électrique négatif. Ce déséquilibre augmente et atteint sa valeur maximale dans la barrière de potentiel négative avant la jonction. Puis, brusquement, on passe de la densité maximale des charges négatives à la densité maximale des charges positives. Ensuite, cette valeur diminue du fait d'un raisonnement semblable pour la zone n du cristal.

Dans la zone de transition, il y a extrêmement peu d'éléments porteurs mobiles, seules subsistent les charges spatiales des atomes fixes. On peut considérer cette zone comme un très bon isolant. Connaissant la section du bâtonnet, l'épaisseur de la barrière de potentiel et la constante diélectrique du semi-conducteur, on peut calculer la capacité de ce petit condensateur.

Une jonction $p-n$ non reliée à un circuit extérieur est ainsi en équilibre électronique pour une température constante.

2. - Branchement d'une jonction sur un circuit extérieur

Soit une jonction $p-n$ reliée à une pile. Il y a deux façons de la brancher; ces deux possibilités déterminent un comportement très différent du semi-conducteur. On distingue : le sens passant et le sens bloqué.

2.1. — JONCTION POLARISÉE DANS LE SENS PASSANT

Sur la figure 6-2, on a connecté le pôle positif de la batterie à l'extrémité p du bâtonnet semi-conducteur et le pôle négatif à l'extrémité n . La tension V

de la pile crée un champ électrique E dans le sens du courant électronique, du moins vers le plus. Ce champ s'oppose à l'action du champ interne e . Comme E est beaucoup plus important que e , il permet à nouveau la diffusion des électrons et des lacunes. La barrière de potentiel est surmontée. Les électrons vont circuler de la région n vers la région p , et les lacunes, en sens inverse. Un courant important I prend naissance. On dit que la jonction est polarisée dans le sens passant ou direct. Elle conduit et sa résistance est extrêmement faible.

2.2. — JONCTION POLARISÉE DANS LE SENS BLOQUÉ

Si on inverse les polarités de la batterie (fig. 6-3), le champ électrique E est orienté dans le même sens que le champ interne e ; il vient renforcer son action. La barrière de potentiel est plus importante, l'épaisseur de la zone de transition augmente et sa capacité diminue par augmentation de l'épaisseur du diélectrique.

Les électrons libres de la région n ne peuvent diffuser vers la région p . De même, les lacunes de la région p ne peuvent atteindre la région n . La jonction ne laisse passer pratiquement aucun courant, elle est polarisée dans le sens bloqué; sa résistance est très grande.

Puisque cette résistance n'est pas infinie, il passe malgré tout un certain courant, appelé *courant inverse* (fig. 6-4). Sur les figures précédentes, seuls les électrons libres dus aux atomes d'impuretés ont été représentés, car ils sont les plus importants pour étudier la conduction du semi-conducteur. Cependant, le courant est dû aussi, pour une faible part, à la rupture des liaisons entre atomes de germanium ou de silicium causée par l'agitation thermique des atomes. Il apparaît donc quelques électrons libres et quelques lacunes dans le semi-conducteur.

Les champs externe et interne E et e permettent aux quelques électrons libres de la région p de passer dans la région n et aux quelques lacunes mobiles de la région n de passer dans la région p . C'est ce qui explique l'établissement de ce léger courant fonction de la température du semi-conducteur. Plus la température augmente, plus la rupture des liaisons par agitation thermique croît.

On a vu que le courant inverse double tous les 12 °C pour le germanium et tous les 8 °C pour le silicium. Comme la bande interdite est plus large pour le silicium (1,1 eV) que pour le germanium (0,67 eV), on comprend qu'il faille plus d'énergie pour provoquer une rupture de liaison et que, par conséquent, le courant inverse est beaucoup plus faible pour le silicium que pour le germanium.

Une jonction présente donc une dissymétrie électrique, selon le sens de son branchement, qui permet une action de redressement et par conséquent l'utilisation en diode.

Il y a lieu d'étudier, du point de vue technologique, les différents procédés qui peuvent permettre de réaliser une jonction. Ces procédés sont aussi bien applicables pour fabriquer une diode (une jonction) qu'un transistor (deux jonctions). Il faut pouvoir également souder les fils de sortie sur le semi-conducteur sans obtenir, soit une jonction parasite, soit une trop grande résistance de contact.

3. - Jonction par alliage

C'est la plus classique et la plus ancienne des méthodes. Elle est employée pour la fabrication des diodes de toutes puissances et pour les transistors B.F.

Pour obtenir une bonne jonction par alliage il faut des métaux qui donnent avec les semi-conducteurs une compatibilité entre un certain nombre de paramètres tels que le point de fusion, la solubilité, le coefficient de ségrégation, le coefficient de dilatation, le mouillage, la conductibilité thermique et, bien sûr, le dopage correct.

Fig. 6-3. — Jonction polarisée dans le sens bloqué.

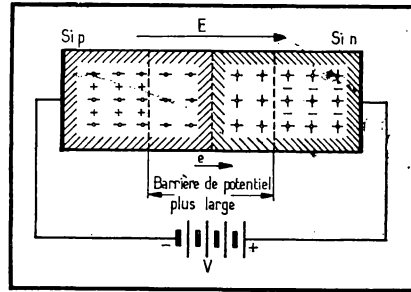
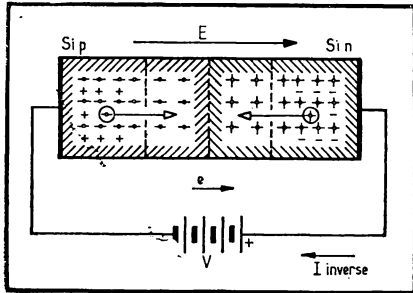


Fig. 6-4. — Origine du courant inverse. Les — et les + encadrés représentent respectivement les électrons libres et les lacunes libres provenant de la rupture de liaisons entre atomes.

Le principe d'obtention d'une jonction par alliage consiste à fondre sur la surface d'un monocristal semi-conducteur de type donné, un métal, un métalloïde ou un alliage du type opposé.

La solution formée abandonne par refroidissement un semi-conducteur dopé qui s'édifie selon le réseau du support, puis une phase métallique généralement polycristalline. La région monocristalline comporte les deux types d'impuretés et constitue la jonction *p-n*. La qualité de cette jonction dépend d'un certain nombre de facteurs :

- L'alliage doit avoir obligatoirement un point de fusion inférieur à celui du semi-conducteur;

- Sa nature chimique doit être telle qu'elle confère au semi-conducteur recristallisé de la solution le type choisi (*n* ou *p*) sans introduire d'impuretés susceptibles d'abaisser le temps de vie des porteurs;

- Sa pénétration dans le semi-conducteur doit être régulière afin de ne pas désorganiser le système cristallin et d'obtenir une bonne planéité de jonction. Le mouillage par l'alliage doit être excellent;

- Les coefficients de dilatation des différents éléments mis en présence doivent être aussi voisins que possible, afin de réduire les contraintes mécaniques qui affectent la robustesse et les propriétés électriques de la jonction obtenue;

- Dans le cas de dispositifs parcourus par des fortes densités de courant, l'alliage doit présenter une conductibilité électrique et thermique élevée.

En pratique, il existe un certain nombre de métaux pouvant concourir à la réalisation de jonctions. Aucun d'entre eux ne possède toutes les qualités énoncées. Certains ont une faible solubilité dans le silicium à des températures relativement élevées. Dans ce cas, on peut utiliser la plus grande solubilité de ces métaux dans un autre métal, lui-même soluble dans le silicium. Par exemple, l'antimoine, peu soluble dans le silicium, donne avec l'or un eutectique à bas point de fusion. De son côté l'or donne un eutectique intéressant avec le silicium. L'alliage 75 % d'or et 25 % d'antimoine (en poids) peut alors fournir des jonctions profondes sur un silicium de type *p* à des températures de l'ordre de 700 °C (fig. 6-11).

Pour bien comprendre le mécanisme des alliages métalliques il y a lieu d'étudier le diagramme d'état d'un alliage binaire (fig. 6-5).

On porte en abscisses les concentrations relatives des deux métaux. On a au début du diagramme le premier métal (A), et en fin le second (B). En ordonnées, on indique les températures de début et de fin de cristallisation. Le diagramme obtenu se compose de deux courbes distinctes : le *liquidus*, lieu des températures de début de cristallisation, et le *solidus*, lieu des températures de fin de solidification. Les courbes ont toujours au moins deux points communs : ceux qui correspondent aux points de fusion des constituants à l'état pur (F_A et F_B).

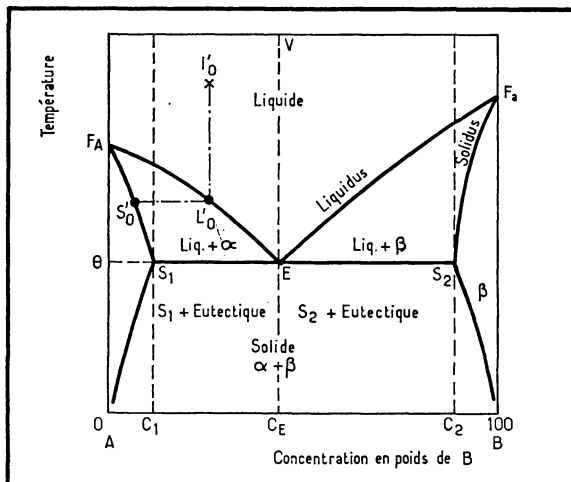
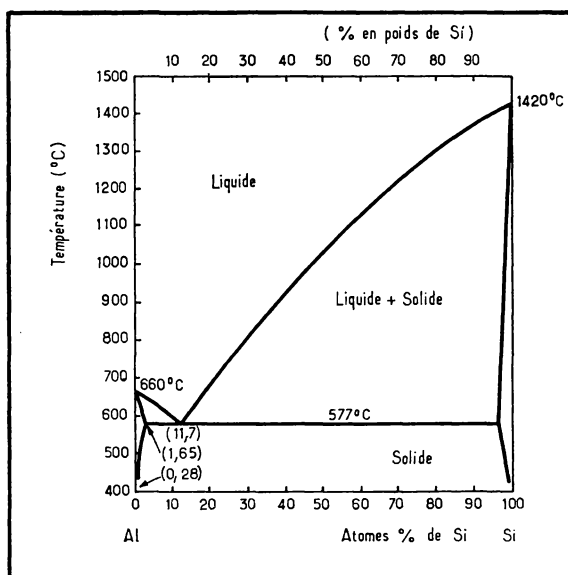


Fig. 6-5. — Diagramme d'état d'un alliage binaire.

Fig. 6-6. — Diagramme d'état de l'alliage aluminium-silicium.



Pour la technologie des semi-conducteurs ce sont les diagrammes des alliages qui comportent un point *eutectique* (E) qui sont les plus intéressants. Les deux constituants, totalement miscibles à l'état liquide, ne sont miscibles

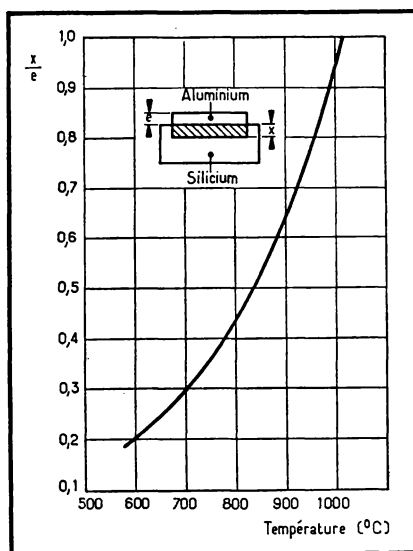
à l'état solide qu'entre des limites bien déterminées. Le diagramme de fusibilité se présente sous la forme de deux triangles curvilignes dont les sommets supérieurs correspondent respectivement aux points de fusion des deux constituants.

Un liquide homogène figuré par L' commence à cristalliser en L' , le premier cristal a la composition donnée par S' . A partir de ce moment, le liquide évolue suivant $L'E$ et le solide suivant $S'S$. Si on continue à refroidir le système, en gardant sa concentration constante, on atteint la température θ pour laquelle le liquide a la concentration C_E de l'eutectique et le solide a la concentration C_L du cristal limite S_L . La cristallisation se termine à la température θ . Il se forme un solide hétérogène d'une structure micrographique caractéristique.

On appelle *eutectique* un alliage qui fond ou se solidifie à une température inférieure à celle des deux constituants. La concentration des deux métaux au point d'eutexie est toujours rigoureusement constante.

A titre d'exemple, la figure 6-6 donne le diagramme d'état de l'alliage

Fig. 6-7. — Pénétration de l'aluminium dans le silicium.



aluminium-silicium. Le point de fusion de l'aluminium est de 660 °C, celui du silicium 1420 °C. Le point d'eutexie est à 577 °C. L'alliage comprend 11,7 % de silicium et par conséquent 88,3 % d'aluminium. L'examen de ce diagramme est important. Il permet de prévoir pour les éléments choisis quelles sont leurs concentrations, leurs limites de solubilité mutuelle à une température donnée. On peut en particulier en déduire la profondeur de pénétration d'un alliage eutectique dans l'un des constituants porté à une température inférieure à son point de fusion. C'est ainsi qu'à partir du diagramme aluminium-silicium on peut tracer une courbe donnant, en fonction de la température, le rapport de la profondeur de pénétration X de l'alliage à l'épaisseur e d'une feuille d'aluminium pur placée sur un monocristal de silicium (fig. 6-7).

Ce renseignement est précieux si l'on veut réaliser deux jonctions de part et d'autre d'une lame de silicium. On peut ainsi prévoir l'épaisseur résiduelle de la lame, c'est-à-dire, en fait, l'épaisseur de la base d'un transistor.

D'une manière générale, il ne faut pas que l'alliage soit élaboré à une température trop élevée. L'expérience montre, en effet, que le temps de vie d'un monocristal diminue rapidement lorsque la température croît.

D'autre part, la tension de vapeur des métaux ou métalloïdes utilisés peut devenir suffisante pour provoquer leur volatilisation partielle, modifiant ainsi les proportions choisies et risquant d'entraîner une pollution du semi-conducteur.

La quantité d'élément dopant retenue dans le semi-conducteur recristallisé de la phase liquide dépend du *coefficient de ségrégation* de cet élément : $K = C_s/C_l$ (C_s : concentration de l'impureté dans la phase solide, C_l : concentration de l'impureté dans la phase liquide).

Les métaux choisis pour former l'alliage avec les semi-conducteurs ont souvent des coefficients de dilatation notablement différents. Il en résulte, lors du refroidissement de l'alliage formé, des contraintes mécaniques qui peuvent devenir rapidement critiques si on cherche à augmenter les surfaces de jonction pour les dispositifs de puissance. Cette différence de dilatation amène parfois la destruction de la jonction.

On a intérêt à choisir un alliage dont le point de solidification soit le plus bas possible, compte tenu d'une marge de sécurité pour les dispositifs à grande puissance dont la jonction peut atteindre 250 °C. En effet, les variations de dimensions sont d'autant plus grandes que l'on s'écarte du point de cristallisation.

Un artifice, couramment utilisé, consiste à compenser les efforts engendrés en appliquant sur l'alliage un métal ayant un coefficient de dilatation voisin de celui du silicium. L'alliage dopant se trouve alors comprimé entre deux lames dont les propriétés mécaniques sont analogues, ce qui a pour résultat d'équilibrer les tensions. C'est le molybdène qui est généralement choisi, car il réunit le plus de qualités. Mais il faut le souder sur l'alliage et l'étamage direct n'est pas possible. On dépose au préalable sur l'une des faces de la lame de molybdène une couche de cuivre ou de nickel que l'on fait diffuser partiellement dans le métal pour en augmenter l'adhérence.

Enfin, le cycle thermique selon lequel on prépare la jonction joue un rôle vis-à-vis des contraintes formées. Un refroidissement trop brutal peut amener un phénomène de trempe partielle particulièrement nuisible. Il faut une étude minutieuse de l'appareillage et du cycle choisi.

GERMANIUM

Les jonctions par alliage des dispositifs au germanium sont de moins en moins utilisées. Certains transistors B.F. pour « matériel grand public » sont encore fabriqués, pour peu de temps, selon cette technique. La pastille de germanium est souvent dopée *n*. L'alliage est obtenu de préférence avec l'indium *p*.

SILICIUM

Un grand nombre de dispositifs de puissance sont fabriqués selon cette technique. La pastille de silicium est assez fréquemment dopée *p*, ce sont donc : l'antimoine, l'arsenic ou le phosphore (*n*) qui sont employés. Lorsque le silicium est dopé *n*, c'est l'aluminium (*p*) qui est choisi.

Le tableau I, ci-dessous, donne les caractéristiques eutectiques et le coefficient de dilatation de quelques métaux. On voit, en particulier, les différences appréciables entre le coefficient de dilatation du silicium et celui des métaux généralement employés dans les alliages.

Fig. 6-8 — Diagramme d'état de l'alliage antimoine-silicium (il n'y a pas de point d'eutectique).

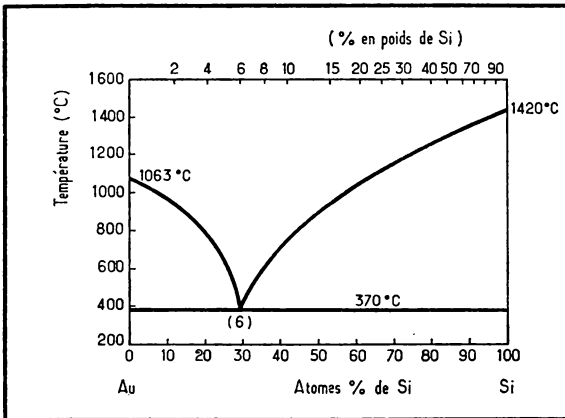
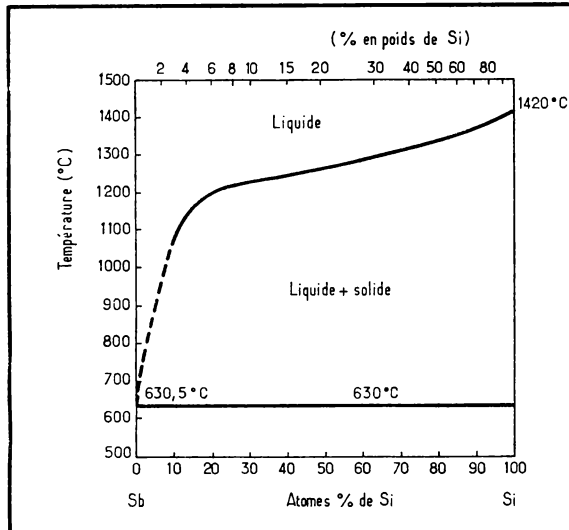


Fig. 6-9. — Diagramme d'état de l'alliage or-silicium.

TABEAU I

| Eléments | Type | Température de l'eutectique avec le silicium (°C) | Pourcentage en poids du métal dans l'eutectique | Coefficient de dilatation à 20 °C | Module d'élasticité (dyne.cm ²) | Mouillage sur le silicium | Numéros des figures |
|----------|----------|---|---|-----------------------------------|---|---------------------------|---------------------|
| Si | — | — | — | $4,2 \cdot 10^{-6}$ | $15,6 \cdot 10^{11}$ | — | — |
| Al | <i>p</i> | 577 | 88,3 | $25 \cdot 10^{-6}$ | $5,5-7,7 \cdot 10^{11}$ | facile | 6-6 |
| Sb | <i>n</i> | 630 | 99,98 | $12 \cdot 10^{-6}$ | $7,8 \cdot 10^{11}$ | difficile | 6-8 |
| Au | <i>n</i> | 370 | 94 | $14,3 \cdot 10^{-6}$ | $7,85 \cdot 10^{11}$ | facile | 6-9 |
| Ag | <i>n</i> | 830 | 95,5 | $18,8 \cdot 10^{-6}$ | $7,75 \cdot 10^{11}$ | facile | 6-10 |

Le tableau II donne la liste des métaux qui sont utilisés pour compenser les contraintes mécaniques de la jonction. On voit que le molybdène et le tungstène ont des coefficients de dilatation très voisins de celui du silicium.

Ce problème de dilatation est plus critique pour le silicium que pour le germanium, étant donné la température de jonction élevée atteinte en service normal par ce dispositif.

TABLEAU II

| Matériau | Coefficient de dilatation à 20 °C | Remarques |
|-----------|-----------------------------------|--|
| Silicium | $4,2 \cdot 10^{-6}$ | doit être mince et très dopé pour avoir une conductibilité électrique et thermique suffisante, ne s'étame pas directement |
| Molybdène | $4,9 \cdot 10^{-6}$ | ne s'étame pas directement |
| Tungstène | $4,5 \cdot 10^{-6}$ | — |
| Tantale | $6,7 \cdot 10^{-6}$ | — |
| Fernico | $5 \cdot 10^{-6}$ | Fe : 54 %, Co : 17 %, Ni : 29 %
Fe : 54 %, Co : 19 %, Ni : 27 % <div style="display: inline-block; vertical-align: middle; font-size: 3em; margin: 0 10px;">}</div> peuvent contaminer l'alliage à température élevée |
| Covar | 3 à $5 \cdot 10^{-6}$ | |

Enfin, le tableau III donne, en particulier, le coefficient de ségrégation K pour les différents métaux. On voit que l'aluminium qui est souvent utilisé avec le silicium a un coefficient de ségrégation très faible : 0,004, soit une concentration assez faible de métal de type p dans la couche de silicium recristallisée. Le bore est plus intéressant ($K = 0,9$), mais son point de fusion est trop élevé. On peut cependant introduire du bore dans le silicium à 800 °C en profitant de sa solubilité dans l'eutectique aluminium-silicium.

TABLEAU III

| Métaux | Poids atomique | Nombre atomique | Densité | $K = \frac{C_L}{C_S}$
pour le silicium | Point de fusion (°C) | Point d'ébullition (°C) | Energie d'ionisation dans le silicium (eV) | |
|-----------|----------------|-----------------|---------|---|----------------------|-------------------------|--|--------------------|
| | | | | | | | Niveaux donneurs | Niveaux accepteurs |
| Bore | 10,82 | 5 | 2,3 | 0,9 | 2100 | 2550 | | 0,046 |
| Aluminium | 26,98 | 13 | 2,7 | 0,004 | 660 | 1440 | | 0,067 |
| Indium | 114,76 | 49 | 7,3 | $5 \cdot 10^{-4}$ | 156,4 | 2100 | | 0,16 |
| Gallium | 69,72 | 31 | 5,9 | 0,01 | 29,8 | 2100 | | 0,071 |
| Arsenic | 74,91 | 33 | 5,7 | 0,3 | 814
(36 atm) | subl. 615 | 0,053 | |
| Antimoine | 121,76 | 51 | 6,6 | 0,04 | 631 | 1440 | 0,043 | |
| Phosphore | 30,976 | 15 | 1,82 | 0,35 | 44,1 | 282 | 0,045 | |
| Or | 197,2 | 79 | 19,3 | $3 \cdot 10^{-5}$ | 1063 | 2600 | ~ 0,7
0,55
et 0,75 | ~ 0,5 |
| Fer | 55,85 | 26 | 7,9 | $5 \cdot 10^{-4}$ | 1535 | 2800 | | |
| Cobalt | 58,94 | 27 | 8,9 | $\sim 10^{-4}$ | 1495 | 2900 | | |
| Tungstène | 183,92 | 74 | 19,3 | $\sim 10^{-4}$ | 3370 | 5900 | | |
| Zinc | 65,377 | 30 | 7,14 | | 419,5 | 907 | | 0,31 |

4. - Alliages de contact

Une jonction doit pouvoir être raccordée au circuit extérieur. Il faut établir deux contacts ohmiques qui ne créent pas de nouvelles jonctions. C'est-à-dire que les alliages utilisés doivent posséder les qualités énumérées au cours du paragraphe précédent et ils doivent être dopés de la même manière que le métal ou le semi-conducteur sur lequel ils sont reliés.

Fig. 6-10. — Diagramme d'état de l'alliage argent-silicium.

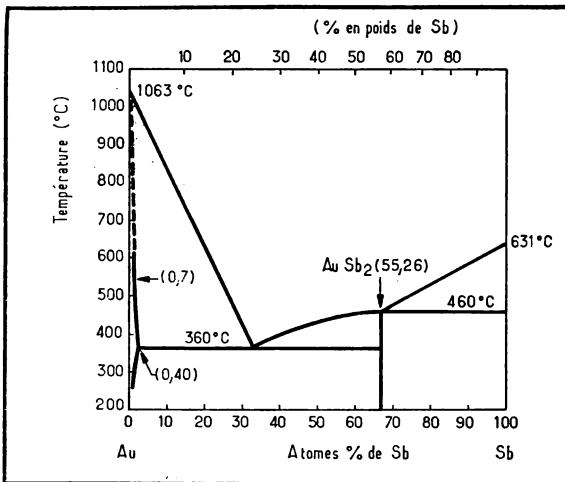
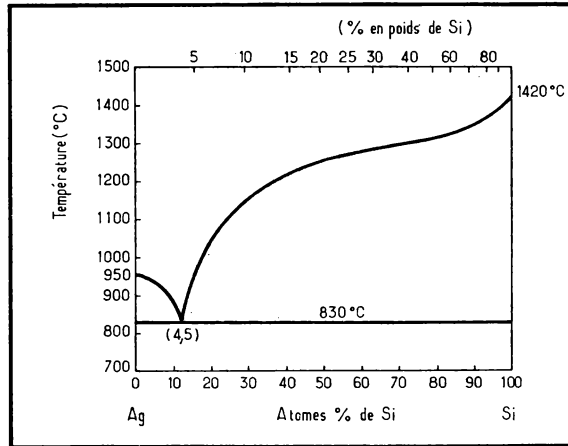


Fig. 6-11. — Diagramme d'état de l'alliage or-antimoine.

Les alliages de contact n'intéressent qu'une épaisseur assez faible du semi-conducteur. Les températures plus basses engendrent moins de contraintes. Les métaux comme le plomb ou l'étain se prêtent mieux aux différences de dilatation (fig. 6-12 à 6-15). Du reste, les contacts peuvent être obtenus par plusieurs méthodes.

4.1. — ALLIAGE DIRECT

S'il s'agit de prendre un contact étroit de forme délimitée, l'alliage d'un fil d'or renfermant 1 % d'antimoine permet d'obtenir aisément un contact ohmique du type *n* qui peut s'étamer ultérieurement sans difficultés.

Un fil d'aluminium donne un contact *p*. La connexion avec l'électrode de sortie est cependant plus difficile puisqu'il faut allier un métal intermédiaire pouvant se souder plus aisément.

De nombreux alliages pour contacts ont été proposés : argent-aluminium, argent-indium, argent-gallium, argent-antimoine, argent-arsenic, or-aluminium, or-indium, or-gallium, or-arsenic.

4.2. — EVAPORATION

Lorsqu'il s'agit de prendre des contacts sur des éléments de très petites dimensions, tels que les transistors à haute fréquence, il peut être intéressant de les réaliser par une méthode d'évaporation sous vide combinée avec une technique d'alliage superficiel.

L'utilisation de caches minces ou le traitement par photogravure permettent de déposer des métaux ou des combinaisons métalliques sur des surfaces parfaitement délimitées avec une grande précision.

Un métal évaporé sur un semi-conducteur ne saurait constituer en lui-même un contact de bonne qualité. On doit lui faire subir un traitement qui a pour but de le faire pénétrer superficiellement dans le semi-conducteur. L'opération est très délicate car les régions d'un type donné, sur lesquelles on vient prendre le contact, peuvent n'avoir que 2 ou 3 μm d'épaisseur.

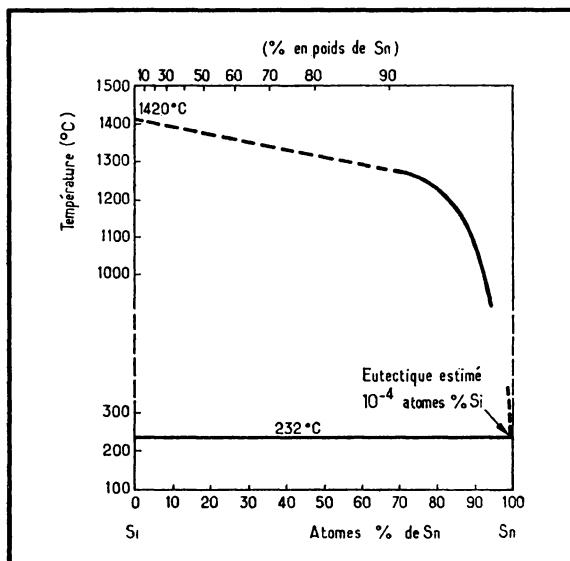


Fig. 6-12. — Diagramme d'état de l'alliage silicium-étain. (Ce n'est pas un alliage eutectique.)

Les modes opératoires peuvent être assez variés.

— Le métal simple est évaporé, puis soumis à un cycle thermique pour réaliser l'alliage. Il peut apparaître une surface lacunaire due à un rassemblement local de l'eutectique formé (cas de l'aluminium sur le silicium).

— Le métal simple est évaporé sur le semi-conducteur chauffé. On peut contrôler plus commodément la formation de l'alliage.

— On évapore un alliage métallique préalablement préparé (or-antimoine, par exemple). Etant donné les tensions de vapeur différentes, on risque de séparer les constituants de l'alliage en couches dont la composition varie graduellement. Pour les ramener à une forme d'alliage plus homogène, on peut, soit leur faire subir une fusion ultérieure, soit chauffer initialement le support.

— On évapore simultanément, dans des creusets distincts, les constituants de l'alliage pour avoir une composition uniforme.

— On approvisionne au fur et à mesure le creuset d'évaporation avec la poudre de l'alliage choisi. La composition du produit évaporé n'oscille que faiblement autour d'une valeur moyenne.

Fig. 6-13. — Diagramme d'état de l'alliage étain-plomb. Il s'agit de la soudure eutectique ordinaire.

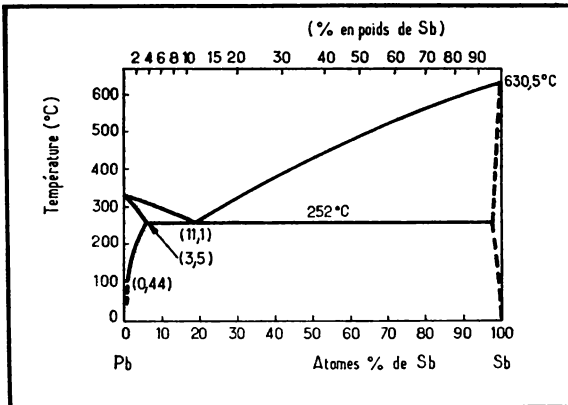
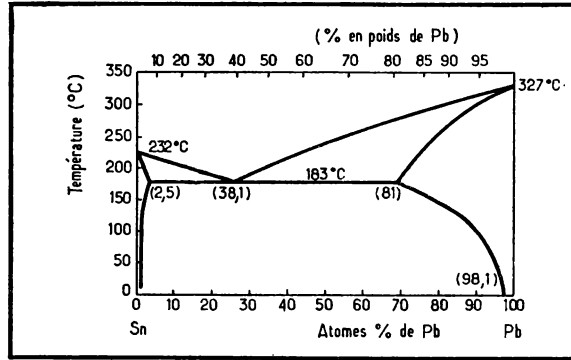
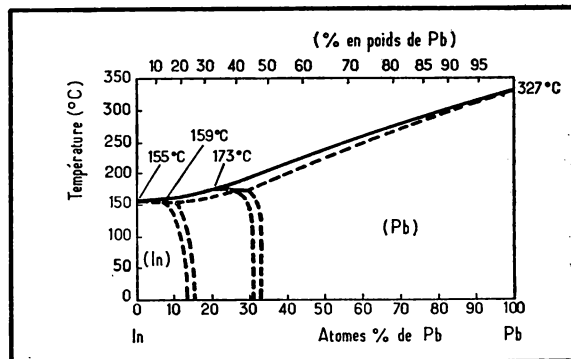


Fig. 6-14. — Diagramme d'état de l'alliage plomb-antimoine.

Fig. 6-15. — Diagramme d'état de l'alliage indium-plomb.



4.3. — ALLIAGES POUR LA SOUDURE DES ELECTRODES

Les contacts ohmiques alliés sur le silicium ou sur le germanium doivent être connectés aux électrodes de sortie du dispositif électronique.

Un procédé courant consiste à utiliser des alliages à base d'étain-plomb. En considérant le diagramme d'état de cet alliage (fig. 6-13), on remarque que l'on peut ajuster la plage de fusion dans une certaine mesure. Cependant les dispositifs au silicium exigent l'emploi d'alliages ayant un point de fusion supérieur à 230 °C. On utilise alors des alliages plomb-antimoine (fig. 6-14) ou plomb-indium (fig. 6-15). Suivant les conditions opératoires, on emploie ou non des flux de soudure tels que la colophane, le chlorure d'ammonium, le chlorure de zinc ou des composés organiques.

Ce procédé est surtout employé pour établir les contacts de sortie de surfaces relativement importantes et pour souder la pastille sur le boîtier du dispositif.

Pour la connexion avec l'électrode de sortie de faibles surfaces de contact obtenues par évaporation sous vide, par exemple, on préfère la *thermo-compression*. D'autre part, on ne peut souder à l'étain ou au plomb un dépôt d'aluminium.

La thermo-compression consiste à mettre en contact intime par pression, deux métaux différents portés à une température inférieure à leurs points de fusion respectifs.

Sous l'influence de la température et de la pression, il y a diffusion d'un métal dans l'autre et il se forme un alliage en couche très mince, de l'ordre de 1000 Å.

C'est le fil d'or qui est le plus souvent adopté. Un fil d'or de 15 à 30 μm de diamètre, dont l'extrémité recourbée est appliquée avec une pression de 10 g sur la surface d'une couche d'aluminium évaporée sur silicium, à 200-300 °C donne un contact mécaniquement et électriquement satisfaisant.

Cette opération nécessite l'emploi d'un micromanipulateur. Le chauffage s'effectue au moyen d'une flamme d'hydrogène pour éviter toute contamination.

Il est évident que l'intensité supportée par une telle connexion est faible.

4.4. — TECHNOLOGIE DE LA TECHNIQUE DES ALLIAGES

La pastille de semi-conducteur et la bille du métal devant former la jonction par alliage sont placées dans des calibres de graphite très précis. Ils doivent être découpés et dégazés afin de ne pas être une source de pollution pour le semi-conducteur.

On opère dans des fours électriques dont les cycles thermiques peuvent être réglés avec précision. L'atmosphère gazeuse admise dans le four doit être soigneusement épurée. Elle est généralement réductrice.

Grâce aux diagrammes d'état on peut calculer le cycle thermique qui donnera le dispositif voulu.

Lorsque l'alliage de jonction est réalisé, celle-ci ne possède pas encore ses caractéristiques définitives. La frontière qui sépare, à la surface du semi-conducteur, l'alliage et le cristal initial est généralement le siège de perturbations dues à des facteurs assez divers, tels que l'influence des gaz de traitement ou un dépôt métallique provenant de la volatilisation partielle de l'un des constituants. On doit éliminer cette région superficielle où aboutit la jonction par un décapage local. Il peut être chimique ou électrochimique.

Bien entendu, l'évaporation doit être effectuée sous vide.

5. - Jonction par diffusion

Cette méthode de dopage utilise la propriété qu'ont les atomes libres de pénétrer dans un solide de nature différente porté à haute température. Elle permet d'obtenir des jonctions uniformes de surfaces aussi étendues qu'on le désire, sans donner naissance à des tensions mécaniques nuisibles comme

les alliages. Elle est utilisée, aussi bien pour la fabrication des transistors H.F. que pour les diodes et thyristors de puissance, ainsi que pour les cellules solaires.

Par définition, la diffusion est le phénomène par lequel des corps placés en contact se mélangent sans qu'il y ait un brassage de molécules, par convection, par exemple, lorsqu'il s'agit de fluides. C'est le cas, en particulier, du mécanisme de pénétration d'un gaz dans un solide qui est le plus utilisé.

Mais on obtient également une diffusion à partir d'un alliage superficiel solide ou liquide.

Les lois qui régissent la diffusion sont comparables à celles qui concernent la propagation de la chaleur dans un solide.

En prenant une pastille de semi-conducteur dopée, on peut par diffusion créer une jonction dans sa masse. Il faut diffuser, dans cette pastille, une impureté du type opposé avec une concentration supérieure à celle du cristal original.

On appelle *couche diffusée* la région superficielle dans laquelle la concentration de l'impureté diffusée est partout supérieure à celle de l'impureté présente avant la diffusion. La jonction est située dans le cristal à l'endroit où la concentration des atomes diffusés est égale à celle de l'impureté d'origine.

On pense que les atomes d'impureté s'insèrent dans le réseau cristallin en prenant des places réservées aux atomes du cristal lui-même et laissées vacantes, soit par des imperfections du cristal, soit surtout par l'agitation thermique.

Les atomes du corps diffusant progressent par bonds successifs, d'une place vacante à sa voisine la plus proche.

La *constante de diffusion* dépend de la nature des deux corps en présence. Elle est de plus une fonction très rapidement croissante de la température. Voici quelques valeurs de constante de diffusion (D) d'impuretés dans le silicium à 1200 °C.

— *Accepteurs (groupe III) :*

Bore : $D = 2,8 \cdot 10^{-12}$ cm²/s;
 Aluminium : $D = 1,3 \cdot 10^{-11}$ cm²/s;
 Gallium : $D = 4,1 \cdot 10^{-12}$ cm²/s.

— *Donneurs (groupe V) :*

Phosphore : $D = 2,8 \cdot 10^{-12}$ cm²/s;
 Arsenic : $D = 2,7 \cdot 10^{-13}$ cm²/s;
 Antimoine : $D = 2,2 \cdot 10^{-13}$ cm²/s.

On voit qu'en général les éléments accepteurs diffusent plus vite que les donneurs et que les constantes de diffusion sont toujours très petites. La lenteur de diffusion est un inconvénient de cette méthode de production des jonctions. Pour augmenter la vitesse de pénétration, on a intérêt à opérer à des températures élevées. Cependant on a vu que la durée de vie des porteurs diminue notablement après un traitement à haute température, ce qui est à considérer.

La courbe de la figure 6-16 donne la répartition des concentrations N_x en atomes d'impureté en fonction de la distance à la surface. La jonction est située à 4 μ m de la surface avec un matériau contenant 10^{18} /cm³ d'impureté. La concentration superficielle est égale à 10^{21} /cm³.

Il y a lieu d'étudier séparément la diffusion d'une vapeur et la diffusion d'impuretés dans un solide.

5.1. — DIFFUSION D'UNE VAPEUR

Ce procédé est utilisé presque exclusivement avec le silicium, car sa température de fusion étant plus élevée que celle du germanium, on peut opérer à une température voisine de 1200 °C, ce qui augmente la vitesse de diffusion.

L'échantillon de silicium, sous forme de rondelles, est placé dans un four où l'on établit une pression partielle de vapeur de l'élément diffusant. On peut évaporer, soit l'impureté elle-même, soit un de ses composés volatils.

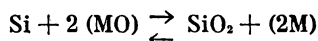
Si on évapore l'impureté elle-même, le processus de diffusion est différent selon la pression partielle dans le four.

Si la pression est assez élevée, il se forme sur le silicium à 1200 °C une phase liquide, mélange en équilibre de l'impureté et du semi-conducteur. La concentration superficielle en atomes d'impureté est alors fixée par la teneur d'impureté en solution dans le silicium.

Si la pression est assez basse, il n'y a pas formation d'alliage superficiel et la concentration de surface est proportionnelle à la pression de vapeur de l'élément diffusant.

La méthode la plus courante consiste à utiliser un oxyde de l'élément à diffuser, par exemple : P_2O_5 pour une couche *n* dopée au phosphore, ou B_2O_3 pour une couche *p* dopée au bore.

La vapeur de ce composé se dissocie au contact du silicium chaud pour former de la silice, en libérant l'impureté à la surface du silicium. Le mécanisme est le suivant : soit une impureté *M* dont on utilise un oxyde *MO* sous forme de vapeur. A 1200 °C on a :



La source réelle de la diffusion est donc créée à la surface même du semi-conducteur. La couche superficielle ne semble pas être de la silice pure (SiO_2) mais contenir également de l'oxyde *MO*, c'est pourquoi on parle plutôt d'une couche de verre.

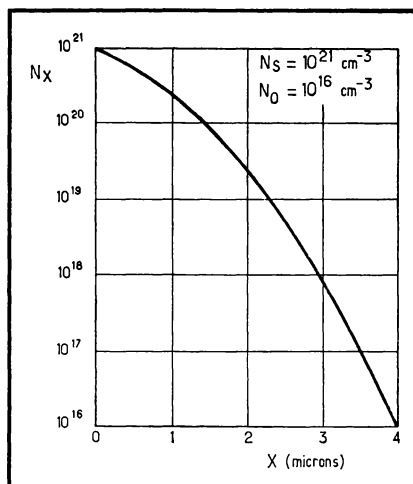
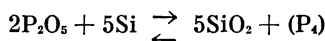


Fig. 6-16. — Courbe théorique donnant la répartition des concentrations N_x en atomes d'impureté en fonction de la distance à la surface.

Par exemple : pour le phosphore (*n*) on a :



avec, dans le four, un courant d'azote ou d'oxygène.

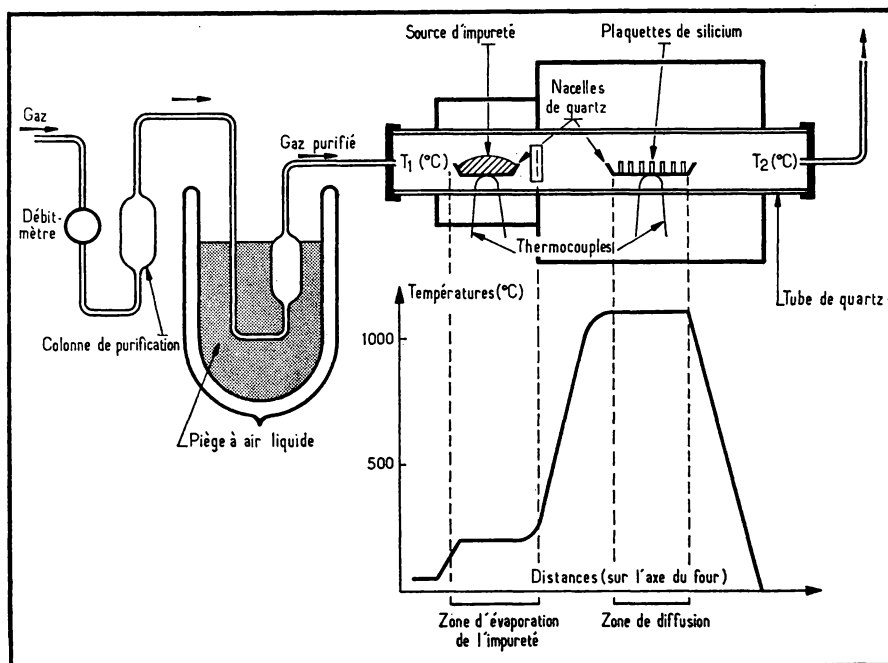
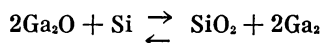
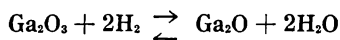


Fig. 6-17. — Four à deux températures pour la diffusion gazeuse.

Sur une rondelle de silicium *p* de $0,1 \Omega \cdot \text{cm}$ de résistivité ($4 \cdot 10^{17}$ atomes de bore par cm^3) on obtient une région *n* de $3,3 \mu\text{m}$ d'épaisseur, la concentration superficielle d'impureté est de $3 \cdot 10^{20}/\text{cm}^3$.

Pour le gallium (*p*), à partir de l'oxyde de gallium, on a :



avec un lent courant d'hydrogène dans le four.

Sur une rondelle de silicium *n* de $3,5 \Omega \cdot \text{cm}$ de résistivité ($8 \cdot 10^{14}$ atomes de phosphore par cm^3) on obtient une région *p* de $6,6 \mu\text{m}$ d'épaisseur, la concentration superficielle d'impureté est de $3,4 \cdot 10^{18}/\text{cm}^3$.

On utilise également des composés volatils de l'impureté et de l'hydrogène. Pour une diffusion *n* on peut adopter du phosphure d'hydrogène PH_3 , et pour une diffusion *p* du diborure d'hydrogène B_2H_6 . Dans le four à 1200°C ces produits se décomposent et le phosphore ou le bore diffusent dans le silicium.

Ces opérations sont effectuées dans un four à deux températures (fig. 6-17). Le gaz est sérieusement purifié avant d'être admis dans le four. Un premier compartiment sert à l'évaporation de l'impureté, il doit pouvoir être réglé en température d'une façon très précise. Par exemple : pour P_2O_5 à 220°C et pour Ga_2O_3 à 980°C .

Le second compartiment contient les rondelles de silicium, il est porté à 1200°C .

Il faut éviter toute pollution du silicium afin de ne pas observer une dégradation trop importante de la durée de vie des porteurs minoritaires. Malgré tout un cristal dont la durée de vie était de l'ordre de la milliseconde, n'est plus que de l'ordre de la microseconde après un traitement à 1200 °C.

5.2. — DIFFUSION D'IMPURETES DANS UN SOLIDE

On peut ainsi modifier la concentration ou la répartition des impuretés dans un cristal semi-conducteur.

Si on chauffe sous vide une pastille dopée n et p on peut obtenir une couche superficielle n par évaporation de l'impureté p . En effet, l'élément accepteur (p) diffuse généralement plus vite que l'élément donneur (n). L'impureté p quitte le cristal, sa concentration diminue en surface et elle ne peut plus compenser celle de l'impureté n .

Lors du tirage d'un monocristal on peut vouloir obtenir une double jonction par contamination alternée, par exemple n - p - n .

On commence par tirer le monocristal dopé n , c'est le collecteur du futur transistor. Puis, on arrête le tirage pour incorporer au bain en fusion deux impuretés de types opposés et dont les coefficients de diffusion sont très différents : par exemple, avec le silicium, de l'arsenic et de l'aluminium. On fixe les quantités de ces impuretés de façon que la deuxième partie du cristal soit de même signe que le premier (n), c'est l'émetteur.

Si on choisit bien la vitesse de tirage, le gradient de température au-dessus du bain et la concentration des impuretés, on observe que l'aluminium (p) diffusant vers l'émetteur provoque l'apparition d'une mince zone (base) où la concentration en atomes accepteurs est supérieure à celle en atomes donneurs.

Il en est de même lors de l'alliage d'une bille de métal contenant les deux types d'impuretés avec un semi-conducteur. Si la vitesse de diffusion est plus grande pour une impureté que pour l'autre, on peut observer la création d'une double jonction dans la couche recristallisée.

L'application de cette méthode de diffusion a donné de bons résultats pour la fabrication de dispositifs au germanium qui seront étudiés au cours des chapitres ultérieurs.

6. - Jonction par diffusion dans une couche épitaxiale

L'épitaxie consiste à faire croître à la surface d'une rondelle monocristalline d'un semi-conducteur chauffé une couche mince du même semi-conducteur. Tant que la couche déposée reste mince devant l'épaisseur du support, l'orientation monocristalline n'est pas modifiée.

Cette technique n'est utilisée, actuellement, que pour le silicium. Elle permet de réaliser des dispositifs à haute performance fonctionnant à des fréquences élevées et aussi des circuits intégrés.

Pour une rondelle de silicium d'une épaisseur voisine de 200 μm la couche épitaxiale déposée peut avoir une épaisseur comprise entre 5 et 25 μm .

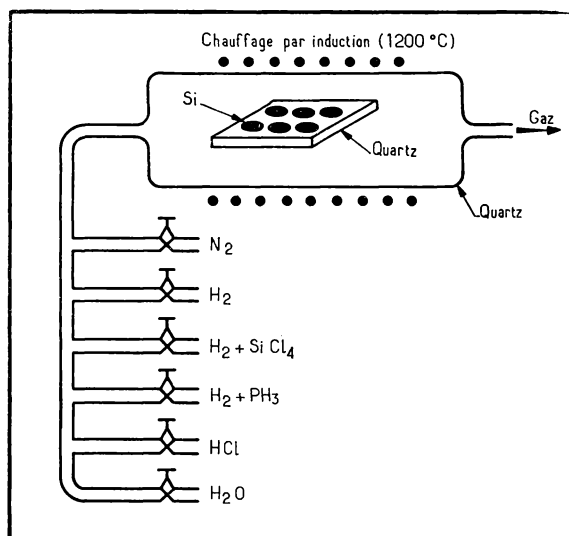
On peut déposer une couche intrinsèque à haute résistivité sur une rondelle fortement dopée et diffuser une impureté opposée dans une partie de la couche épitaxiale pour fabriquer un dispositif à tension inverse élevée.

Plus fréquemment, on dope la couche épitaxiale par diffusion gazeuse soit du même type, soit du type opposé à la rondelle support.

Par exemple, un dopage n à résistivité de 0,1 à 10 $\Omega\cdot\text{cm}$, sur une rondelle dopée plus fortement, on dit $n+$, ayant une résistivité comprise entre 0,006

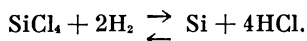
et $0,01 \Omega \cdot \text{cm}$, permet de fabriquer des transistors « mesa » ou « planar » ayant une forte tension de claquage et une faible résistance de saturation. Par contre, pour la fabrication des circuits intégrés, on dépose une couche épitaxiale n sur une rondelle p dont la résistivité est comprise entre 2 et $5 \Omega \cdot \text{cm}$.

Fig. 6-18. — Four pour le dépôt des couches épitaxiales et pour la diffusion gazeuse.



Généralement, la diffusion gazeuse s'effectue au cours de la même opération que l'épithaxie afin d'éviter d'avoir à porter à plusieurs reprises la plaquette de silicium à 1200°C .

La figure 6-18 donne une représentation schématique du four utilisé. Il est en quartz et chauffé par induction. Les rondelles de silicium sont posées sur un support également en quartz. Il faut, en effet, que la couche épithaxiale ne se dépose que sur une face. On chasse l'air du four par un courant d'azote (N_2), puis on met le chauffage réglé à 1200°C . On envoie de l'acide chlorhydrique (HCl) en vapeur pour décaper légèrement les rondelles et éliminer toute oxydation de surface. Puis, on admet les vapeurs de tétrachlorure de silicium et d'hydrogène. On a la réaction suivante sur les rondelles de silicium :



Le silicium intrinsèque se dépose en couche épithaxiale sur les rondelles avec une cristallographie parfaite à condition que les rondelles soient parfaitement propres. On obtient une croissance de $1 \mu\text{m}$ par minute en contrôlant le débit de SiCl_4 et de H_2 . On peut calculer l'épaisseur de la couche à $\pm 5\%$.

Si la couche doit être dopée sur toute son épaisseur, on admet, en même temps dans le four, la vapeur de l'impureté correspondante. On ne peut retenir les oxydes car le four est alimenté en hydrogène. On préfère les composés à base d'hydrogène ou à base de chlore.

Sur la figure, on a indiqué PH_3 pour la diffusion n et B_2H_6 pour la diffusion p .

On peut également adopter le trichlorure de phosphore (PCl_3) pour la diffusion n et le trichlorure de bore (BCl_3) pour la diffusion p . Ces corps se décomposent en donnant l'impureté voulue et de l'acide chlorhydrique avec l'hydrogène. Cet acide chlorhydrique vient s'ajouter à celui produit par l'épitaxie.

Souvent, la couche épitaxiale est dopée après formation complète et sous une faible épaisseur. A ce moment, les vapeurs de dopage ne sont admises dans le four qu'après la fin de la formation de la couche.

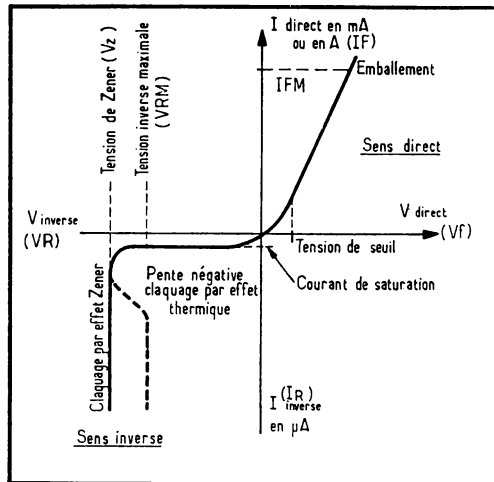
Enfin, pour certains dispositifs, dont les transistors planar, il est nécessaire de protéger la diffusion par une couche de silice SiO_2 . A ce moment, on admet de la vapeur d'eau dans le four qui oxyde la surface des rondelles de silicium. Enfin, on laisse refroidir le four.

LES DIODES

1. - Caractéristiques

Une diode est constituée par un cristal semi-conducteur comportant une jonction $p-n$. On considère qu'une diode à pointe se comporte comme une diode à microjonction et que, par conséquent, son fonctionnement est comparable à celui d'une diode à jonction.

Fig. 7-1. — Caractéristiques théoriques d'une diode à semi-conducteur.



Si on relie successivement une diode dans le sens direct et dans le sens inverse aux bornes d'une source extérieure on obtient la courbe de la figure 7-1.

1.1. — CARACTERISTIQUE DIRECTE

Si on applique une tension croissante aux bornes de la diode en relevant l'intensité dans le circuit, on trace la caractéristique directe. On note d'abord une zone presque linéaire, une zone parabolique du second degré, puis enfin

une grande zone linéaire qui est la zone d'utilisation normale. Ce coude détermine une *tension de seuil* en dessous de laquelle la détection n'est pas linéaire, donc affectée d'une forte distorsion. Elle est d'autant plus élevée que la bande interdite du semi-conducteur est plus large : silicium, 0,7 à 0,9 V; germanium, 0,4 à 0,5 V. C'est pourquoi on préfère les diodes au germanium pour la détection des signaux faibles en H.F. Les diodes au silicium sont utilisées pour le redressement de puissance à cause de leur bonne tenue en température : 175 °C au lieu de 85 °C pour le germanium.

La *résistance directe* de la diode, appelée *résistance différentielle*

$$r_d = \frac{\Delta V_F}{\Delta I_F} \text{ pour } I_F \text{ ou } V_F \text{ donnés.}$$

Puisque la pente de la courbe change, la

résistance directe varie en fonction de l'endroit de la mesure. Elle est d'abord relativement élevée, puis diminue lorsqu'on atteint la partie rectiligne de la caractéristique. Une faible augmentation de tension entraîne une variation importante de courant dans la jonction. On doit veiller à ne jamais dépasser la valeur de l'intensité maximale I_{FM} , ou ce qui revient au même, le circuit extérieur doit avoir une valeur minimale de résistance en série.

Si l'intensité maximale, pour une ambiance déterminée, était dépassée, la température de la jonction provoquerait sa destruction par emballement.

La forme de la caractéristique directe est peu affectée par l'élévation de température. On observe une translation parallèlement à l'axe des tensions accompagnée d'une légère déformation de la courbe. Pour une tension donnée, le courant est d'autant plus important que la température est élevée.

1.2. — CARACTERISTIQUE INVERSE

La jonction est polarisée en sens inverse. Le courant inverse (I_R) est très faible. Sur la figure 7-1 l'échelle du courant inverse est en μA , alors que l'échelle du courant direct est en mA ou en A selon les modèles. Ainsi la lecture de la courbe est plus aisée.

La courbe est tout d'abord linéaire en prolongement de la caractéristique directe. On voit donc que pour les très faibles tensions alternatives, il n'y a pas détection. Puis, la courbe est parabolique du second degré. Le courant inverse tend vers une valeur presque constante, c'est le *courant de saturation* qui est fonction de la surface de la jonction et de l'agitation thermique, donc de la température.

La résistance inverse est très élevée, mais jamais infinie. On peut utiliser cette courbe pour le redressement jusqu'à la *tension inverse maximale* V_{RM} . Au-delà un coude brusque de la caractéristique est observé pour une tension appelée : *tension de Zener*. Le courant inverse augmente très vite, c'est le *claquage* de la jonction. Si on n'atteint pas la température limite de la jonction, ce claquage n'est pas destructif. On peut donc prévoir des circuits qui fonctionnent dans la zone de claquage.

Plusieurs effets peuvent provoquer ce claquage.

— *Claquage par effet thermique*. La puissance dissipée dans la jonction augmente en fonction de la tension et de l'intensité inverses. $P_j = V_R \cdot I_R$. La température atteinte par la jonction dépend de cette puissance P_j et de son refroidissement. Lorsque la dissipation de chaleur et le refroidissement sont égaux, le courant inverse est stable. A partir de V_{RM} , l'équilibre thermique est rompu. La dissipation devient plus importante que le refroidissement. L'effet devient cumulatif, la caractéristique présente une pente négative. Tant que la jonction n'atteint pas sa température limite, elle n'est pas détruite.

— *Claquage par effet d'avalanche.* Les charges électriques qui traversent la jonction reçoivent une énergie proportionnelle à la tension appliquée à ses bornes. Lorsque cette énergie dépasse une certaine valeur, il se produit une ionisation par choc qui peut devenir cumulative. C'est l'*avalanche*. Le courant inverse n'est plus limité que par la résistance du circuit extérieur.

Pour le silicium l'avalanche débute pour une intensité de champ de 5.10^5 V/cm inférieure à celle nécessaire pour l'effet zener qui est de 10^6 V/cm.

Le claquage par zener ne se produit que dans des zones désertées très minces, c'est-à-dire pour un cristal très fortement dopé, dont la tension de claquage est inférieure à 10 V. Pour les autres, c'est l'effet d'avalanche qui est primordial et le coude est moins brusque.

— *Claquage par effet de champ (effet zener).* L'augmentation de la tension inverse provoque un accroissement de champ dans la jonction. Pour une certaine valeur, il se produit un phénomène d'arrachement des électrons des liaisons. Le courant n'est plus limité que par la diode elle-même.

La tension de Zener est utilisée comme tension de référence dans les alimentations stabilisées. Le coude de zener est plus marqué pour les diodes au silicium que pour les diodes au germanium. De plus, par suite de la température de jonction admissible plus élevée, les diodes zener sont toujours au silicium.

— *Influence de la température.* On sait que le courant inverse croît avec la température. Il double pour une augmentation de 12°C dans les diodes au germanium et de 8°C pour les diodes au silicium. Bien entendu, la résistance inverse diminue dans la même proportion.

1.3. — COMPARAISON ENTRE LES DIODES A VIDE ET LES DIODES A SEMI-CONDUCTEUR

Les diodes à semi-conducteur offrent les avantages suivants :

- Absence de filament, économie de consommation et élimination des ronflements;
- Capacité très petite (1 pF) pour les diodes à pointe de détection H.F.;
- Résistance directe plus faible;
- Faibles poids et encombrement, incorporation directe dans le câblage pour les diodes de détection;
- Tensions et intensités importantes pour les redresseurs, meilleur rendement;
- Longue durée de vie.

Les diodes à semi-conducteur présentent toutefois les inconvénients suivants :

- Le courant inverse d'une diode à vide est nul, ce qui n'est pas le cas d'une diode à semi-conducteur;
- Les caractéristiques d'une diode à vide ne varient pas avec la température.

Malgré ces inconvénients, les diodes à semi-conducteur sont, maintenant, préférées aux diodes à vide.

2. - Redressement du courant alternatif

Une diode peut servir au redressement du courant alternatif. Deux cas sont à considérer : circuit extérieur à charge résistive et circuit extérieur à charge résistive et capacitive.

2.1. — CIRCUIT EXTERIEUR A CHARGE RESISTIVE

Le schéma du redressement mono-alternance est donné sur la figure 7-2 et la courbe de redressement sur la figure 7-3. La tension alternative est appliquée aux bornes de la diode. Par la forme de sa caractéristique seule l'alternance positive est transmise, l'alternance négative est pratiquement supprimée.

Il ne faut pas que l'amplitude de la tension de crête alternative atteigne ou dépasse la tension inverse maximale de la diode (V_{RM}) donnée par le constructeur. Il ne faut pas non plus que l'alternance positive détermine une intensité supérieure à I_{FM} pour la température ambiante au lieu d'utilisation. Ce sont les deux précautions indispensables à observer rigoureusement.

L'intensité maximale I_{FM} détermine la température de la jonction dans des conditions précises.

Si on monte la diode sur une ailette de refroidissement, la résistance thermique du dispositif diminue et on peut admettre une intensité maximale supérieure. On peut également refroidir ce radiateur par un courant d'air forcé, ce qui augmente encore les possibilités de la diode. Ainsi, par exemple, des diodes laser doivent être plongées dans de l'azote liquide à $-190\text{ }^{\circ}\text{C}$ pour que leur température de jonction ne dépasse pas la valeur maximale, lors de l'impulsion de lumière cohérente.

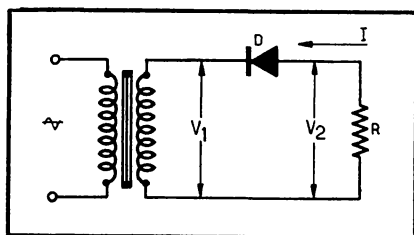
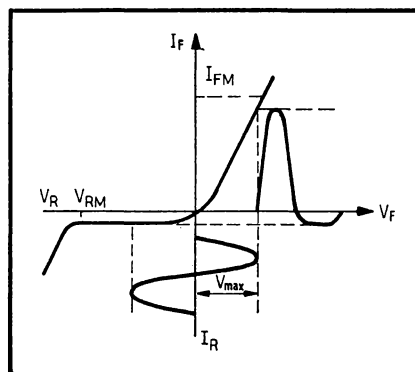


Fig. 7-2 — Redressement sur charge résistive.

Fig. 7-3. — Courbe de redressement d'une alternance.



On voit que l'intensité maximale dépend de l'efficacité du système de refroidissement de la jonction. Une réfrigération parfaite permettrait théoriquement d'admettre une intensité infinie, mais non une tension plus élevée que V_{RM} .

2.2. — CIRCUIT EXTERIEUR A CHARGE RESISTIVE ET CAPACITIVE

Le schéma théorique est celui de la figure 7-4 et la courbe correspondante celle de la figure 7-5.

Lorsque la diode conduit, le condensateur se charge très rapidement à travers sa faible résistance directe.

Lorsque la diode est bloquée, le condensateur se décharge plus ou moins vite selon la valeur de la charge résistive R . Généralement R est grand par rapport à la résistance directe de la diode. Le condensateur se décharge lentement. Il possède encore une certaine tension aux bornes lorsque la diode conduit à nouveau, soumise à l'alternance suivante. On a donc une tension

Fig. 7-4. — Redressement pour charge ohmique et capacitive.

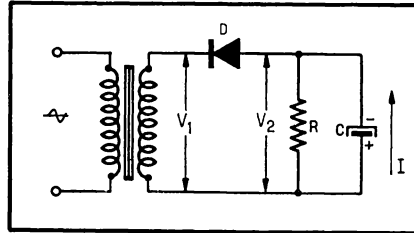
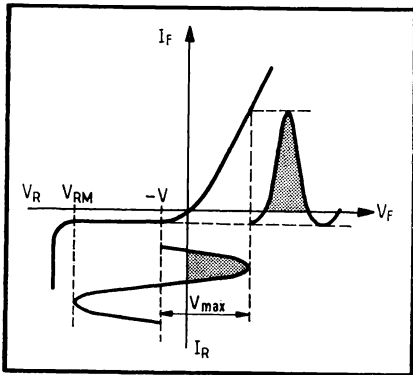


Fig. 7-5. — Courbe de redressement d'une alternance sur charge ohmique et capacitive.

sensiblement continue ($-V$) qui polarise la diode. La tension alternative n'est plus appliquée au point zéro, mais à $-V$. Seules les pointes de la tension alternative rendent la diode conductrice. La diode fonctionne pendant un temps très court, correspondant à une fraction de l'alternance positive. On doit veiller à ce que :

$-V + V_{\max}$ soit inférieur à V_{RM} , alors que précédemment $V_{\max}$ devait être inférieur à V_{RM} . On est donc obligé d'avoir une marge de sécurité supplémentaire.

La puissance instantanée donnée par la diode ne dépasse pas sa puissance maximale en service. Pour que le temps de travail de la diode ne soit pas trop court et que $-V$ ne soit pas trop important, on limite, soit la valeur maximale de C , soit la valeur minimale de la résistance en série avec la diode. Si la résistance du transformateur est insuffisante, il faut ajouter une résistance avant la diode. De plus, R doit être faible devant la résistance inverse de la diode.

En d'autres termes, il faut que la constante de temps RC soit petite devant la période du signal, sinon, il faut réduire la valeur de la tension alternative $V_{\max}$.

Les différents schémas pratiques de redresseurs seront examinés au chapitre consacré aux diodes de puissance (chap. X).

3. - Détection

Alors que le redressement concerne les circuits de puissance, la détection se rapporte aux signaux H.F.

La qualité d'un circuit détecteur est fonction de son rendement, de sa résistance équivalente d'amortissement et de son comportement en H.F.

Le schéma d'un détecteur classique est donné sur la figure 7-6. On relève : la résistance directe (R_d), la résistance inverse (R_{inv}) et la capacité de la diode (C_d), la résistance (R) et la capacité (C) de détection. La tension de crête fournie au détecteur est E , la tension détectée aux bornes du condensateur est V . Le rendement de détection est : $\eta = \frac{V}{E}$.

Pour une diode idéale dont la valeur de R_d et de R_{inv} est constante pour toutes les valeurs de E , le calcul montre que le rendement de détection est fonction inverse de :

$$G + G_{inv}/G_d.$$

G est la conductance de la charge R ($G = \frac{1}{R}$);

G_d est la conductance directe de la diode ($G_d = \frac{1}{R_d}$);

G_{inv} est la conductance inverse de la diode ($G_{inv} = \frac{1}{R_{inv}}$).

Le rendement est maximal lorsque G et G_{inv} sont très petits, c'est-à-dire lorsque la résistance de la charge R et la résistance inverse de la diode sont très grandes.

Or, par suite des impédances des circuits à transistors il est difficile de se rapprocher de ce cas idéal. En pratique la résistance inverse peut être grande, mais la résistance de détection est généralement plus faible. Le rendement de la détection n'est pas maximal. Dans ces conditions l'action de la température sur le rendement de la détection est négligeable.

Il faut définir également l'importance de l'énergie consommée par la détection. Elle dépend de la diode, de la résistance et de la capacité de détection, de la forme et de l'amplitude du signal appliqué. La *résistance équivalente d'amortissement* substituée au circuit détecteur consomme la même énergie que lui (r_d). Si P est la puissance extraite et E la tension de crête du signal fourni par la source, la résistance $r_d = E^2/2P$.

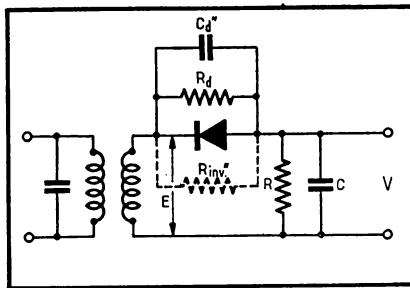


Fig. 7-6. — Circuit détecteur classique.

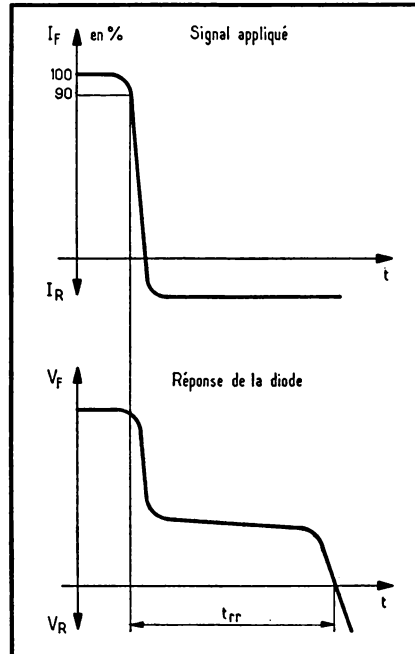
Si la résistance de détection R et la résistance inverse de la diode (R_{inv}) sont très grandes, la tension V continue aux bornes de C est sensiblement égale à la tension de crête E du signal appliqué. La puissance dissipée est alors $P = E^2/R$.

La résistance équivalente d'amortissement d'une diode à vide est égale à la moitié de la résistance de détection. Pour une diode à semi-conducteur dont la résistance inverse n'est pas infinie on a :

$$\frac{1}{r_d} = \frac{2}{R} + \frac{3}{R_{inv}}.$$

Une augmentation de température provoque une diminution de la résistance inverse et une diminution de la résistance équivalente d'amortissement.

Fig. 7-7. — Définition du temps de recouvrement inverse.



Lorsque la fréquence du signal augmente, la capacité de la diode C_d intervient; en effet, elle dérive un pourcentage appréciable du signal H.F. dans le condensateur de détection.

On choisit alors des diodes à pointe au germanium dont la capacité C_d est de l'ordre du picofarad.

4. - Commutation

Lorsqu'une diode conduit un courant dans le sens direct, il y a formation d'un excès de porteurs minoritaires de part et d'autre de la jonction.

Si on applique alors une tension inverse, la diode ne se bloque pas immédiatement. Elle présente une impédance inverse faible jusqu'à complète recombinaison des porteurs minoritaires et reconstitution de la barrière de potentiel. La figure 7-7 donne la forme du signal appliqué et la réponse de la diode. Le temps nécessaire à cette commutation : sens direct-sens inverse s'appelle *temps de recouvrement inverse* (t_{rr}). Les diodes à pointe spéciales pour commutation, ainsi que les nouvelles diodes à jonction, ont des temps de recouvrement inverse de l'ordre de quelques nanosecondes.

Si on inverse à nouveau la tension dans le circuit, la réponse de la diode n'est pas immédiate non plus. Il faut le temps aux porteurs minoritaires d'annuler la barrière de potentiel de la jonction. La figure 7-8 donne la forme du signal appliqué et la réponse de la diode. Ce temps s'appelle *temps de recouvrement direct* (t_{rr}) ou *temps de montée*. Il est également de l'ordre de quelques nanosecondes pour les diodes spéciales pour commutation rapide. Il est évident que ces temps limitent la vitesse de commutation maximale du dispositif.

5. - Code de désignation des semi-conducteurs

Les constructeurs américains peuvent faire enregistrer leurs modèles au bureau du *E.I.A.* (*Electronic Industrie Association*). Ils reçoivent alors un numéro d'ordre pris dans la série 1N pour les diodes et 2N pour les transistors. Aussi bien pour les diodes que pour les transistors, les derniers modèles enregistrés ont des numéros qui dépassent 5000.

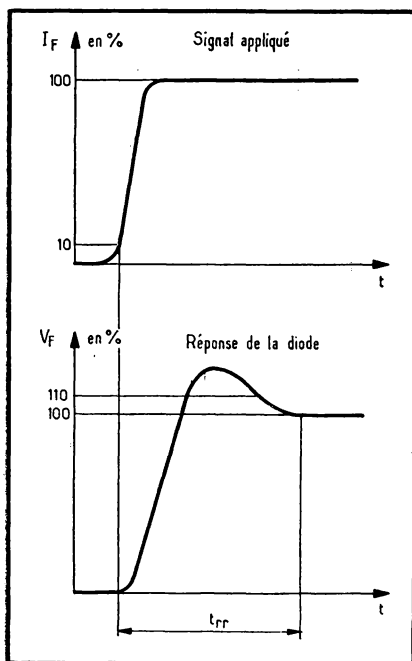


Fig. 7-8. — Définition du temps de recouvrement direct.

Dans ces conditions, il est très difficile de connaître de mémoire les caractéristiques des différents dispositifs.

A l'origine les constructeurs européens avaient adopté chacun une numérotation différente. Un certain nombre d'entre eux ont décidé de suivre un code européen permettant de connaître quelques caractéristiques des dispositifs rien que par leurs numéros.

Chaque élément est désigné par un groupe de 5 signes : soit 3 lettres et 2 chiffres pour les applications « professionnelles », soit 2 lettres et 3 chiffres pour les applications « grand public ».

SIGNIFICATION DE LA PREMIERE LETTRE

A = Eléments à une ou plusieurs jonctions utilisant un matériau dont la largeur de bande interdite est comprise entre 0,6 et 1 eV, tel que le *germanium*.

B = Eléments à une ou plusieurs jonctions utilisant un matériau dont la largeur de bande interdite est comprise entre 1 et 1,3 eV, tel que le *silicium*.

C = Eléments à une ou plusieurs jonctions utilisant un matériau dont la largeur de bande interdite est égale ou supérieure à 1,3 eV, tel que l'*arséniure de gallium*.

D = Eléments à une ou plusieurs jonctions utilisant un matériau dont la largeur de bande interdite est inférieure à 0,6 eV, tel que l'*antimoniure d'indium*.

R = Eléments utilisant des matériaux tels que ceux employés dans les générateurs de Hall et les cellules photoconductrices.

SIGNIFICATION DE LA DEUXIEME LETTRE

A = Diode de détection, commutation, diode mélangeuse.

B = Diode à capacité dépendante de la tension.

C = Transistor B.F. $R_{th} > 15 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$.

D = Transistor B.F. de puissance. $R_{th} \leq 15 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$.

E = Diode tunnel.

F = Transistors H.F. $R_{th} > 15 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$.

G = Ensembles d'éléments divers.

H = Mesureur de champ.

K = Générateur de Hall en circuit magnétique ouvert.

L = Transistor H.F. de puissance. $R_{th} \leq 15 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$.

M = Générateur de Hall en circuit magnétique fermé.

P = Détecteur de radiations.

Q = Elément générateur de radiations.

R = Elément de commutation à effet d'avalanche commandé électriquement. $R_{th} > 15 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$.

S = Transistor de commutation. $R_{th} > 15 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$.

T = Elément de commutation à effet d'avalanche commandé électriquement ou photo-électriquement. $R_{th} \leq 15 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$.

U = Transistor de puissance pour commutation. $R_{th} \leq 15 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$.

X = Multiplicateur de fréquence, par exemple Varactor.

Y = Redresseur, diode de puissance.

Z = Diode de référence ou de régulation de tension (zener).

DISPOSITIFS GRAND PUBLIC

Après les deux lettres un nombre à trois chiffres sert de numéro d'ordre entre 100 et 999.

DISPOSITIFS PROFESSIONNELS

Après les deux lettres, on rencontre une troisième lettre qui est un Y, puis un nombre à deux chiffres de 10 à 99. Ensuite, la lettre X sera utilisée à son tour.

LES DIODES A POINTE

1. - Fabrication

La fabrication des diodes à pointe au germanium ou au silicium s'effectue sur des machines automatiques selon le schéma général qui va être exposé.

La figure 8-1 représente une diode à pointe avec ses dimensions. La longueur du corps est comprise entre 5,85 et 7,6 mm et son diamètre entre 2 et 2,5 mm (boîtier JEDEC (USA) DO7).

Les fils de sortie sont en « copper clad », c'est-à-dire que le fil est en fer spécial sur lequel on a plaqué du cuivre pour la soudure ultérieure au circuit. D'autres alliages peuvent être adoptés, l'essentiel est qu'ils aient le même coefficient de dilatation que le verre et qu'ils puissent se souder à l'étain. Ce fil reçoit sa perle de verre qui est soudée près d'une extrémité. L'ensemble fil-perle de verre s'appelle un « dummet ».

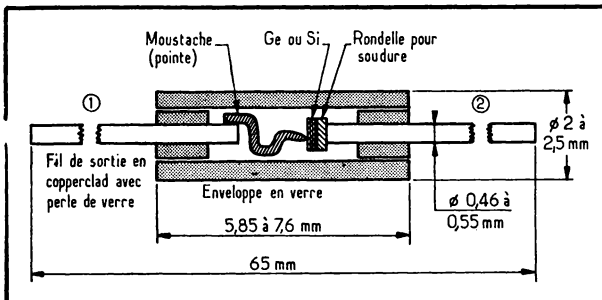


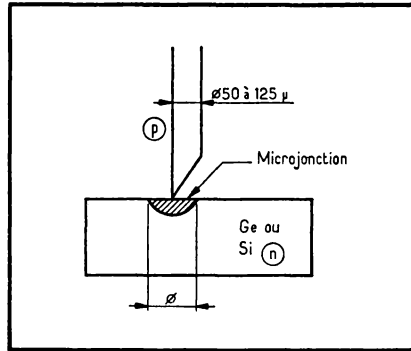
Fig. 8-1. — Fabrication des diodes à pointe. Boîtier JEDEC DO7.

Le dummet 2 reçoit à son extrémité la pastille de germanium ou de silicium de 0,5 mm de côté et de 0,2 mm d'épaisseur dopée n , soudée au moyen d'une rondelle d'étain ou d'or dopée à l'antimoine (n). On choisit généralement l'étain avec le germanium et l'or avec le silicium.

Après la soudure ce petit sous-ensemble est découpé à l'acide, lavé puis séché, afin d'éliminer toute contamination de la surface du cristal. Sa durée de vie doit être au moins de 100 μ s. Il est introduit dans le tube de verre et soudé.

Le dummet 1 reçoit à son extrémité la pointe ou « moustache ». C'est un fil formé en S en tungstène de 85 μ m de diamètre, ou en or de 50 μ m pour le germanium, et en aluminium de 125 μ m de diamètre pour le silicium. Le tungstène et l'or doivent être dopés *p*, de façon à bien obtenir une jonction *p-n*. On affûte la pointe par une coupe en biais, afin d'obtenir la plus petite surface de contact possible.

Fig. 8-2. — Constitution de la microjonction.



Le dummet 1 est introduit dans le tube de verre, on règle la pression de la pointe sur la pastille et on soude la perle de verre au tube.

Une brève surintensité est envoyée dans la diode afin de former la microjonction. C'est-à-dire que, sous cette élévation de température, la pointe et le cristal forment un alliage qui se recristallise, constituant une jonction *p-n* (fig. 8-2). C'est pourquoi nous avons traité toutes les diodes théoriquement de la même façon au chapitre précédent. Il n'y a pas deux fonctionnements différents : la pointe et la jonction. Cette fabrication permet seulement d'obtenir la plus petite microjonction possible.

Enfin, certains fabricants peignent le tube de verre en noir afin d'éviter que les photons de la lumière puissent atteindre la jonction. Tous marquent la cathode d'un point coloré ou d'un anneau.

2. - Caractéristiques

Elles dépendent de la nature du cristal, de la pointe et également du diamètre de la microjonction (fig. 8-2). Ce diamètre dépend de la dimension exacte du fil, de la forme de la pointe et du courant de formation. Il peut être compris entre 10 et 80 μ m. Cette jonction détermine la tension et l'intensité admissibles pour le germanium et pour le silicium. Elle présente une certaine capacité et une certaine résistance directe qui limitent la réponse en fréquence. Les plus petites microjonctions ont la capacité parasite la plus faible, de l'ordre de 1 pF, et peuvent atteindre plusieurs GHz. En commutation, elles ont des temps de recouvrement inverses de quelques nano-secondes.

On obtient trois grandes classes de diodes à pointe.

| Type | Ct direct
à + 1 V
à 25 °C | Tension
inverse max.
admissible | Résistance
inverse moy. |
|---|---------------------------------|---------------------------------------|----------------------------|
| Ge pointe tungstène
de 85 μm de diamètre | 3 à 15 mA | 25 à 100 V | 0,5 M Ω |
| Ge pointe or
de 50 μm de diamètre | 20 à 200 mA | 10 à 150 V | 2 M Ω |
| Si pointe aluminium
de 125 μm de diamètre | 3 à 20 mA | 10 à 200 V | 500 M Ω |

3. - Utilisations

Les diodes au germanium à pointe tungstène servent pour la détection en général. C'est-à-dire aussi bien en radio, en modulation de fréquence que pour la détection vidéo en télévision. Certaines sont prévues pour des courants directs plus élevés, d'autres pour des tensions inverses plus importantes.

Les diodes au germanium à pointe d'or admettent un courant direct plus important pour une même chute de tension, c'est-à-dire que leur résistance directe est plus faible ou, ce qui revient au même, que leur conductance directe est plus élevée. D'autre part leur courant inverse est plus faible. On peut avoir une détection avec un meilleur rendement et une commutation plus rapide.

Les diodes à pointe au silicium deviennent plus rares dans les catalogues des fabricants, elles sont remplacées par des diodes planar à microjonction qui ont la même présentation et le même encombrement. Elles ne peuvent servir en détection à cause de la tension de seuil plus importante (0,7 à 0,9 V) que celle du germanium (0,4-0,5 V). Les signaux faibles ne peuvent être détectés et la distorsion est assez importante pour les signaux moyens. Par contre, ces diodes peuvent fonctionner à une température de jonction atteignant 175 °C et leur résistance inverse est très élevée. On s'en sert généralement pour le redressement du courant alternatif pour l'alimentation des circuits et des relais nécessitant peu de puissance : quelques milliampères sous, au plus, 100 V. Leur temps de recouvrement inverse est de l'ordre de 0,5 μs .

LES DIODES A JONCTION DE FAIBLE PUISSANCE

1. - Fabrication

Il existe un très grand nombre de types catalogués que l'on peut inclure dans ce chapitre. Il y a lieu de les classer en trois grandes catégories.

1.1. — *DIODES AU GERMANIUM PAR ALLIAGE*

Ce type de fabrication est en voie de disparition et n'est cité que pour mémoire. Il permettait d'obtenir des diodes de redressement pour les circuits de faible puissance : 50 à 100 V sous 100 à 150 mA environ. Ce sont les diodes au silicium qui sont universellement adoptées.

1.2. — *DIODES AU SILICIUM PAR ALLIAGE*

Ce type de fabrication est en nette régression devant les progrès faits par les diodes obtenues par diffusion. Nous ne traiterons de cette fabrication que pour les diodes de puissance au chapitre X. Par cette méthode on obtient des diodes de redressement admettant 50 à 800 V et fournissant jusqu'à 4 A pour les tensions moyennes.

Les diodes zener sont encore fabriquées ainsi; elles font l'objet d'une étude au chapitre XI.

1.3. — *DIODES AU SILICIUM PAR DIFFUSION*

C'est la méthode adoptée pour tous les nouveaux modèles qui sortent de fabrication. Il en existe une grande variété, depuis les microjonctions jusqu'aux types de moyenne puissance.

Les diodes sont constituées par une pastille de silicium dont les dimensions sont en relation avec la puissance à obtenir. Les petites jonctions sont faites sur des pastilles de $0,5 \times 0,5$ mm et d'une épaisseur de 0,2 mm. Les diodes de moyenne puissance nécessitent des pastilles de 1×1 mm et de 0,5 mm d'épaisseur. Pour une diode bien refroidie et à 25 °C d'ambiance, on admet 300 A par cm^2 de jonction. A titre indicatif, on ne dépasse pas 100 A par cm^2 pour le germanium.

La pastille de silicium dopée n est diffusée en phase vapeur par une impureté p . On obtient ainsi par diffusion une jonction $p-n$.

Pour d'autres modèles, on part d'une pastille de silicium fortement dopée $n+$. On dépose par épitaxie une couche n à résistivité élevée. Puis, on diffuse dans la couche épitaxiale une impureté p . On obtient ainsi une forte tension de claquage et une faible résistance de saturation. Enfin, pour certains types on protège la jonction par une couche de silice. On dit alors que la diode est *passivée*. C'est la fabrication *planar*.

La fabrication des petites diodes, selon le procédé planar ou planar épitaxial, passivées ou non, ressemble à celle des diodes à pointe. Il y a lieu de se reporter à la figure 8-1 du chapitre précédent.

La pastille de silicium est soudée à l'or-antimoine sur l'extrémité du dummet de sortie. La pointe est remplacée par une crosse souple en S en platine-tungstène soudée à l'argent au dummet de sortie et sur la zone diffusée p .

L'élasticité de la crosse amortit les chocs et les vibrations mécaniques éventuelles.

Les dimensions extérieures de la diode ne sont pas modifiées (boîtier DO7). Le tube en verre est souvent peint en noir.

Aux Etats-Unis, certains fabricants sortent les diodes miniatures sous un volume encore plus réduit (fig. 9-1). La pastille de silicium diffusée est soudée sur un rectangle de kovar doré (Fe 54 %, Co 19 %, Ni 27 %). Le

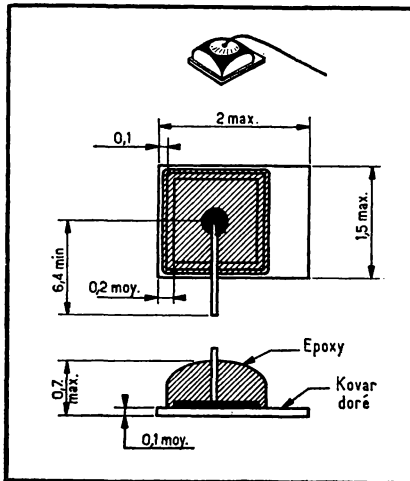
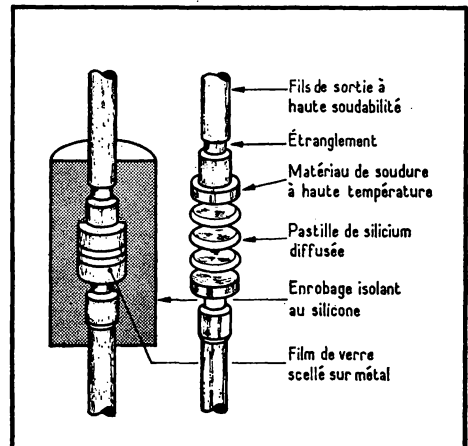


Fig. 9-2. — Diode miniature au silicium diffusé.

Fig. 9-1. — Diode miniature enrobée.



fil de sortie est soudé sur une rondelle qui assure le contact avec la jonction. La partie supérieure de la plaquette de kovar est recouverte de résine époxy. La plaquette de kovar peut être soudée directement sur un circuit imprimé. A moins que l'utilisateur ne préfère souder un fil sur le bord de la plaquette. Dimensions : $2 \times 1,5$ mm, épaisseur 0,7 mm.

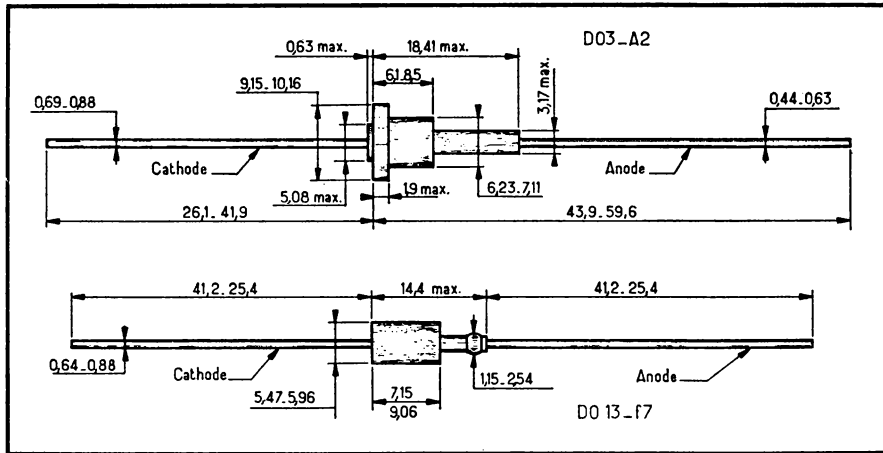


Fig. 9-3. — Diode au silicium diffusé pour faible puissance.

D'autres fabrications plus massives, mais approximativement de mêmes dimensions, admettent des puissances supérieures. La figure 9-2 donne un exemple de ce type.

Les fils de sortie se terminent par une petite cuvette. Dans l'une on soude la pastille de silicium diffusée par l'intermédiaire d'une rondelle à l'or-antimoine. Dans l'autre on soude une rondelle de contact avec la zone diffusée *p*. L'ensemble est recouvert par un film de verre scellé sur le métal et parfaitement étanche. Enfin, le tout est enrobé par une résine au silicone tenant à haute température.

Le corps de la diode mesure 5 mm sur 2,5 mm de diamètre. Les fils de sortie ont un diamètre de 0,8 mm.

Les diodes de faible puissance sont présentées dans les boîtiers normalisés JEDEC (USA) DO3 et DO13 correspondant à la normalisation CEI (Europe) A2 et F7. Ces boîtiers permettent de placer une jonction plus importante et de dissiper plus de calories (fig. 9-3).

2. - Caractéristiques

2.1. — DIODES A MICROJONCTION ET ENROBÉES

Elles sont caractérisées par une grande conductance directe, un temps de recouvrement inverse de quelques nanosecondes et une large plage de température ambiante, — 65 à + 175 °C. Bien entendu leur courant inverse est très faible, quelques dizaines de nA, pour une tension inverse maximale comprise entre 25 et 100 V.

Elles sont utilisées surtout en commutation rapide.

2.2. — DIODES MINIATURES

Ces diodes (fig. 9-2) permettent de fournir une puissance redressée appréciable. Le type pris en exemple admet une tension efficace à l'entrée comprise entre 35 et 700 V pour un redressement à 50 ou 60 Hz sur charge résistive ou inductive. Le courant moyen redressé à 75 °C d'ambiance est

LES DIODES

OU REDRESSEURS DE PUISSANCE

1. - Redressement sur charge résistive ou inductive

Il est nécessaire de commencer ce chapitre par une étude des principaux circuits de redressement utilisés dans l'industrie, et d'en définir les paramètres pour connaître les conditions de fonctionnement des diodes à semi-conducteur.

Le tableau des pages 78 et 79 récapitule tous les paramètres des différents modes de redressement. On suppose que les redresseurs sont parfaits, qu'ils n'ont pas de chute directe, que leur courant inverse est négligeable et que le réseau ne présente pas d'impédance. La charge est soit résistive, soit inductive. Le fonctionnement des circuits redresseurs avec charge capacitive sera étudié au paragraphe suivant. On distingue les schémas :

1.1. — REDRESSEMENT MONO-ALTERNANCE

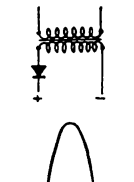
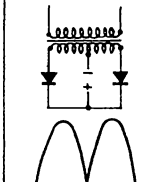
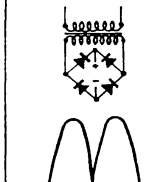
C'est le schéma le plus simple, le plus économique de fabrication, mais le plus coûteux du point de vue rendement et difficulté de filtrage de la tension de sortie.

Le transformateur délivre au secondaire 2,22 fois la tension de sortie. La diode supporte une tension inverse de crête égale à 3,14 fois la tension moyenne de sortie. Le transformateur consomme 3,49 fois la puissance continue de sortie et le pourcentage d'ondulation est de 121 % à la fréquence du réseau. Le rendement d'un tel redresseur est de 28,3 %. Ce montage n'est jamais employé pour les circuits ayant à fournir une puissance importante.

1.2. — REDRESSEMENT DES DEUX ALTERNANCES, MONTAGE A POINT MILIEU

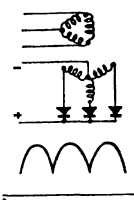
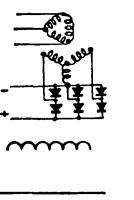
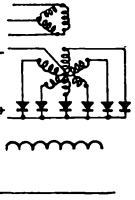
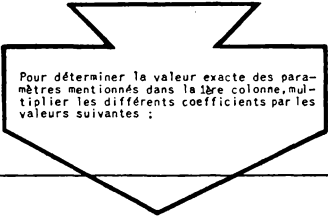
C'est un montage très utilisé pour l'alimentation des appareils de puissance moyenne. Son rendement est bien meilleur que celui du précédent.

TABLEAU RECAPITULATIF

| CIRCUITS | | Redressement
mono alternance | Redressement
des 2 alternances
Montage à point
Milieu | Redressement
des 2 alternances
Montage en pont |
|---|------------------|---|---|--|
| FORME D'ONDE EN SORTIE | |  |  |  |
| NOMBRE DE REDRESSEURS NECESSAIRES | | 1 | 2 | 4 |
| Valeur moyenne de la tension continue de sortie | = | 1 | 1 | 1 |
| Valeur efficace de la tension de sortie | = | 1,57 | 1,11 | 1,11 |
| Valeur de crête de la tension de sortie | = | 3,14 | 1,57 | 1,57 |
| Tension Inverse de crête supportée par redresseur | = | 3,14 | 3,14 | 1,57 |
| | = | 1,41 | 2,82 | 1,41 |
| | = | 1,41 | 1,41 | 1,41 |
| Valeur moyenne du courant continu de sortie | = | 1 | 1 | 1 |
| Valeur moyenne du courant continu de sortie par élément redresseur | = | 1 | 0,5 | 0,5 |
| Courant efficace par élément redresseur | Charge résistive | = | 1,57 | 0,785 |
| | Charge inductive | = | - | 0,707 |
| courant crête par élément redresseur | Charge résistive | = | 3,14 | 1,57 |
| | Charge inductive | = | - | 1 |
| courant crête courant moyen (par élément) | Charge résistive | = | 3,14 | 3,14 |
| | Charge inductive | = | - | 2 |
| Pourcentage d'ondulation :
($\frac{\text{Valeur efficace de l'ondulation}}{\text{tension de sortie moyenne}}$) | = | 121 % | 48 % | 48 % |
| | | CHARGE RESISTIVE | | CHARGE INDUCTIVE |
| Valeur efficace de la tension aux bornes de chaque enroulement secondaire | = | 2,22 | 1,11
A partir du point milieu | 1,11 |
| Valeur efficace de la tension secondaire totale | = | 2,22 | 2,22 | 1,11 |
| Courant secondaire | = | 1,57 | 0,707 | 1 |
| Puissance nécessaire aux bornes de chaque enroulement secondaire | = | 3,49 | 1,57 | 1,11 |
| Courant primaire efficace dans chaque enroulement | = | 1,57 | 1 | 1 |
| Puissance nécessaire aux bornes de chaque enroulement primaire | = | 3,49 | 1,11 | 1,11 |
| Moyenne des puissances secondaire et primaire | = | 3,49 | 1,34 | 1,11 |
| Courant secteur primaire | = | 1,57 | 1 | 1 |

Le transformateur comporte deux secondaires en opposition qui débitent à tour de rôle chacun sur une diode. La tension efficace donnée par chaque demi-secondaire est 1,11 fois la tension continue de sortie, soit 2,22 fois pour l'ensemble du transformateur. Chacune des diodes supporte une tension inverse de crête de 3,14 fois la tension de sortie. Mais, ici, le transformateur ne consomme que 1,34 fois la puissance continue de sortie et le pourcentage d'ondulation n'est que de 48 % à la fréquence double de celle du réseau. Soit un rendement de 74,6 %.

DES DIFFERENTS MODES DE REDRESSEMENTS

| Réseau triphasé en étoile | Pont triphasé | Réseau hexaphasé en étoile | <p>* On considère que les redresseurs sont parfaits (Absence de chute directe et de fuite), et que la source ne présente pas d'impédance</p> <p>Pour déterminer la valeur exacte des paramètres mentionnés dans la 1^{re} colonne, multiplier les différents coefficients par les valeurs suivantes :</p> | |
|---|---|---|---|---|
|  |  |  |  | |
| 3 | 6 | 6 | | |
| 1 | 1 | 1 | X | Valeur moyenne de la tension continue de sortie |
| 1,02 | 1 | 1 | X | Valeur moyenne de la tension continue de sortie |
| 1,21 | 1,05 | 1,05 | X | Valeur moyenne de la tension continue de sortie |
| 2,09 | 1,05 | 2,09 | X | Valeur efficace de la tension aux bornes de chaque enroulement secondaire. |
| 2,45 | 2,45 | 2,83 | X | Valeur efficace de la tension secondaire totale |
| 1,41 | 1,41 | 1,41 | | |
| 1 | 1 | 1 | | |
| 0,333 | 0,333 | 1,67 | X | Valeur moyenne du courant continu de sortie |
| 0,587 | 0,579 | 0,409 | X | Valeur moyenne du courant continu de sortie |
| 0,578 | 0,578 | 0,408 | X | Valeur moyenne du courant continu de sortie |
| 1,21 | 1,05 | 1,05 | X | Valeur moyenne du courant continu de sortie |
| 1 | 1 | 1 | X | Valeur moyenne du courant continu de sortie |
| 3,63 | 3,15 | 6,3 | | |
| 3 | 3 | 6 | | |
| 18,3 % | 4,2 % | 4,2 % | | |
| OU FILTRE A GRANDE INDUCTANCE D'ENTREE | | | | |
| 0,655
A partir du neutre | 0,428
A partir du neutre | 0,74
A partir du neutre | X | Valeur moyenne de la tension continue de sortie |
| 1,48 | 0,74 | 1,48
Valeur max. | X | Valeur moyenne de la tension continue de sortie |
| 0,578 | 0,616 | 0,408 | X | Valeur moyenne du courant continu de sortie |
| 1,48 | 1,05 | 1,61 | X | Puissance continue de sortie |
| 0,47 | 0,616 | 0,577 | X | Valeur moyenne du courant continu de sortie |
| 1,21 | 1,05 | 1,28 | X | Puissance continue de sortie |
| 1,35 | 1,05 | 1,55 | X | Puissance continue de sortie |
| 0,617 | 1,41 | 0,617 | X | 1 moy. ds la charge x V _z aux bornes d'un enroulement secondaire
Tension secteur primaire |

1.3. — REDRESSEMENT DES DEUX ALTERNANCES, MONTAGE EN PONT

C'est le montage adopté pour les redresseurs de puissance en monophasé. En effet, les diodes sont soumises à une tension inverse moitié moindre que précédemment et le rendement est nettement plus élevé.

Le transformateur délivre au secondaire 1,11 fois la tension de sortie. Chacune des quatre diodes supporte une tension inverse de crête égale à

1,57 fois la tension de sortie, au lieu de 3,14 fois. Le transformateur délivre 1,11 fois la puissance de sortie. Le taux d'ondulation est de 48 % à la fréquence double de celle du réseau. Le rendement global est de 90 %.

1.4. — REDRESSEMENT TRIPHASE EN ETOILE

C'est le moins intéressant des schémas de redressement triphasé. En effet, le taux d'ondulation est de 18,3 % à la fréquence triple de celle du réseau. On sait que les circuits de filtre sont très coûteux, lorsque la puissance de l'alimentation est importante. De plus, le rendement n'est que de 74 %.

1.5. — REDRESSEMENT TRIPHASE EN PONT

C'est le meilleur des schémas de redressement de puissance. En effet, les diodes n'ont à supporter qu'une tension de crête égale à 1,05 fois la tension continue de sortie. Le transformateur consomme 1,05 fois la puissance de sortie. Le pourcentage d'ondulation n'est que de 4,2 %, et cela à 6 fois la fréquence du réseau. Ainsi, le filtrage est beaucoup plus facile à réaliser avec un taux d'ondulation faible et une fréquence de 300 Hz. Le rendement est de 95 %.

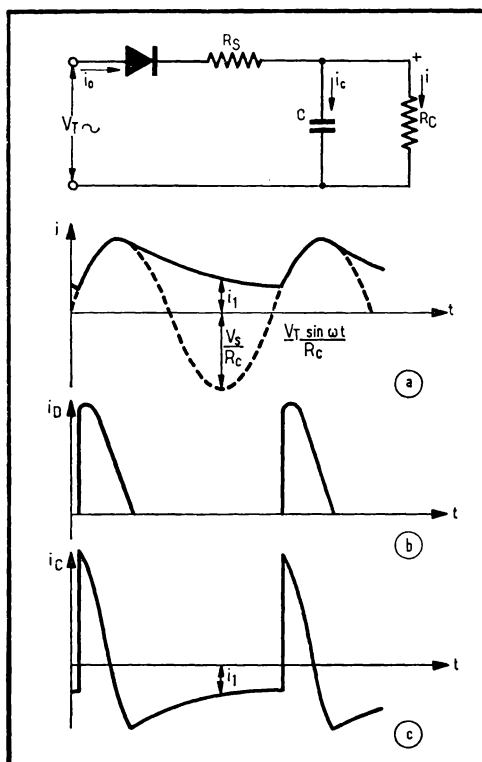
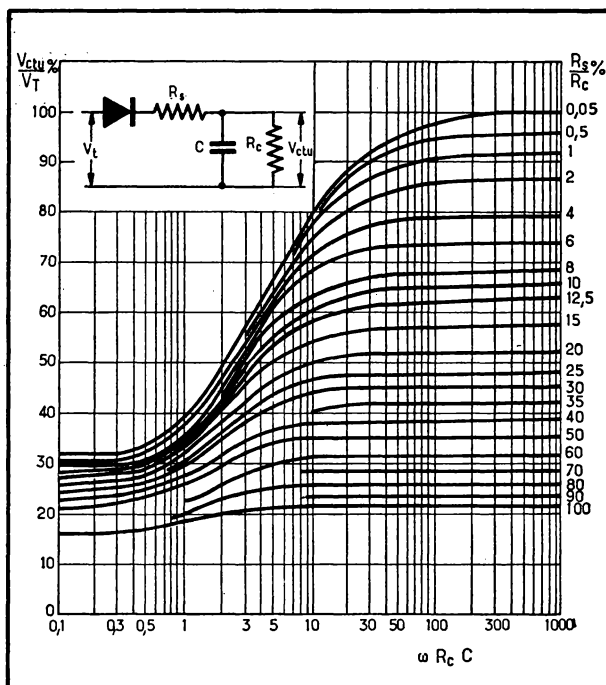
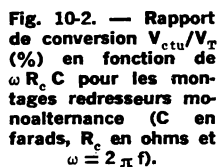


Fig. 10-1. — Formes d'onde obtenues avec le montage redresseur monophasé, une alternance, en régime établi : a) courant dans la résistance de charge; b) courant dans le redresseur; c) courant dans le condensateur.

1.6. — REDRESSEMENT HEXAPHASE EN ETOILE

Ce schéma est moins intéressant. Les diodes doivent supporter une tension inverse double de celle du schéma précédent, le taux d'ondulation est aussi favorable, mais le rendement est nettement moins bon.



Il existe également un montage triphasé en double pont utilisé pour les très grandes puissances. Le taux d'ondulation est de 0,985 % à une fréquence égale à 12 fois celle du réseau. Le filtrage est donc facile à réaliser. De plus le rendement dépasse légèrement 95 %.

2. - Redressement sur charge capacitive

2.1. — REDRESSEMENT MONO-ALTERNANCE

Un condensateur C est placé aux bornes de la charge R_c ; il se charge à la valeur de crête V_r de la tension appliquée à l'entrée du redresseur. Dès que la tension d'entrée tombe au-dessous de la valeur de crête, la polarisation du redresseur s'annule, puis s'inverse. Il se bloque et le condensateur C se décharge dans la résistance R_c , jusqu'au moment où la tension d'entrée excède à nouveau la tension aux bornes du condensateur C. Le redresseur étant alors polarisé dans le sens direct, le condensateur se recharge et le cycle recommence. La figure 10-1 indique les formes d'onde des courants obtenus avec ce montage.

En réalité le courant i_D à travers le redresseur ne s'établit pas aussi rapidement. Son temps de montée dépend de la constante de temps formée par R_s . C_s représente également la résistance interne de l'alimentation ou du transformateur et la résistance directe du redresseur.

Le condensateur joue ainsi le rôle d'un réservoir d'énergie qui la restitue en partie durant la demi-période pendant laquelle le redresseur ne conduit pas. La résistance R_s en série est indispensable, elle limite le courant de pointe à travers le redresseur à la mise en service initiale.

Le courant de charge de la capacité est formé d'impulsions de grande amplitude, car il est nécessaire d'employer un condensateur de filtrage de capacité importante pour réduire le taux d'ondulation (121 %) à une valeur raisonnable (plusieurs milliers de μF).

Si on utilise un transformateur à l'entrée du montage, l'enroulement secondaire est parcouru par un courant unidirectionnel qui entraîne la saturation magnétique du fer. On constate une augmentation des pertes par hystérésis et une déformation de la tension secondaire.

On a déjà vu que le rendement d'un tel montage est faible. On ne l'utilise que connecté directement au secteur pour de très faibles puissances.

Le calcul des paramètres des montages redresseurs est assez complexe, cependant Schade a établi des graphiques simples que nous tirons de son article original.

La figure 10-2 donne le rapport de conversion de la tension continue de sortie (V_{ctu}) à la tension de crête d'entrée (V_T) en pour cent, en fonction de $\omega R_C C$, pour différents rapports de R_s/R_C en pour cent. On établira au paragraphe suivant la valeur à donner à C pour un taux d'ondulation déterminé, ainsi que les différents paramètres du redresseur.

2.2. — REDRESSEMENT DES DEUX ALTERNANCES

On a groupé l'étude du montage à prise médiane et du redresseur en pont, car les formes d'ondes et le taux d'ondulation sont identiques pour les deux montages (fig. 10-3).

On sait que les diodes du montage à prise médiane doivent supporter deux fois la valeur de la tension de crête V_T , soit 3,14 fois la tension de sortie V_{ctu} , tandis que les diodes du montage en pont n'en supportent que la moitié. D'autre part le transformateur du montage en pont est moins lourd et moins coûteux que le transformateur à prise médiane. La tension redressée est filtrée par un condensateur C comme dans le montage précédent. Cependant la qualité du filtrage est meilleure pour une valeur moindre de capacité (1000 à 2000 μF). En effet, le condensateur se décharge beaucoup moins et pendant un temps plus court. La tension moyenne de sortie est plus élevée et le taux d'ondulation plus faible. La fréquence de la composante alternative

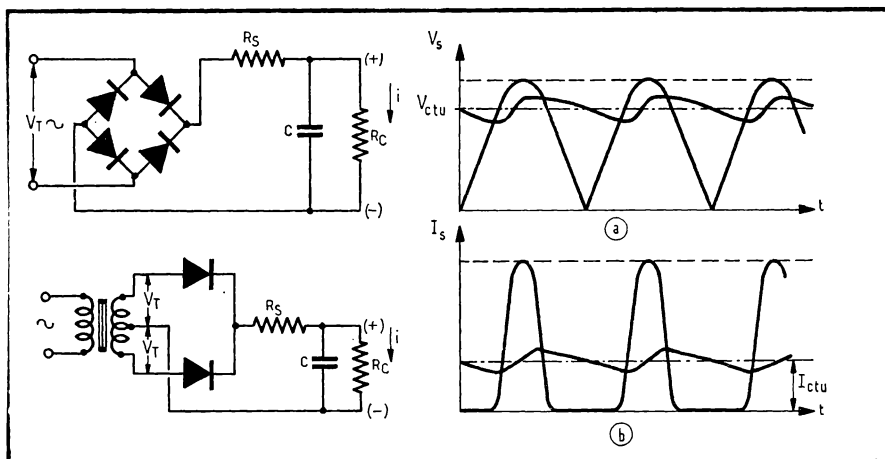


Fig. 10-3. — Formes d'onde obtenues avec les montages redresseurs monophasés, deux alternances : a) de tension ; b) de courant.

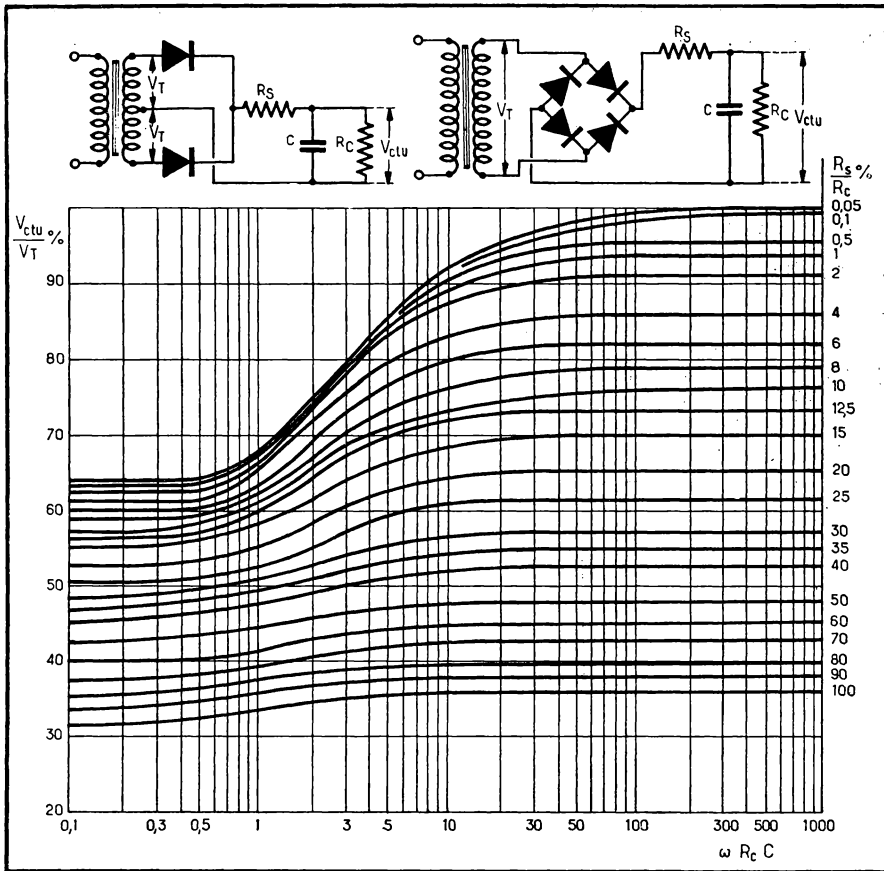


Fig. 10-4. — Rapport de conversion V_{ctu}/V_t (%) en fonction de $\omega R_c C$, pour les montages redresseurs, deux alternances (C en farads, R_c en ohms et $\omega = 2\pi f$).

résiduelle est le double de celle de la tension alternative d'entrée. Le rendement de l'alimentation est élevé.

Le graphique de Schade pour ces deux montages est donné sur la figure 10-4.

2.3. — MONTAGES DOUBLEURS DE TENSION

L'utilisation de condensateurs dans les circuits redresseurs permet d'envisager des montages doubleurs de tension.

Il existe deux schémas principaux :

— Le *doubleur de tension symétrique deux alternances* est composé de deux redresseurs une alternance et de deux filtres connectés en série (fig. 10-5), mais alimentés à partir de la même source de tension. Lorsque l'entrée a est positive, le courant traverse R_s , le redresseur A et charge le condensateur C_1 , dont une borne est reliée à l'entrée b . Lorsque l'entrée b est positive, C_2 se charge au travers de R_s et le redresseur B. Les condensateurs C_1 et C_2 se chargent dans le même sens, les tensions aux bornes s'ajoutent. Ils se déchargent de manière continue dans la résistance d'utilisation R_c .

Ils agissent également comme élément de filtrage. La tension de sortie V_s tend à atteindre $2V_T$, mais ne peut l'atteindre que si R_c est de valeur infinie.

Fig. 10-5. — Forme d'onde de la tension de sortie obtenue avec le montage doubleur de tension symétrique.

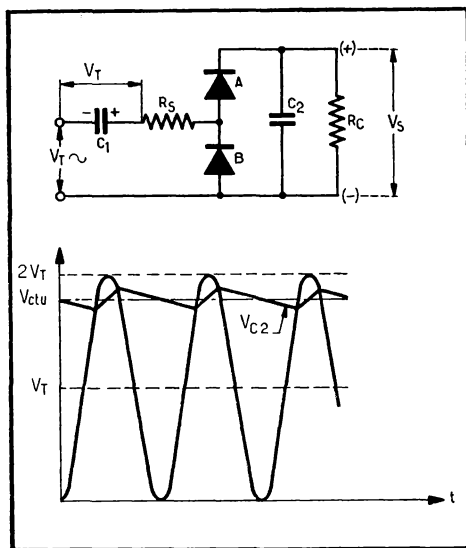
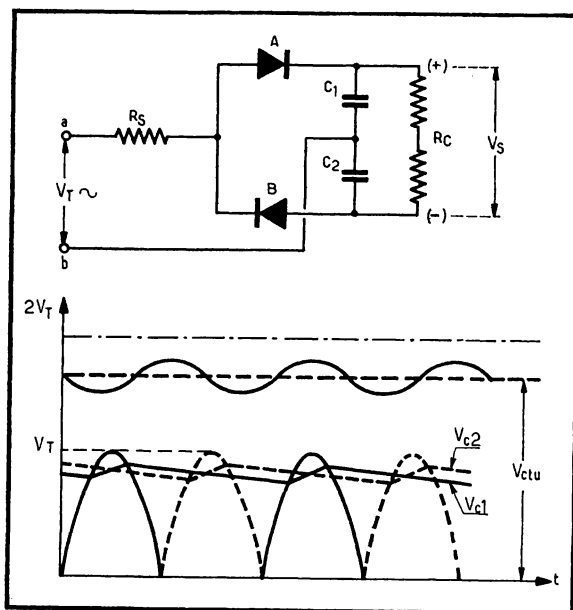


Fig. 10-6. — Forme d'onde de la tension de sortie obtenue avec le montage doubleur de tension, une alternance.

Les redresseurs doivent supporter en polarisation inverse deux fois la tension de crête appliquée. La tension de service des condensateurs est de V_T (1000 μF). La fréquence d'ondulation est double de celle de la tension d'entrée.

— Le doubleur de tension une alternance (fig. 10-6). Durant la première alternance négative de la tension d'entrée, le condensateur C_1 se charge à la tension de crête V_T à travers le redresseur A. Durant l'alternance positive suivante, la tension aux bornes de C_1 se trouve en série avec la tension appliquée. C_1 se charge alors à la tension de crête $2V_T$ à travers le redresseur B.

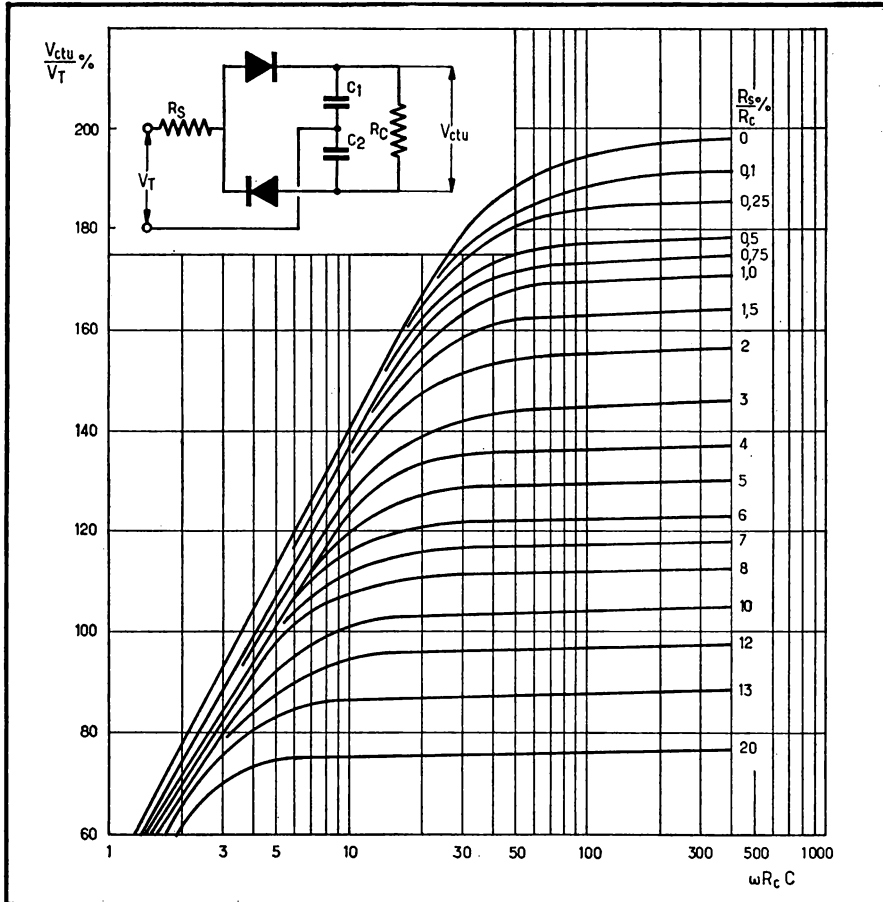


Fig. 10-7. — Rapport de conversion V_{ctu}/V_T (%), en fonction de $\omega R_C C$ pour les montages doubleurs de tension (C en farads, R_C en ohms et $\omega = 2\pi f$).

Le condensateur C_1 perd une partie de sa charge durant ce temps et se recharge à nouveau à la prochaine alternance négative. La tension aux bornes de C_1 ne reste pas constante, car le condensateur se décharge dans R_C lorsque le redresseur B ne conduit pas. La fréquence de l'ondulation est celle du secteur. Le condensateur C_2 doit pouvoir supporter une tension de service de $2V_T$. Il en est de même pour la tension inverse des redresseurs. Le condensateur C_1 ne supporte que la tension V_T , mais il doit également pouvoir admettre la valeur efficace du courant de sortie $I_{s\text{ eff}}$.

Le graphique de la figure 10-7 s'applique aux deux montages doubleurs de tension. Sur chacun des graphiques on doit choisir une valeur de $\omega R_C C$ sur la partie en palier des courbes, afin d'avoir un fonctionnement sûr.

2.4. — DEFINITION DU FILTRE ET DES REDRESSEURS SUR CHARGE CAPACITIVE

Les courbes de la figure 10-8 permettent de trouver la valeur minimale de $\omega R_c C$ qui doit être adoptée pour réduire le taux d'ondulation à la valeur désirée, en fonction du rapport R_s/R_c et dans le cas des trois montages étudiés.

La figure 10-9 donne le rapport du courant efficace et du courant moyen par redresseur, la figure 10-10 le rapport du courant de crête récurrent et du courant moyen par redresseur en fonction de $n \omega R_c C$ et pour différentes valeurs de $R_s/n R_c$ exprimées en pourcentage; n est égal à 0,5 - 1 - 2 ou 3, suivant la nature du montage.

Le condensateur de filtre utilisé doit être capable de supporter le courant d'ondulation qui le traverse. La valeur efficace I_{eff} de ce courant peut être calculée à partir de la valeur efficace I_{eff} du courant qui traverse chaque

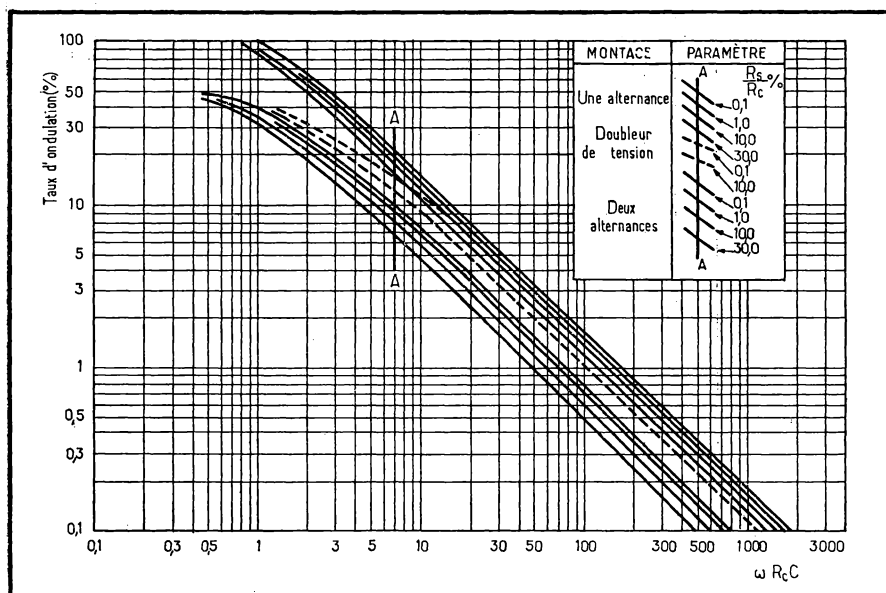


Fig. 10-8. — Pourcentage d'ondulation en fonction de $\omega R_c C$ pour un filtre à condensateur d'entrée (C en farads, R_c en ohms et $\omega = 2\pi f$).

redresseur et de la valeur I_{ctu} du courant continu de sortie.

Dans le cas des redresseurs une alternance et des doubleurs de tension, on a : $I_{c\ eff} = \sqrt{I_{eff}^2 - I_{ctu}^2}$.

Dans le cas des redresseurs deux alternances, la moitié du courant efficace total traverse chaque redresseur, par suite : $I_{c\ eff} = \sqrt{2I_{eff}^2 - I_{ctu}^2}$.

On dispose ainsi de tous les éléments pour calculer aisément un projet de redresseur monophasé à charge capacitive, ce qui est le cas le plus fréquent.

Jusqu'à présent on a supposé que les redresseurs étaient constitués par des diodes parfaites, sans chute directe ni courant inverse. Il y a lieu maintenant d'examiner le fonctionnement réel des redresseurs à semi-conducteur.

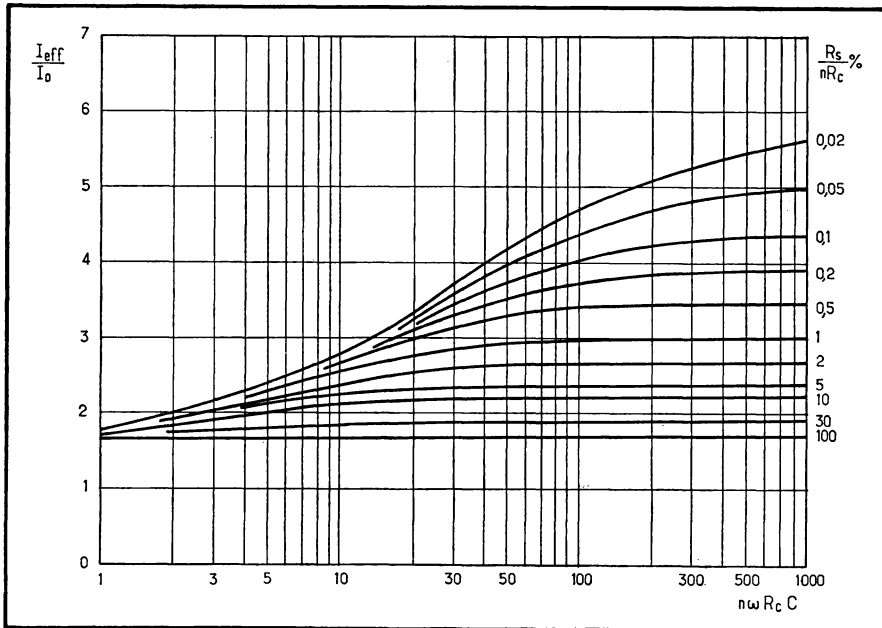


Fig. 10-9. — Rapport du courant efficace par redresseur et du courant moyen par redresseur en fonction de $n \omega R_c C$ (C en farads, R_c en ohms, $\omega = 2\pi f$, $n = 1$: une alternance, $n = 2$: deux alternances, et $n = 3$: doubleur de tension).

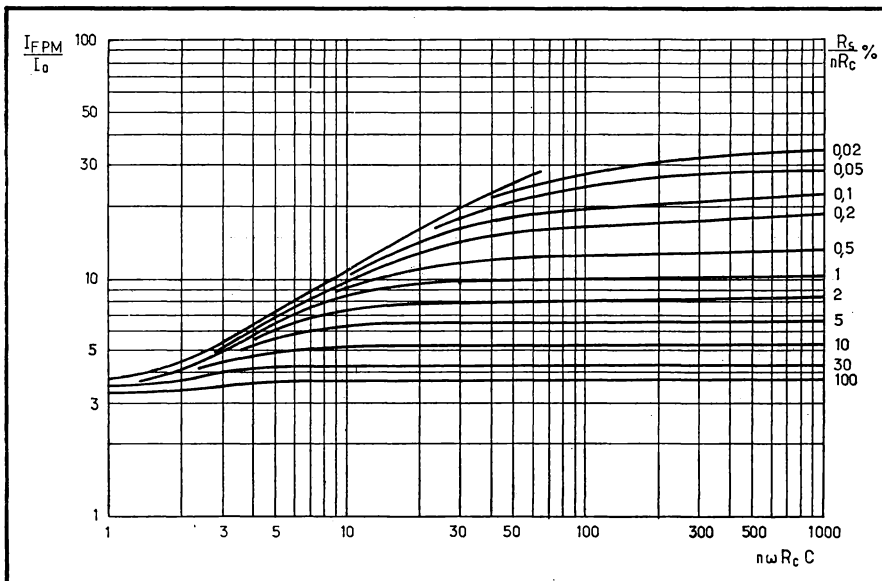


Fig. 10-10. — Rapport du courant de crête récurrent et du courant moyen par redresseur, en fonction de $n \omega R_c C$ (C en farads, R_c en ohms, $\omega = 2\pi f$, $n = 1$: une alternance, $n = 2$: deux alternances et $n = 3$: doubleur de tension).

3. - Redresseurs au silicium

Les redresseurs de puissance au germanium n'étant plus utilisés, il y a lieu de tenir compte uniquement du comportement des redresseurs au silicium.

3.1. — DEFINITION DES PARAMETRES

Les trois caractéristiques principales des diodes à considérer pour les montages redresseurs sont :

— *Tension de crête de service maximale*, V_{RWM} . La tension inverse récurrente V_{RWM} du redresseur est déterminée par l'amplitude de la tension qui lui est appliquée de façon récurrente. Celle-ci devra être inférieure à la valeur spécifiée maximale des caractéristiques des diodes.

Il faut également tenir compte des surtensions transitoires accidentelles qui se produisent sur la tension du secteur. On doit s'assurer que ces surtensions sont de courte durée (quelques millisecondes) et ne dépassent pas la tension inverse maximale non récurrente V_{RSM} (max.). La figure 10-11 donne une représentation schématique de ces différentes tensions inverses.

On devra tenir compte également des fluctuations d'amplitude et du taux de distorsion harmonique de la tension d'entrée.

— *Courant de pointe initial*, I_{ON} . L'utilisation d'un condensateur de filtrage crée inévitablement, à la mise en service du circuit redresseur, un

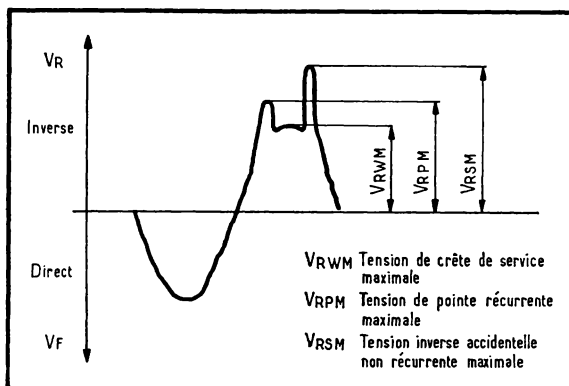
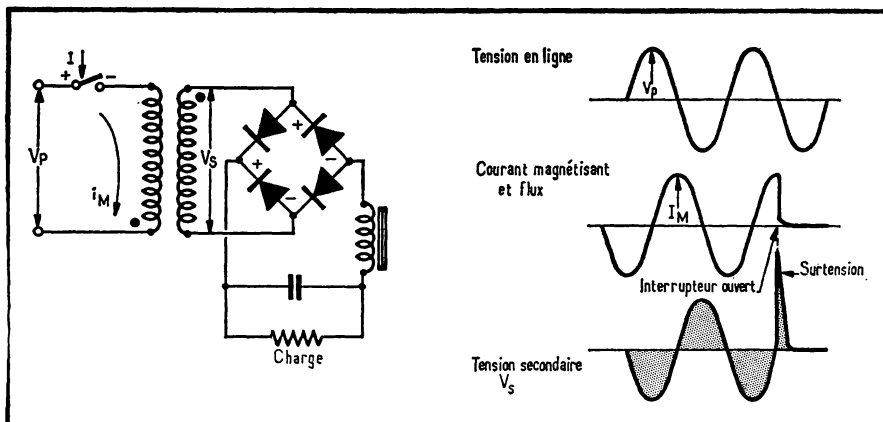


Fig. 10-11. — Représentation schématique des différentes tensions inverses.

Fig. 10-12. — Surtension due à l'interruption du courant primaire du transformateur d'alimentation.



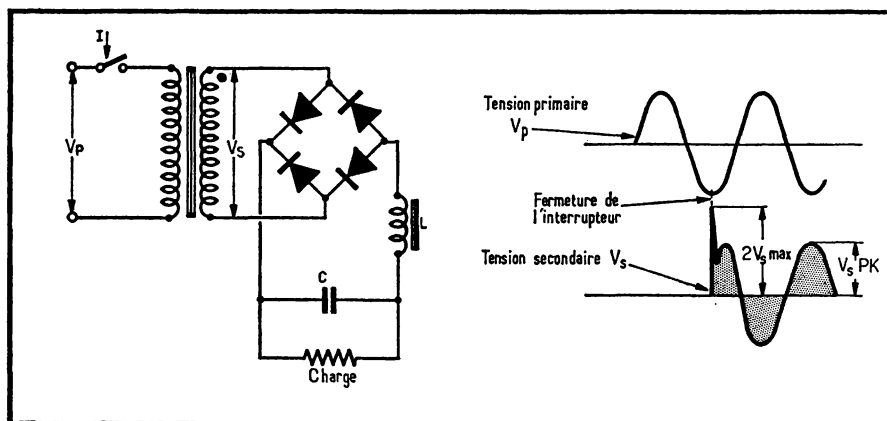


Fig. 10-13. — Surtension due à la mise sous tension du primaire d'un transformateur.

courant de pointe initial. Ce courant est dû à ce que le condensateur non chargé se conduit momentanément comme un court-circuit. Le courant dans le redresseur est alors seulement limité par la résistance interne de la source. Le courant de pointe doit être limité en dessous de la valeur maximale I_{FSM} par une résistance supplémentaire afin de travailler en toute sécurité. Cependant cette résistance ne doit pas être trop importante pour ne pas diminuer le rendement du circuit.

— *Courant de crête récurrent, I_{FPM} .* Chaque fois que le redresseur conduit, il est traversé par un courant de crête récurrent dont la valeur dépend de la valeur du condensateur de filtrage C . Une amélioration du filtrage due à une augmentation de C , entraîne une réduction de l'angle de conduction du redresseur et, par suite, un accroissement du courant I_{FPM} . Il doit être limité en dessous de la valeur $I_{FPM \max}$, si l'on ne veut pas diminuer la durée de vie du redresseur.

3.2. — SURTENSIONS DANS LES CIRCUITS DE REDRESSEMENT

Auparavant, on ne se préoccupait pas de ces surtensions, car les valves étaient utilisées avec un coefficient de sécurité compris entre 2 et 3. Les redresseurs à couche d'arrêt (oxycuivre, sélénium) présentent une capacité importante et une résistance inverse relativement faible qui, provoquant un courant inverse non négligeable, amortissent les surtensions possibles.

Les redresseurs au silicium possèdent au contraire des performances très poussées. Leur résistance inverse est très élevée, leurs résistance directe, capacité parasite et puissance massique sont faibles. Aussi leur utilisation nécessite une bonne connaissance des phénomènes transitoires.

Les études effectuées montrent que les réseaux de distribution peuvent conduire jusqu'aux bornes du redresseur des surtensions pouvant atteindre 2,5 fois la tension nominale.

Dans un appareil les principales causes de surtensions sont :

— *Coupe brusque dans le primaire du transformateur d'alimentation* (fig. 10-12). En ouvrant l'interrupteur I , on observe des surtensions de l'ordre de 8 à 10 fois la tension inverse maximale. Les niveaux les plus élevés sont atteints en l'absence de charge ou dans un montage à charge inductive.

En ouvrant le circuit primaire du transformateur on supprime le courant magnétisant. La disparition brusque de ce courant, donc du flux qui lui est

proportionnel, provoque par induction une importante surtension au secondaire.

L'amplitude de cette surtension dépend de l'instant où le circuit est ouvert. Les plus fortes surtensions sont observées lorsque l'interrupteur est ouvert au moment où la tension primaire passe par zéro.

— *Mise sous tension du primaire d'un transformateur* (fig. 10-13). A ce moment une oscillation transitoire prend naissance dans le secondaire. Si l'interrupteur est fermé au moment où la tension primaire est maximale, la surtension peut atteindre deux fois la tension secondaire maximale.

— *Charge inductive en parallèle avec l'entrée du redresseur* (fig. 10-14). Cette charge peut être constituée par un moteur, une bobine ou un relais. L'interruption de l'alimentation produit une surtension aux bornes des redresseurs; l'énergie emmagasinée trouvant ainsi un chemin de dissipation. L'interruption du circuit peut s'effectuer par un contacteur, un disjoncteur ou par la fusion d'un fusible. Ce type de surtension est très dangereux pour les redresseurs, particulièrement lorsque la sortie est à vide, ou que la charge est inductive.

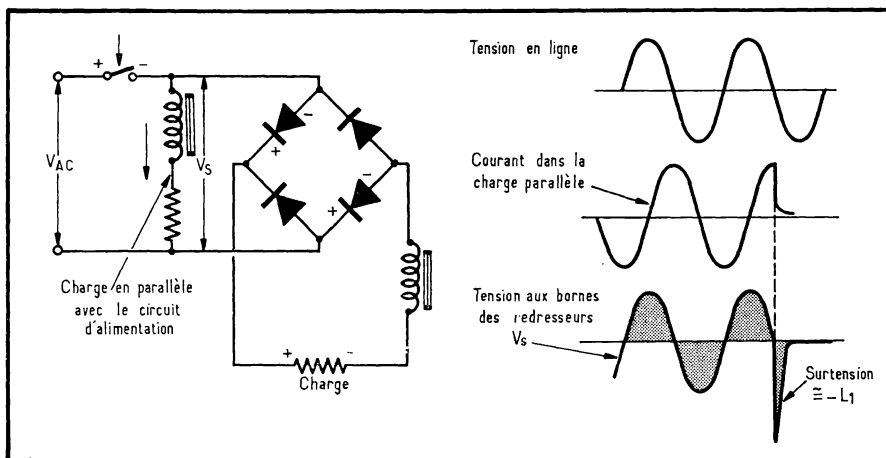


Fig. 10-14. — Surtension due à une charge inductive disposée en parallèle avec l'entrée.

— *Interruption du circuit continu de sortie* (fig. 10-15). Lorsque le circuit continu d'un redresseur est ouvert brusquement, l'énergie emmagasinée ($1/2 L i^2$) en ligne et dans les réactances de fuite du transformateur engendre une tension aux bornes de l'interrupteur et des redresseurs égale à $-L di/dt$, s'il n'existe pas de circuit dérivateur.

Contrairement à ce que l'on croit habituellement, la coupure d'une charge inductive dans le circuit continu n'apporte pas une grande surtension.

— *Alimentation d'un transformateur abaisseur* (fig. 10-16). Lorsqu'un transformateur est relié au réseau, la tension primaire est couplée au secondaire par la capacité entre enroulements. Dans les transformateurs élévateurs ou de rapport 1/1, ce couplage ne provoque pas de surtension secondaire importante. Par contre, si le transformateur est abaisseur à grand rapport de transformation, alimentant un circuit à faible capacité d'entrée, le transitoire qui prend naissance au moment de la charge de la capacité de couplage peut provoquer des tensions secondaires plusieurs fois supérieures à la tension inverse maximale.

— *Surtension due au temps de recouvrement inverse* (fig. 10-17). Lorsqu'une diode est polarisée dans le sens direct au cours d'un cycle alternatif,

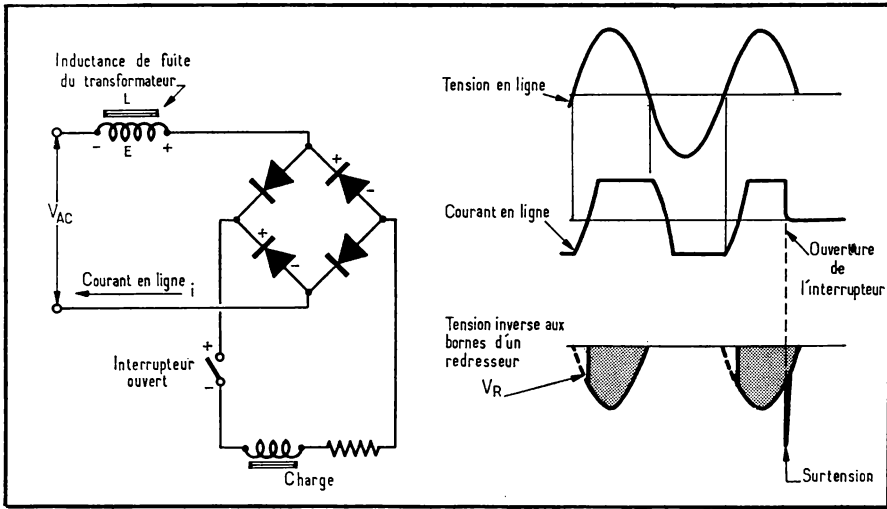


Fig. 10-15 — Surtension due à la commutation de la charge

il s'écoule quelques microsecondes avant que les porteurs accumulés dans la jonction puissent être évacués. La diode ne prend pas immédiatement ses propriétés inverses et présente dans le sens inverse, pendant cette brève période, un court-circuit du réseau d'alimentation. Dans le montage en pont de la figure, un courant négatif de surcharge traverse A, immédiatement après la période de conduction. Ce courant est limité uniquement par l'impédance du circuit alternatif. Lorsque les porteurs ont disparu du cristal, celui-ci retrouve brutalement son état bloqué et sa résistance inverse croît rapidement. Le courant correspondant à l'écoulement des porteurs hors de la diode est donc brutalement interrompu. La cellule A est alors soumise à une surtension due à l'énergie emmagasinée dans la réactance de la source.

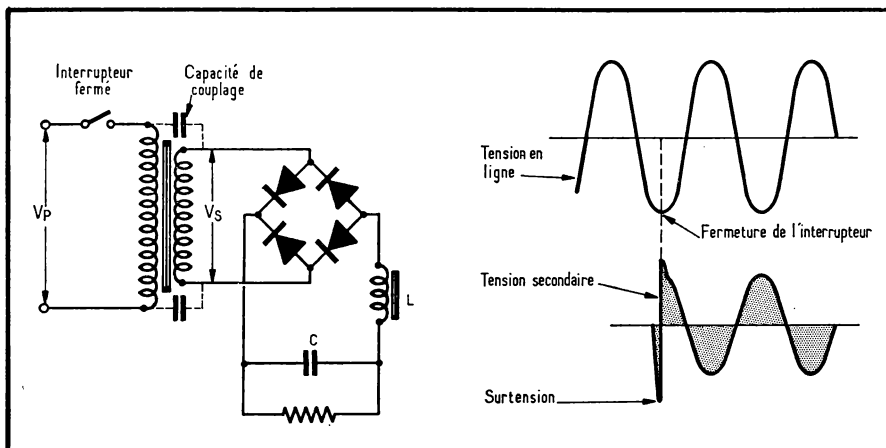


Fig. 10-16. — Surtension due à l'alimentation d'un transformateur abaisseur.

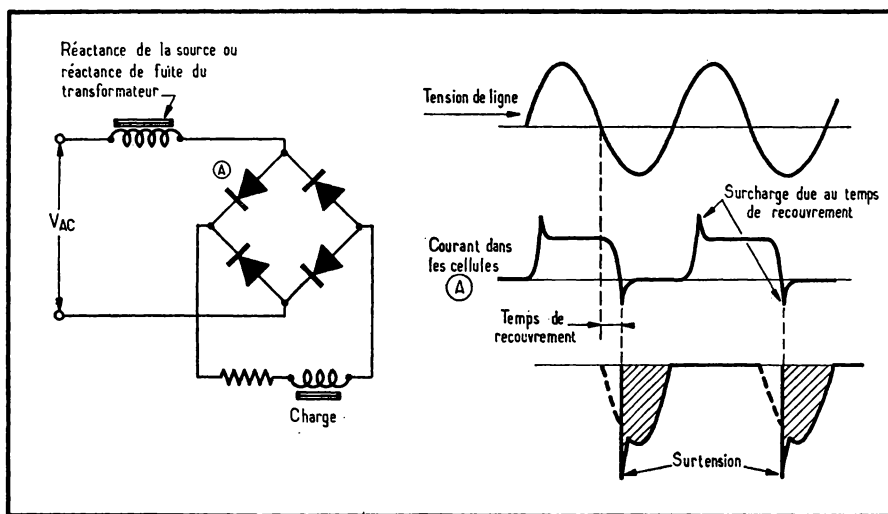


Fig. 10-17. — Surtension due au temps de recouvrement inverse.

Le phénomène est identique à celui qui prendrait naissance aux bornes d'un interrupteur ouvert, remplaçant la diode A.

— *Surtension due à l'interruption du courant redressé dans le cas d'un filtre LC à grand rapport L/C* (fig. 10-18). Lorsqu'on ouvre l'interrupteur, l'énergie emmagasinée dans L est transférée à C , puis se revoie à travers les résistances inverses des redresseurs. Si la valeur de C est faible par rapport à L , le transfert d'énergie aura pour conséquence l'apparition d'une tension élevée aux bornes de C et des redresseurs. Les plus fortes surtensions apparaissent lorsque la sortie est en court-circuit.

— *Utilisation de fusibles ou interrupteurs pour isoler une cellule parallèle défectueuse* (fig. 10-19). Si l'une des cellules est en court-circuit, le courant

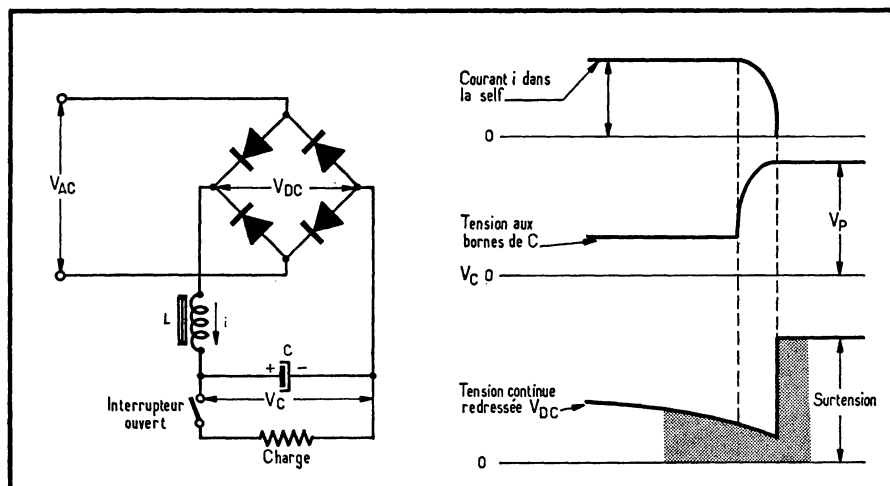


Fig. 10-18. — Surtension due à l'interruption du courant redressé dans le cas d'une cellule de filtre LC.

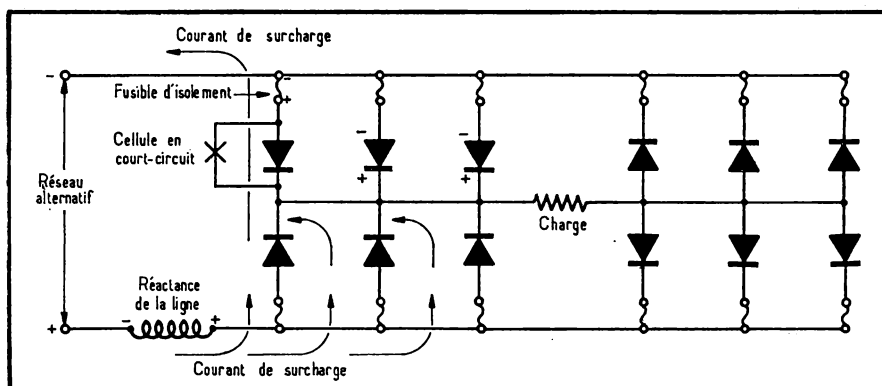
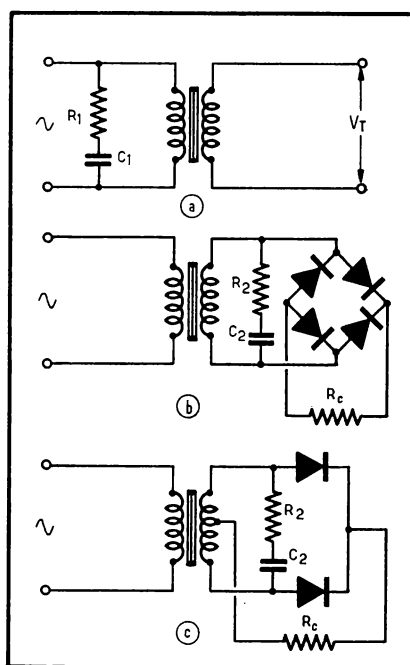


Fig. 10-19. — Surtension due à la fusion des fusibles.

de surcharge fait fondre le fusible associé et l'isole du circuit qui continue à délivrer une puissance à la charge. Cependant, suivant les caractéristiques du fusible et du circuit, une surtension peut prendre naissance et détruire les autres cellules disposées en parallèle, la polarité du transitoire étant opposée à celle des diodes.

Fig. 10-20. — Circuit d'amortissement. Protection contre les surtensions : a) côté primaire ; b) et c) côté secondaire du transformateur.



3.3. — CIRCUIT D'AMORTISSEMENT

Afin d'absorber les surtensions transitoires qui viennent d'être étudiées, il faut prévoir un circuit d'amortissement dans le schéma.

Ce circuit RC peut être monté, soit au primaire, soit au secondaire du transformateur d'alimentation (fig. 10-20).

S'il est monté sur le côté primaire, la valeur des éléments se calcule :

$$C_1 (\mu\text{F}) = 200 I (\text{A}) / V (\text{V})$$

$$R_1 (\Omega) = 150 / C_1 (\mu\text{F})$$

S'il est monté sur le côté secondaire, on a :

$$C_2 (\mu\text{F}) = 225 T^2 I (\text{A}) / V (\text{V})$$

$$R_2 (\Omega) = 200 / C_2 (\mu\text{F})$$

où V est la tension efficace du primaire du transformateur, en volts;

I est le courant efficace magnétisant du primaire du transformateur, en ampères;

T est le rapport entre la tension efficace du primaire et la tension efficace du secondaire du transformateur.

On prend pour I environ 10 % du courant efficace primaire, pour un transformateur bien construit. Généralement C est compris entre 0,25 et 1 μF et R est égal à quelques centaines d'ohms.

3.4. — PRECAUTIONS A PRENDRE POUR MONTER LES REDRESSEURS EN PARALLELE

On relie les redresseurs en parallèle lorsque le courant consommé par la charge est plus important que celui donné normalement par une diode. Pour les circuits de grande puissance, il est parfois nécessaire de monter un nombre important de redresseurs en parallèle.

Les écarts entre les caractéristiques directes des redresseurs conduisent à une distribution inégale du courant, ce qui peut provoquer un dépassement des spécifications maximales de courant ou de température dans un ou plusieurs redresseurs.

Plusieurs méthodes peuvent être employées pour répartir équitablement le courant entre les redresseurs.

Correction de courant. — Le courant total est corrigé afin que le courant qui traverse le meilleur redresseur (impédance directe minimale) n'excède pas la valeur maximale I_{FPM} , lorsqu'il est placé en parallèle avec le redresseur le plus défavorisé (impédance directe maximale) qui peut être livré par le fabricant. Ce dernier indique la fourchette des tolérances adoptées.

Tri des redresseurs. — On trie les redresseurs en fonction de leur impédance directe et on monte en parallèle des diodes ayant très peu de dispersion de caractéristiques entre elles.

Correction de température. — Les redresseurs peuvent être utilisés jusqu'aux limites de leurs spécifications, à condition que la résistance thermique entre le fond du boîtier et l'ambiance soit réduite, afin de ne pas dépasser la température limite. Il s'agit d'augmenter l'efficacité des radiateurs de refroidissement dont la résistance thermique doit être abaissée à 75 % de la valeur normale.

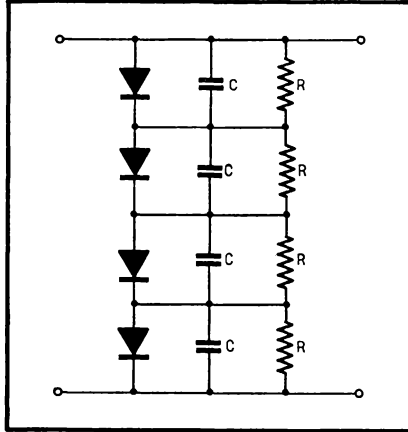
Couplage thermique. — L'écart de tolérance entre les caractéristiques directes est moins critique si l'on monte les redresseurs sur un même radiateur. Ainsi les températures de fond de boîtier des redresseurs tendent à s'égaliser. C'est une méthode recommandée.

Résistance en série. — Les courants dans les redresseurs peuvent être égalisés en plaçant des résistances de faible valeur en série avec chaque redresseur. Comme leur valeur est malgré tout grande devant la résistance directe des redresseurs, elles permettent ainsi de compenser les écarts entre les caractéristiques directes. La chute de tension aux bornes doit être d'environ 1,5 V. Les résistances en série absorbent de l'énergie et diminuent le rendement du circuit.

Transformateur d'équilibrage. — Des inductances bobinées sur un même noyau peuvent être placées en série avec les redresseurs. La tension électro-

motrice induite dans les enroulements par les différences entre les courants dans les redresseurs permet un bon équilibrage. Ainsi, les pertes sont plus faibles puisque la résistance des enroulements peut être négligeable; mais à ce moment le transformateur est lourd et coûteux.

Fig. 10-21. — Branchement des redresseurs en série avec les résistances et les condensateurs de protection.



C'est le tri des redresseurs qui est la méthode la plus économique et qui procure le meilleur rendement. Elle est applicable en fabrication de série. Mais les rechanges posent parfois des problèmes.

3.5. — PRECAUTIONS A PRENDRE POUR MONTER LES REDRESSEURS EN SERIE

Les redresseurs sont connectés en série lorsque la tension de sortie excède la tension maximale supportée par un seul redresseur. Dans les circuits à haute tension, il est nécessaire de monter un certain nombre de diodes en série.

Dans le sens direct, chaque redresseur est traversé par le même courant. Dans le sens inverse, la tension aux bornes de chacun d'eux dépend de leur courant de fuite. Comme il existe toujours une certaine dispersion dans les caractéristiques, il est nécessaire de prévoir une résistance en parallèle sur chaque redresseur. Ainsi, les potentiels aux bornes sont équilibrés.

Lorsqu'un redresseur est commuté de l'état de conduction à l'état bloqué, il requiert un certain temps entre ces deux états (temps de recouvrement direct). Ce temps dépend de la charge électrique emmagasinée qui varie d'un redresseur à l'autre. Le redresseur ayant la charge la plus faible se rétablit le premier et doit supporter la tension inverse totale de la chaîne. Pour protéger les redresseurs contre ces surtensions transitoires, on place un condensateur aux bornes de chacun d'eux (fig. 10-21).

Lorsque seulement deux redresseurs sont en série, les condensateurs ne sont pas nécessaires, car la valeur instantanée de la tension appliquée immédiatement après le blocage n'excède pas généralement la tension maximale admise par un seul redresseur.

La valeur de la résistance en parallèle sur chaque redresseur varie en fonction de la tension, de l'intensité et du nombre de cellules. Elle est comprise entre 5 et 50 k Ω .

La valeur de la capacité est fonction de la largeur de la fourchette des tolérances sur la charge emmagasinée par les redresseurs et de la tension inverse. L'ordre de grandeur est de quelques nanofarads. La capacité doit être au moins égale à dix fois la capacité de la jonction d'un redresseur.

3.6. — REDRESSEURS PROTEGES PAR AVALANCHE

Des paragraphes précédents on peut retenir la fragilité des diodes au silicium si toutes les conditions de protection n'ont pas été appliquées. Examinons comment se présente le claquage inverse des redresseurs. Si on relève la caractéristique inverse on observe d'abord une zone de courant très faible, souvent inférieur à $0,1 \mu\text{A}$, s'étendant un peu au-delà de la tension de crête récurrente admissible (V_{RPM}). Ce courant est principalement constitué par une fuite superficielle, sur les bords de la pastille de silicium.

Puis, le courant inverse augmente rapidement et d'une façon irrégulière, en fonction de la tension. Cette croissance est due à des effets de surface plus ou moins localisés. Le risque de claquage irréversible devient alors très grand, car il suffit d'une énergie très faible, vis-à-vis des énergies mises en jeu lors de la conduction directe, pour provoquer ce claquage. Cette zone se situe au-delà de la tension inverse accidentelle non récurrente maximale V_{RSM} . C'est pourquoi il faut amortir les surtensions pour ne pas dépasser cette valeur.

La résistivité du cristal et une bonne distribution des impuretés permettraient aux constructeurs d'obtenir des tensions de claquage plus élevées. Il faut rechercher les procédés de fabrication qui donnent une résistivité du silicium très homogène, une profondeur de diffusion très constante, afin qu'on puisse atteindre le coude de zener, sans constater d'irrégularités avant cette tension. En effet, le courant de zener est un courant de volume qui se répartit sur toute la surface de la pastille. Il faut donc beaucoup plus d'énergie pour entraîner la destruction de la diode.

C'est ainsi qu'ont été mis sur le marché les redresseurs *protégés par avalanche*, appelés également à *avalanche contrôlée*. La résistivité du silicium doit être choisie avec des tolérances très étroites en fonction de la tension d'avalanche du redresseur à fabriquer. Les traitements de surface sont très poussés et le contrôle de la caractéristique inverse est très sévère. Toute diode dont la caractéristique présente une irrégularité est éliminée.

On obtient ainsi des redresseurs qui ne peuvent être détruits par une surtension de faible puissance, puisque les défauts de surface sont éliminés. C'est toute la masse de la pastille qui participe au courant par avalanche, c'est-à-dire qu'en première approximation, on doit pouvoir admettre la même puissance en avalanche inverse qu'en courant direct. Les surtensions accidentelles et brèves peuvent donc être absorbées par le redresseur sans dommage, tant que la température de la jonction reste dans les limites normales de fonctionnement d'une diode au silicium.

On ne doit pas, non plus, faire fonctionner le redresseur sous une tension de crête supérieure à celle prescrite par le constructeur.

Mais on peut supprimer ou réduire les précautions prises pour éliminer les surtensions. On peut brancher ces redresseurs en série sans résistance, ni condensateur en parallèle. Cependant leur prix est plus élevé que celui d'un redresseur classique de même puissance.

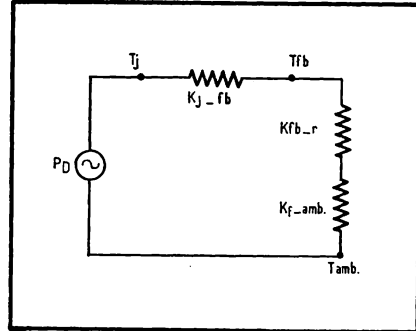
4. - Radiateurs pour le refroidissement des redresseurs

Les redresseurs, ainsi du reste que les transistors et les thyatrones de puissance, dissipent en fonctionnement une certaine puissance qui se traduit par une élévation de la température de la jonction. Pour augmenter la puissance admissible par l'élément, il faut donc évacuer les calories produites au niveau de la jonction par un radiateur de grande conductibilité thermique,

en cuivre ou en aluminium. Le plus simple est d'utiliser la convection naturelle de l'air en plaçant l'élément sur une ailette, dont la surface est calculée en fonction de la puissance dissipée.

On connaît : la puissance maximale que peut dissiper l'élément, sa résistance thermique interne mesurée, soit entre la jonction et le boîtier, soit entre la jonction et l'extrémité de la vis de fixation, et enfin la température maximale de la jonction. Ces trois valeurs sont indiquées dans les notices des constructeurs.

Fig. 10-22. — Schéma équivalent pour le calcul d'un radiateur. (Lire K_R à la place de K_P).



Le calcul du radiateur s'obtient à l'aide de la loi d'Ohm thermique. L'élément redresseur est assimilé à un générateur thermique délivrant une puissance dissipée maximale P_D . Il présente une résistance thermique interne ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) indiquée par le constructeur, sous la forme K_{j-fb} : résistance thermique entre la jonction et le fond du boîtier. On le monte sur un radiateur ayant une résistance thermique : radiateur-ambiance K_{r-amb} . Mais le contact entre le fond du boîtier et le radiateur n'est pas parfait et présente une résistance thermique : K_{fb-r} . Si, pour une raison électrique on doit isoler le redresseur du radiateur, on place entre eux une rondelle de mica, à ce moment : $K_{fb-r} = 122 l$, où l est l'épaisseur de la rondelle en centimètres. Pratiquement on diminue cette résistance en enduisant de graisse au silicone l'espace compris entre le boîtier et le refroidisseur.

La résistance thermique totale est :

$$R_{th} = K_{j-fb} + K_{fb-r} + K_{r-amb}.$$

Pour les températures on a :

T_j = température de la jonction.

T_{fb} = température du fond de boîtier.

T_{amb} = température ambiante.

On obtient le dipôle fermé de la figure 10-22.

La résistance thermique du radiateur K_{r-amb} est donnée par la loi d'Ohm thermique, appliquée à ce dipôle :

$$K_{r-amb} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_D} - (K_{j-fb} + K_{fb-r})$$

La surface du refroidisseur est :

$$S = \frac{1}{K_{r-amb} \cdot \sigma}$$

avec S en cm^2 , K_{r-amb} en $^{\circ}\text{C}/\text{W}$, σ : coefficient d'expansion thermique en $\text{mW}/\text{cm}^2 \cdot ^{\circ}\text{C}$.

Ce coefficient se divise en trois parties :

- refroidissement par conduction qui dépend de la surface du radiateur;
- refroidissement par rayonnement (max. $0,6 \text{ mW/cm}^2 \cdot ^\circ\text{C}$);
- refroidissement par convection (valeur moyenne $= 1,5 \text{ mW/cm}^2 \cdot ^\circ\text{C}$).

Dans le cas où la circulation d'air ne peut s'effectuer que sur une face, cette surface seule doit être prise en considération. Si l'air circule sur les deux faces, c'est la surface totale qui intervient dans le calcul du radiateur. On le dispose si possible verticalement pour que la convection s'effectue plus facilement. Les calculs indiqués sont valables dans le cas d'un refroidisseur carré avec l'élément monté en son centre. Un radiateur long et étroit a une résistance thermique plus élevée. L'épaisseur de la plaque est généralement d'au moins 2 mm.

La figure 10-23 donne des courbes permettant de calculer la résistance thermique, fond de boîtier — ambiance (K_{rb-amb}) pour différentes surfaces de radiateur plan et carré, placé verticalement, en aluminium de 3 mm, ou en cuivre de 2 mm d'épaisseur. On voit la différence de résistance thermique pour un même radiateur en convection naturelle dont la surface est brillante ou dont la surface est mate et noircie. Bien entendu, en air forcé, à la vitesse de 5 m/s, la résistance thermique d'un même radiateur est beaucoup plus faible.

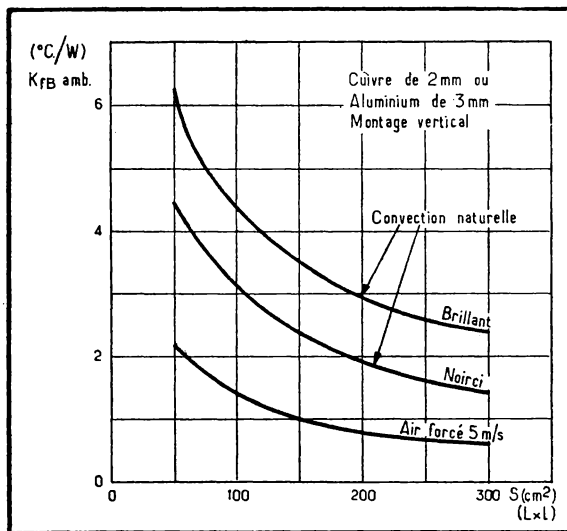


Fig. 10-23. — Résistance thermique en fonction de la surface d'un radiateur plan.

Les fabricants mettent à la disposition des utilisateurs, soit des clips pour les éléments de faible puissance, soit des radiateurs moulés en aluminium oxydé mat pour les éléments de forte puissance. Ils sont étudiés pour offrir la plus grande surface de refroidissement sous le plus faible volume, et également la plus faible résistance de fixation.

Les fabricants donnent dans leurs catalogues la résistance thermique ainsi que des courbes permettant de calculer la puissance admissible, pour une ambiance donnée, en utilisant le radiateur, soit en air libre, soit dans une circulation forcée.

5. - Fabrication des redresseurs

La fabrication des redresseurs au germanium est complètement abandonnée, il n'est donc pas nécessaire de l'étudier.

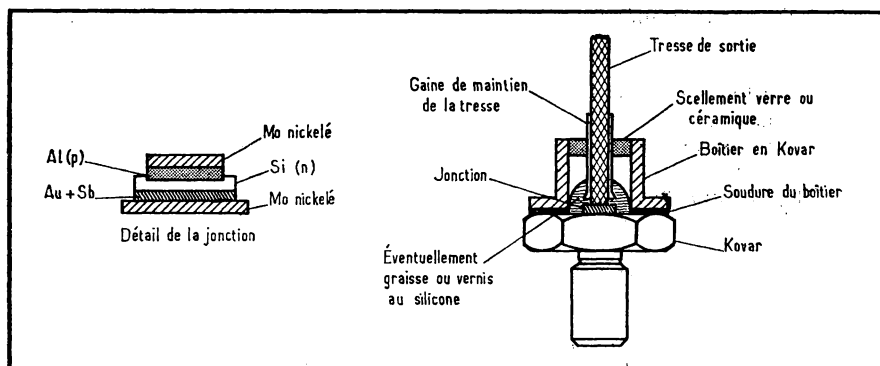


Fig. 10-24. — Fabrication type d'un redresseur au silicium par alliage.

Les diodes au silicium par alliage sont en régression devant les progrès faits par les redresseurs au silicium par diffusion. Nous traiterons cependant un exemple de chacune de ces fabrications types.

5.1. — REDRESSEURS AU SILICIUM PAR ALLIAGE

La figure 10-24 donne une représentation schématique d'un tel redresseur. La pastille de silicium est dopée n au tirage, ses dimensions sont fonction de l'intensité (surface) et de la tension inverse (épaisseur) du redresseur à fabriquer. On atteint une densité de courant d'environ 250 A/cm^2 de jonction, à 25°C d'ambiance; l'épaisseur peut atteindre plusieurs millimètres.

L'alliage est effectué à l'aluminium (p). On doit prendre toutes les précautions qui ont été étudiées au chapitre VI. La jonction réalisée est découpée à l'acide, lavée et séchée. Puis elle est soudée à l'or-antimoine sur un disque de molybdène nickelé. Un autre disque de molybdène nickelé est soudé à l'aluminium. Ainsi la jonction est bien maintenue, pour éviter les inconvénients de la différence du coefficient de dilatation des composants. L'ensemble actif est soudé sur l'embase du boîtier en kovar ($27\% \text{ Ni} + 19\% \text{ Co} + 54\% \text{ Fe}$). La tresse souple de sortie, maintenue par une gaine métallique rigide, est soudée sur le disque de molybdène supérieur de la jonction. Cette sortie est isolée du boîtier par un scellement en verre ou en céramique. Le capot du boîtier, également en kovar, est soudé sur l'embase. Pour les diodes haute tension la jonction est enrobée de graisse ou de vernis au silicone, pour éviter les arcs internes qui pourraient prendre naissance entre la jonction et le boîtier. Ce dernier est peint en noir mat afin de dissiper le plus de calories possible. La face externe de l'embase est rectifiée afin de s'appliquer exactement au radiateur, offrant ainsi une résistance thermique, fond de boîtier-radiateur (K_{rb-r}), la plus réduite possible.

On peut porter à l'actif de ce type de fabrication les avantages suivants :

- fabrication plus rapide et par conséquent moins coûteuse;
- traitement de l'alliage à une température plus basse que la diffusion, d'où moins de réduction de la durée de vie des porteurs par échauffement du cristal. On obtient une meilleure caractéristique directe et des courants de fuite plus faibles.

En revanche, la fabrication par diffusion offre les avantages suivants :

- meilleur contrôle de la profondeur de pénétration de la diffusion, donc des caractéristiques de la jonction;
- jonction absolument régulière, ce qui n'est pas toujours le cas avec l'alliage qui peut ne pas « mouiller » parfaitement tout le cristal;

- pas de tension mécanique causée par les différences de coefficient de dilatation des composants; cela est le principal inconvénient de la fabrication par alliage, pour les redresseurs de grande puissance;
- possibilité, par double diffusion, d'obtenir des redresseurs admettant des tensions inverses élevées;
- enfin, seule la diffusion permet de fabriquer des diodes protégées par avalanche.

C'est pourquoi la fabrication des redresseurs par diffusion est maintenant la plus répandue.

5.2. — REDRESSEURS AU SILICIUM PAR DIFFUSION

Certes, on fabrique un grand nombre de redresseurs en ne diffusant qu'une impureté, dans un cristal dopé au tirage avec une impureté inverse.

Il nous a paru intéressant de décrire le procédé à double diffusion qui est réservé à la fabrication des diodes supportant des tensions inverses élevées (fig. 10-25).

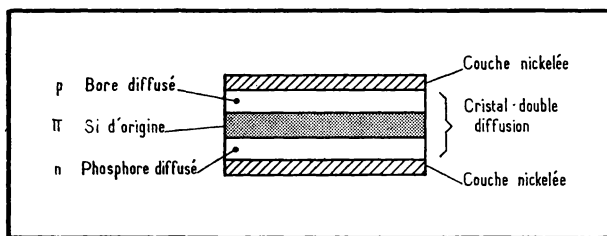


Fig. 10-25. — Détail d'une jonction diffusée $p-\pi-n$ au silicium. Le boîtier est semblable à celui de la Fig. 10-24.

On part d'un cristal à résistivité élevée. On a vu que c'est le bore qui est le plus difficile à éliminer lors de la purification du silicium. Ce cristal est donc très légèrement dopé au bore (p), nous dirons qu'il est dopé π .

La rondelle est diffusée tout d'abord au phosphore par des vapeurs de P_2O_5 , elle est ainsi recouverte d'une zone n . On admet de la vapeur d'eau dans le four et la rondelle est recouverte d'une couche de silice de protection (passivation). On rode une face de la rondelle pour faire disparaître la couche de SiO_2 et la diffusion de phosphore. On retrouve le cristal d'origine π .

La rondelle est diffusée à nouveau par des vapeurs de BCl_3 qui forment une couche de bore (p) sur la face rodée. Il ne peut y avoir de diffusion sur l'autre face protégée par la silice.

On attaque la silice à l'acide pour dégager la zone diffusée au phosphore. Puis on procède à un nickelage des deux faces de la rondelle. On obtient ainsi une rondelle formée de cinq couches superposées : nickel, zone diffusée p , cristal π , zone diffusée n et nickel.

La rondelle est ensuite découpée en pastilles de surface correspondant à la puissance du redresseur en cours de fabrication. La pastille est soudée à l'embase du boîtier de la figure 10-24. La tresse de sortie est soudée à la couche nickelée supérieure. Selon la position de la pastille, le redresseur conduit dans un sens ou dans l'autre. C'est-à-dire, tresse de sortie vers le boîtier ou inversement. Les fabricants mettent les deux modèles à leur catalogue. Dans certains schémas, on peut fixer ainsi deux diodes opposées sur le même radiateur, sans avoir besoin de rondelles d'isolement.

Cette zone à forte résistivité π au milieu de la jonction permet d'obtenir des redresseurs qui admettent une tension inverse de crête maximale de 3000 V. Ces tensions élevées posent un problème d'isolement entre le cristal et le boîtier. Certains remplissent le boîtier de gaz sous pression; d'autres,

les plus nombreux, recouvrent le cristal d'une graisse ou d'un vernis au silicone.

La densité de courant maximale admise pour les diodes diffusées est de 300 A/cm^2 pour une chute de tension directe de 1 V et un courant de fuite de 1 mA à 25°C .

6. - Différents modèles de redresseurs de puissance

Il existe, dans les catalogues des fabricants, un très grand nombre de types de redresseurs et il en sort de nouveaux à chaque saison. On peut cependant déterminer un certain nombre de catégories en se basant sur l'intensité maximale du courant moyen redressé (I_{FAV}), la diode étant montée sur l'ailette de refroidissement prescrite, en convection naturelle et pour une température ambiante comprise entre 25 et 75°C . Pour chacune, on donnera la plage des tensions inverses de crête récurrentes maximales (V_{RPM}).

On obtient, ainsi, les catégories suivantes :

- *Petites puissances* (sans radiateur) de 1 à 3 A entre 50 et 1000 V ;
- *Moyennes puissances* (avec radiateur) de 6 à 35 A entre 50 et 1000 V ;
- *Grandes puissances* (avec radiateur) de 50 à 650 A entre 50 et 400 V .

Un modèle atteint 1000 A jusqu'à 400 V avec refroidissement par eau.

Pour les modèles de puissance, la température de la jonction peut atteindre 175°C et même 190°C à pleine charge. La chute directe pour la puissance nominale est comprise entre 1 V et $1,2 \text{ V}$. Le courant inverse est compris entre $0,5$ et 50 mA .

Le courant moyen maximal redressé n'est pas le courant maximal de surcharge. Il est, en effet, possible d'appliquer aux redresseurs de puissance des courants de surcharge très élevés pendant des temps très courts sans les détériorer. En fonctionnement permanent il existe un état d'équilibre entre la puissance dissipée à l'intérieur de la jonction et la puissance évacuée à l'extérieur par la conduction thermique du boîtier et du radiateur. En régime transitoire, l'énergie dissipée sous forme de chaleur à l'intérieur de la jonction, par une impulsion de quelques millisecondes, n'a pas le temps d'être évacuée à l'extérieur. Elle se traduit par une élévation de température de la jonction. L'énergie maximale, donc l'amplitude de l'impulsion de courant et sa durée, que peut supporter le redresseur, est déterminée par la température maximale de la jonction.

Ainsi, une impulsion de 200 W appliquée pendant $0,1 \text{ ms}$ a le même effet qu'une impulsion de 20 W pendant 1 ms . Ces deux impulsions provoquent la même élévation de la température de la jonction. On indique dans les notices le courant de surcharge maximal (I_{FSM}) que peut supporter le redresseur en fonction de la durée d'application. La figure 10-26 résume les différents courants de surcharge que peuvent supporter les redresseurs, pour une température ambiante de 25°C . L'ordonnée de gauche donne le courant de surcharge maximal instantané (I_{FSM}); on utilise cette échelle lorsque la constante de temps de la surcharge est inférieure à une demi-période du signal, ce qui est généralement le cas avec un filtre à capacité en tête.

L'ordonnée de droite indique le courant de surcharge moyen dans le cas d'une charge résistive ou inductive pour un montage monophasé ou triphasé. On utilise cette échelle lorsque la durée de la surcharge est supérieure à une période du signal; par exemple, dans le cas de surcharges temporaires rencontrées au démarrage d'un moteur.

On constate que plus la durée d'application est grande, plus la surcharge admissible est faible et inversement. On indique dans les notices le courant de surcharge pour une durée maximale de 10 ms qui correspond à une demi-

alternance du courant 50 Hz, parfois on donne également une valeur pour 6 périodes complètes, soit 120 ms. Par exemple, un redresseur de 300 A admet 5000 A pendant 10 ms et 3000 A pendant 120 ms. On voit que la marge de sécurité est grande.

7. - Étude d'un projet de redresseur à capacité en tête

Nos lecteurs possèdent maintenant tous les éléments nécessaires pour calculer un montage redresseur.

Prenons comme exemple un projet de redresseur monophasé avec condensateur de filtrage en entrée. On procède de la façon suivante; les références indiquent les paragraphes du présent chapitre dans lesquels ce point est traité. Le schéma adopté peut être : figure 10-1, figure 10-3, figure 10-5 ou figure 10-6, paragraphe 2.

— *Déterminer la valeur de R_c* , d'après la tension et l'intensité prises par l'appareil à alimenter : $R_c = V/I$.

— *Choisir une valeur pour R_s* , habituellement entre 1 et 10 % de la valeur de R_c .

— *Calculer le rapport R_s/R_c* , en pourcentage.

— A partir du graphique de la figure 10-8, *déterminer la valeur de $\omega R_c C$* qui, en fonction du rapport R_s/R_c et du montage adopté, réduit le taux d'ondulation à la valeur désirée. En déduire la valeur de C .

— *Déterminer le rapport de conversion* correspondant à la valeur de $\omega R_c C$ et de R_s/R_c calculés précédemment, sur les courbes des figures 10-2, 10-4 ou 10-7 selon le montage choisi.

— Suivant la valeur obtenue de V_{ctu}/V_T en pour cent et en fonction de la tension continue de sortie V_{ctu} désirée, *calculer la valeur de crête V_T et la valeur efficace $V_{T\text{eff}}$* de la tension qui doit être appliquée à l'entrée.

— *En déduire la tension de crête récurrente* que les redresseurs doivent supporter en polarisation inverse (V_{RWM}), paragraphe 3.

— *Calculer la valeur du courant efficace* qui traverse chaque redresseur au moyen des courbes de la figure 10-9 en fonction de $n \omega R_c C$.

— *Choisir alors les redresseurs* qui peuvent supporter, d'une part le courant moyen (I_o , fig. 10-9) et la tension de crête récurrente (V_{RWM}) calculés, au moyen des catalogues des fabricants.

— *Déterminer le courant de crête récurrent* qui traverse les redresseurs (I_{FPM}), au moyen des courbes de la figure 10-10.

— *Vérifier la valeur du courant de pointe initial V_T/R_s* . Si cette valeur dépasse I_{FSM} spécifiée pour les redresseurs choisis, on doit alors augmenter R_s et recommencer la totalité des calculs du projet.

— *Etablir l'étude du transformateur d'alimentation* et ajuster la valeur de R_s en tenant compte de la résistance du transformateur et de la résistance du redresseur en sens direct, à la valeur du courant moyen. On calcule la résistance directe du redresseur au moyen de sa chute de tension directe pour l'intensité normale.

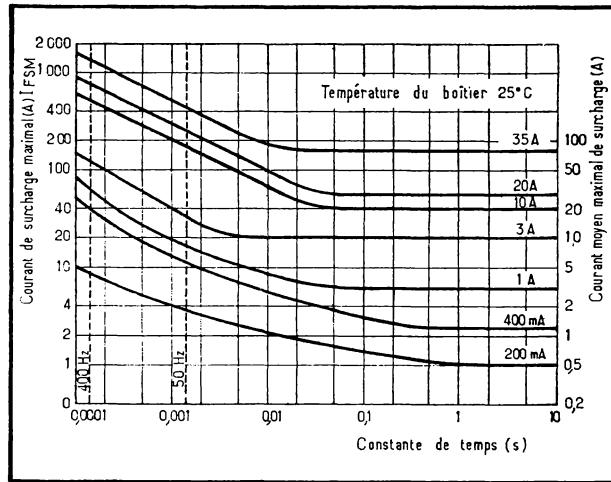
— *Déterminer la valeur efficace du courant d'ondulation* qui traverse le condensateur, au moyen des formules du paragraphe 2-4. $I_{c\text{eff}} = \sqrt{I_{\text{eff}}^2 - I_{ctu}^2}$ (monoalternance et doubleurs de tension). $I_{c\text{eff}} = \sqrt{2 I_{\text{eff}}^2 - I_{ctu}^2}$ (deux alternances). Puis, choisir sur le catalogue des fabricants le ou les condensateurs qui peuvent convenir.

— *Calculer le circuit d'amortissement RC* suivant les indications du paragraphe 3-3 (fig. 10-20).

— Déterminer, enfin, les dimensions du ou des radiateurs sur lesquels sont fixés le ou les redresseurs pour fonctionner à une température d'ambiance choisie suivant les conditions d'utilisation, paragraphe 4 (fig. 10-23).

Voici, pour terminer, un exemple chiffré. Soit à calculer un montage redresseur, deux alternances en pont. On désire obtenir, à partir d'un secteur 230 V-50 Hz, une alimentation continue 300 V-2 A avec un taux d'ondulation $\leq 1\%$.

Fig. 10-26. — Courant de surcharge admissible, en fonction du temps d'application, dans les redresseurs.



La résistance de charge $R_c = V/I = 300/2 = 150 \Omega$.

La résistance R_s est choisie égale à 6 % R_c , soit 9 Ω , rapport 6 %.

La figure 10-8, redressement des deux alternances, pour 1 % de taux d'ondulation, donne $\omega R_c C = 66$.

$\omega = 2\pi f = 100,3,14 = 314$, et $R_c = 150 \Omega$, soit $C = 1400 \mu F$.

On choisit la valeur standard de 1800 μF , $\omega R_c C$ devient 85 et le taux d'ondulation est inférieur à 0,8 %.

La figure 10-4 permet de déduire le rapport de conversion $V_{ctu}/V_T = 0,82$. La tension de crête à appliquer $V_T = 300/0,82 = 366$ V.

Valeur efficace : $366\sqrt{2} = 258$ V.

La tension inverse récurrente des redresseurs V_{RWM} est 366 V.

La figure 10-9 permet de déterminer le courant efficace qui traverse chaque redresseur pour deux alternances ($n = 2$) soit :

$$R_s/n R_c = 9/2 \cdot 150 = 0,03, \text{ soit } 3 \%. \\ n \omega R_c C = 2 \times 85 = 170; \text{ d'où } I_{eff}/I_o = 2,6.$$

Chaque redresseur n'étant conducteur que pendant une demi-période, le courant moyen par redresseur est 1 A. Par suite, le courant efficace qui traverse les redresseurs est 2,6 A.

A l'aide de la figure 10-10, on détermine le courant de crête récurrent, soit 7,5 A pour I_{FSM} .

Le courant de pointe initial suit une loi de la forme : $I_{on} \cdot \exp\left(-\frac{t}{R_s C}\right)$

avec un temps d'intégration de 200 μs . $I_{FSM}(\max) = 40,7$ A.

Le catalogue *Radiotechnique* permet de choisir le redresseur BYZ10 qui convient.

$V_{RWM}(\max) = 800$ V. $I_{FPM}(\max) = 20$ A. $I_{FAV}(\max) = 6$ A. En outre, la courbe $I_{FSM}(\max)$ en fonction du temps donne pour $t = 200$ μ s et $T_{rb} = 75$ °C la valeur $I_{FSM}(\max) = 60$ A.

Le calcul du transformateur n'offre pas de difficultés spéciales. La tension efficace du secteur étant 230 V, le rapport N est : $230/V_{T\text{ eff}} = 0,892$. Si, par exemple, la résistance de l'enroulement primaire est de 1,6 Ω et celle de l'enroulement secondaire 2 Ω , la résistance ramenée au secondaire est :

$$r_s + \frac{r_p}{N^2} = 4 \Omega.$$

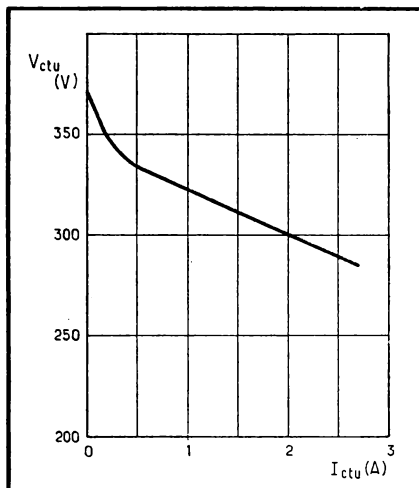


Fig. 10-27. — Courbe de régulation tension-courant du schéma de redresseur pris en exemple.

La courbe $I_F = f(V_F)$ pour le redresseur BYZ10 indique que, pour un courant moyen direct de 1 A, la chute de tension directe est de 0,95 V. La résistance équivalente de deux redresseurs en série est : $r_r = 2 \cdot 0,95/1 = 1,9 \Omega$.

La résistance extérieure série $R'_s = 9 - (1,9 + 4) = 3,1 \Omega$.

Chaque redresseur est traversé par un courant efficace $I_{T\text{ eff}}^2 = I_{T\text{ max}}^2/4$, le secondaire du transformateur est parcouru par un courant efficace $I_{T\text{ eff}}^2 = I_{T(\max)}^2/2 = 2 I_{T\text{ eff}}^2$, soit $I_{T\text{ eff}} = \sqrt{2} \cdot 2,6 = 3,68$ A.

La puissance dissipée dans la résistance série extérieure :

$$3 (3,68)^2 = 40,6 \text{ W.}$$

La valeur efficace du courant ondulé qui traverse le condensateur de filtrage est :

$$I_{c\text{ eff}} = \sqrt{2 I_{T\text{ eff}}^2 - I_{ctu}^2} = 3,09 \text{ A.}$$

Le circuit d'amortissement est sur le primaire. L'intensité efficace dans le primaire est : $3,68/0,892 = 4,13$ A. Le courant magnétisant est égal à environ 10 % de cette valeur, soit 0,413 A, d'où $C_1 = 0,36 \mu$ F, on prend la valeur normalisée de 0,5 μ F et $R_1 = 150/0,5 = 300 \Omega$ (fig. 10-20).

Le radiateur thermique pour chacun des quatre redresseurs BYZ10, sous un courant de 1 A, donne une résistance thermique totale de 15 °C/W. Le redresseur peut fonctionner jusqu'à une température ambiante de 65 °C avec un radiateur d'environ 30 cm².

Le schéma ainsi établi donne la courbe de régulation tension-courant de la figure 10-27 qui est satisfaisante.

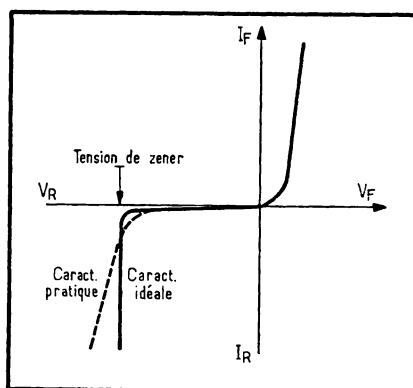
LES DIODES ZENER

1. - Propriétés des diodes zener

On a étudié, d'une manière théorique, le comportement en direct et en inverse d'une jonction (chap. VII) et le lecteur connaît le coude de zener et le claquage par avalanche.

Les diodes zener sont fabriquées de façon à mettre en évidence cet effet et à permettre leur utilisation dans des circuits de régulation.

Fig. 11-1. — Courbes théorique et pratique d'une diode zener.



Ces diodes ont une caractéristique directe comparable à celle de n'importe quel autre type et elles peuvent être utilisées pour la détection, par exemple. On cherche à leur donner une caractéristique inverse qui marque un coude zener très prononcé pour une tension déterminée (fig. 11-1). L'idéal serait que cette courbe fasse un angle droit avec la tension de zener, c'est-à-dire que la résistance inverse soit très grande jusqu'à cette tension et pratiquement nulle ensuite. Il n'en est pas ainsi en pratique, cependant on obtient des résistances suffisamment faibles, ainsi qu'il est indiqué sur la figure.

Les utilisateurs peuvent disposer de diodes dont les tensions de zener sont échelonnées entre 2 et 200 V, selon les modèles. Bien entendu, le dopage

du monocristal et les phénomènes mis en jeu sont très différents, pour pouvoir obtenir une gamme aussi étendue. Toutefois, ces diodes portent toutes le nom de diodes zener.

On classe, ainsi, ces diodes en trois catégories.

Les diodes à basse tension au-dessous de 5 V, dont le claquage est dû à l'effet de champ. Dans ce cas, le coude de la caractéristique est assez peu prononcé, le courant augmentant d'une façon exponentielle avec la tension inverse, jusqu'à la zone de régulation. La résistance inverse des diodes de cette catégorie est plus élevée que celle des diodes de la catégorie suivante.

Les diodes à tensions supérieures à 7 V ont, en réalité, un claquage par avalanche. Le courant inverse varie peu au début, puis le coude de la caractéristique est assez franc et le courant augmente très rapidement.

Les diodes dont la tension se situe entre 5 et 7 V présentent une combinaison des deux effets, suivant le point de fonctionnement et la température d'utilisation.

Toutes ces diodes sont au silicium, car le coude est plus marqué pour ce semi-conducteur que pour le germanium. On utilise concurremment la fabrication par alliage ou par diffusion.

On a déjà signalé que ce claquage n'est pas destructif si la température maximale de la jonction n'est pas atteinte. Il faut prendre soin de ne pas dépasser la puissance inverse limite de la diode dans l'établissement des schémas d'utilisation.

2. - Caractéristiques électriques des diodes zener

La caractéristique essentielle est la *tension de zener*, mais il existe un certain nombre de caractéristiques-limites qu'il est indispensable de connaître pour utiliser ces diodes.

2.1. — LE COURANT INVERSE MAXIMAL OU COURANT DE ZENER (I_R ou I_Z)

Le schéma théorique de montage d'une diode zener est donné par la figure 11-2. On voit que le courant inverse n'est limité que par la résistance équivalente du circuit externe R_s . Le fabricant donne aussi pour chaque type de diode une zone de fonctionnement autorisé (fig. 11-3) dans laquelle on

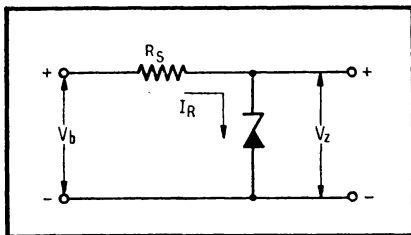


Fig. 11-2. — Montage théorique d'une diode zener. Le courant inverse n'est limité que par R_s .

peut admettre un courant inverse transitoire très court. La valeur de crête des transitoires est beaucoup plus élevée que l'intensité continue admissible en présence de R_s .

2.2. — LE COURANT DIRECT MAXIMAL (I_{FM})

Il est utile de connaître le courant direct maximal (I_{FM}) dans le cas où la diode est utilisée dans le sens passant. C'est le même paramètre que celui qui a été étudié au cours du précédent chapitre.

2.3. — LA TEMPERATURE MAXIMALE DE LA JONCTION ($T_{j \max}$)

Comme il s'agit de diodes au silicium, cette température est généralement fixée à 150 °C ou à 175 °C. Les diodes de puissance doivent être montées sur un radiateur pour améliorer leur refroidissement et leur permettre une puissance dissipée plus importante.

Fig. 11-3. — Exemple de courbe indiquant la zone de fonctionnement autorisé pour la valeur des transitoires en fonction de leur durée.

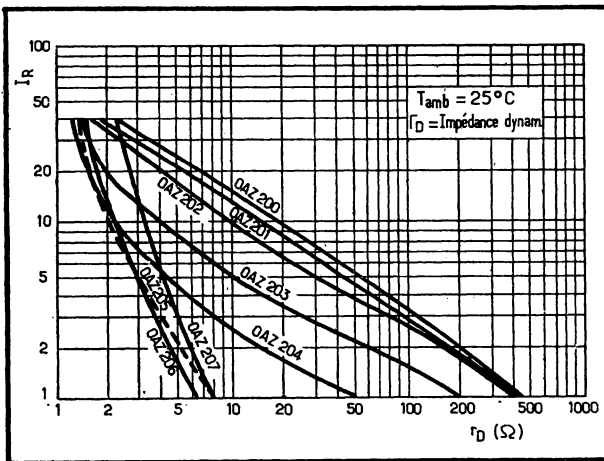
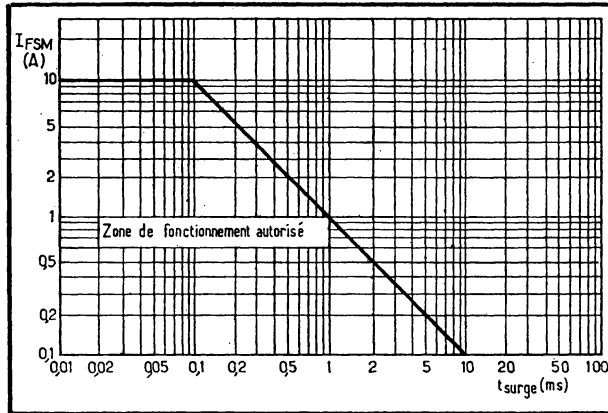


Fig. 11-4. — Impédance dynamique r_D en fonction du courant inverse à 25 °C pour les diodes Zener de puissance moyenne.

2.4. — LA PUISSANCE TOTALE

La puissance totale que peut dissiper la jonction (P_c) se calcule selon la formule :

$$P_c = T_{j \max} - T_{\text{amb}} / R_{\text{th}}$$

La résistance thermique totale (R_{th}) comprend la somme des résistances thermiques : $K_{j-rb} + K_{rb-r} + K_{r-amb}$ exprimées en °C/W et tient compte évidemment de l'efficacité du radiateur éventuel.

2.5. — LA RESISTANCE OU L'IMPEDANCE DYNAMIQUE (r_D)

Ce n'est pas une caractéristique limite dont le dépassement risque de détruire la jonction. C'est une caractéristique primordiale pour la détermination de l'efficacité du circuit de régulation. La résistance ou l'impédance

dynamique est l'expression de la pente de la caractéristique inverse $\Delta V/\Delta I$. Ce n'est pas une valeur fixe, elle dépend du point de fonctionnement, donc, du niveau du courant I_R . Elle diminue à mesure que le courant augmente jusqu'à atteindre un palier (fig. 11-4).

Pour un même niveau de courant de zener, l'impédance dynamique varie d'une diode à l'autre en fonction de la tension de zener. Si on trace la courbe de variation de la résistance dynamique, en un même point de fonctionnement et à diverses tensions de zener (fig. 11-5), on voit que la résistance dynamique part d'un niveau élevé à tension basse (3,3 V), diminue rapidement, passe par une valeur minimale entre 6 et 9 V et remonte ensuite rapidement. Donc, pour une tension donnée, la résistance dynamique diminue à courant croissant jusqu'à une certaine valeur. A un niveau de courant donné, il existe une tension pour laquelle la valeur de la résistance dynamique devient minimale.

Le *facteur de régulation* F est le quotient de la variation relative du courant par la variation relative de la tension.

$$F = \frac{V/I}{\Delta V/\Delta I} = \frac{R}{r_D}$$

$R = V/I$ est la résistance qu'il faut disposer en série avec la batterie équivalente pour représenter la caractéristique inverse de la diode; r_D est la résistance dynamique.

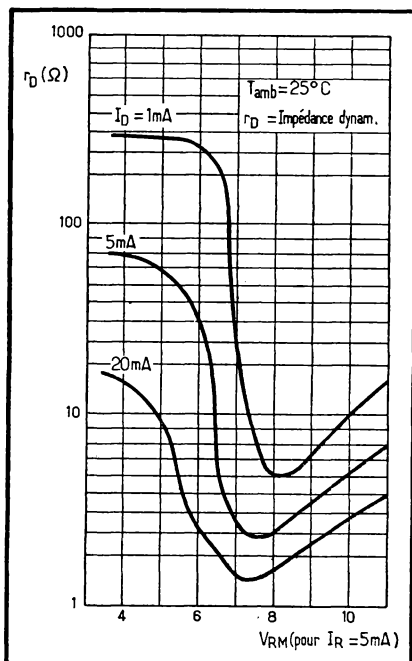


Fig. 11-5. — Impédance dynamique en fonction des tensions de Zener, à courant inverse constant.

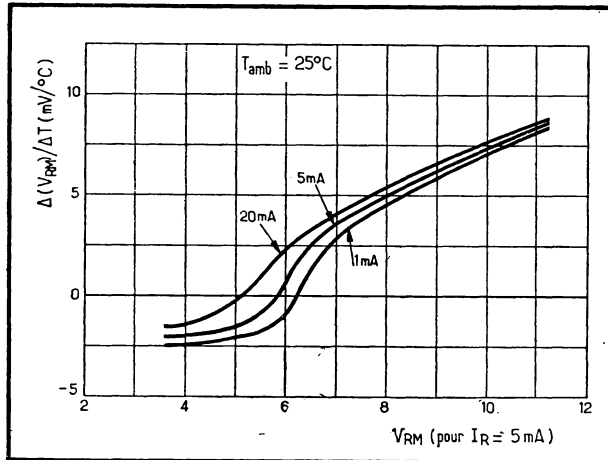
On peut avoir des valeurs de F atteignant 1000. On se contente d'un facteur 100 pour de larges variations.

2.6. — LE COEFFICIENT DE TEMPERATURE

La tension de zener est un phénomène physique stable. Cependant cette tension est donnée à un niveau de courant précis et dépend de ce niveau. Elle augmente lorsque le courant de zener augmente.

La tension de zener varie également en fonction de la température, cette variation peut être positive ou négative. La tension de zener décroît lorsque la température augmente pour les diodes de tensions inférieures à 5 V. Elle croît, au contraire, pour les diodes de tensions supérieures à 7 V. Entre 5 et 7 V, on trouve des diodes présentant un coefficient de température nul ou très faible.

Fig. 11-6. — Exemple de variation de la tension de Zener (mV) en fonction de la température.



Le coefficient de température ou coefficient de variation de tension de zener en fonction de la température est donné, soit en pourcentage de la tension de zener par degré celsius, soit encore en mV/°C (fig. 11-6).

Pour compenser les diodes zener à coefficient de température positif, on peut disposer en série une diode à jonction au silicium ordinaire qui, on le sait, a un coefficient négatif.

2.7. — LE TEMPS DE STABILISATION DE LA TENSION DE ZENER

Lorsque le courant s'établit, il faut un certain délai avant que la tension se stabilise; c'est le temps pendant lequel la température de la jonction augmente, jusqu'à une valeur stable.

Lorsque le courant augmente brusquement, le temps de stabilisation peut être compris entre 30 s et 6 mn pour certains types. Le temps de stabilisation est aussi à prendre en considération lorsque le courant décroît. Il est plus faible et compris entre 10 s et 3 mn.

D'une manière générale, la variation de la tension de zener en fonction de la température, à courant constant, est linéaire.

Les radiateurs permettent d'augmenter la puissance dissipée, de diminuer la résistance dynamique, de rendre la diode moins sensible aux variations extérieures, mais ils augmentent le temps de stabilisation.

Certaines diodes présentent une légère différence de tension de zener suivant que le courant augmente ou diminue. On dit que la diode possède un « hystérésis ».

2.8. — LE BRUIT DES DIODES ZENER

Il est provoqué par de faibles, mais brusques variations de la tension de zener. Cet effet est dû probablement à des microplasmass ou à des imperfections de la jonction.

En principe, le bruit maximal se situe au voisinage du coude de la caractéristique dans la région de zener. Il est en moyenne de $4 \mu\text{V}$. Il est dans tous les cas inférieur à $10 \mu\text{V}$.

2.9. — LA CAPACITE DES DIODES ZENER

Comme toutes les jonctions, les diodes zener ont une capacité propre qui dépend de la tension inverse, donc de l'épaisseur de la zone désertée.

Certains types présentent jusqu'à 800 pF pour 2 V inverses (fig. 11-7). La capacité, pour un certain type de diode et pour une même tension inverse, diminue lorsque la tension zener augmente.

Outre cette capacité propre, les diodes zener ont généralement une faible capacité parasite (inférieure à 10 pF) due aux connexions.

On peut utiliser les diodes zener comme diodes à capacité variable. On choisit les diodes dont la tension de zener se situe vers 7 V , en raison de leur faible impédance dynamique relative.

3. - Fabrication

Il s'agit de contrôler très exactement le dopage du cristal et sa résistivité, afin de fabriquer des diodes dont la tension de zener corresponde à celle dont le fabricant a besoin pour répondre à la demande de ses clients. Plus la résistivité est grande, plus la tension de zener est élevée.

Deux procédés sont utilisés.

3.1. — LA FABRICATION PAR ALLIAGE

La pastille de silicium est dopée à l'antimoine (n) en fonction de la tension de zener désirée. Un fil d'aluminium est allié à la surface de la pastille (fig. 11-8). Il se forme un alliage eutectique dans lequel se trouve la jonction de surface voulue en fonction de la puissance du dispositif. La pastille est soudée à l'or-étain sur l'embase du boîtier. Le fil d'aluminium est brasé sur la tresse de sortie en cuivre. La pastille est recouverte de graisse ou de vernis au silicone, afin de réduire le courant de fuite superficiel. Le montage du boîtier n'appelle pas de commentaire. Cette fabrication est simple et donne satisfaction pour les diodes de faible puissance et de tension de zener pas trop élevée.

3.2. — LA FABRICATION PAR DIFFUSION

Pour les faibles tensions de zener une simple diffusion peut suffire. Pour les tensions plus élevées on opère une double diffusion sur une pastille très peu dopée (fig. 11-9). On part d'une rondelle de silicium très faiblement dopée n à haute résistivité. On procède à une diffusion de phosphore qui donne une couche superficielle fortement dopée $n+$. On procède à un rodage sur une face de la rondelle pour enlever la couche $n+$. Puis on procède à une diffusion de bore $p+$ en protégeant la couche précédemment diffusée sur l'autre face. On dépose sur les deux faces de la rondelle une couche de nickel. On découpe la rondelle en pastilles de surface voulue en fonction de la puissance du dispositif. On monte cette pastille dans le même boîtier que pour la fabrication par alliage.

La diffusion permet de mieux contrôler la surface et la profondeur de la jonction dans le cristal. Elle donne une tension de zener sur une plage plus large et elle permet de mieux prévoir le processus de fabrication.

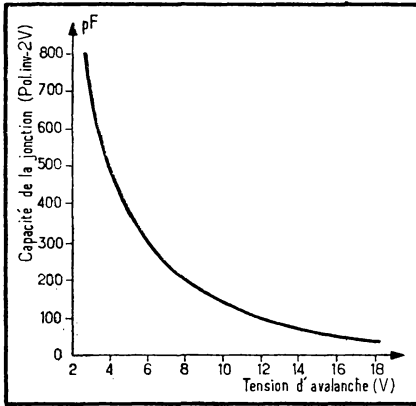


Fig. 11-7. — Capacité de la jonction en fonction de la tension.

Fig. 11-8. — Fabrication d'une diode zener allée.

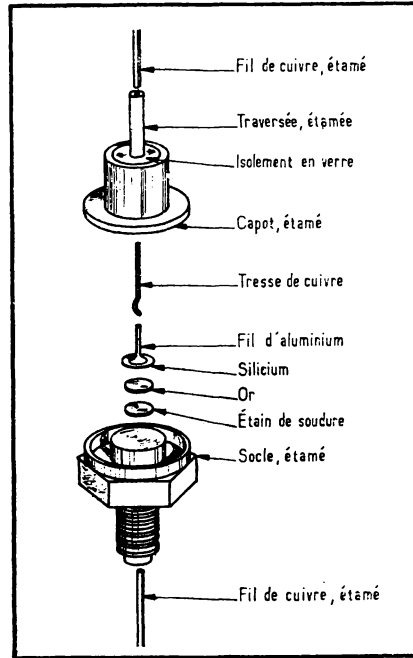
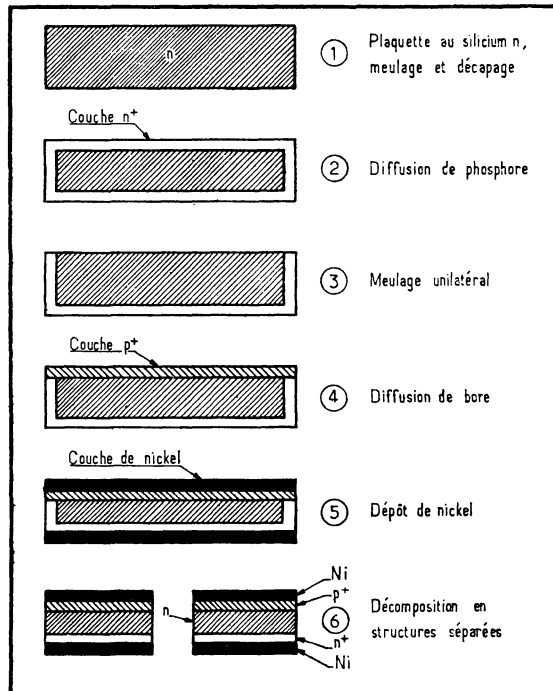


Fig. 11-9. — Fabrication d'une pastille diffusée pour diode zener.



3.3. — LES DIFFERENTS TYPES DE DIODES ZENER

On distingue :

- les *diodes miniatures* de 0,2 à 0,6 W;
- les *diodes de moyenne puissance* de 0,6 W à 2 W;
- les *diodes de puissance*, jusqu'à 75 W actuellement, utilisées sur un radiateur convenable.

Les fabricants français se cantonnent dans les faibles tensions de zener qui sont les plus demandées, entre 3 V et 22 V, quelques rares modèles de puissance atteignent 75 V.

Les fabricants américains ont une gamme complète de 2,4 V à 200 V.

Lors de la fabrication les diodes sont contrôlées et leur tension de zener est déterminée. Puis elles sont marquées en fonction d'une progression géométrique, comme les résistances. On a donc la série E24 (24 valeurs par décade) qui donne une tolérance limite de $\pm 5 \%$, et une série E12, avec une tolérance de $\pm 10 \%$. Certaines sont livrées avec une tolérance de $\pm 15 \%$ autour de la valeur nominale. Bien entendu, les modèles de la série E24, appelés à tolérance serrée, sont plus coûteux. Selon les applications, le constructeur peut choisir la série qui convient.

Les précisions, données au chapitre précédent, sur les redresseurs de puissance, s'appliquent évidemment aux diodes zener de puissance.

A titre d'exemple, voici les caractéristiques de la série de diodes la plus puissante et la plus étendue fabriquée actuellement en France. Il s'agit de la série BZY91. Elle comprend 22 types dont la tension de zener est comprise entre 10 et 75 V, avec une tolérance de $\pm 5 \%$.

Les caractéristiques limites sont :

- $I_{FM} = \text{max. } 30 \text{ A}$ (courant direct maximal);
- $I_F = \text{max. } 10 \text{ A}$ (courant direct);
- $I_{ZM} (I_{RM}) = \text{max. } 100 \text{ A}$ (courant de zener maximal);
- $P_{\text{tot}} (I_{rb} = 65^\circ\text{C}) = \text{max. } 75 \text{ W}$;
- Pour $t = 100 \text{ } \mu\text{s}$, $P = 4,4 \text{ kW}$;
- $t = 1 \text{ ms}$, $P = 1,48 \text{ kW}$;
- $t = 10 \text{ ms}$, $P = 500 \text{ W}$;
- $t = 100 \text{ ms}$, $P = 170 \text{ W}$;
- Température limite de jonction : $T_J = 175^\circ\text{C}$;
- Résistance thermique : $K_{J-rb} < 1,47^\circ\text{C/W}$,
- $K_{rb-r} = 0,2^\circ\text{C/W}$;
- Résistance dynamique pour $I_R = 2 \text{ A}$ et $V_z = 10 \text{ V}$: $0,4 \Omega$,
- pour $I_R = 0,5 \text{ A}$ et $V_z = 75 \text{ V}$: $2,6 \Omega$.

La figure 11-10 donne la surface de fonctionnement autorisée pour ce type.

4. - Applications

Les applications des diodes zener sont très nombreuses; elles se rapportent aux grandes catégories suivantes :

- Effet de régulation;
- Tension constante servant de référence;
- Effet de seuil et écrêtage;
- Capacité de la jonction.

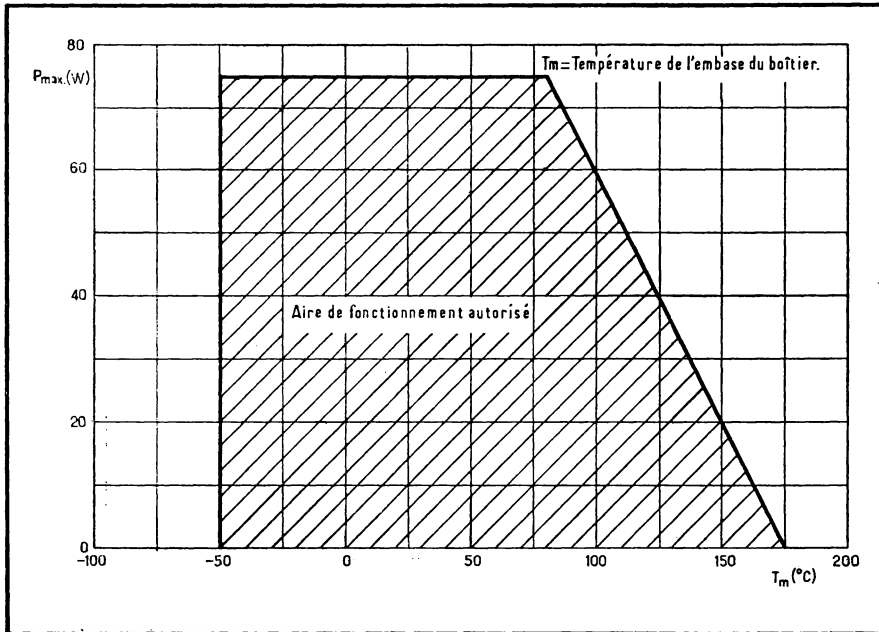
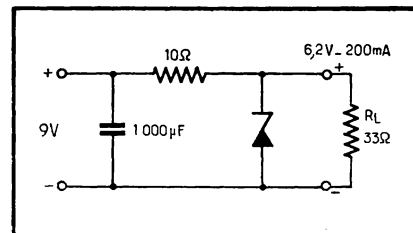


Fig. 11-10. — Surface de fonctionnement autorisée pour la diode zener BZY91 de 75 W pour une température de jonction maximale de 175 °C.

Fig. 11-11. — Un schéma simple d'alimentation stabilisée.



4.1. — EFFET DE REGULATION

Un des plus importants est la réalisation d'alimentations stabilisées. Le schéma le plus simple est donné sur la figure 11-11. Lorsque la tension aux bornes d'entrée croît et dépasse la tension de zener, le courant dans la diode augmente, mais la tension de sortie reste constante et de la valeur de la tension de zener de la diode choisie. Si la résistance en série est faible, le courant dans la diode devient rapidement important et nécessite l'emploi d'une diode de puissance coûteuse montée sur un radiateur, c'est pourquoi ce schéma est peu employé. La diode zener remplace le second condensateur de filtre.

Soit (fig. 11-11) une diode zener de 6,2 V, alimentée par une source de 9 V et de 0,6 Ω de résistance interne, à travers une résistance série de 10 Ω. On obtient en sortie une tension de 6,2 V, entre 0 et 200 mA. Le facteur de stabilisation est de 50/1. Le ronflement et l'ondulation de la source sont atténués dans ces mêmes proportions. La diode filtre mieux la sortie qu'un condensateur de 1000 μF.

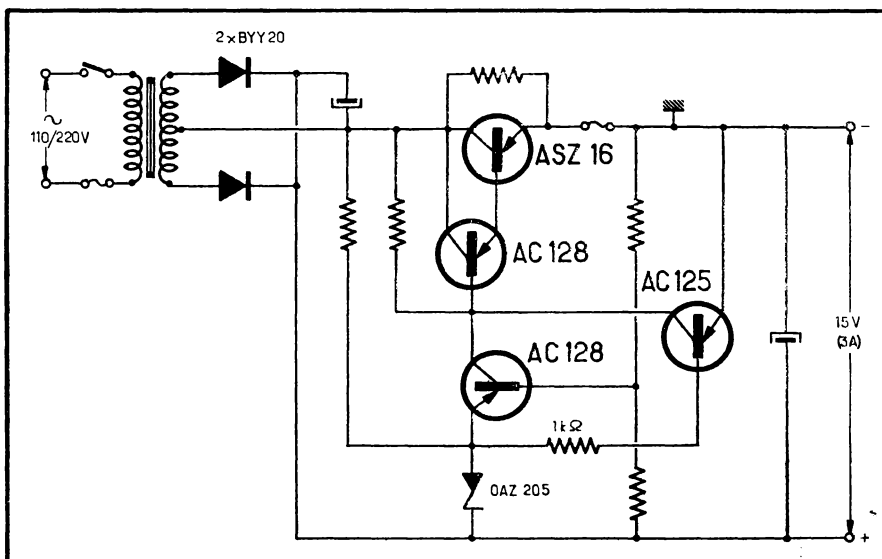


Fig. 11-12. — Alimentation stabilisée classique.

4.2. — TENSION DE REFERENCE

Lorsqu'on augmente la puissance d'une alimentation stabilisée, le schéma précédent n'est plus applicable, car il faudrait utiliser une diode zener de trop grande puissance.

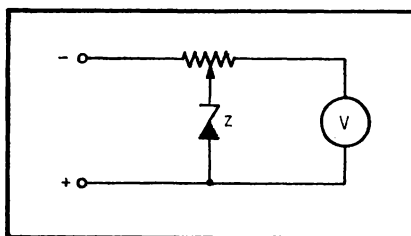


Fig. 11-14. — Voltmètre à échelle dilatée et à seuil. Pour avoir, par exemple, une échelle dilatée autour de 12 V, on prend un voltmètre dont la déviation totale est de 2 V en série avec une diode zener à 11 V. Le voltmètre ne commence à dévier qu'à 11 V et l'indication de 12 V est au milieu du cadran.

Fig. 11-13. — Protection des appareils mobiles à cadre. La tension de Zener de la diode est celle de la fin de l'échelle du voltmètre.

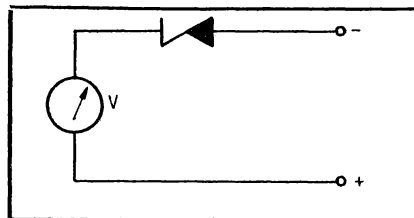
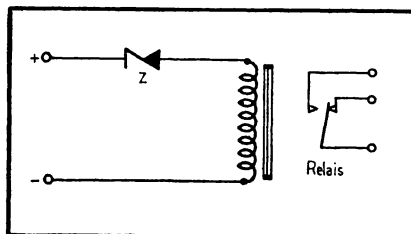


Fig. 11-15. — Relais à seuil de tension. Le relais n'est actionné que lorsque la tension est supérieure à la tension de Zener de la diode.



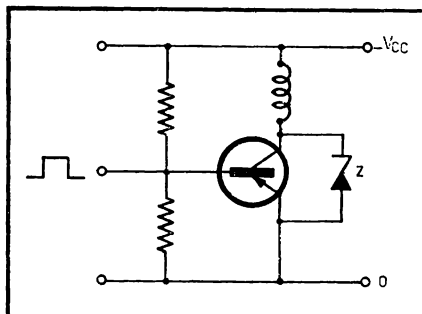
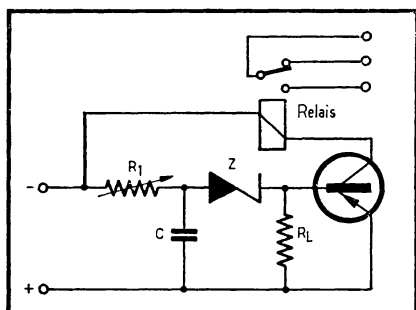


Fig. 11-16 (à gauche). — Temporisateur à diode zener. Le condensateur C se charge à travers la résistance variable R_1 ; lorsque la tension à ses bornes atteint la tension de Zener de la diode, le transistor devient conducteur et actionne le relais. Le retard dépend des valeurs de R_1 et C, de la tension de Zener, et de la tension d'alimentation.

Fig. 11-17 (à droite). — Diode zener protégeant un transistor contre les surtensions dues à la commutation.

Dans ce cas, on utilise une diode zener de faible puissance dont la tension aux bornes sert de référence et commande un transistor amplificateur qui lui-même commande un transistor de puissance placé en série dans la ligne.

Soit (fig. 11-12) une alimentation stabilisée classique pour récepteurs ou téléviseurs. Elle fournit 15 V-3 A. Sa résistance interne est de $0,1 \Omega$ et son facteur de stabilisation est de 150. La diode zener (OAZ205) sert de référence dans l'émetteur du premier AC128. Les variations de la tension d'entrée sont amplifiées par le second AC128 et comparées avec la tension de référence. Le signal d'erreur (ou de correction) amplifié est appliqué au transistor de puissance en série ASZ16 qui corrige dans le sens voulu la tension de sortie. Le transistor AC125 sert de protection automatique au montage. Si l'alimentation est mise accidentellement en court-circuit, le transistor AC125 bloque l'alimentation et évite la détérioration du transistor de puissance.

Il existe un grand nombre de variantes de ce schéma de base.

On peut également polariser un tube électronique avec une diode zener.

4.3. — EFFET DE SEUIL, ECRETEUR

On utilise les diodes zener dans un grand nombre de montages tels que :

— Limiteurs de « volume » à la sortie des amplificateurs basse fréquence, en particulier dans les émetteurs;

— Protection des appareils de mesure à cadre (fig. 11-13);

— Appareils de mesure à échelle dilatée (fig. 11-14);

— Temporisateurs et relais à seuil de tension (fig. 11-15);

— Relais à minimum et à maximum, disjoncteurs;

— Temporisateurs de relais (fig. 11-16);

— Ecrêteurs pour protéger les éléments de montage contre les surtensions. En utilisant deux diodes montées tête-bêche, on peut réaliser un écrêteur à double alternance;

— Enfin, on peut protéger un transistor contre les surtensions transitoires au moyen d'une diode zener montée en parallèle sur le transistor (fig. 11-17).

LES DIODES DIVERSES

1. - Les diodes tunnel

1.1. — PRINCIPE

Le principe de ces diodes a été découvert au Japon par le D^r Leo Esaki, en 1958. Il tire son nom d'un phénomène connu en physique des solides, l'« effet de tunnel quantique », qui est à peu près le suivant. Lorsque des particules se trouvent dans un certain état, correspondant à une certaine énergie et que l'on veut les faire passer dans un autre état, correspondant à une énergie supérieure, il faut normalement leur fournir l'énergie excédentaire. Il y a une barrière entre les deux états. Or, on constate que certaines particules arrivent à franchir cette barrière sans que leur énergie le justifie. Tout se passe comme si ces particules, au lieu de passer par-dessus la barrière, étaient passées par-dessous, dans une sorte de tunnel creusé sous celle-ci.

Le principe de fonctionnement d'une diode tunnel est extrêmement complexe. On peut le schématiser par l'explication approximative ci-dessous.

Une diode à jonction ordinaire possède un courant inverse très faible qui croît rapidement pour une certaine tension qui dépend du dopage du semi-conducteur.

Plus le dopage est important et la résistivité du cristal faible, plus la tension de claquage (ou de zener) est faible. On peut donc concevoir une diode dont la tension de claquage est de 0 V. Or, on constate que si on augmente encore la concentration en impuretés des zones *n* et *p*, la diode se trouve en régime de claquage *inverse*, sous une faible tension *directe*. De part et d'autre du zéro, la diode se comporte comme une résistance de très faible valeur.

Si on augmente un peu la tension directe, on sort de la zone de claquage, donc le courant *diminue* et devient un courant direct très faible. Puis, en augmentant encore la tension directe, le courant augmente selon le processus normal de la diode en sens direct (fig. 12-1).

Le point A correspond à i_p/v_p , c'est-à-dire à l'intensité de « pic » ou de pointe pour une certaine tension positive très faible. Entre A et B, la pente de la courbe $I=f(V)$ est négative, on a donc une certaine conductance $\Delta I/\Delta V$ qui correspond à une résistance négative, en pratique de quelques dizaines à quelques centaines d'ohms. C'est la zone d'utilisation de la diode tunnel. Le point B est caractérisé par i_v/v_v ou intensité et tension de

Fig. 12-1. — Courbe courant-tension d'une diode-tunnel.

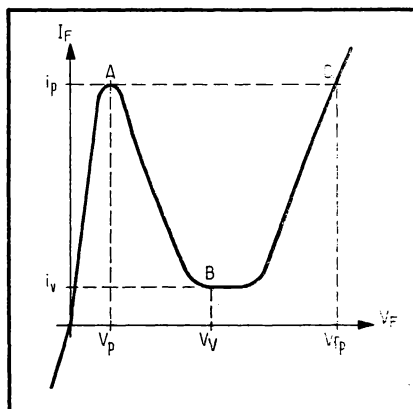
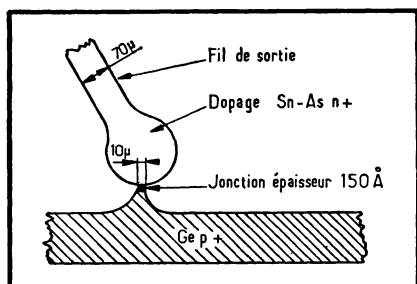


Fig. 12-2. — Fabrication des diodes tunnel au germanium.

« vallée ». Ces appellations pic ou pointe et vallée caractérisent bien la barrière de l'effet tunnel quantique. Puis, le courant direct augmente à nouveau et atteint en C la valeur précédente i_p , mais cette fois pour une tension plus importante v_{fp} (pic direct ou forward peak). On ne doit jamais dépasser cette valeur sous peine de détérioration de la diode. Une caractéristique fort intéressante est le rapport i_p/i_v qui donne l'étendue de la zone d'utilisation. Il est compris entre 4 et 20 selon les modèles.

1.2. — FABRICATION

La technologie de fabrication des diodes tunnel est loin d'être stabilisée; on rencontre des modèles au germanium, au silicium, à l'arséniure de gallium et au béryllium. Des essais de laboratoire sont en cours avec l'utilisation d'autres composés intermétalliques.

Voici, à titre d'exemple, la description sommaire de la fabrication *Cosem* au germanium (fig. 12-2).

On part d'une pastille de germanium dopée $p+$ à 10^{10} atomes d'impuretés par centimètre cube. Le fil de sortie de 70 μm de diamètre est dopé $n+$ à l'étain-arsenic. On place le fil dopé sur le germanium et on chauffe. Lorsque la température de l'alliage est obtenue, on tire le fil de façon à entraîner une goutte, la plus petite possible. L'épaisseur de la jonction est très petite, entre 70 et 150 Å.

Une attaque électrolytique réduit encore le diamètre de la goutte. En définitive la jonction a environ 10 μm de diamètre.

La jonction est donc très petite, entre deux corps fortement dopés. C'est pourquoi elle ne peut admettre que des puissances très faibles.

Les principales caractéristiques des diodes au germanium sont :

- i_p entre 1 et 20 mA selon les modèles, tolérance sur $i_p = \pm 10 \%$ ou $\pm 5 \%$;
- i_v entre 0,2 et 5 mA;
- v_p environ 65 mV;
- v_v environ 350 mV;
- v_{tp} environ 500 mV; c'est la tension limite pour le germanium;
- Rapport $i_p/i_v =$ compris entre 5 et 10;
- Capacité : 3 à 4 pF par milliampère (i_p);
- Inductance série : 0,5 à 2 nH;
- Résistance série : 0,5 à 3 Ω ;
- Conductance négative : 8 à 120 millimhos;
- Fréquence de coupure de la partie réactive : 1 à 2 GHz.
- Temps de commutation : 1 à 2 ns.

Les modèles au germanium se rencontrent actuellement en plus grand nombre sur les catalogues des fabricants.

Les diodes tunnel au silicium commencent à être fabriquées en série. Elles peuvent être utilisées entre -85 et $+200$ °C. Il existe des modèles dans lesquels i_p est compris entre 0,1 et 100 mA. La tension v_{tp} max. est de 0,75 à 0,8 V. La résistance négative est comprise entre 2 et 500 Ω , de plus elle est très stable. La tolérance sur i_p peut atteindre $\pm 2 \%$ sur demande.

Les diodes tunnel à l'arséniure de gallium admettent des tensions un peu plus élevées. La tension v_{tp} limite est de 1 V. On relève v_p vers 120 mV et v_v vers 600 mV, soit le double par rapport au germanium. Le temps de commutation est toujours de l'ordre de la nanoseconde.

Les diodes tunnel au béryllium sont en réalité des diodes obtenues par le procédé des couches minces. C'est un sandwich de béryllium entre une couche d'oxyde de béryllium et une couche d'or. L'épaisseur de la couche d'oxyde est de 30 à 35 Å. On obtient des densités de courant de 2500 A/cm² en impulsion brève. Ce procédé permet d'envisager une fabrication automatique, donnant des dispositifs à un prix plus réduit.

1.3. — APPLICATIONS

Les diodes tunnel sont utilisées en commutation très rapide et dans les circuits amplificateurs et oscillants en très haute fréquence.

Lors de la lecture des articles spécialisés, on trouve cités les deux états stables de la diode tunnel employée en commutation ou dans les circuits de mémoire. Il y a donc lieu d'examiner particulièrement ce point.

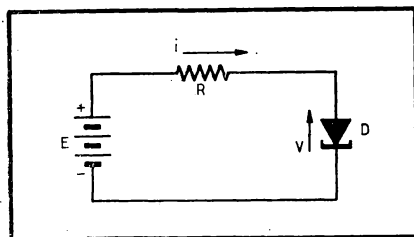
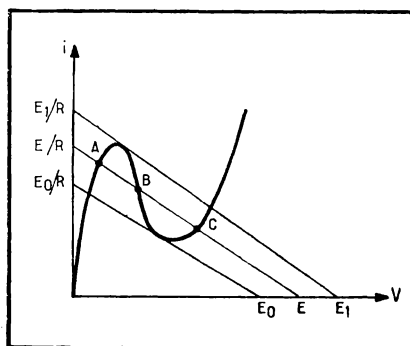


Fig. 12-3. — Montage bistable théorique.

On réalise le montage bistable de la figure 12-3. On place en série avec une diode tunnel, une résistance R ; l'ensemble est alimenté par la source E . Dès qu'on applique la tension E , le montage prend un état stable qui correspond, soit au point A (état basse tension), soit au point C (état haute tension) (fig. 12-4). Ces points sont stables, puisque la résistance dynamique

de la diode est positive. Le point B correspond à un régime instable, puisque la résistance dynamique de la diode est négative, et le montage ne peut se stabiliser en ce point.

Fig. 12-4. — Courbe courant-tension en fonction du rapport E/R obtenu dans le montage bistable montrant les deux états stables A et C.



Pour passer du point A au point C, il faut modifier la tension E , sans changer la valeur de R . La droite de charge E/R se déplace parallèlement à elle-même. Si E dépasse la valeur E_1 , puis diminue légèrement, le montage se stabilise au point C. De même, si la tension diminue et tombe en dessous de E_0 , le montage se trouve obligatoirement dans l'état basse tension, correspondant au point A.

On peut donc réaliser un montage bistable utilisé en commutation et en mémoire (fig. 12-5). La tension alternative e s'ajoute et se retranche de E , faisant passer le montage de l'état basse tension (A) à l'état haute tension (C). Cette commutation s'effectue extrêmement rapidement en 1 à 2 ns. L'impulsion peut également être appliquée sur l'anode de la diode tunnel au moyen d'un condensateur. Une impulsion positive fait passer le montage en état haute tension. Une impulsion négative fait passer le montage en état basse tension.

Ces appellations sont très relatives, puisque avec une diode au germanium, l'état basse tension se situe vers 50 mV et l'état haute tension vers 450 mV.

Ce montage peut être employé en mémoire. On garde en mémoire, en effet, l'impulsion dans le circuit, tout comme le fait un tore magnétique à cycle d'hystérésis rectangulaire. Il permet une lecture non destructive, ce qui n'est pas possible avec un tore.

Voyons maintenant comment on peut obtenir une amplification, ou l'entretien d'un oscillateur, avec une diode tunnel.

On monte une résistance en parallèle sur la diode D (fig. 12-6). La valeur de la résistance doit être approximativement égale à la résistance dynamique négative de la diode tunnel. La courbe résultante est celle de la figure 12-7.

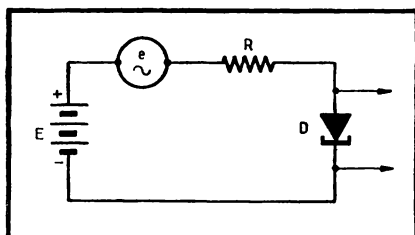


Fig. 12-5. — Montage bistable utilisé en commutation et en mémoire.

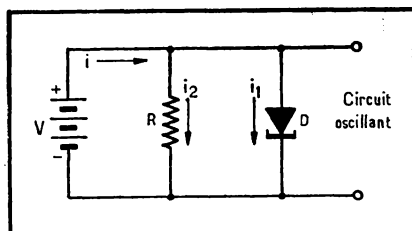


Fig. 12-6. — Schéma de base d'un circuit amplificateur.

La courbe courant/tension de l'ensemble ne présente plus de zone à résistance négative, mais un palier très légèrement montant. La polarisation V place le point de repos au milieu du palier. Un circuit oscillant ajoute une composante alternative ne débordant pas du palier. Puisqu'on peut augmenter la tension, sans faire varier l'intensité, le circuit présente une résistance infinie. La source qui envoie la composante alternative n'a pas à fournir de puissance, puisqu'elle délivre une tension sans intensité.

Par contre, si le courant total : diode + résistance est constant, le courant dans la résistance ou dans la diode ne l'est pas. On recueille un courant variable, sous une certaine tension, donc une puissance.

Le circuit oscillant ne fournit pas de puissance, mais le circuit R.D en donne une qui provient de la source V . C'est ainsi qu'un tel circuit fournit une amplification en puissance.

1.4. — DIODES INVERSES, DIODES BACKWARD OU DIODES UNI-TUNNEL

Ces diverses appellations se rapportent à un type spécial de diode tunnel permettant la détection des très faibles niveaux, sans tension de seuil.

La courbe I/V d'une diode inverse est donnée sur la figure 12-8. En modifiant le dopage du cristal d'une diode tunnel on parvient à supprimer la zone de résistance négative. A ce moment, on constate que la courbe I/V passe par l'origine. Il n'y a donc pas de tension de seuil. On peut détecter des signaux de très faible amplitude sans distorsion et avec un bon rendement, puisque la caractéristique directe est très raide.

La résistance directe est très faible et le courant de fuite inverse est de l'ordre du microampère. Ces diodes au silicium ont une très bonne stabilité en fonction de la température entre -85°C et $+200^{\circ}\text{C}$. Le coefficient de température est de $0,11\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$. La figure 12-9 montre la comparaison entre les diodes inverses et les diodes normales au silicium à ce sujet.

Les autres caractéristiques I_F et V_F se rapprochent de celles des diodes tunnel. Sur la courbe de la figure 12-9 le courant direct maximal est de 25 mA . La tension directe est inférieure à $0,4\text{ V}$. La tension inverse maximale est de $0,5\text{ V}$.

Il s'agit d'une diode au silicium.

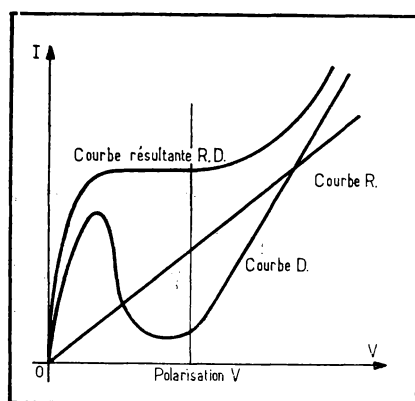


Fig. 12-7. — Courbe résultante R.D. du schéma de la figure 12-6.

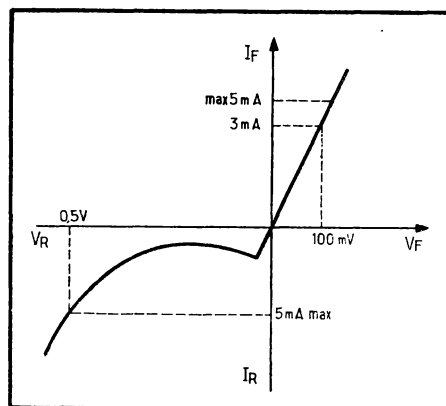


Fig. 12-8. — Courbe d'une diode inverse au germanium.

Les diodes au germanium ont un courant direct maximal de 5 mA. Le courant direct normal de 3 mA correspond à une tension directe de 0,1 V. La tension inverse maximale de 0,5 V donne un courant inverse maximal de 5 mA.

2. - Les diodes à capacité variable

2.1. — CARACTERISTIQUES

On a vu qu'une jonction polarisée en sens inverse présente une zone de transition dont l'épaisseur est fonction de la tension inverse. Par conséquent la capacité d'une jonction est maximale pour une très faible tension inverse et elle diminue lorsque cette tension augmente.

Fig. 12-9. — Caractéristique directe des diodes inverses en fonction de la température par rapport aux diodes classiques au silicium.

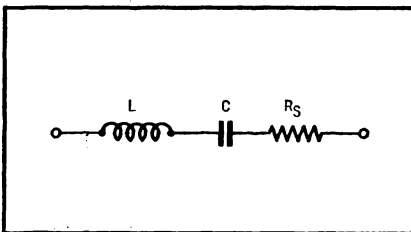
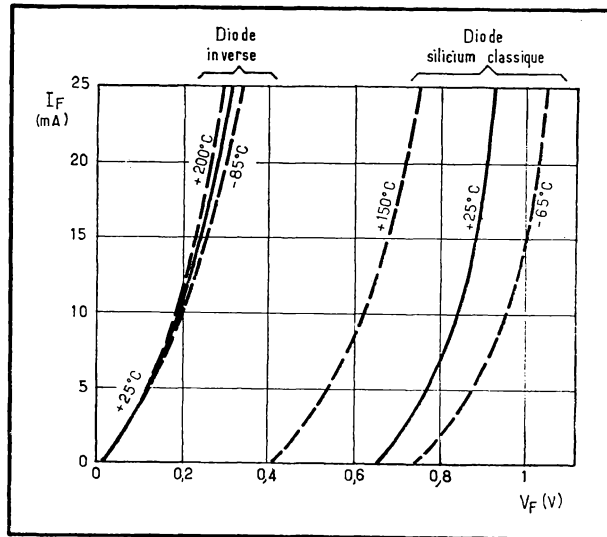


Fig. 12-10. — Représentation schématique simplifiée d'une diode.

Par suite de leur très faible courant inverse, les diodes au silicium sont les seules à être utilisées pour cet usage. N'importe quelle diode au silicium donne une variation de capacité en fonction de la tension tout à fait satisfaisante. Les fabricants ont cependant mis à leur catalogue des modèles spéciaux pour cet usage.

Généralement on a besoin d'une faible variation de capacité, loin de la tension de zener, et par conséquent la diode n'a pas à fournir de puissance. On construit, donc, des modèles miniatures qui sont prévus pour offrir une inductance parasite faible et qui peuvent être utilisés à des fréquences très élevées. Ces diodes sont montées, soit dans des boîtiers en verre DO7, comme

les diodes à pointe ou les diodes à microjonction, soit dans des boîtiers coaxiaux qui permettent un bon fonctionnement à des fréquences atteignant 200 GHz.

Une diode à capacité variable peut être représentée schématiquement par le circuit simplifié de la figure 12-10.

Pour le fonctionnement à des fréquences élevées il faut que la valeur de L soit la plus petite possible (quelques nanohenrys), ainsi que la valeur de R_s (quelques ohms). On obtient un facteur de qualité Q de plusieurs centaines. Le courant inverse est de quelques microampères.

Selon le dopage du cristal et la surface de la jonction on obtient toute une série de modèles offrant une certaine variation de capacité pour une variation de tension inverse donnée (fig. 12-11). On voit sur l'échantillon

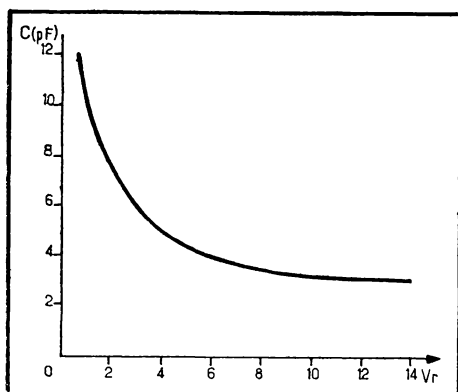
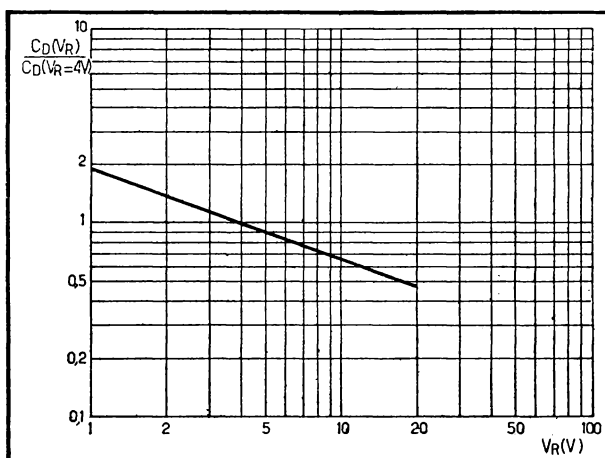


Fig. 12-11. — Variation de la capacité en fonction de la tension inverse, pour un modèle de diode au silicium spécialisé.

Fig. 12-12. — Rapport de variation de la capacité en fonction de la variation de polarisation inverse, pour une diode BA102.



mesuré que la variation de capacité est très rapide pour de faibles tensions inverses et beaucoup moins ensuite. Généralement le fabricant indique la polarisation normale au repos et le rapport de variation de capacité de part et d'autre de cette valeur. La figure 12-12 donne cette courbe pour une diode BA102. La polarisation normale est de 4 V. La courbe devient une droite, si les valeurs de V_R et du rapport de capacité sont représentées en échelles logarithmiques. On a la même variation de capacité entre $V_R = 1$ et 4 V, qu'entre $V_R = 4$ et 20 V.

Selon les modèles, la capacité pour $V_R = 4$ V à 1 MHz est comprise entre 6 et 50 pF. La tension inverse maximale V_R est comprise entre 10 et 120 V.

2.2. — APPLICATIONS

Les diodes à capacité variable servent à modifier le réglage des circuits oscillants en haute fréquence, c'est leur principale application.

Fig. 12-13. — Principe de la transmission à modulation de fréquence par diode à capacité variable.

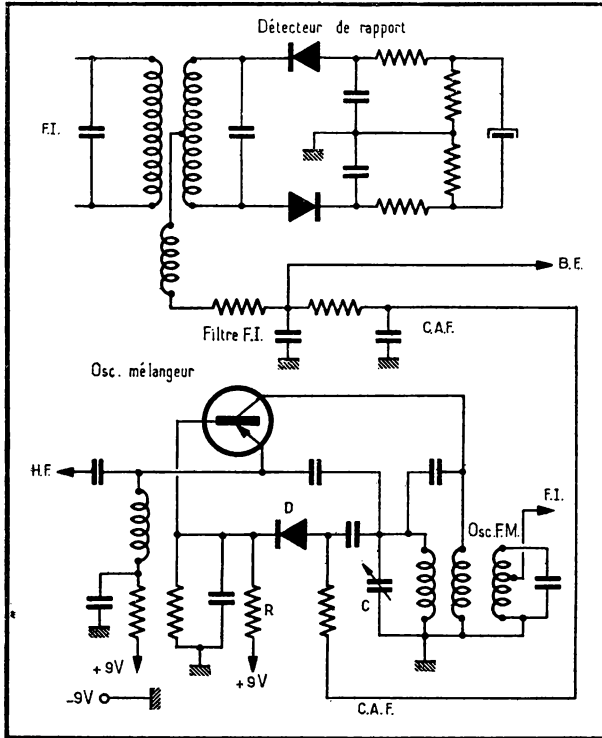
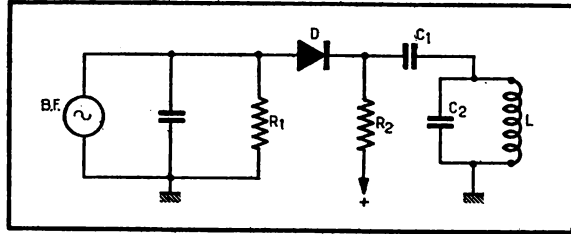


Fig. 12-14. — Circuit de commande automatique de fréquence (C.A.F.)

Dans un émetteur à modulation de fréquence, il faut modifier la fréquence d'un circuit oscillant en fonction de la modulation B.F. à transmettre. Le schéma théorique de la figure 12-13 montre le principe de la modulation de fréquence. Le circuit oscillant $C_2 L$ est réglé sur la fréquence de repos de l'émetteur. Une polarisation porte la cathode de la diode à une tension positive au travers de R_2 , c'est la polarisation inverse normale de la diode. Elle offre une certaine capacité qui est en parallèle sur C_2 et dont il faut tenir compte dans l'accord du circuit oscillant. C_1 évite le court-circuit de la polarisation au travers de L .

Le signal B.F. est appliqué aux bornes de R_1 . Il modifie la polarisation de la diode en plus et en moins. On a donc une variation de capacité en fonction du signal B.F. qui module en fréquence le signal de l'émetteur. Ce schéma est simple et donne d'excellents résultats.

Dans les récepteurs à modulation de fréquence, on se sert de la diode à capacité variable pour réaliser la commande automatique de fréquence (C.A.F.) (fig. 12-14).

Lorsque le récepteur est bien réglé sur l'émetteur, la tension de polarisation prélevée sur le détecteur de rapport est nulle. Le circuit oscillateur F.M. est réglé par le condensateur variable C et par la capacité de la diode D , polarisée par R à la valeur normale donnée pour ce modèle.

Si l'utilisateur a mal réglé son récepteur, ou si une dérive se produit, le détecteur de rapport donne une tension filtrée positive ou négative, selon le sens du désaccord. Cette tension vient augmenter ou diminuer la polarisation de la diode. Il se produit une variation de capacité qui modifie la fréquence de l'oscillateur local, jusqu'à ce que l'accord soit parfait et qu'il n'y ait plus de tension de correction aux bornes du détecteur de rapport.

Avec ce circuit, il n'est pas possible à l'utilisateur de mal régler son récepteur. De plus, la dérive de l'oscillateur local en fonction de la température ambiante est automatiquement corrigée.

Sur le même principe, on peut mettre au point des schémas pour la recherche automatique des stations ou pour la commande d'accord de circuits H.F. à distance.

2.3. — VARACTOR

C'est une diode à capacité variable de puissance (12 à 25 W) à double diffusion. Elle a été étudiée principalement pour servir de multiplicatrice de fréquence sur les gammes VHF et UHF jusqu'à 1 GHz.

Sa capacité à $V_R = 0$ V est de 25 pF, à la tension inverse maximale de $V_R = 100$ V, elle est comprise entre 4 et 6 pF. Le courant inverse I_R , à $V_R = 100$ V, est compris entre 0,1 et 10 μ A.

Le doublage de fréquence par diode varactor peut être obtenu, soit par un montage parallèle, soit par un montage série (fig. 12-15).

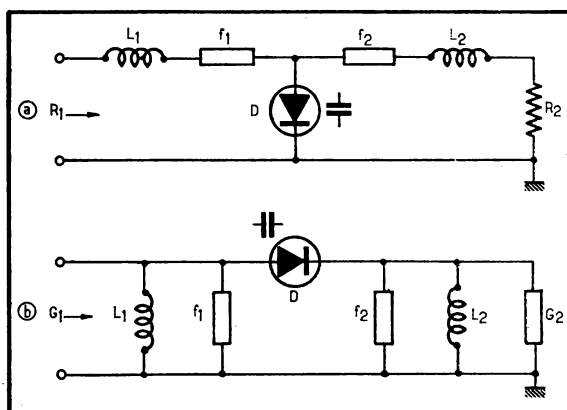


Fig. 12-15. — Doublage de fréquence par diode varactor : a) montage parallèle ; b) montage série.

Dans le montage parallèle, le filtre f_1 présente une impédance nulle à la fréquence d'entrée et une impédance très grande à toute autre fréquence. Le filtre f_2 doit donner un effet de court-circuit à la fréquence de sortie qui est le double de la fréquence d'entrée et présenter une impédance très grande

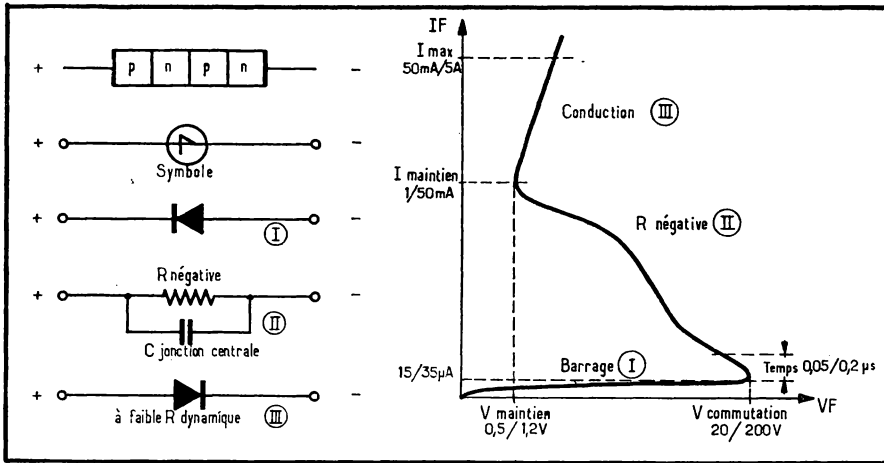


Fig. 12-16. — Diode Shockley ou 4 D.

à toutes les autres fréquences. Les inductances L_1 et L_2 accordent la capacité de la diode sur les fréquences respectives d'entrée et de sortie. La résistance de charge est R_2 et la résistance d'entrée est R_1 .

Dans le montage série, on transpose le même raisonnement; f_1 et f_2 sont les filtres qui présentent une impédance maximale aux fréquences respectives d'entrée et de sortie. L_1 et L_2 accordent le circuit avec la capacité de la diode sur les fréquences d'entrée et de sortie.

G_1 et G_2 sont les conductances d'entrée et de sortie, on peut aussi bien utiliser R_1 et R_2 qui sont les inverses.

Ce sont les montages série qui sont les plus employés dans les schémas modernes. Ils offrent l'avantage d'une gamme de fréquences plus large et d'une puissance convertie plus importante.

3. - Les diodes Shockley ou 4 D

3.1. — PRINCIPE

La diode Shockley ou 4 D est, dans la famille des semi-conducteurs, l'analogue de la diode à gaz.

La figure 12-16 donne sa constitution et la caractéristique directe V_F/I_F . C'est un cristal de silicium dans lequel on a obtenu, par dépôt d'une couche épitaxiale et par diffusion, quatre couches alternées p, n, p, n . C'est une diode miniature présentée dans un boîtier en verre DO7. D'autres modèles plus puissants sont à l'étude.

Si on polarise la diode, comme indiqué sur la figure, on constate que les jonctions p, n sont dans le sens direct, tandis que la jonction n, p centrale est bloquée. Le courant résultant correspond au courant inverse de la jonction centrale, il est très faible. On augmente la tension aux bornes, le courant reste très faible, c'est la zone de barrage (I); la diode peut être représentée comme une jonction polarisée à l'envers.

Lorsqu'on atteint la tension d'avalanche de la jonction centrale, brusquement, en une fraction de microseconde, une commutation se produit. L'intensité directe augmente, tandis que la tension diminue. On se trouve en présence d'une résistance négative shuntée par la capacité de la jonction centrale en

avalanche (II). Le circuit atteint une certaine tension, dite de maintien, qui correspond au courant minimal pour lequel la diode reste conductrice (I maintien). Puis, la caractéristique redevient positive et à forte pente (III), donc à faible résistance dynamique.

Pour ramener la diode dans son état de barrage, il faut diminuer le courant qui la traverse à une valeur inférieure au courant de maintien.

Les ordres de grandeur des valeurs sont portées sur la courbe.

La tension de commutation étant atteinte, le temps nécessaire pour que la caractéristique courant/tension de la diode s'inverse est de l'ordre de 0,05 à 0,2 μ s. A partir de cet instant, la tension aux bornes de la diode diminue avec une vitesse croissante jusqu'à la tension de maintien. Elle est de l'ordre de 20 V/ μ s pour 500 μ A et atteint 40 V/ μ s pour 1 mA.

Les variations de température ambiante sont sans grand effet sur la tension de commutation de la diode entre 0 et 60 °C. Par contre, le courant de maintien a un coefficient de température négatif, il décroît lorsque la température augmente.

La capacité de jonction de la diode est plus faible que pour les types normaux. Elle est de l'ordre de 40 pF en régime statique. Sous l'effet d'une impulsion, cette capacité est le siège d'un courant qui vient s'ajouter au courant de fuite normal de la diode; cela a pour effet de diminuer la valeur de la tension de commutation. Pour les très grandes vitesses de commutation, ce courant capacitif peut atteindre ou même dépasser la valeur du courant de maintien. Pour certains circuits cet effet doit être évité en amortissant le temps de montée de l'impulsion par un circuit RC.

3.2. — APPLICATIONS

Ces diodes sont intéressantes dans les circuits à commutation rapide et à faible tension, tels que : circuits logiques, générateurs d'impulsions, commande de mémoire ou de relais, multivibrateurs, anneau de comptage, commutation téléphonique sans relais, circuits d'alarme, clignoteurs, etc.

Le schéma de principe de la figure 12-17 permet de prévoir la majeure partie des applications de la diode 4 D.

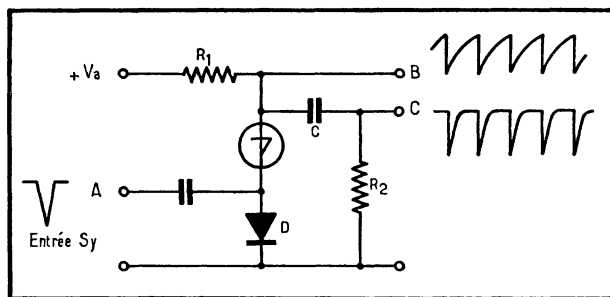


Fig. 12-17. — Schéma de principe du fonctionnement de la diode 4 D.

Lorsque la tension d'alimentation V_a est inférieure à la tension de commutation de la diode 4 D, le condensateur C se charge à $+V_a$. Si on applique une impulsion négative en A, aux bornes de la diode D, celle-ci polarisée en sens inverse présente une résistance élevée. Il n'en est plus de même pour la diode 4 D, dont la tension aux bornes atteint à ce moment la tension de commutation et qui devient brusquement conductrice. Le condensateur C se décharge à travers les diodes 4 D et D en série avec la résistance R_2 . Cette dernière limite le courant de décharge de C à une valeur inférieure au courant de crête maximal admissible par les diodes.

Lorsque le courant de décharge tombe en dessous du courant de maintien de la diode 4 D, elle se désamorce et le cycle peut recommencer. La résis-

tance R_1 doit être suffisamment grande pour limiter le courant d'alimentation à une valeur inférieure à celle du courant de maintien. L'impulsion résultante est recueillie en C. L'impulsion en B est produite par le courant de charge du condensateur.

Fig. 12-18. — Schéma d'un multi-vibrateur à diodes 4 D.

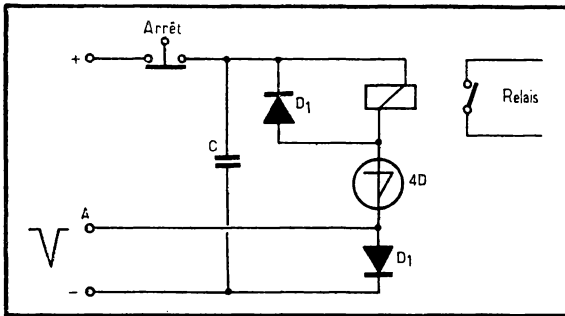
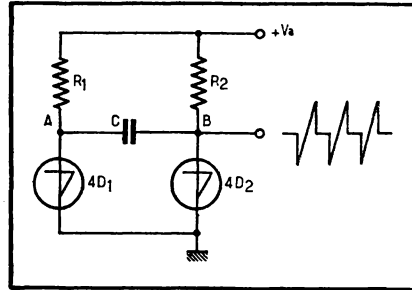


Fig. 12-19. — Com-mande de relais par diode 4 D.

Si la tension d'alimentation V_a est supérieure à la tension de commutation de la diode 4 D, on obtient un oscillateur de relaxation qui peut donner une dent de scie linéaire, en remplaçant R_1 par un transistor, dont on peut régler le courant collecteur. On a ainsi une analogie avec le montage utilisant un tube à gaz.

De ce schéma peut découler celui d'un multivibrateur (fig. 12-18). La tension d'alimentation est supérieure à la tension de commutation des diodes 4 D. Supposons que la diode 4 D_1 est conductrice, le potentiel en A est voisin de zéro et le condensateur C se charge au travers de R_2 . Lorsque la tension aux bornes de C et par conséquent de 4 D_2 atteint la tension de commutation, cette diode devient brusquement conductrice. Le condensateur C se décharge puis se charge en sens inverse au travers de R_1 , la diode 4 D_1 se désamorce et reste bloquée. Puis le cycle recommence, lorsque C est chargé, la diode 4 D_1 redevient conductrice. Si les résistances R_1 et R_2 sont égales et si la tension de commutation des diodes 4 D_1 et 4 D_2 est la même, le signal de sortie est symétrique.

Ces exemples pourraient être très nombreux, mais ils sont tous basés sur le même principe. Pour terminer, citons un schéma de commande de relais (fig. 12-19).

La fermeture du relais est commandée au moyen d'une impulsion négative de faible énergie appliquée en A. Cette impulsion débloque la diode 4 D et le courant parcourt le circuit en fermant le relais. Pour obtenir l'arrêt, il faut appuyer sur l'interrupteur. Le condensateur C évite le réamorçage du circuit lors de la remise sous tension.

LES ÉLÉMENTS PHOTOSENSIBLES

A SEMI-CONDUCTEUR

1. - Principe

Le fonctionnement des différents éléments photosensibles à semi-conducteur découle du phénomène physique par lequel une radiation lumineuse, qu'elle fasse partie de la zone visible ou des zones invisibles du spectre, cède son énergie aux électrons d'un solide en les faisant passer de la bande de valence à la bande de conduction.

Un photon d'énergie $h\nu$ peut élever un électron à la bande de conduction en laissant une lacune à sa place, à condition que $h\nu$ soit supérieur à ΔW , ΔW étant l'écart entre les bandes de valence et de conduction.

Cette énergie est fonction de la largeur de la bande interdite du semi-conducteur et également de la fréquence de rayonnement du photon. En d'autres termes, la longueur d'onde du rayonnement : $\lambda = c/\nu$ doit être inférieure à $\lambda_0 = h\nu \cdot c / \Delta W = 1,237 / \Delta W$.

λ_0 est en μm et ΔW , en eV. On voit que plus l'écart ΔW des bandes est petit, plus l'effet photo-électrique s'étend à l'infrarouge lointain.

Dans les semi-conducteurs dopés n , l'action de la lumière produit un transfert des électrons des atomes donneurs (n) aux espaces libres de la structure du cristal; on a, alors, une augmentation de la conductibilité par les électrons introduits dans la bande de conduction au détriment des atomes donneurs (fig. 13-1).

Dans le cas d'un semi-conducteur du type p , en revanche, si un photon a une énergie suffisante pour amener un électron de la bande de valence au niveau de la bande de conduction des atomes accepteurs, on a une augmentation de la conductibilité par création de lacunes.

Ces principes généraux trouvent leur application dans deux types principaux d'éléments photosensibles : les photorésistances et les éléments photosensibles à jonction. Cette dernière catégorie se divise en différents groupes : les photodiodes à jonction simple ou symétrique, les phototransistors et les interrupteurs photo-électriques (diodes photoconductrices à quatre couches et photothyristors).

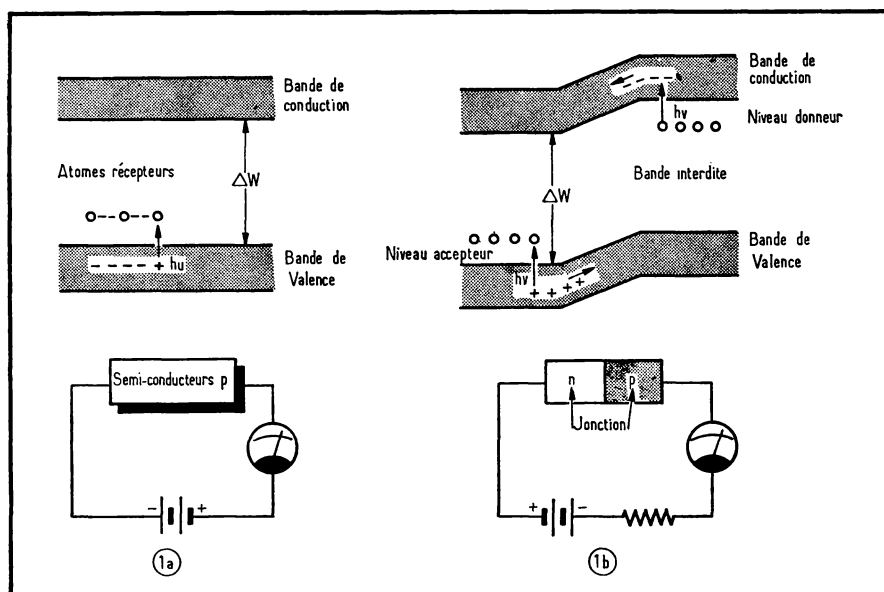


Fig. 13-1. — Théorie de la photoconduction. a) Photorésistance : un semi-conducteur p est frappé par un photon d'énergie $h\nu$ qui amène un électron de la bande de valence au niveau de la bande de conduction des atomes accepteurs, la conductibilité augmente par création de lacunes. b) Cellule photovoltaïque à jonction : chaque photon, d'énergie suffisante, libère à l'intérieur de la charge d'espace une paire électron-lacune qui donne naissance au courant.

Si on applique une différence de potentiel aux bornes d'un élément photosensible, quel qu'en soit le type, et qu'on le maintienne dans l'obscurité, il est le siège d'un courant de fuite appelé *courant d'obscurité* I_o . Il est déterminé par la résistivité et les dimensions de l'élément photorésistant et par le courant de fuite inverse de la jonction de l'élément de ce type.

Dès qu'il est éclairé, le courant croît, dans des proportions plus ou moins grandes, suivant sa nature. On est en présence du *courant photo-électrique* I_{ph} . La *sensibilité* d'un élément est déterminée par la variation du courant photo-électrique, en fonction du flux lumineux qui la produit. Elle est exprimée, selon les constructeurs, en milliampères par lumen (mA/lm), microampères par lux ($\mu A/lx$), ampères par watt (A/W) ou microampères par watt par centimètre carré ($\mu A/W/cm^2$).

La puissance en W, c'est-à-dire par watt global rayonné par la source standard est donnée par une lampe à incandescence à filament de tungstène porté à la température de couleur de 2870 °K.

Un élément photosensible se caractérise encore par sa réponse spectrale qui est représentée sous la forme d'une courbe dont l'axe des abscisses est gradué en longueurs d'ondes (μm ou $\text{\AA}$) et l'axe des ordonnées en valeurs du rapport de la sensibilité mesurée à la sensibilité maximale (%).

Ci-dessous nous donnons la définition des principales unités officielles (système S.I.) utilisées en photométrie.

— *Candela* (cd) : unité d'intensité lumineuse ou quantité d'énergie rayonnée par une source uniforme de dimensions infiniment petites, d'intensité égale à une bougie décimale;

— *Lumen* (lm) : flux lumineux émis dans 1 stéradian par une source ponctuelle uniforme, placée au sommet de l'angle solide et ayant une intensité lumineuse de 1 candela;

— *Lux* (lx) : éclairage d'une surface qui reçoit normalement, et uniformément réparti, un flux de 1 lumen par mètre carré;

— *Candela par mètre carré* (cd/m²) : luminance d'une source de 1 m² de surface émissive dont l'intensité lumineuse est de 1 candela.

On rencontre également dans les revues étrangères les unités ci-après :

— *Carcel* : approximativement égal à 9,6 candelas;

— *English sperm candle* : pratiquement égal à 1 candela;

— *Hefner* : environ 0,9 candela;

— *Pentane candle* : environ 1 candela;

— *Foot candle* : égal à 10,754 lux;

— *Lambert* : égal à 1 lumen émis par centimètre carré de surface parfaitement diffusante;

— *Lumen par square foot* : égal à 10,754 lumens par mètre carré;

— *Phot* : égal à 1 lumen incident par centimètre carré, ou à 10⁻⁴ lux;

— *Stilb* : unité de brillance, équivalant à 1 cd/cm².

Dans le cas d'une cellule ayant sa sensibilité maximale dans le spectre visible (0,4 μ m) et éclairée par une lumière ayant une température de couleur de 2870 °K, le nombre d'ampères par watt est égal à 21 fois le nombre d'ampères par lumen.

On sait, enfin, que le spectre visible à l'œil s'étend de 0,4 à 0,8 μ m de longueur d'onde. Les éléments photosensibles n'ont pas une courbe de sensibilité comparable à celle de l'œil, ils sont généralement plus sensibles dans le proche infrarouge, ainsi que le montre la figure 13-2.

2. - Photorésistances

C'est le sélénium qui a été le premier élément photorésistant connu et utilisé dans l'industrie. On s'est aperçu ensuite qu'un grand nombre de semi-conducteurs sont doués de propriétés photoconductrices. On peut citer, entre autres, le germanium, le silicium, l'arséniure de gallium, l'antimoniure et l'arséniure d'indium, le sulfure, le tellure et le sélénium de plomb, le sélénium et le sulfosélénium de cadmium.

Actuellement, les cellules photorésistantes sont construites avec du sulfure ou du sélénium de cadmium qui donnent les meilleurs résultats. Il a été fabriqué, pour des usages spéciaux, des cellules au sulfure de plomb, sensibles à l'infrarouge lointain, vers 2,7 μ m, et des cellules à l'antimoniure d'indium (6 μ m). Ces cellules ont un bruit de fond élevé et il est recommandé de les réfrigérer avec de la neige carbonique ou de l'air liquide, ce qui complique leur utilisation.

2.1. — CELLULES AU SULFURE DE CADMIUM (CdS)

Le sulfure de cadmium cristallisé n'est jamais homogène, cette hétérogénéité de cristallisation crée des défauts, qui font de ces couches des semi-conducteurs intrinsèques de faible sensibilité et limités à une étroite bande spectrale. C'est pourquoi on les dope en introduisant des atomes d'« impuretés » agissant comme « activateurs », tels que le cuivre, l'argent ou le mercure. Ces activateurs accroissent la sensibilité et élargissent la bande spectrale. Ils facilitent la circulation des électrons libres en réduisant la résistivité du cristal et également la tension de bruit de fond.

La nature et la concentration des activateurs modifient la réponse spectrale. La courbe normale montre une sensibilité maximale dans le rouge, vers 0,7 μ m.

A titre d'exemple, une cellule comportant seulement du cadmium en excès, d'une surface de 24 mm² et d'une épaisseur de 0,3 mm, donne une résistance d'obscurité de 3.10¹⁰ Ω (30 000 M Ω). Une tension entre électrode de 100 V

et une source lumineuse de 2350 °K, permet de détecter un éclairnement de 10^{-6} lux, soit un flux lumineux de $3 \cdot 10^{-9}$ lm. En comparaison, la pleine lune donne un éclairnement de 0,2 lx.

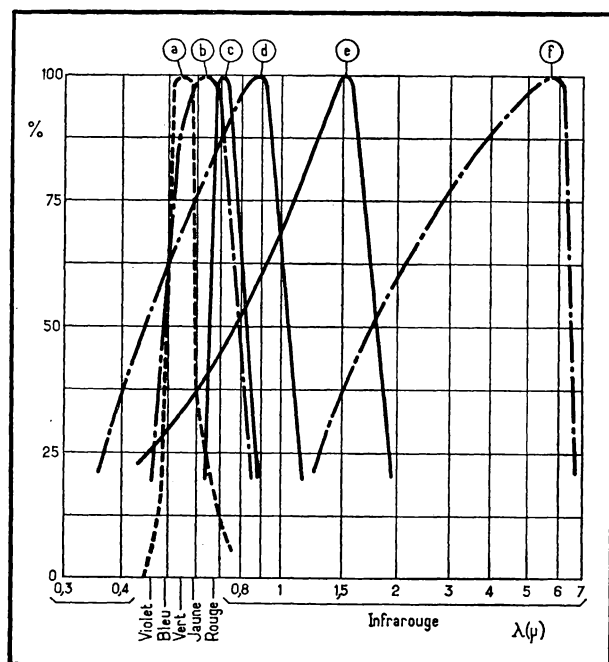


Fig. 13-2. — Courbes de sensibilité spectrale : a) œil humain ; b) photorésistance au CdS ; c) au CdSe ; d) photodiode ou phototransistor au Si ; e) au Ge ; f) photorésistance au PbS.

A température constante, l'intensité du courant traversant la cellule est proportionnelle à l'éclairement. La pente est de 10 A/lm pour de faibles éclaircissements, elle s'abaisse à 3 A/lm pour des éclaircissements importants. Cette pente est équivalente à celle obtenue avec une photocathode suivie d'un multiplicateur d'électrons. Elle est très supérieure à celle des cellules à vide (10 à 100 μ A/lm), à gaz (100 à 500 μ A/lm) et au sélénium (0,5 à 5 mA/lm). Ces cellules ont un coefficient de température positif de l'ordre de 1 %/°C.

Grâce à leur très faible courant d'obscurité et à leur grande variation de résistance, ces cellules admettent une large plage de valeurs d'éclairement. On note des rapports de courants maximaux : I_o/I_{ph} de 10^3 .

Lorsqu'on éclaire *brusquement* une cellule, la diminution de résistance n'est pas immédiate. Le *temps d'établissement* du courant peut être long aux faibles éclaircissements. Par exemple, pour une certaine cellule, il est de 2,5 s à 0,1 lx et de 8 ms à 100 lx. Le retour à la valeur de la résistance d'obscurité, après arrêt de la source lumineuse, n'est pas non plus immédiat. Le *temps de recouvrement* est moins important que le temps d'établissement. Pour le même échantillon, il est de 0,57 s pour un éclaircissement initial de 0,1 lx et de 5 ms pour un de 100 lx. Il en résulte que la réponse en fréquence des cellules photoconductrices, en général, est assez mauvaise et ne dépasse pas 1 kHz aux éclaircissements moyens.

La stabilité dans le temps n'est pas non plus excellente.

Les cellules sont constituées (fig. 13-3) par une plaquette en verre ou en céramique qui peut supporter une température de 750 °C. On vaporise sous vide le sulfure de cadmium de très haute pureté sur ces supports. La couche déposée est généralement très mince, environ 20 μ m. Puis, les plaquettes sont

diffusées par les vapeurs des impuretés choisies comme activateurs. On dépose, à nouveau sous vide, les deux sorties en vaporisant un métal précieux (or ou argent) ou de l'indium. Pour conserver la résistance d'obscurité la plus élevée possible, il faut soustraire la cellule à l'action de l'humidité. On recouvre donc le dépôt d'un vernis protecteur transparent. Certains modèles sont enrobés dans une résine époxy. D'autres sont enfermés dans une ampoule de verre, vidée d'air ou remplie d'un gaz inerte.

2.2. — CELLULES AU SELENIURE DE CADMIUM (CdSe)

Ces cellules sont assez récentes. Elles sont fabriquées et présentées de la même façon que les cellules au sulfure de cadmium. Elles présentent une sensibilité spectrale maximale située vers $0,73 \mu\text{m}$, à la limite du rouge et de l'infrarouge. Elles ont une assez bonne sensibilité dans le spectre visible. Leur réponse à des fréquences très supérieures à celles utilisables avec le sulfure de cadmium constitue un progrès très appréciable. Leur rapidité est, en effet, au moins dix fois plus élevée.

3. - Éléments photosensibles à jonction

Lorsqu'une jonction $p-n$ est polarisée en sens inverse, il se crée, à l'intérieur du cristal, une zone de charge d'espace où le champ électrique est intense : plusieurs kilovolts par centimètre.

On a vu que chaque semi-conducteur absorbe les radiations de longueur d'onde inférieure à une certaine valeur en fonction de la largeur de sa bande interdite. Tout photon d'énergie supérieure au seuil photo-électrique est alors absorbé par le semi-conducteur. Il libère un électron lié au réseau cristallin; il y a création d'une paire électron-lacune.

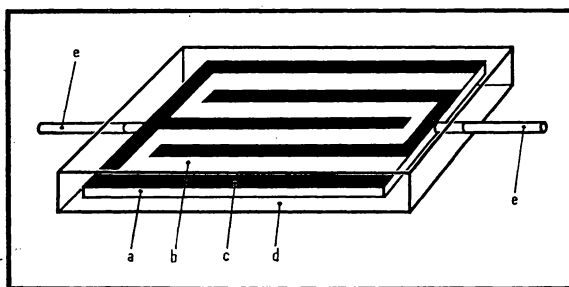


Fig. 13-3. — Exemple de photorésistance : a) plaque stéatique; b) couche de CdS; c) électrodes de contact, ici sous forme de peignes imbriqués d) enrobage de résine époxy; e) connexions.

L'effet photovoltaïque se manifeste si on peut séparer les charges électriques avant que la paire électron-lacune ne soit recombinaisonnée. C'est la barrière de potentiel de la jonction qui opère cette séparation. Un porteur minoritaire (électron dans la zone p ou lacune dans la zone n) qui atteint la limite de la couche de charge d'espace est attiré par le champ électrique de cette couche et pénètre dans la région où les porteurs du même signe sont majoritaires. On assiste à une accumulation d'électrons dans la région n et de lacunes dans la région p .

Ainsi, quelle que soit la région où le photon est absorbé et les porteurs de charges libérés, l'effet photo-électrique donne naissance à un courant électrique circulant de la région n vers la région p à l'intérieur du cristal.

Lorsqu'une charge est connectée aux bornes de la cellule, le courant photovoltaïque s'écoule à travers la charge; il circule de la borne p à la borne n à l'extérieur.

Les durées de vie des porteurs minoritaires étant faibles, leur distance de parcours dans le cristal est courte. Il faut donc que la jonction soit à moins de $1\text{ }\mu\text{m}$ de la surface du cristal pour que le rendement de la cellule soit élevé. On entend par rendement, le rapport entre le nombre de photons qui, captés par la charge d'espace, donnent naissance au courant photovoltaïque,

Fig. 13-4. — Photodiode à jonction au germanium.

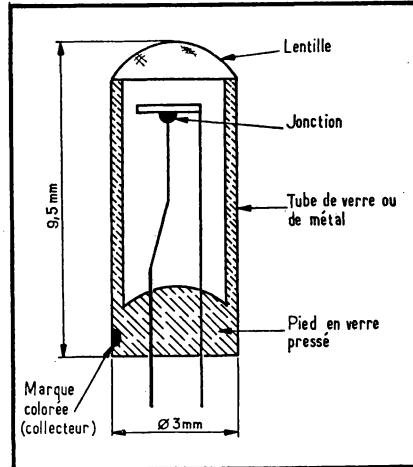
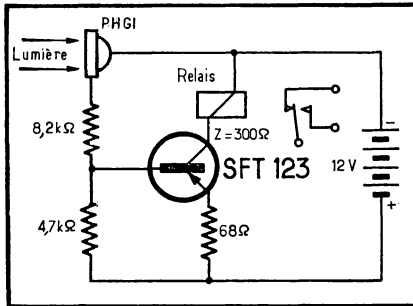


Fig. 13-5. — Commande d'un relais par photodiode.

et le nombre total de photons qui ont frappé le cristal. Seule une diode obtenue par diffusion peut donner une jonction aussi mince, de surface étendue et uniforme.

3.1. — PHOTODIODES AU GERMANIUM

C'est une jonction $p-n$, obtenue par alliage, enfermée dans un tube de verre, dont une extrémité est munie d'une petite lentille destinée à concentrer la lumière incidente sur la jonction (fig. 13-4). La connexion d'anode, repérée par une marque colorée, doit être reliée au pôle négatif de la source d'alimentation. Dans ces diodes la surface sensible est très petite, de l'ordre du millimètre carré. Elles ne peuvent supporter qu'un faible courant inverse, de 1 à 3 mA; il faut les protéger contre les surintensités par une résistance série, aux bornes de laquelle on recueille le signal de sortie. Leur dissipation maximale est de 30 à 50 mW à $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ et leur tension inverse maximale est de 30 à 100 V.

Ces diodes ont une réponse spectrale qui comprend le « visible » et le proche infrarouge. La sensibilité maximale se situe vers $1,55\text{ }\mu\text{m}$. Leur inertie est nettement plus faible que celle des photorésistances, puisque leur temps de réponse est compris entre 2 et $6\text{ }\mu\text{s}$. On peut donc les moduler jusqu'à 50 à 100 kHz. Leur sensibilité est de 25 à 100 mA/lm .

La figure 13-5 donne un exemple d'utilisation. Lorsque la lumière frappe la cellule, le signal amplifié par le transistor fait « coller » le relais.

3.2. — PHOTODIODES AU SILICIUM

Il existe des microphotodiodes et des éléments plus importants qui se rapprochent des cellules solaires et qui seront traités au paragraphe suivant.

Les microphotodiodes ont une jonction obtenue par diffusion. Elles sont montées dans un tube de verre de 2 mm de diamètre et de 9,5 mm de longueur, semblable à celui utilisé pour les diodes au germanium. De sensibilité équivalente à celle des diodes au germanium, elles présentent néanmoins sur ces dernières de nombreux avantages qui sont ceux du silicium :

— *Courant d'obscurité 10 à 100 fois plus faible*, ce qui permet de détecter des éclaircissements encore plus faibles;

— *Moindre sensibilité à la température*, le courant de court-circuit augmente d'environ 0,1 %/°C et la tension en circuit ouvert diminue d'environ 2 mV/°C;

— *Plage plus étendue des températures d'emploi* : — 50 à + 150 °C;

— *Pouvoir de dissipation plus élevé*, au moins trois fois plus grand à surface sensible égale;

— *Temps de réponse plus court*, en moyenne 1 μ s, certains modèles atteignent 0,2 μ s;

— *Sensibilité maximale à 0,9 μ m*, soit très près du rouge; à la limite de l'ultra-violet (0,4 μ m), sa sensibilité est encore de 40 % de la valeur maximale. La courbe spectrale du silicium est donc plus favorable que celle du germanium.

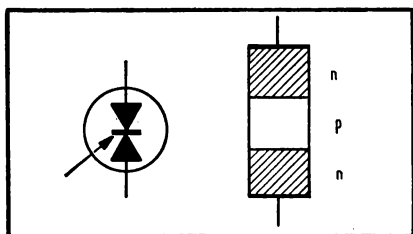


Fig. 13-6. — Photodiode à structure symétrique (n-p-n).

Certains fabricants ont réalisé des diodes au silicium à *structure symétrique* (p-n-p ou n-p-n) par double diffusion (fig. 13-6). Ces photodiodes peuvent être alimentées en courant alternatif. On peut ainsi détecter les très faibles éclaircissements continus ou ceux variant lentement. Le détecteur à diode symétrique peut être relié directement à un amplificateur normal pour tensions alternatives. On sait qu'un amplificateur à courant continu parfaitement stable est difficile à construire.

3.3. — PHOTOTRANSISTORS

Si on éclaire la jonction émetteur-base d'un transistor, un courant photo-électrique se produit dans la base. Il est amplifié de la même manière que s'il y avait injection de courant dans la base. Tout se passe comme si on plaçait un transistor amplificateur branché sur une photodiode.

La sensibilité d'un phototransistor est très élevée, elle peut atteindre 3 A/lm. Quant à la réponse spectrale et aux autres caractéristiques, elles sont celles du silicium ou du germanium.

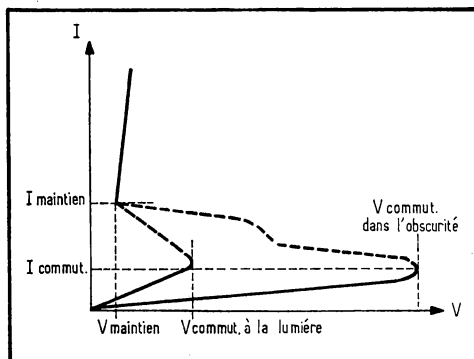
3.4. — PHOTODIODES SHOCKLEY OU 4 D

On a étudié ce type de diode en quatre couches au chapitre précédent. Elle présente deux états stables :

— l'état bloqué lorsque la tension aux bornes est inférieure à la tension de commutation, qui est égale à la tension d'avalanche de la jonction interne polarisée en inverse;

— l'état conducteur lorsque cette tension est atteinte et que le courant ne descend pas au-dessous d'une certaine valeur (I_{maintien}).

Fig. 13-7. — Tension de commutation d'une diode Shockley dans l'obscurité et à la lumière.



On peut abaisser considérablement la tension de commutation de cette diode, en éclairant la jonction polarisée en sens inverse (fig. 13-7). Une fois la diode amorcée, pour interrompre le courant, il faut diminuer sa valeur au-dessous de I_{maintien} , c'est-à-dire en pratique couper la tension d'alimentation.

Il s'agit donc d'un véritable interrupteur photo-électrique pouvant commander directement des puissances assez importantes. Comme pour les diodes Shockley ordinaires, l'influence de la température est pratiquement négligeable sur la tension d'amorçage, mais elle a une influence assez importante sur le courant de maintien.

La réponse spectrale de ces éléments est celle des diodes au silicium et le seuil d'amorçage se situe aux environs de quelques dizaines de lux.

A titre d'exemple, le modèle ZJ235 *General Electric* supporte un courant de 250 mA à une température ambiante de 35 °C. Il est prévu pour des tensions directes, en l'absence de lumière, de 400 V. Il peut donc contrôler une puissance de 100 W, malgré ses faibles dimensions (boîtier DO7). Il peut agir directement sur des contacteurs, des solénoïdes ou des charges importantes, sans avoir besoin de relais intermédiaires (fig. 13-8).

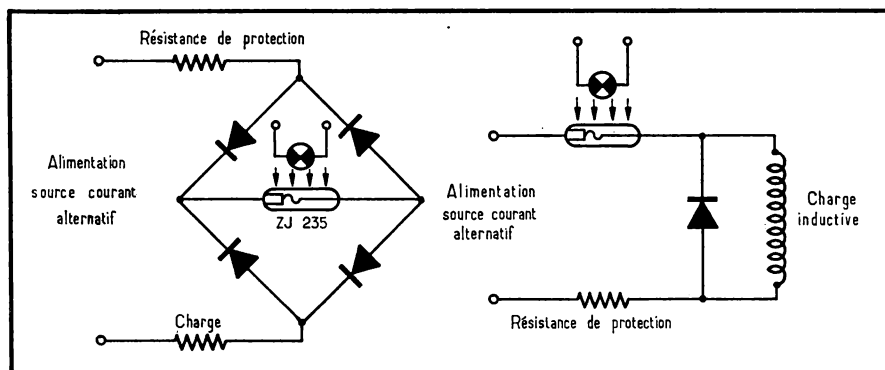


Fig. 13-8. — Exemples d'application des photodiodes Shockley.

3.5. — PHOTOTHYRISTORS

Il existe des photothyristors qui peuvent être déclenchés soit électriquement comme des thyristors ordinaires, soit optiquement en éclairant la couche *p* intermédiaire (fig. 13-9). Il s'agit, en fait, d'une diode 4 D dans laquelle on a introduit une connexion supplémentaire sur la zone *p* intérieure. Le thyristor, qui est la traduction en version semi-conducteur du thyatron, sera étudié avec les transistors de puissance, dont il se rapproche beaucoup du point de vue technologique.

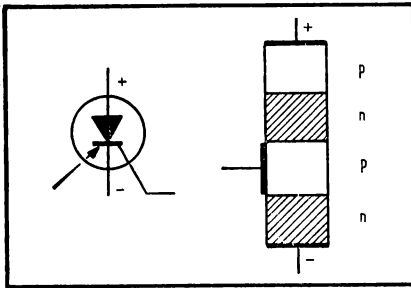


Fig. 13-9. — Photothyristors.

Le photothyristor est fabriqué dans les mêmes dimensions que la photodiode Shockley en boîtier TO5 et permet les mêmes performances. Il est déclenché, soit par un rayon lumineux, soit par une impulsion électrique. On peut réaliser des circuits qui peuvent être mis en route au moyen de deux paramètres différents, celui qui intervient le premier déclenchant l'appareil.

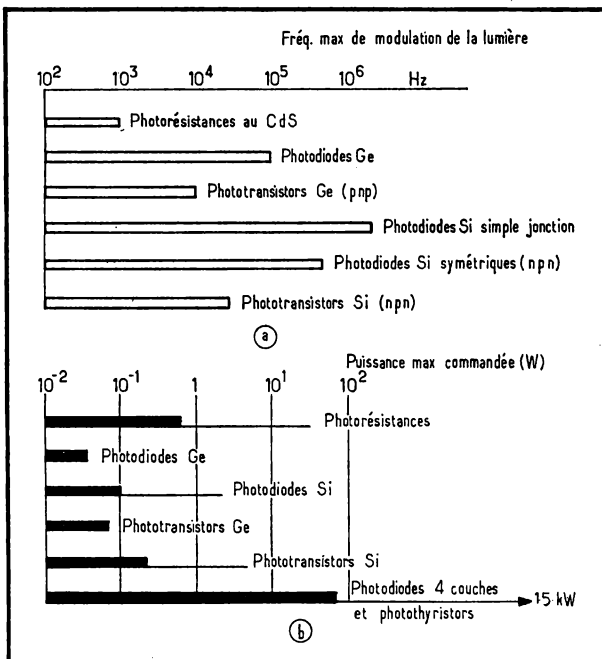


Fig. 13-10. — Fréquence maximale de la modulation de la lumière d'excitation (a) et puissance maximale commandée (b). Les traits forts indiquent la valeur maximale courante, les traits fins indiquent la valeur maximale atteinte par des modèles spéciaux ou par les modèles courants pendant un temps très court.

4. - Applications des éléments photosensibles

Le tableau ci-dessous résume les principales caractéristiques des éléments photosensibles. La figure 13-10 donne la fréquence maximale de la modulation de la lumière d'excitation et la puissance maximale commandée par les différents photo-éléments.

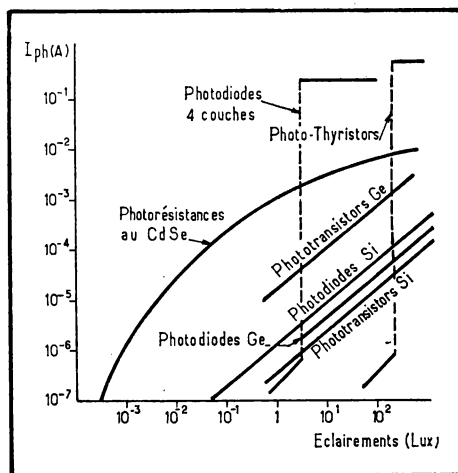
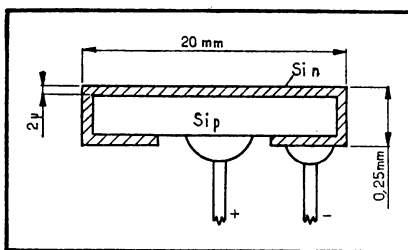


Fig. 13-11 (ci-contre). — Comparaison entre les courbes du courant photo-électrique I_{ph} , en fonction de l'éclairement, pour les différents éléments photosensibles.

Fig. 13-12 (ci-dessous). — Fabrication d'une cellule solaire.



La figure 13-11 permet la comparaison des courbes du courant photo-électrique I_{ph} en fonction de l'éclairement pour ces mêmes dispositifs.

Ce tableau et ces figures, auxquels il convient d'ajouter les informations sur les courbes de sensibilité relative en fonction de la longueur d'onde du spectre de l'ultraviolet à l'infrarouge (fig. 13-2), donnent tous les éléments permettant de choisir la cellule qui convient pour une application particulière.

En bref, les *photorésistances* ont une bonne sensibilité, un courant photo-électrique important, mais elles présentent une grande inertie et un bruit de fond non négligeable.

Les *photodiodes* ont des dimensions réduites, une meilleure réponse en fréquence, surtout pour les types au silicium, mais elles fournissent un courant photo-électrique faible.

Les *phototransistors* donnent un courant photo-électrique plus important que les photodiodes; on peut régler leur seuil de sensibilité en agissant sur le courant de base.

Les *photodiodes à quatre couches* et les *photothyristors* ont une sensibilité moindre que celle des éléments précités, mais ils permettent de commander des puissances assez importantes.

Les applications industrielles de ces éléments sont très nombreuses. Pratiquement, un circuit électrique fonctionnant par tout ou rien peut, presque toujours, être remplacé par un dispositif photo-électrique.

Un faisceau lumineux peut être concentré, dévié, réfléchi, modulé, sélectionné par des filtres et des cellules sensibles à une zone particulière du spectre. Il est d'une grande souplesse et d'une remarquable fiabilité. On peut l'utiliser dans de nombreux dispositifs d'automatisme, de commande à distance, d'alarme, de sécurité, de comptage d'objet, de tri, etc. Il convient d'ajouter l'absence d'étincelles dans ces circuits, ce qui est important pour les dispositifs travaillant dans une ambiance qui peut devenir explosive.

| Présentations | Seuil de sensibilité (lx) | Bruit de fond | Réponse en fréquence (Hz) | Influence de la température (°C) | Puissance commandée max. (W) | Dissipation max. (W) | V max. (V) | I_0 (A) | Surface sensible (mm ²) | Réponse spectrale (μ m) | Type |
|--|---------------------------|----------------|---|------------------------------------|------------------------------|---|----------------------|---|-------------------------------------|---|----------------------------|
| Diverses :
plaquettes,
boutons,
ampoules
verre
Noval et
miniature,
boîtiers
TO 5 et
TO 18
présen-
tations
spéciales. | 10 ⁻² | Moyen | 10 à 10 ³ | Moyenne
à
grande | 20* | 5.10 ⁻²
à
2 | 500 | 10 ⁻⁸
à
10 ⁻⁶ | 1 à 500 | Visible
Maximum dans
le rouge (0,65) | Cellules photoconductrices |
| | 10 ⁻² | Moyen | 10 à 10 ³ | Moyenne
à
grande | 20* | 5.10 ⁻²
à
2 | 500 | 10 ⁻⁸
à
10 ⁻⁶ | 1 à 500 | Visible
Maximum dans
le rouge (0,7) | |
| | | Fort | | Grande | | | 300 | 10 ⁻⁴ | 1 à 500 | Infrarouge
Maximum
vers 2,5 | |
| | | Fort | | | | | | | 1 à 500 | Infrarouge
lointain
Maximum
vers 6 | |
| Voir
figure
13-4 | 10 | Moyen | 5.10 ⁴
à 10 ⁵ | Moyenne
θ max
= +65 | | 3.10 ⁻² | 30 | 10 ⁻⁵ | 1 | Visible et
infrarouge
Maximum
vers 1,55 | Photodiodes |
| | 1 | Très
faible | 10 ⁶
peut
atteindre
5.10 ⁶ | Faible
θ — 65 à
+ 150 | | 10 ⁻¹
à
2 | 50 | 10 ⁻⁷
à
10 ⁻⁶ | 1 à 5 | Visible, proches
infrarouge
et ultraviolet
Maximum
vers 0,9 | |
| | 1 | Très
faible | 10 ⁵ à
2.10 ⁵ | Faible
θ — 65 à
+ 125 | | 10 ⁻²
à
2,5.10 ⁻¹ | $\pm 50 =$
35 eff | 10 ⁻⁷
à
10 ⁻⁶ | 1 | Id. | |
| | | | | | | | | | | Id. | Si
symétrique** |

| Type | Réponse spectrale (μm) | Surface sensible (mm^2) | I_0 ($\text{\AA}$) | V max. (V) | Dissipation max. (W) | Puissance commandée max. (W) | Influence de la température ($^{\circ}\text{C}$) | Réponse en fréquence (Hz) | Bruit de fond | Seuil de sensibilité (lx) | Présentations | |
|-----------------------|-------------------------------------|---|------------------------|-----------------------|----------------------|------------------------------|--|-----------------------------|----------------|----------------------------------|---------------|---------------|
| Phototransistors | Ge | Visible et infrarouge Maximum vers 1,55 | 1 à 2 | 10^{-4} | 15 | $5 \cdot 10^{-2}$ | 0,05 | Moyenne θ max = + 65 | 10^5 | Moyen | 10 | Spéciale |
| | Si | Visible, proches infrarouge et ultraviolet Maximum vers 0,9 | 1 à 2 | 10^{-7} à 10^{-5} | 80 | 2 | 3 | Faible θ max = + 125 | $5 \cdot 10^4$ | Faible | 1 | TO 5 ou TO 18 |
| Diodes 4 couches Si** | Id. | 1 | 10^{-5} | 400 | | 160 | Faible θ max = + 150 | | | 30 | Boîtier DO 7 | |
| Photothyristors Si** | Id. | 1 | | 400 | | 160 | Faible $\theta = - 20$ à + 150 | | | $56 \cdot 10^1$ à $3 \cdot 10^3$ | TO 5 | |

Les valeurs indiquées dans ce tableau sont des ordres de grandeurs, sauf celles marquées * qui sont des valeurs maximales correspondant à des modèles particuliers.

** Eléments utilisables en courant alternatif.

5. - Cellules solaires au silicium

Les photopiles ou cellules solaires sont des diodes au silicium, à jonction diffusée, de grande surface, qui sont utilisées pour la conversion de l'énergie lumineuse en énergie électrique. Ces cellules rechargent généralement un accumulateur qui alimente un dispositif électronique, dans un lieu privé de réseau électrique. On a beaucoup parlé des cellules solaires pour l'alimentation en énergie des satellites, mais on peut également alimenter, par ce moyen, un relais hertzien, dans une région désertique, à niveau d'insolation élevé.

Les rondelles de silicium monocristallin ont généralement 20 mm de diamètre et 0,25 mm d'épaisseur. On les emploie ainsi, sans les découper en pastilles. Ces rondelles sont dopées au bore (*p*), lors du tirage, et ont une résistivité assez faible : de l'ordre de 0,1 Ω .cm. Elles sont diffusées dans une atmosphère de phosphore, pour créer une couche du type *n* de 2 μ m d'épaisseur. La diffusion étant faite sur toute la plaquette, il faut décaper une partie de la face inférieure, pour laisser apparaître le cristal *p*, sur lequel est pris un contact ohmique qui forme la connexion positive au centre de la cellule (fig. 13-12).

La connexion négative de la cellule est formée par un contact annulaire, pris à la périphérie de la rondelle sur la partie de la couche *n*, non décapée.

On relie généralement un grand nombre de rondelles en série et en parallèle, sur un montage spécial, afin d'obtenir la tension et l'intensité voulues.

Ces cellules circulaires sont réservées aux usages industriels. Pour les applications spatiales on découpe un carré dans chacune des rondelles avant traitement. Ces carrés sont placés bord à bord; il n'y a aucun espace entre eux. On obtient ainsi l'énergie maximale par unité de surface. Les cellules carrées sont plus coûteuses, car leur fabrication exige une opération de découpage supplémentaire et une partie du silicium de la rondelle est perdue.

Le montage étant terminé, on enrobe souvent les cellules dans de l'araldite à froid afin de les protéger contre les agents atmosphériques et d'assurer un meilleur refroidissement.

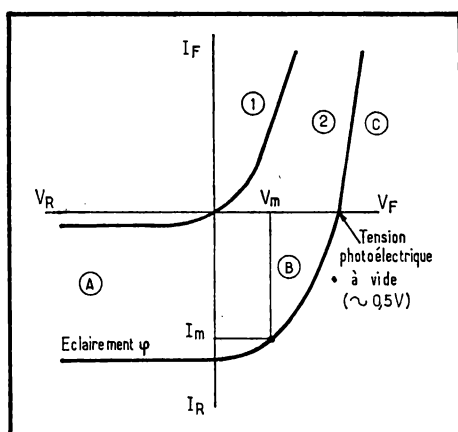


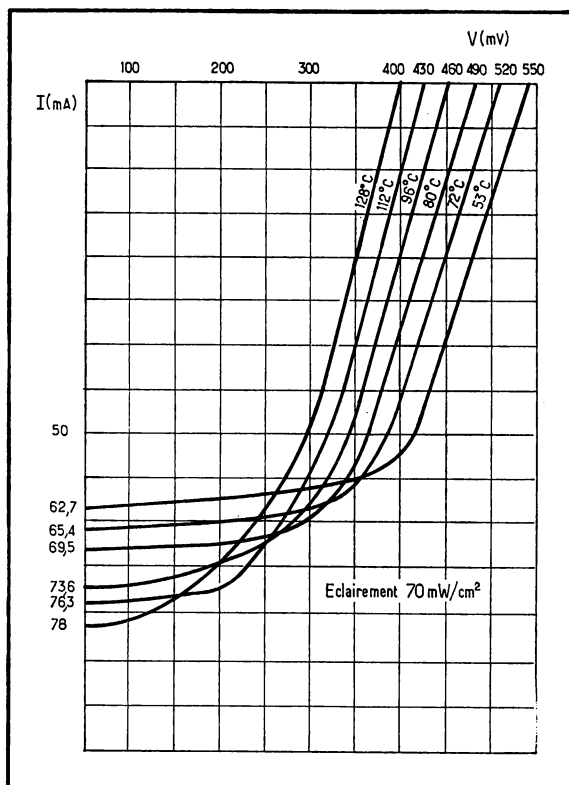
Fig. 13-13. — Courbe caractéristique d'une cellule solaire.

Le fonctionnement de ces cellules est exactement le même que celui exposé au paragraphe précédent. Ce sont des diodes à jonction qui, par suite de leur grande surface, peuvent convertir une énergie solaire importante en énergie électrique. Il se pose donc des problèmes de rendement et de refroidissement.

5.1. — CARACTERISTIQUES

La figure 13-13 donne la courbe caractéristique d'une cellule solaire. La courbe 1 est celle d'une diode normale, c'est la courbe de la cellule solaire dans l'obscurité. La courbe 2 est celle de la même cellule sous un certain éclairement φ , elle résulte d'une translation de la courbe 1, c'est l'« allure »

Fig. 13-14. — Tension et courant dans une cellule solaire en fonction de la température et de l'éclairement.



classique de la courbe d'une photodiode éclairée. Dans le quadrant C, la diode est en polarisation directe. La caractéristique de la diode éclairée ne passe plus par zéro. En effet, il existe une tension à vide aux bornes de la cellule, pour une intensité nulle (environ 0,5 V), c'est la tension photo-électrique. Dans le quadrant A, la courbe 1 montre le courant de fuite d'obscurité et la courbe 2 le courant pour l'éclairement φ , la cellule travaille en photodiode. Dans le quadrant B, la diode fonctionne en générateur d'énergie. C'est la zone d'utilisation normale. La puissance électrique passe par une valeur maximale $I_m \cdot V_m$, pour une valeur optimale de la résistance de charge R_m .

On ne peut pas faire travailler les cellules solaires en photodiodes (zone A) car, étant donné leur grande surface de jonction, la tension inverse qu'elles peuvent supporter est faible. Il faut du reste les protéger par une diode dans le circuit, afin d'éviter de les endommager par l'application d'une tension inverse accidentelle.

Du point de vue pratique, une cellule solaire est caractérisée par les six paramètres suivants :

— Le courant de court-circuit I_c , qui est le courant que peut débiter une cellule en court-circuit, pour un niveau d'éclairement donné;

— La *tension à vide* V_{∞} qui est la différence de potentiel mesurée aux bornes de la cellule en l'absence de débit, à un niveau d'éclairement fixé et pour une température déterminée;

— Le *courant optimal* I_m qui est le courant débité par la cellule, au point de fonctionnement optimal, dans une résistance de charge de valeur R_m optimale, de manière à fournir la puissance électrique maximale;

— La *tension optimale* V_m qui est la tension au point de fonctionnement optimal, mesurée aux bornes de la résistance de charge dont la valeur optimale R_m permet d'obtenir la puissance électrique maximale;

— Le *rendement* ρ variant de 5 à 14 % environ, qui est le rapport entre l'énergie lumineuse reçue et l'énergie électrique fournie;

— La *température limite de fonctionnement* : 100 °C environ.

La figure 13-14 montre le réseau de caractéristiques courant-tension d'une cellule solaire en fonction de la température, pour un niveau d'éclairement donné (70 mW/cm²).

Ces caractéristiques permettent de déterminer le point de fonctionnement optimal et les valeurs optimales V_m , I_m , R_m . Ici, R_m est de l'ordre de 6 Ω .

Les caractéristiques varient naturellement avec le niveau d'éclairement. La lumière solaire est assez instable à cause des variations des propriétés de l'atmosphère et de la nébulosité. Les mesures en laboratoire sont faites avec une lampe à filament de tungstène de puissance convenable et dont la température de couleur est de 2850 °K, munie d'un filtre permettant d'obtenir une répartition spectrale comparable à celle du soleil au niveau de la mer (5750 °K).

L'énergie lumineuse reçue peut être de 1 kW/m², soit 1,09.10⁵ lux.

Les courbes des figures 13-15 et 13-16 montrent les variations de la tension et du courant d'une cellule solaire en fonction de l'éclairement. On voit que la tension varie peu en fonction de l'éclairement : 525 mV à 535 mV lorsque

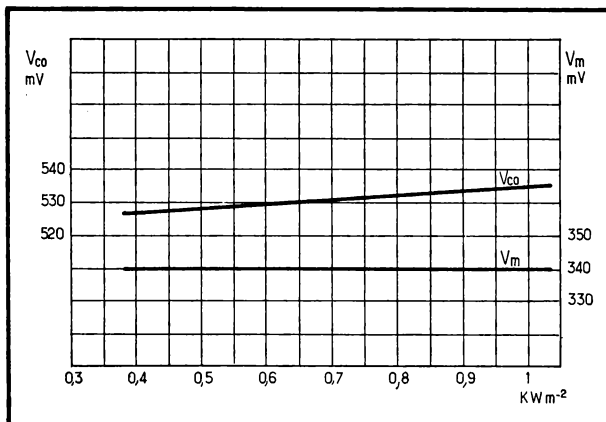


Fig. 13-15. — Variation de la tension à vide et de la tension optimale en fonction de l'éclairement.

la lumière varie de 0,3 à 1 kW/m². Le courant, par contre, varie beaucoup plus rapidement.

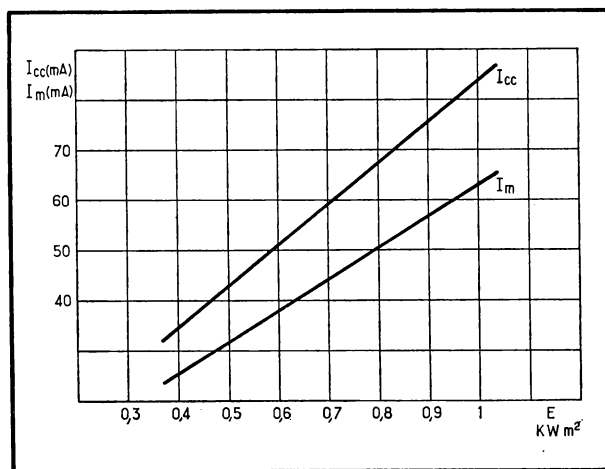
Sur les courbes de la figure 13-14, on constate que la tension V diminue lorsque la température augmente, tandis que le courant I augmente. La puissance électrique diminue car V décroît plus rapidement que I n'augmente. La diminution en tension est de l'ordre de 2 mV/°C.

L'échauffement de la cellule est causé en partie par l'élévation de la température ambiante, mais surtout par le rayonnement solaire. Pour maintenir un bon rendement énergétique, il faut refroidir les cellules. On peut les fixer sur des radiateurs, ou les enrober dans une résine transparente.

Après des essais prolongés, on n'a pas pu déceler un vieillissement des caractéristiques des cellules.

Les orbites des satellites traversent souvent les ceintures de radiations naturelles de Van Allen et ils sont soumis aux radiations artificielles dues aux explosions nucléaires. Les cellules solaires sont assez vulnérables à ces radiations. Cela est dû au fait que le coefficient d'absorption du silicium varie avec la longueur d'onde. Il est assez perméable aux particules à haute énergie dont le bombardement augmente la concentration des imperfections du

Fig. 13-16. — Variation du courant de court-circuit et du courant optimal en fonction de l'éclairement.



cristal. Par suite, la constante de diffusion et surtout la durée de vie des porteurs diminue, entraînant une baisse de rendement des cellules. Des études sont en cours pour obtenir des jonctions graduelles, atténuant cet inconvénient.

5.2. — UTILISATION

Les cellules solaires peuvent être montées en série, en parallèle ou en série-parallèle, selon la tension et l'intensité à obtenir.

En fait, pour des raisons pratiques, étant donné la faible tension délivrée par la cellule, on est généralement conduit à des associations série-parallèle.

Les cellules solaires servent presque toujours à maintenir la charge des accumulateurs en tampon.

Il y a lieu de connaître :

- Le courant de maintien de la batterie;
- La consommation moyenne, sur une longue période de temps, de l'appareil alimenté par cette batterie;
- La valeur moyenne de l'ensoleillement au lieu d'utilisation;
- La capacité de la batterie.

Le calcul de la batterie solaire est effectué de la façon suivante :

Soit E l'éclairement au point considéré (W/m^2) et P la puissance instantanée désirée. Cette puissance s'obtient en divisant la puissance moyenne à fournir, par le nombre d'heures d'ensoleillement, pour la période considérée.

$$P = U \cdot I \qquad I = f(V, \varphi)$$

Les courbes caractéristiques des cellules donnent le point pour lequel le produit $I \cdot U$ passe par une valeur maximale pour un éclairement donné E , soit :

$$p = u \cdot i.$$

Le nombre de cellules nécessaires pour obtenir la puissance P est :

$$n = P/p.$$

Pour le mode d'assemblage on pose :

$$U = u.x$$

$$I = i.y$$

$$n = x.y$$

x étant le nombre de cellules à assembler en série et y le nombre de cellules en parallèle.

Exemple de calcul. — $E = 800 \text{ W/m}^2$; $P = 0,5 \text{ W}$.

Une cellule à $E = 800 \text{ W/m}^2$, d'où :

$$i = 48 \text{ mA}$$

$$u = 350 \text{ mA}.$$

Soit :

$$p = 16,8 \text{ mW}.$$

$$n = 500/16,8 = \text{environ } 30.$$

Ces 30 cellules peuvent être montées de quatre façons différentes selon les valeurs de U et de I désirées :

$$U = 1,75 \text{ V}; I = 288 \text{ mA} : 5 \times 6 \text{ cellules};$$

$$U = 3,5 \text{ V}; I = 144 \text{ mA} : 10 \times 3 \text{ cellules};$$

$$U = 1,05 \text{ V}; I = 480 \text{ mA} : 3 \times 10 \text{ cellules};$$

$$U = 2,10 \text{ V}; I = 240 \text{ mA} : 6 \times 5 \text{ cellules}.$$

Si on a besoin de tensions élevées, il vaut mieux utiliser un convertisseur de tension à transistors, plutôt que de mettre trop de cellules en série. En effet, la résistance série devient appréciable et consomme de l'énergie, en pure perte.

En plus de leur utilisation pour les satellites, les cellules solaires peuvent être employées pour l'alimentation des émetteurs de secours en montagne, des relais, répéteurs, réémetteurs placés en des points hauts difficiles d'accès, des balises en mer ou dans les déserts, etc.

6. - Cellules solaires au tellure de cadmium (CdTe)

Parmi les nombreuses études en cours, citons les cellules solaires au tellure de cadmium. Leur rendement énergétique est plus faible que celui des cellules au silicium, mais leur rapport puissance/masse et prix/puissance est plus avantageux.

On les obtient par réaction des constituants en phase vapeur à 400°C . Il se dépose une couche de $10 \mu\text{m}$ de CdTe de type n sur un support métallique. En dopant p la surface par diffusion, on réalise une hétérojonction possédant d'intéressantes propriétés photovoltaïques.

La tension à vide d'un élément est comprise entre $0,4$ et $0,6 \text{ V}$; le courant de court-circuit est de 4 mA , sous un éclairement de 400 W/m^2 .

L'EFFET TRANSISTOR

Un transistor est formé de deux jonctions de polarité opposée placées en série. On peut donc obtenir deux types de transistors en additionnant une jonction $p-n$ à une jonction $n-p$, ou une jonction $n-p$ à une jonction $p-n$. On a, soit un transistor $p-n-p$, soit un transistor $n-p-n$. Les deux types sont fabriqués aussi bien avec du germanium qu'avec du silicium. Pour des raisons technologiques les $p-n-p$ sont le plus souvent au germanium et les $n-p-n$ au silicium.

Pour que le transistor fonctionne, il faut que la partie centrale appelée *base* soit très mince. Les deux extrémités sont appelées respectivement *émetteur* et *collecteur*. Une connexion est reliée à chacune de ses parties.

L'étude du comportement des électrons et des lacunes dans ces trois zones est menée comme pour la jonction diode au chapitre VI.

1. - Transistor $p-n-p$

Soit une pastille de germanium dopée n au tirage, contaminée par des impuretés p sur ses deux faces opposées. On obtient un « sandwich » $p-n-p$ (fig. 14-1). Il est indispensable que la continuité cristalline soit assurée entre les trois zones, c'est-à-dire qu'elles soient issues d'un monocristal dopé par alliage ou par diffusion.

Dans le germanium p , les atomes sont ionisés négativement et la conduction est assurée apparemment par des lacunes se déplaçant en sens inverse du champ électrique appliqué. Dans le germanium n , les atomes sont ionisés positivement et la conduction est assurée par les électrons libres se déplaçant dans le sens du champ électrique appliqué.

Le raisonnement pour chacune des jonctions est le même que celui qui a été exposé pour les diodes. Dans le transistor au repos, il s'établit deux barrières de potentiel B_1 et B_2 au niveau des deux jonctions. Les champs internes e_1 et e_2 sont de sens opposé. Aux extrémités de la base se forme une région sans électrons libres, tout comme au collecteur et à l'émetteur se forment deux régions sans lacunes mobiles. Si on branche une source extérieure entre collecteur et émetteur, quel que soit le sens de la polarité, on

ne peut relever que le passage d'un courant inverse, puisqu'il y a toujours une diode dans le sens bloqué qui s'oppose au passage du courant. Si on branche une source auxiliaire entre l'émetteur et la base en sens direct, on observe le fonctionnement du transistor. On réalise le schéma de la figure 14-2. Dans un transistor *p-n-p* le collecteur et la base sont négatifs par rapport à l'émetteur. Pour un transistor *n-p-n* c'est l'inverse : le collecteur et la base sont positifs par rapport à l'émetteur.

La batterie V_{CC} crée dans le transistor un champ électrique orienté du moins vers le plus extérieurement et d'amplitude E_c . La batterie V_{BB} crée un champ électrique entre base et émetteur d'amplitude E_b . Ce champ s'oppose au champ interne e_1 ; les électrons peuvent diffuser vers l'émetteur et les lacunes vers la base. Cette région est très mince et sa teneur en électrons libres est faible; le risque de recombinaison des lacunes de l'émetteur avec les électrons de la base est faible. Les lacunes non recombinées continuent leur chemin, elles sont accélérées par les champs E_c et e_2 , elles diffusent vers le collecteur. De plus, les électrons libres diffusent de la base vers l'émetteur, ils sont remplacés par ceux fournis par la batterie V_{BB} .

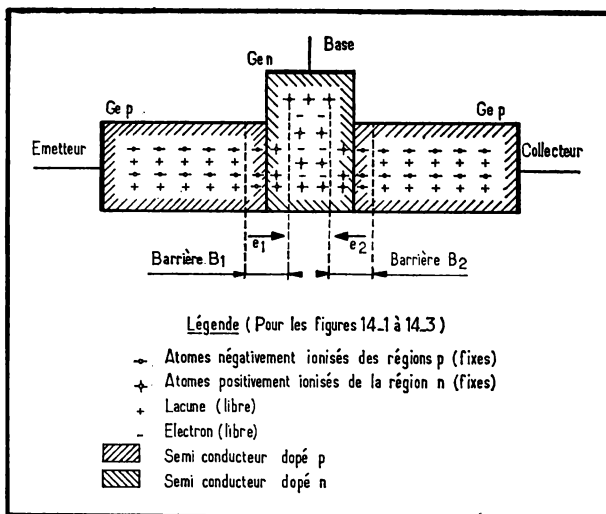


Fig. 14-1 — Le transistor *p-n-p* au repos, non branché à une source extérieure. Dans cette figure et les suivantes, les flèches indiquent le sens électronique (moins vers plus).

On voit qu'un courant ne peut s'établir entre collecteur et émetteur d'un transistor que si un courant circule entre la base et l'émetteur.

Si on inverse la polarité de V_{CC} sans toucher à V_{BB} , un courant très intense va circuler, aucun effet ne freinant la diffusion des lacunes dans les deux barrières de potentiel. Il se produit une destruction immédiate du transistor. Si on inverse à la fois la polarité de V_{CC} et de V_{BB} , les lacunes en provenance, cette fois, du collecteur sont en surnombre à la barrière de potentiel B_1 ; un courant intense prend naissance, à moins que V_{BB} ne soit supérieur ou égal à V_{CC} . On voit qu'une erreur de branchement de l'alimentation est très dangereuse pour la vie des transistors.

2. - Transistor *n-p-n*

Il est formé d'un cristal dopé *p* contaminé *n* sur ses deux faces. Le branchement doit être effectué selon le schéma de la figure 14-3. Les polarités d'alimentation sont inversées par rapport à celles du transistor *p-n-p*, de

ce fait les champs le sont également. On peut faire le même raisonnement que précédemment, en se basant sur les électrons qui se déplacent en sens inverse des lacunes.

Fig. 14-2. — Transistor p-n-p branché correctement à deux sources auxiliaires.

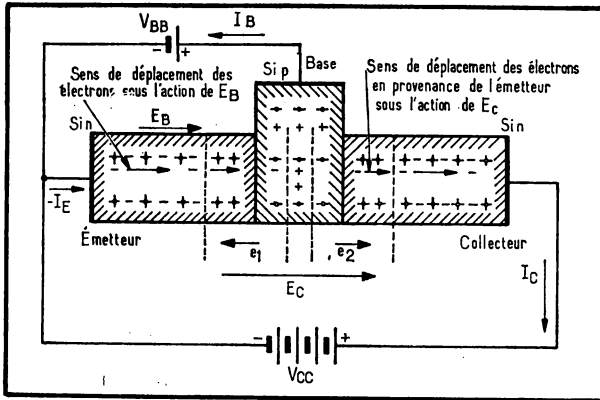
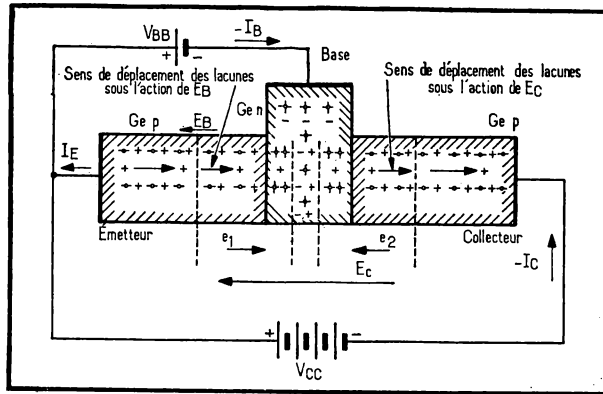


Fig. 14-3. — Transistor n-p-n en fonctionnement normal.

Les électrons libres en provenance de l'émetteur diffusent dans la base grâce à l'action du champ E_B surmontant la barrière e_1 . Comme ils sont en surnombre dans la base, ils sont accélérés par les champs E_C et e_2 . La batterie V_{BB} rétablit les lacunes dans la base. Un courant ne peut s'établir entre collecteur et émetteur que s'il existe un courant entre base et émetteur du transistor. On arrive donc à la même conclusion.

En réalité, la jonction collecteur doit être d'une surface plus grande que la jonction émetteur, puisque la puissance dissipée y est beaucoup plus importante. En effet, la tension V_B entre émetteur et base peut être de 0,1 à 0,2 V, déterminant un courant I_B de 50 à 200 μA , soit une puissance infime, tandis que V_C peut être de 9 V, sous une intensité I_C de plusieurs milliampères. Cet exemple se rapporte à des transistors de faible puissance. Les modèles de puissance peuvent dissiper plusieurs dizaines de watts sur la jonction base-collecteur, tandis que la jonction émetteur-base ne dépasse que très rarement le watt.

On remarque que dans les deux cas (p-n-p et n-p-n), les tensions appliquées alimentent la jonction émetteur-base dans le sens de la conduction.

Une faible variation de courant de base détermine une forte variation du courant collecteur. Le rapport de ces deux variations donne l'*amplification en courant* du transistor. On voit donc qu'un transistor est surtout un ampli-

ificateur de courant, tandis qu'un tube est surtout un amplificateur en tension.

L'entrée du transistor entre base et émetteur présente une résistance relativement faible. Aussi les signaux appliqués à l'entrée doivent-ils dissiper une certaine puissance.

La sortie du transistor entre collecteur et émetteur présente une résistance élevée. C'est l'inverse de ce qui se passe pour les lampes où le circuit d'entrée a une résistance très grande et le circuit de sortie une résistance plus faible.

Une variation de tension appliquée entre base et émetteur détermine une variation de courant de base. Celle-ci provoque une plus forte variation de courant collecteur. Si une résistance de charge est intercalée dans le circuit du collecteur, on peut y recueillir des variations de tension amplifiées.

3. - Comparaison entre le tube électronique et le transistor

Le transistor peut être considéré comme plusieurs résistances non linéaires dont les valeurs varient avec :

- Les tensions appliquées;
- Leurs polarités;
- Les puissances dissipées;
- La température ambiante.

Tous les paramètres d'un transistor sont interdépendants; le fait de modifier une valeur entraîne une variation des autres. En plus des paramètres connus pour les tubes, il faut en ajouter d'autres tels que :

- Résistance d'entrée;
- Gain en courant;
- Taux de réaction interne.

De ce fait, l'étude des transistors est plus complexe que celle des tubes.

Les transistors ont de nombreux avantages; ils fonctionnent sous des tensions faibles, leur rendement énergétique est élevé, ils ne sont pas microphoniques, ils ne sont pratiquement pas sensibles au champ magnétique, enfin ils sont petits, légers et peuvent être incorporés aux circuits.

Ils présentent l'inconvénient d'être sensibles aux variations de température modifiant leurs caractéristiques. Les tubes offrent à l'utilisateur les avantages suivants : leur impédance d'entrée est pratiquement infinie alors qu'elle est faible avec les transistors, l'entrée et la sortie d'un étage sont indépendants dans une large mesure et ils sont insensibles aux variations de température.

4. - Symboles et indices

Sur les catalogues des fabricants de transistors, on rencontre des valeurs précisées par des symboles et des indices.

En règle générale les symboles désignent :

- Les grandeurs électriques (courant, tension, etc.);
- Les paramètres électriques (impédance, admittance, etc.);
- Les grandeurs diverses (température, temps, etc.).

Les indices précisent les conditions de la mesure.

On utilise les lettres *minuscules* pour les symboles correspondant à la *valeur instantanée* de la grandeur variable dans le temps. Les lettres *majuscules* indiquent les *valeurs maximales*, moyennes, efficaces ou continues.

Les indices sont en lettres *minuscules* lorsqu'ils représentent des valeurs de *composantes variables*. On utilise des lettres *majuscules* pour les valeurs

continues ou totales instantanées. Le premier indice indique l'électrode sur laquelle la mesure est effectuée. S'il est nécessaire de préciser l'électrode de référence, on ajoute un deuxième indice correspondant à cette électrode. Les indices O, o désignent le circuit ouvert et les indices S, s le court-circuit.

Le nombre de ces symboles est fort important, nous ne citerons que les principaux. Une certaine normalisation internationale commence à porter ses fruits. En effet, si chaque constructeur présente des symboles différents dans ses catalogues, il devient très difficile à l'utilisateur de s'y reconnaître. Les symboles adoptés en France sont ceux qui ont été normalisés aux Etats-Unis, c'est pourquoi certains sont issus d'une abréviation anglo-saxonne.

Les principaux sont les suivants :

| | |
|--------------------------|--|
| V_{BE}, V_{be} | = tension base émetteur; |
| V_{CE}, V_{ce} | = tension collecteur émetteur; |
| V_{CB}, V_{cb} | = tension collecteur base; |
| $V_{CE sat}, V_{CEK}$ | = tension de saturation collecteur-émetteur; |
| BV_{CBO} ou V_{CBO} | = tension de claquage collecteur-base pour $I_B = 0$ (B : <i>break down</i>); |
| BV_{CEO} ou V_{CEO} | = tension de claquage collecteur-émetteur pour $I_B = 0$; |
| BV_{CES} ou V_{CES} | = tension de claquage collecteur-émetteur (émetteur-base en court-circuit); |
| BV_{CEX} ou V_{CEX} | = tension de claquage collecteur-émetteur (base polarisée en inverse); |
| BV_{CER} ou V_{CER} | = tension de claquage collecteur-émetteur (résistance R entre émetteur et base); |
| BV_{EBO} ou V_{EBO} | = tension de claquage émetteur-base pour $I_C = 0$; |
| V_{CC}, V_{BB}, V_{EE} | = tension d'alimentation; |
| v_1 | = tension alternative d'entrée; |
| v_2 | = tension alternative de sortie; |

Le courant circulant du circuit associé externe vers l'électrode est considéré comme positif.

| | |
|----------------|---|
| I_B, i_b | = courant de base; |
| I_E, i_e | = courant de l'émetteur; |
| I_C, i_c | = courant du collecteur; |
| I_{CBO} | = courant résiduel du collecteur pour $I_B = 0$; |
| I_{CEO} | = courant résiduel du collecteur pour $I_B = 0$; |
| I_{CEX} | = courant résiduel du collecteur (base polarisée par une tension X); |
| I_{OER} | = courant résiduel du collecteur (R entre base et émetteur); |
| I_{OES} | = courant résiduel du collecteur (base et émetteur en court-circuit); |
| I_{EBO} | = courant résiduel de l'émetteur (en circuit ouvert); |
| I_{BEX} | = courant résiduel de base, polarisée par une tension X; |
| I_{CC} | = courant d'alimentation; |
| P_O | = puissance dissipée au collecteur; |
| P_1 | = puissance d'entrée d'un circuit; |
| P_2 | = puissance de sortie d'un circuit; |
| R_1 | = résistance d'entrée; |
| R_2 | = résistance de sortie; |
| R_B ou R_o | = résistance externe dans le circuit de base; |
| $r_{bb'}$ | = résistance intrinsèque de base; |
| r_b | = résistance interne équivalente de la base; |
| r_m | = résistance équivalente de transfert; |

| | |
|------------|--|
| R_L | = résistance de charge; |
| R_S | = résistance de la source; |
| T_{amb} | = température ambiante; |
| T_{case} | = température du boîtier; |
| T_{rb} | = température du fond de boîtier; |
| T_j | = température de la jonction; |
| T_{stg} | = température d'emmagasinement; |
| B | = largeur de bande; |
| D | = taux de distorsion; |
| F | = facteur de bruit; |
| t_{int} | = temps d'intégration; |
| η | = rendement; |
| A_v | = amplification en tension; |
| A_i | = amplification de courant; |
| PG | = gain de puissance; |
| f_r | = fréquence de transition; |
| f_{max} | = fréquence maximale d'oscillation; |
| f_1 | = fréquence pour laquelle $[h_{21e}]$ est égal à 1; |
| f_{h21b} | = fréquence de coupure avec base commune; |
| f_{h21e} | = fréquence de coupure avec émetteur commun; |
| t_d | = retard à la croissance (temps de réponse); |
| t_r | = temps de croissance (temps de montée); |
| t_s | = retard à la décroissance (temps de désaturation); |
| t_f | = temps de décroissance (temps de descente); |
| C_{TO} | = capacité équivalente de la région de transition collecteur-base; |
| C_{TE} | = capacité équivalente de la région de transition émetteur-base. |

La figure 14-4 donne le montage d'un transistor $p-n-p$ en régime statique (tensions et courants continus). Les symboles et les indices sont en majuscules, tandis que sur la figure 14-5, il s'agit d'un régime dynamique dans lequel la tension à amplifier est fournie par l'alternateur et recueillie aux bornes de R_L . Les tensions et les courants relevés sont alternatifs et c'est pourquoi leur signe est supprimé.

5. - Courbes caractéristiques

Les constructeurs fournissent une série de courbes pour chacun des types de transistors fabriqués. Certaines s'adressent au montage base commune, d'autres au montage émetteur commun. Les différentes tensions ainsi que les

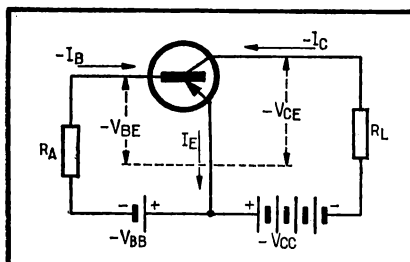


Fig. 14-4. — Montage du transistor $p-n-p$ en régime statique (tensions et courants continus).

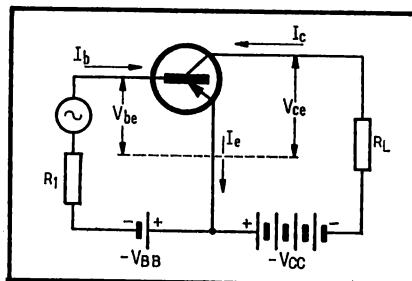
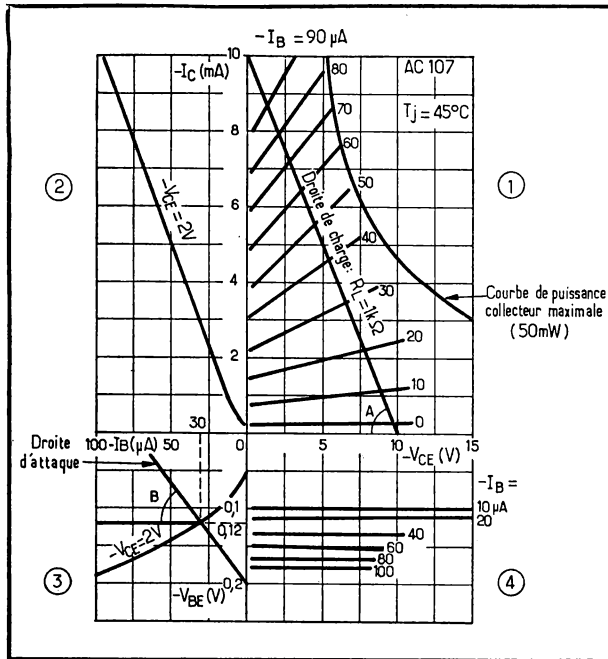


Fig. 14-5. — Montage du transistor $p-n-p$ en régime dynamique (tensions et courants alternatifs).

courants dans un transistor sont liés les uns aux autres. En effet, la tension collecteur-émetteur dépend du courant collecteur; celui-ci est fonction du courant de base; ce dernier est défini par la tension base-émetteur, et la tension base-émetteur varie, dans certaines conditions, avec la tension collecteur-émetteur.

Fig. 14-6. — Courbes caractéristiques du transistor AC107 (p-n-p au germanium) de faible puissance.



Un jeu de courbes doit déterminer les relations existant entre ces quatre paramètres (au lieu de trois pour les tubes). La figure 14-6 donne en exemple les courbes du transistor AC107, préamplificateur B.F. de faible puissance (50 mW).

La courbe (1) — $I_C = f(-V_{CE})$ pour différentes valeurs de $-I_B$, permet de définir le comportement de la sortie du transistor et du circuit qui la charge.

La courbe (3) — $I_B = f(-V_{BE})$ pour différentes valeurs de $-V_{CE}$, donne le comportement de l'entrée du transistor et du circuit qui l'attaque. Ce sont les deux courbes les plus importantes.

La courbe (2) — $I_C = f(-I_B)$ pour différentes valeurs de $-V_{CE}$ définit l'action du circuit d'entrée sur le circuit de sortie.

Enfin, la courbe (4) — $V_{BE} = f(-V_{CE})$ pour différentes valeurs de $-I_B$, donne la réaction du circuit de sortie sur le circuit d'entrée.

Reprenons l'examen de ces quatre courbes.

5.1. — COURBES — $I_C = f(-V_{CE})$ POUR DIFFÉRENTES VALEURS DE $-I_B$

Cette famille de courbes permet de calculer la résistance de sortie du transistor, son gain en courant et la droite de charge de l'étage.

Résistance de sortie du transistor :

$$R_s = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} \text{ pour une même valeur de } -I_B.$$

La résistance de sortie du transistor, pour une tension donnée, est définie par l'angle que fait la caractéristique avec l'horizontale. Elle décroît lorsque $-I_C$ augmente. La figure 14-6 montre, en effet, que l'angle avec l'horizontale augmente, lorsque $-I_C$ augmente et la résistance de sortie diminue.

Gain en courant (A_1) du transistor monté en émetteur commun. — Il a

$$\text{pour symbole : } A_1 \text{ ou } \beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \text{ pour une tension } -V_{CE} \text{ constante.}$$

Le gain en courant d'un transistor de faible puissance est constant, quel que soit le courant collecteur de repos. Il n'en est pas de même pour les transistors de puissance pour lesquels le gain en courant décroît, lorsque le courant collecteur de repos augmente.

Droite de charge en continu. — Elle est définie par une droite faisant avec l'axe des abscisses un angle A , tel que :

$$\operatorname{tg} A = 1/R_L$$

R_L étant la résistance de charge du transistor. L'origine de la droite est donnée par la valeur de la tension d'alimentation $-V_{CC}$, ici 10 V, sur l'axe des abscisses ($-V_{CE}$).

$$\operatorname{tg} A = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{RL}} = \frac{1}{R_L}$$

V en volts, R en ohms et I en ampères. Ici, $R_L = 1000 \Omega$. Si $R_L = 0$, la droite

est perpendiculaire à l'axe $-V_{CE}$, car $\operatorname{tg} \frac{1}{0} = \infty$ et $A = 90^\circ$. Si R_L est infinie,

la droite est confondue avec l'axe $-V_{CE}$, car $\operatorname{tg} \frac{1}{\infty} = 0$, d'où $A = 0$. Le

point de repos de l'étage est situé sur la droite de charge.

5.2. — COURBES — $I_C = f(I_B)$ POUR DIFFÉRENTES VALEURS DE $-V_{CE}$

Elles permettent de contrôler le gain en courant du transistor et l'étude de ses variations. On a vu qu'en montage émetteur commun ce gain est :

$$\beta = \Delta I_C / \Delta I_B$$

pour $-V_{CE}$ constante.

Pour les transistors de puissance le gain n'est pas constant et cette courbe permet de mieux apprécier ses variations. Il diminue lorsque le courant collecteur augmente.

5.3. — COURBES — $I_B = f(-V_{BE})$ POUR DIFFÉRENTES VALEURS DE $-V_{CE}$

Elles permettent de calculer la résistance d'entrée du transistor et la résistance d'attaque.

Résistance d'entrée du transistor :

$$R_i = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \text{ pour } -V_{CE} \text{ constante.}$$

La résistance d'entrée d'un transistor diminue lorsque le courant collecteur augmente. En effet, une augmentation de $-I_C$ est toujours la conséquence d'une augmentation de $-I_B$, et R_i diminue lorsque $-I_B$ augmente. La courbe d'entrée est fortement incurvée. Elle provoque une non-linéarité, donc une distorsion du signal d'entrée.

Résistance d'attaque du transistor. — C'est la résistance interne du générateur qui « attaque » le transistor. On part du point de repos du transistor, soit $-V_{BE} = 120$ mV, pour $I_B = 30$ μ A (courbe 3, fig. 14-6). De ce point, on trace la droite faisant avec l'horizontale un angle B, tel que $\text{tg } B = R_s$.

R_s est la résistance interne du générateur d'entrée. Les variations de tension et de courant provoquées par le générateur vont se traduire par un déplacement de cette droite d'attaque, parallèlement à elle-même, sur la caractéristique. La valeur de la résistance d'attaque définit la position de la droite.

Si $R_s = 0$, $\text{tg } B = R_s = 0$, l'angle est nul, c'est-à-dire que la droite se confond avec l'horizontale. A ce moment ce sont les *variations de tension* qui commandent le transistor. On dit que le transistor est attaqué en tension.

Si $R_s = \infty$, $\text{tg } B = R_s = \infty$, l'angle est de 90° , c'est-à-dire que la droite est perpendiculaire à l'axe $-I_B$. Ce sont les *variations de courant* qui commandent le transistor. On dit qu'il est attaqué en puissance.

5.4. — COURBES — $V_{BE} = f(-V_{CE})$ POUR DIFFÉRENTES VALEURS DE $-I_B$

Elles permettent de déterminer le taux de contre-réaction interne du transistor : $\Delta V_{BE} / \Delta V_{CE}$ pour une même valeur de $-I_B$. Ce taux est d'autant plus important que l'angle que fait la caractéristique avec l'horizontale est grand. Il diminue lorsque le courant collecteur augmente.

5.5. — COURBES DONNANT LA PUISSANCE COLLECTEUR MAXIMALE ADMISSIBLE POUR UNE TEMPÉRATURE DONNÉE

Le constructeur indique la puissance maximale du transistor pour une température ambiante de 20°C . On trace, sur le réseau des courbes $-I_C = f(-V_{CE})$ pour différentes valeurs de $-I_B$, la courbe dont le produit $I_C \cdot V_{CE} = W_{\text{max}}$. Elle est reportée sur le réseau (fig. 14-6). Le point de fonctionnement ne doit pas dépasser cette courbe. Si la température ambiante augmente, il faut réduire la puissance admissible en fonction des indications données par le constructeur, au moyen d'une autre courbe (fig. 14-7). On voit que pour le transistor au silicium BCZ13, pris comme exemple pour cette dernière courbe, on peut l'utiliser à sa puissance maximale jusqu'à une température ambiante de 48°C ; au-dessus, il faut réduire cette puissance, afin de ne pas dépasser la température maximale de la jonction qui est ici de 150°C . Cette réduction dépend de la résistance thermique du transistor et de son système de refroidissement.

6. - Paramètres d'un transistor

6.1. — PARAMETRES HYBRIDES (*h*)

Le schéma d'un transistor monté en émetteur commun est donné par la figure 14-8, en A la représentation habituelle, en B la représentation sous forme de quadripôle pour la définition des paramètres matriciels.

Soit v_1 la tension appliquée à l'entrée avec un courant i_1 ; v_2 est la tension

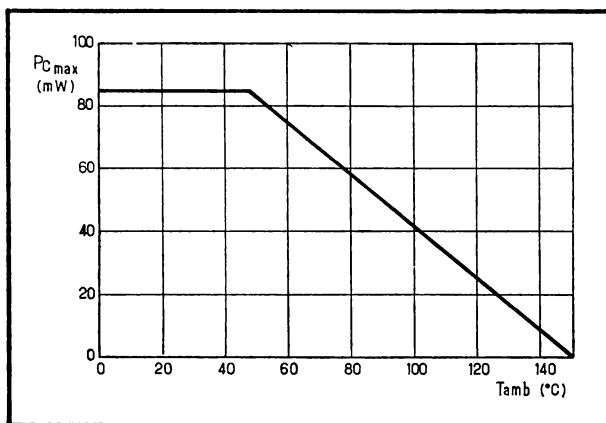


Fig. 14-7. — Courbe donnant la puissance collecteur maximale en fonction de la température ambiante (BC213).

aux bornes de sortie avec un courant i_2 . Le circuit d'entrée est représenté par le symbole 1, le circuit de sortie par le symbole 2. Il faut maintenant déterminer les relations existant entre i_1 , i_2 , v_1 , v_2 que l'on symbolise par la lettre h (paramètres hybrides). Le rapport entre deux quantités est représenté par h suivi de deux chiffres en indice répétant celui qui est placé au numérateur et celui au dénominateur. On ajoute également une lettre indiquant s'il est monté en base commune : b , émetteur commun : e , ou collecteur commun : c .

Ainsi, le rapport entre le courant de sortie et le courant d'entrée pour un montage émetteur commun s'écrit :

$$h_{21e} = i_2/i_1.$$

On définit ainsi les paramètres matriciels suivants :

Résistance d'entrée du transistor à sortie fermée (court-circuit en H.F.).

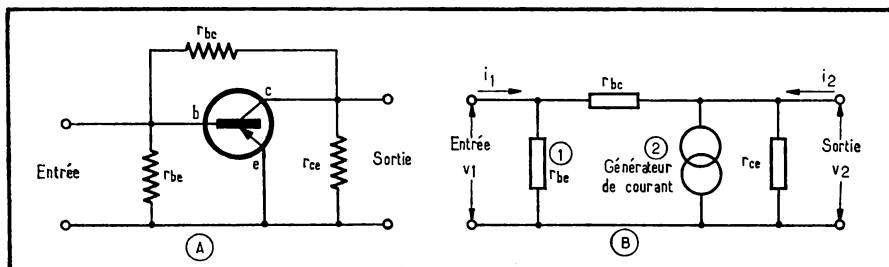


Fig. 14-8. — Paramètres d'un transistor monté en émetteur commun.

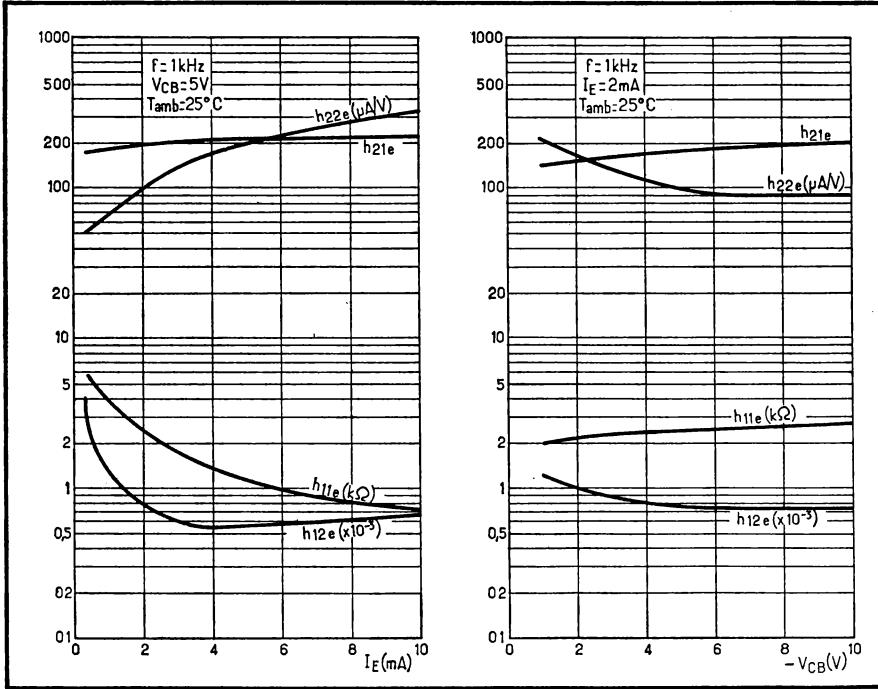


Fig. 14-9. — Paramètres hybrides du transistor AC126 et leur variation en fonction de $-V_{CB}$ et I_E .

— C'est le rapport entre la tension à l'entrée et le courant du circuit de base, lorsque la sortie n'est pas chargée :

$$h_{11e} = v_1 / i_1.$$

On l'appelle souvent : résistance d'entrée en statique h_{11e} et conductance d'entrée en dynamique l'inverse :

$$h_{11e} = i_1 / v_1.$$

La résistance d'entrée décroît très rapidement lorsque le courant collecteur augmente. D'autre part, la résistance d'entrée augmente légèrement lorsque la tension collecteur augmente.

Résistance de sortie du transistor à entrée ouverte. — C'est le rapport entre la tension de sortie v_2 et le courant de sortie i_2 :

$$h_{22e} = v_2 / i_2.$$

On utilise plus souvent l'inverse ou conductance (admittance) de sortie :

$$h_{22e} = i_2 / v_2.$$

La résistance de sortie diminue très rapidement lorsque le courant collecteur augmente.

Gain en courant du transistor à sortie fermée. — C'est le rapport entre le courant de sortie i_2 et le courant d'entrée i_1 :

$$h_{21e} = i_2 / i_1.$$

On l'appelle également : rapport de transfert direct.

Le gain en courant décroît lorsque le courant collecteur augmente. En revanche, il augmente sensiblement lorsque la tension collecteur augmente.

Taux de réaction interne du transistor à entrée ouverte. — C'est le rapport entre la tension d'entrée v_1 et la tension de sortie v_2 :

$$h_{12e} = v_1 / v_2.$$

On l'appelle également : rapport de transfert inverse de la tension.

Ce taux varie très fortement pour les faibles valeurs du courant collecteur, puis se stabilise pour les fortes valeurs. Il est d'autant plus important que la résistance d'entrée est grande. Il est maximal lorsque le courant de base est faible et par conséquent le courant collecteur. Il se stabilise rapidement vers un minimum pour les fortes valeurs des courants de base et de collecteur. Enfin, il diminue légèrement lorsque la tension collecteur augmente.

La figure 14-9 donne la variation de ces paramètres en fonction de la tension collecteur ($-V_{CB}$) et en fonction du courant émetteur (I_E). On sait que le courant émetteur est très voisin en valeur du courant collecteur, puisque le courant de base est toujours très faible. Cet exemple est donné pour le transistor AC126 au germanium $p-n-p$, pour amplification B.F. jusqu'à 0,17 W.

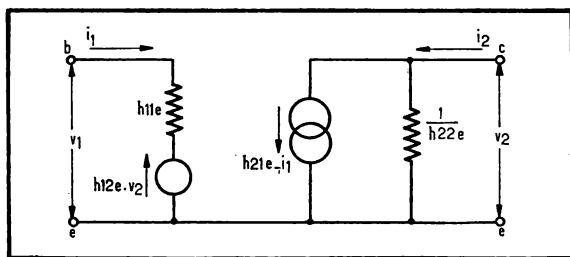


Fig. 14-10. — Représentation schématisée des paramètres hybrides (montage émetteur commun).

La figure 14-10 résume la représentation schématisée des différents paramètres hybrides.

6.2. — PARAMETRES EN Y

Le schéma théorique d'un étage émetteur commun, pour la détermination des paramètres en Y, est donné sur la figure 14-11. On fait intervenir les capacités et les conductances de façon à calculer les admittances du circuit.

Les différents paramètres sont :

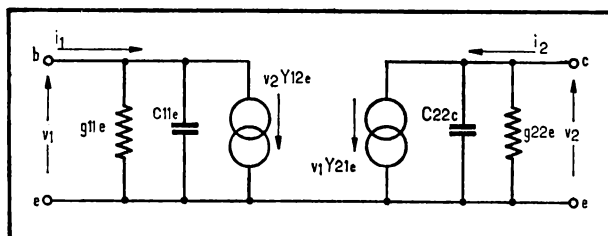
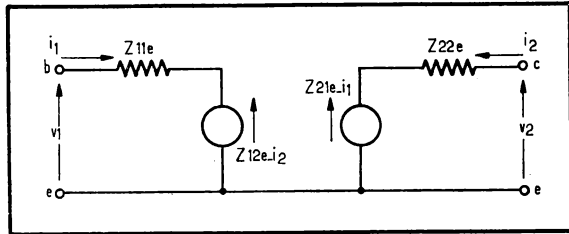


Fig. 14-11. — Représentation schématisée d'un étage émetteur commun pour le calcul des paramètres en Y.

- C_{11e} : capacité d'entrée, sortie en court-circuit en alternatif;
- C_{22e} : capacité de sortie, entrée en court-circuit en alternatif;
- C_{12e} : capacité de transfert inverse (capacité de réaction); entrée en court-circuit en alternatif;
- g_{11e} : conductance d'entrée, sortie en court-circuit en alternatif;
- g_{22e} : conductance de sortie, entrée en court-circuit en alternatif;
- Y_{11e} : admittance d'entrée, sortie en court-circuit en alternatif;
- Y_{12e} : admittance de transfert inverse (de réaction), entrée en court-circuit en alternatif;
- Y_{21e} : admittance de transfert direct, sortie en court-circuit en alternatif;
- Y_{22e} : admittance de sortie, entrée en court-circuit en alternatif;

φ_{12e} : angle de phase de l'admittance de transfert inverse;
 φ_{21e} : angle de phase de l'admittance de transfert direct.

Fig. 14-12. — Représentation des paramètres en Z dans un montage à émetteur commun.

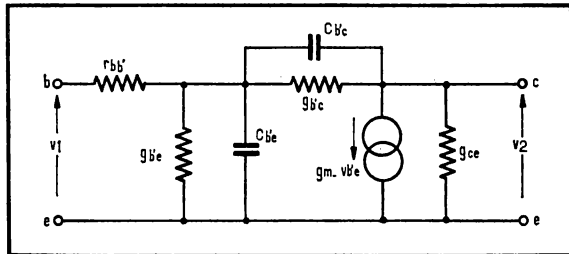


6.3. — PARAMETRES EN Z (fig. 14-12)

Ici, ce sont les impédances du circuit qui sont étudiées.

Z_{11e} : impédance d'entrée, sortie en court-circuit en alternatif;
 Z_{12e} : impédance de transfert inverse (de réaction), entrée en court-circuit en alternatif;
 Z_{21e} : impédance de transfert direct, sortie en court-circuit en alternatif;
 Z_{22e} : impédance de sortie, entrée en circuit ouvert en alternatif.

Fig. 14-13. — Paramètres du schéma naturel en émetteur commun.



6.4. — PARAMETRES DU SCHEMA NATUREL (fig. 14-13)

Dans ce schéma, utilisable en haute fréquence, on rencontre :

— Une résistance due à la construction du transistor, elle est comprise entre le fil de sortie de base (b) et la jonction de base elle-même b' : base interne $r_{bb'}$;

— Une résistance due à la jonction base émetteur, c'est la résistance d'entrée du transistor : $R_i = r_{b'e}$;

— Une capacité due au temps de transit des électrons dans la base : c_b' en parallèle avec l'entrée;

— Une résistance due à la jonction collecteur-base : $r_{b'c}$ qui fait partie du circuit de réaction; avec :

— Une capacité $c_{b'c}$ en parallèle, c'est la capacité de la jonction base collecteur;

— Une résistance r_{ce} due à la résistance de sortie du transistor.

Sur le schéma on a préféré porter les conductances (g) qui sont les inverses des résistances.

$g_{b'e} = 1/r_{b'e}$ est la conductance d'entrée;

$g_{b'c} = 1/r_{b'c}$ est la conductance de réaction interne;

$g_{ce} = 1/r_{ce}$ est la conductance du transistor;

g_m est la pente interne du transistor au point de fonctionnement, $g_m = i_c/V_{b'e'}$, où $V_{b'e'}$ est la tension effective appliquée sur la base.

Circuit d'entrée. — Il comprend $r_{bb'}$ en série avec $r_{b'e'}$; en parallèle sur cette dernière résistance se trouve $c_{b'e'}$. $r_{bb'}$ est constante quelle que soit la valeur du courant collecteur. En effet ce dernier ne passe pas par la connexion de base. $r_{b'e'}$ décroît très rapidement lorsque le courant collecteur augmente. $c_{b'e'}$ croît rapidement lorsque le courant collecteur augmente. Cette capacité a une valeur de quelques centaines de pF. On comprend qu'il est indispensable d'en tenir compte dans le calcul d'un étage d'amplification, car elle est en parallèle dans le circuit d'entrée.

Circuit de sortie. — Il comprend r_{ce} et C_c en parallèle; r_{ce} décroît très rapidement lorsque le courant collecteur augmente, elle est de l'ordre de 100 k Ω au point de fonctionnement normal du transistor. Elle est plus faible pour les transistors de puissance. Elle croît légèrement lorsque la tension collecteur augmente. C_c croît très rapidement lorsque le courant collecteur augmente. Elle est constituée par $C_{b'e'}$ et par $C_{b'c'}$. Elle diminue lorsque la tension collecteur augmente. Sur les figures, on a porté les conductances qui sont les inverses des résistances. Cette notation est la plus employée en pratique.

Circuit de réaction. — Il comprend $r_{b'c'}$, avec $C_{b'c'}$ en parallèle. $r_{b'c'}$ varie peu en fonction du courant et de la tension collecteur. $C_{b'c'}$ augmente rapidement lorsque le courant collecteur augmente; elle a une valeur de l'ordre de quelques dizaines de pF. Cette capacité diminue lorsque la tension collecteur augmente. C'est la présence de cette capacité qui oblige à neutrodiner le circuit en haute fréquence, c'est-à-dire à compenser l'effet de réaction de cette capacité, par une capacité égale montée en contre-réaction dans l'étage. Lorsque le circuit de contre-réaction compense exactement le circuit de réaction, ce dernier peut être négligé et on obtient le gain maximal de l'étage, avec une bonne stabilité.

7. - Les trois montages fondamentaux d'un transistor

Un transistor possède trois électrodes : émetteur, base, collecteur. En amplification, on distingue le circuit d'entrée et le circuit de sortie; il y a

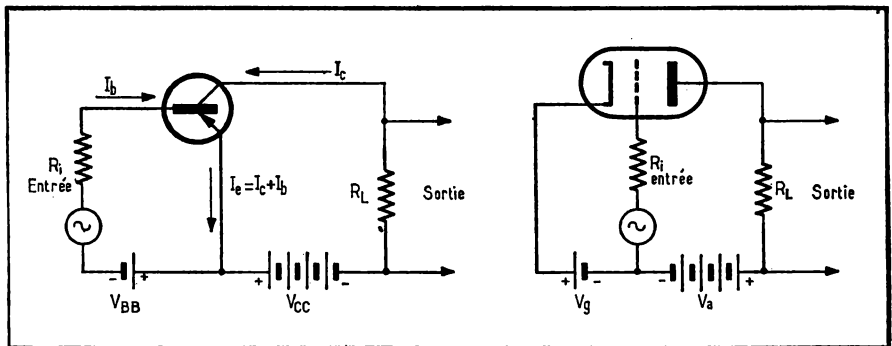


Fig. 14-14. — Montage émetteur commun et analogie avec le tube électronique en montage cathode à la masse.

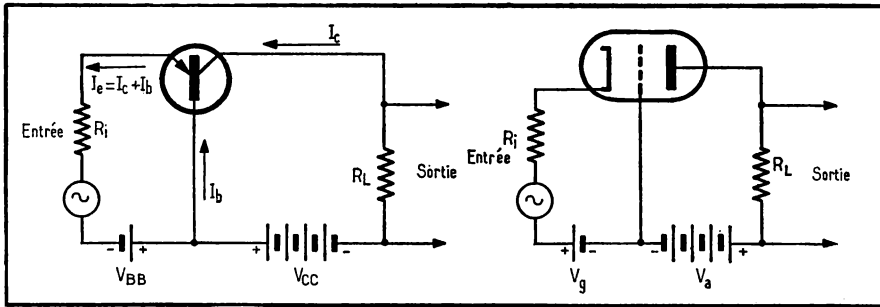


Fig. 14-15 — Montage base commune et analogie avec le tube électronique en montage grille à la masse.

donc obligatoirement une électrode commune à l'entrée et à la sortie, elle est réunie directement ou non à la masse. Chacune des trois électrodes peut être commune aux circuits d'entrée et de sortie. Le comportement du transistor est alors très différent. Le montage émetteur commun est le plus utilisé, c'est pourquoi les exemples du paragraphe précédent ont tous été choisis pour ce type de montage.

7.1. — MONTAGE EMETTEUR COMMUN

Ce montage émetteur à la masse (fig. 14-14) peut se comparer au montage normal du tube électronique cathode à la masse. Le signal à amplifier est appliqué entre base et émetteur. Le signal de sortie est recueilli entre collecteur et émetteur. Le signal de sortie est en opposition de phase par rapport au signal d'entrée.

Gain en tension (A_v). — C'est le rapport entre la tension de sortie V_{RL} et la tension fournie par le générateur. Il est toujours important. Il dépend de la valeur de R_L . Plus R_L est grand, plus le gain en tension est élevé.

Gain en courant (A_i). — C'est le rapport entre le courant de sortie (collecteur) et le courant d'entrée (base). On sait que le courant de base est toujours très faible devant le courant collecteur d'un transistor. Donc le gain en courant est élevé. Il dépend de la valeur de R_L . Plus R_L est petit, plus le courant est important. Il y a là un choix à faire entre le gain en tension et le gain en courant pour fixer la valeur de R_L .

Gain en puissance (P_o). — C'est le produit du gain en tension par le gain en courant. On note que le gain en puissance est maximal, lorsque R_L est sensiblement égal à la résistance de sortie du transistor. C'est pourquoi la charge des transistors ne peut être très importante.

Résistance d'entrée. — On a vu que la résistance d'entrée varie en fonction du courant collecteur, elle varie aussi en fonction de la résistance de charge R_L . La résistance d'entrée diminue lorsque la résistance de charge augmente. La valeur moyenne de la résistance d'entrée est comprise entre 200 Ω et 2000 Ω .

Résistance de sortie. — Corrélativement, la résistance de sortie diminue lorsque le courant collecteur augmente. Elle diminue également légèrement lorsque la résistance d'entrée augmente. La valeur moyenne est comprise entre 10 k Ω et 100 k Ω .

Contrairement aux tubes électroniques, les transistors ont une résistance de sortie plus élevée que leur résistance d'entrée.

7.2. — MONTAGE BASE COMMUNE

Ce montage base à la masse (fig. 14-15) peut se comparer au montage grille à la masse du tube électronique. Ils sont utilisés, tous deux, pour l'amplification des fréquences très élevées. Devant les progrès des transistors en H.F., ce montage est de moins en moins employé. On le rencontre cependant dans des circuits spéciaux qui doivent attaquer une impédance de sortie élevée. Le signal de sortie est en phase avec le signal d'entrée.

Gain en tension. — Il peut être très élevé, sensiblement identique à celui obtenu avec le montage émetteur commun. Il augmente évidemment avec la valeur de la résistance de charge.

Gain en courant. — On voit que le courant de sortie est I_e , alors que le courant d'entrée est $I_e = I_b + I_c$. Le courant d'entrée est légèrement supérieur au courant de sortie, puisque I_b est faible. Le gain en courant est donc inférieur à l'unité. Il varie avec la valeur de R_L , comme précédemment.

Gain en puissance. — Il est maximal lorsque la résistance de charge R_L est sensiblement égale à la résistance de sortie du transistor. Cette valeur est relativement élevée (0,2 à 2 M Ω). Le gain en tension, à ce moment, peut être de plusieurs centaines. Le gain en puissance peut donc être important, bien que le gain en courant soit inférieur à l'unité.

Résistance d'entrée. — Elle décroît lorsque le courant collecteur augmente. Par contre, elle augmente avec la résistance de charge R_L . Cet accroissement est rapide lorsque R_L atteint 0,1 M Ω et plus. La résistance d'entrée est plus faible que dans le montage émetteur commun (30 à 1500 Ω).

Résistance de sortie. — Elle décroît lorsque le courant collecteur augmente. Elle croît très rapidement lorsque la résistance d'entrée augmente. Elle est normalement comprise entre 0,2 à 2 M Ω . Il est très difficile d'adapter deux étages à base commune, à cause de l'écart très important entre la résistance de sortie du premier étage et la résistance d'entrée du second étage.

7.3. — MONTAGE COLLECTEUR COMMUN

Ce montage (fig. 14-16) peut se comparer au montage anode à la masse (en H.F.) du tube électronique. Ils sont utilisés, tous deux, pour attaquer une impédance faible. La sortie sur l'émetteur, ou sur la cathode, donne lieu à des raisonnements semblables. Le signal de sortie est en phase avec le signal d'entrée.

Gain en tension. — C'est le rapport entre la tension aux bornes de la charge R_L et la tension d'entrée. Ici, le gain en tension est toujours très près de 1, quelle que soit la valeur de R_L .

Gain en courant. — Le courant de sortie est le courant émetteur du transistor, tandis que le courant d'entrée est le courant de base. On sait que le courant de base est toujours petit devant le courant émetteur, ou le courant collecteur. Le gain en courant est donc important (20 à 200). Il varie en fonction de R_L . Il décroît lorsque la résistance de charge augmente. C'est pourquoi la charge dans l'émetteur est toujours de faible valeur.

Gain en puissance. — Le gain en puissance est sensiblement égal, en valeur numérique, au gain en courant, puisque le gain en tension est très légèrement inférieur à 1.

Résistance d'entrée. — Elle décroît lorsque le courant collecteur augmente. Elle croît lorsque la résistance de charge augmente. Cet accroissement est très rapide, lorsque la résistance de charge varie de 1 k Ω à 100 k Ω ; il est ensuite beaucoup plus lent. Sa valeur moyenne est de plusieurs centaines de milliers d'ohms. C'est le seul montage pour lequel la résistance d'entrée est beaucoup plus grande que la résistance de sortie. L'amortissement du circuit d'entrée par le transistor est négligeable.

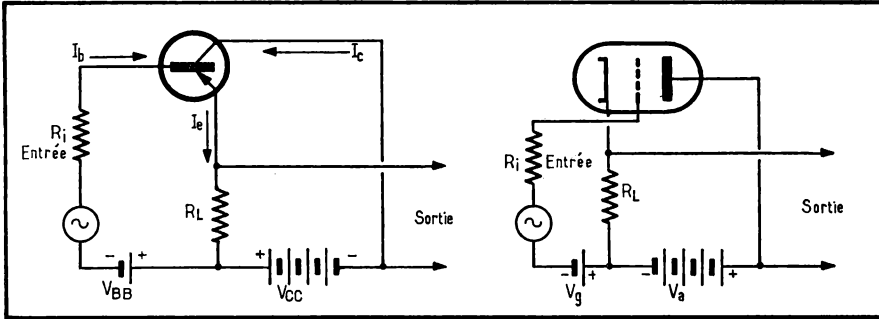
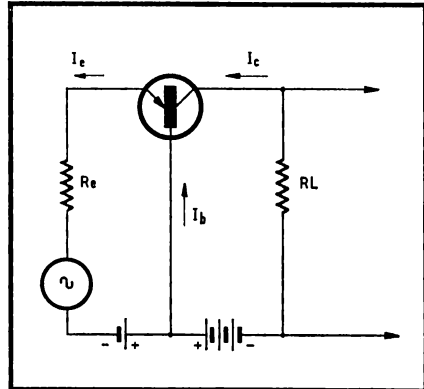
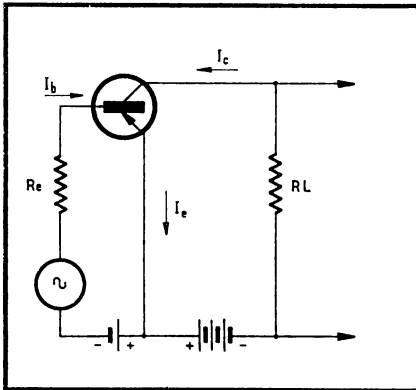
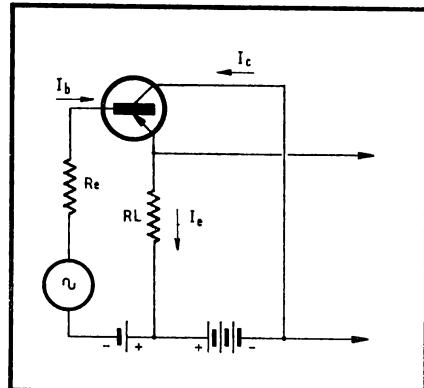


Fig. 14-16. — Montage collecteur commun et analogie avec le tube électronique monté avec la plaque à la masse.

Résistance de sortie. — Elle décroît lorsque le courant collecteur augmente. Elle croît avec la résistance d'entrée. Cette croissance est très lente lorsque la résistance du générateur varie de 10 à 1000 Ω , elle est ensuite très rapide. La valeur de la résistance de sortie est comprise entre 50 et 500 Ω .

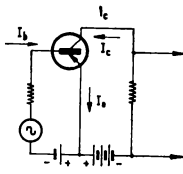
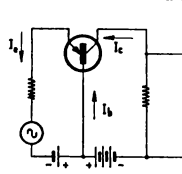
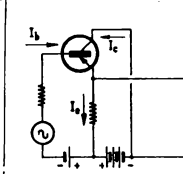


Les trois montages fondamentaux d'un transistor.



Les raisonnements de fonctionnement, au cours de ce chapitre, ont été basés sur les transistors *p-n-p*. On peut reprendre les mêmes raisonnements avec les transistors *n-p-n*, en inversant la polarité des batteries d'alimentation et le sens des courants. Les résultats sont identiques.

7.4. — TABLEAU RECAPITULATIF
DES TROIS MONTAGES FONDAMENTAUX
D'UN TRANSISTOR

| Montage | Emetteur commun | Base commune | Collecteur commun |
|---|---|---|--|
| Schémas |  |  |  |
| Gain en tension | Plusieurs centaines | Plusieurs centaines ou milliers | 1 environ |
| Gain en courant | $\beta = \Delta I_c / \Delta I_b = 20 \text{ à } 200$ | $\alpha = \Delta I_c / \Delta I_e = \text{inférieur à } 1$ | $\gamma = \Delta I_e / \Delta I_b = 20 \text{ à } 200$ |
| Gain en puissance ... | Plusieurs milliers | Plusieurs centaines | Plusieurs dizaines |
| Résistance d'entrée .. | $\Delta V_b / \Delta I_b = 200 \text{ à } 2\,000 \, \Omega$ | $\Delta V_e / \Delta I_e = 30 \text{ à } 1\,500 \, \Omega$ | $\Delta V_b / \Delta I_b = 0,2 \text{ à } 1 \, \text{M}\Omega$ |
| Résistance de sortie | $\Delta V_c / \Delta I_c = 10 \text{ à } 100 \, \text{k}\Omega$ | $\Delta V_c / \Delta I_c = 0,2 \text{ à } 2 \, \text{M}\Omega$ | $\Delta V_e / \Delta I_e = 50 \text{ à } 500 \, \Omega$ |
| Phase de la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée | Opposition | En phase | En phase |
| Utilisation | Universelle | — en très haute fréquence,
— pour attaquer une impédance élevée | Pour attaquer une impédance faible |

LE TRANSISTOR

A JONCTION PAR ALLIAGE

1. - Transistors de faible puissance au germanium

C'est la plus ancienne fabrication de transistors. Il en existe encore un nombre important de modèles au catalogue des fabricants. Mais on sait dès maintenant que les quantités fabriquées chaque année vont diminuer, devant le développement des transistors obtenus par diffusion.

Les rondelles de germanium, dopées n au tirage, par de l'antimoine, sont découpées en pastilles de $1,7 \times 1,7$ mm et de 0,2 mm d'épaisseur. Après rodage et décapage, elles ont une épaisseur de 0,1 mm.

Grâce à un calibre en graphite, on place une petite bille d'indium (p) contre une face de la pastille et une bille plus importante sur l'autre face. Ces billes doivent être parfaitement centrées. L'ensemble est mis au four, sous atmosphère neutre ou légèrement réductrice. A 600 °C, il se forme un alliage eutectique contenant 24 % de germanium. On laisse refroidir et on dégage les jonctions à l'acide. Après un lavage et un séchage soignés, on soude à l'étain la pastille sur une languette ou un cadre en nickel ou en kovar (fig. 15-1). Puis on soude un ruban de nickel sur chacune des billes d'indium. Cet ensemble est monté dans un boîtier TO5. Le cadre ou la languette est soudé sur la masse du boîtier et correspond à la base du transistor. Les rubans de nickel sont soudés électriquement aux extrémités de deux sorties isolées par une perle de verre (dummet). La plus grosse bille d'indium correspond à la jonction collecteur et la plus petite à l'émetteur.

Enfin, le capot du boîtier est soudé par thermocompression. De tels transistors sont aussi placés dans des tubes de verre.

La fabrication doit être très précise afin d'obtenir le moins de dispersion possible, autour des caractéristiques cataloguées. Les précautions habituelles sont prises afin d'éviter toute contamination indésirable.

Les transistors terminés sont contrôlés et triés en fonction de leurs caractéristiques et enfin marqués. Par suite des dispersions inévitables dues aux variations dans l'épaisseur de la base, à la surface des jonctions et à leur centrage exact, on les trie sous trois numéros. Ainsi, l'utilisateur peut choisir le modèle qui lui convient, en fonction de la tension maximale V_{CB} admissible et du gain $h_{21\beta}$ (transfert direct statique).

Il existe plusieurs modèles dont la puissance dissipée par la jonction, à 25 °C d'ambiance, est comprise entre 150 et 550 mW. La tension maximale V_{CB} est comprise entre 12 et 100 V. Le gain en courant statique h_{21} se s'échelonne entre 20 et 80. La fréquence de coupure en base commune $f_{h\ 21\ b}$ atteint, pour les meilleurs modèles, 3 MHz, elle se situe le plus souvent vers 1 à 2 MHz. C'est-à-dire qu'en montage émetteur commun, il faut prendre le tiers de ces fréquences pour avoir une marge de sécurité suffisante.

Ces transistors sont utilisés dans les montages B.F., en commutation moyenne et pour des usages généraux ne demandant pas des performances poussées. Leur prix de revient est très compétitif.

1. - Transistors de puissance au germanium

Il existe encore une fabrication importante de transistors de puissance au germanium (*p-n-p*). En effet, par suite de sa tension de seuil plus faible que celle du silicium, il est plus facile d'accorder les caractéristiques des transistors au germanium dans un étage symétrique (*push-pull*). On obtient ainsi, sans mise au point délicate, une puissance importante sans distorsion. De plus, l'intensité admissible peut être très élevée, jusqu'à 60 A. Bien entendu, toutes les précautions étudiées au chapitre VI doivent être respectées pour la constitution d'un alliage régulier et comportant le moins de contraintes mécaniques possible. Il est vrai que la température de jonction étant limitée à 85 °C/95 °C dans le germanium, les problèmes de dilatation sont moins critiques que pour les dispositifs au silicium.

Voici, à titre d'exemple, la description technologique du modèle SESCO 70 W (2N174). La figure 15-2 donne une représentation schématique de cette fabrication.

La rondelle de germanium dopée *n* au tirage à l'antimoine est découpée en pastilles de 4 mm de côté et de 0,5 mm d'épaisseur. Ces pastilles sont découpées, puis vérifiées. La durée de vie des porteurs doit être au moins de 100 μ s. On pose sur une face de la pastille un disque d'indium de 4 mm

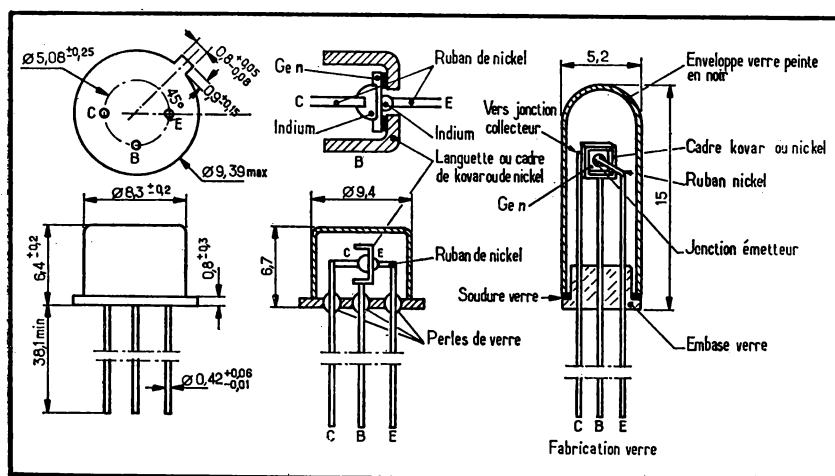
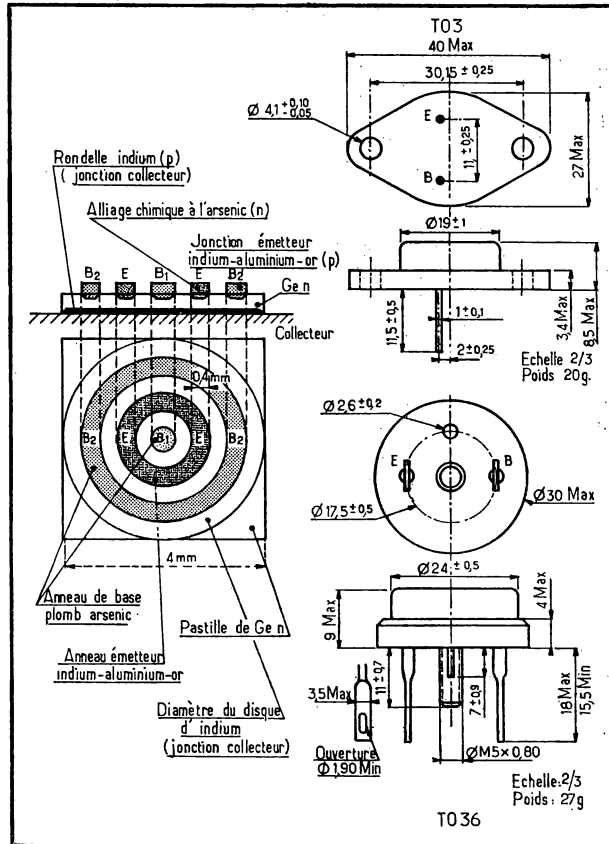


Fig. 15-1. — Fabrication schématique d'un transistor de faible puissance au germanium *p-n-p* par alliage, présentation sous verre ou en boîtier TO5. Certains modèles ont la base isolée du boîtier comme sur cette figure.

de diamètre qui constituera la jonction collecteur. Sur l'autre face de la pastille on place un petit disque de 0,4 mm de diamètre B_1 et deux anneaux concentriques E et B_2 . B_1 et B_2 constituent les contacts de base avec la pastille de germanium. Ils doivent donc former un alliage de contact, sans jonction, et être dopés n comme le germanium. On utilise un alliage de plomb dopé à l'arsenic (n).

Fig. 15-2. — Fabrication schématique d'un transistor de puissance au germanium (p-n-p) par alliage.



L'anneau E doit créer la jonction émetteur, il doit donc être dopé p . C'est un alliage d'indium, d'aluminium et d'or qui mouille bien le germanium et constitue une jonction bien nette.

Tous ces éléments sont positionnés dans un calibre en graphite et l'ensemble est placé au four sous atmosphère légèrement réductrice (hydrogène et azote). Les alliages se forment, le collecteur sur une face, la base et l'émetteur sur l'autre. Après refroidissement, les jonctions sont découpées dans un bain électrolytique.

Puis la pastille est soudée sur l'embase dorée du boîtier qui sert de connexion au collecteur. Il faut, en effet, que la jonction collecteur soit en contact direct avec la masse du boîtier. Comme celui-ci est posé directement sur le radiateur, on obtient la plus faible résistance thermique possible entre la jonction et le radiateur.

Les sorties, base et émetteur, sont soudées à des connexions isolées par perles de verre qui traversent l'embase du boîtier.

Les perles de verre sont soudées à l'indium-étain sur le cuivre doré. La connexion émetteur est reliée par un ruban, trempé d'indium-étain, à l'anneau E. La connexion de base reçoit un ruban recouvert d'indium-argent qui est soudé au disque B₁ et à l'anneau B₂.

Enfin, le capot est serti à froid sur l'embase, ils sont tous deux en cuivre doré et on obtient une étanchéité parfaite.

Les boîtiers les plus couramment utilisés sont les modèles normalisés TO3 et TO36.

Cette fabrication, dans laquelle la jonction émetteur est comprise entre deux contacts de base, donne une impédance d'entrée faible, un gain élevé avec un faible taux de distorsion et une fréquence f_1 d'environ 50 kHz (fréquence pour laquelle $h_{21\beta}$ est égal à 1).

Le modèle SESCO 2N174, pris en exemple, a les caractéristiques limites suivantes (pour 25 °C d'ambiance) :

- Dissipation maximale au collecteur = 70 W;
- Tension $V_{CB} = 80$ V;
- Tension $V_{EBO} = 60$ V;
- Courant collecteur $I_O = 15$ A;
- Courant base $I_B = 4$ A;
- Température maximale de jonction $T_j = 95$ °C.

Sur les catalogues des fabricants, les transistors de puissance sont classés selon l'intensité collecteur I_O maximale admissible. Pour chaque catégorie, on relève une plage de tensions V_{CBO} et de gain en courant $h_{21\beta}$.

À titre indicatif, voici un résumé de la gamme d'un fabricant :

- série 3 A : $P_O = 62,5$ W, V_{CBO} entre 30 et 90 V, $h_{21\beta}$ entre 30 et 100;
- série 5 A : $P_O = 106$ W, V_{CBO} entre 40 et 120 V, $h_{21\beta}$ entre 20 et 150;
- série 15 A : $P_O = 170$ W, V_{CBO} entre 40 et 80 V, $h_{21\beta}$ entre 20 et 70;
- série 30 A : $P_O = 170$ W, V_{CBO} entre 45 et 75 V, $h_{21\beta}$ entre 50 et 160;
- série 60 A : $P_O = 170$ W, V_{CBO} entre 45 et 75 V, $h_{21\beta}$ entre 30 et 100.

On voit que si I_O atteint 60 A, la puissance P_O est de 170 W aussi bien pour les séries 15, 30 et 60 A. On ne peut donc utiliser ces transistors à la fois, à la tension V_{CBO} et à l'intensité I_O limites. Pour ces séries la fréquence de coupure $f_{h_{21\beta}}$ est de l'ordre de 0,3 MHz. Ces transistors sont utilisés en basse fréquence et en amplification de puissance pour les applications industrielles.

3. - Transistors de puissance au silicium

Il n'y a pas de transistors au silicium par alliage de faible puissance et il y a très peu de modèles de puissance. En effet, la technologie du silicium ayant été mise au point après celle du germanium, on est passé directement aux procédés les plus modernes, c'est-à-dire la fabrication des jonctions par diffusion.

Cependant, à titre d'exemple nous allons décrire la fabrication d'un modèle *p-n-p* au silicium par alliage.

La structure *p-n-p* a été choisie, car elle permet une résistance de base plus faible et une tension inverse plus élevée.

La pastille de silicium de 5 mm de diamètre a une épaisseur après rodage de 0,135 mm. Elle est dopée *n* au phosphore et sa résistivité est de 3 Ω .cm. La durée de vie des porteurs est comprise entre 10 et 400 μ s.

On place sur une face un disque d'aluminium (*p*) de 0,125 mm d'épaisseur et de 3,5 mm de diamètre, et pour maintenir la jonction un disque de molyb-

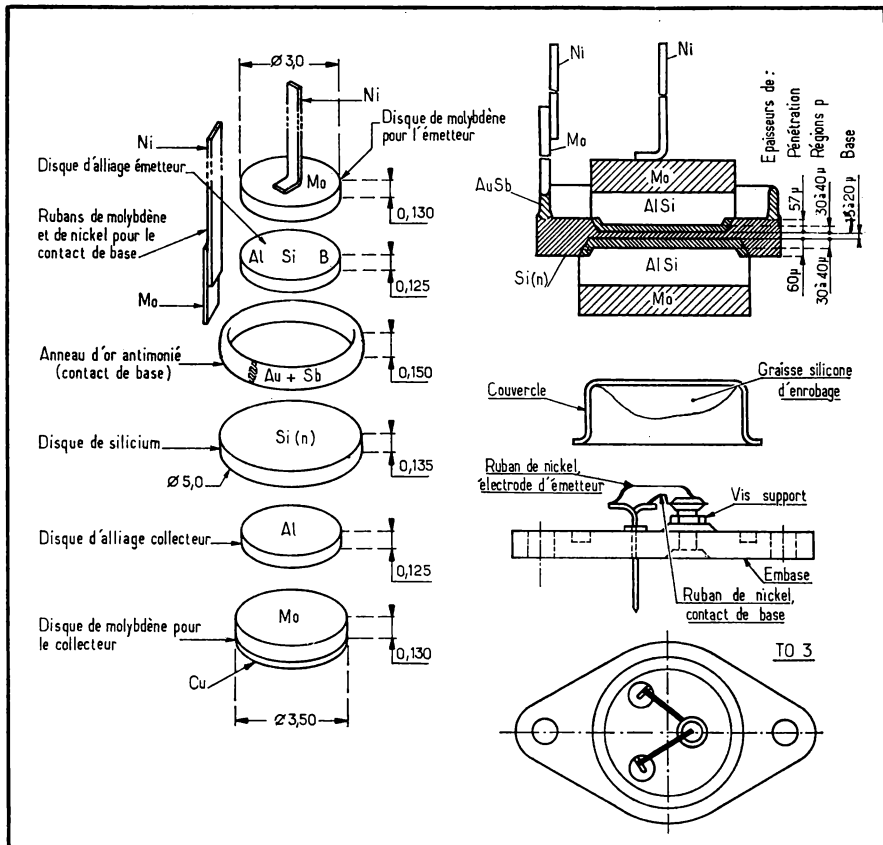


Fig. 15-3. — Fabrication schématique d'un transistor de puissance au silicium par alliage, structure p-n-p.

dène de 0,13 mm d'épaisseur et de même diamètre. Un anneau d'or dopé à l'antimoine entoure la pastille de silicium.

Sur l'autre face on place un disque composé d'un alliage aluminium-silicium dopé au bore (*p*) de 3 mm de diamètre, maintenu également par un disque de molybdène de 0,130 mm d'épaisseur.

L'ensemble est positionné par un calibre en graphite. Il est placé au four sous atmosphère d'hydrogène, chauffé à 810 °C pendant quelques minutes. Il se forme un alliage eutectique donnant les jonctions par alliage sur les deux faces du disque de silicium. La pénétration de l'alliage dans le silicium est d'environ 60 µm, ce qui laisse une épaisseur de base de 15 µm avec une précision de $\pm 10\%$. On obtient des jonctions très planes avec de bons contacts de sortie, soit une faible résistance thermique entre le collecteur et la masse du boîtier. Après refroidissement, les jonctions sont découpées dans un bain électrolytique.

On soude ensuite le ruban de sortie en nickel de l'émetteur sur le disque de molybdène supérieur et le ruban de nickel de sortie de base sur le disque d'or. L'ensemble est soudé sur le boîtier par l'intermédiaire du cuivrage du disque de molybdène inférieur, correspondant au collecteur.

Le boîtier est un TO3. Le couvercle contient de la graisse au silicone pour éviter toute introduction éventuelle d'humidité et pour favoriser le refroidissement.

Un tel transistor donne les caractéristiques suivantes :

- Puissance maximale au collecteur $P_o = 30 \text{ W}$ à $25 \text{ }^\circ\text{C}$ d'ambiance;
 - Tension maximale $V_{cb} = 90 \text{ V}$;
 - Température maximale de jonction $T_j = 200 \text{ }^\circ\text{C}$;
 - Fréquence de coupure à base commune $f_{h\text{ z b}} = 2 \text{ MHz}$.
-

LES TRANSISTORS A JONCTION PAR DIFFUSION ET ALLIAGE

1. - Transistors Drift au germanium

Cette technique a été mise au point pour fabriquer les premiers transistors haute fréquence au germanium. Il en existe encore un grand nombre de modèles sur les catalogues des fabricants. Cependant leur production annuelle est en diminution constante, devant l'essor des transistors au silicium de la technique « Planar ».

La fabrication de ces transistors est schématisée sur la figure 16-1.

On part d'une pastille de germanium de 1 mm de côté et de 0,1 mm d'épaisseur après rodage. Le lingot a été dopé p au tirage à l'indium, sa résistivité est d'environ $5 \Omega \cdot \text{cm}$. Cette pastille est dopée n par diffusion au four d'une vapeur d'antimoine. L'épaisseur de la couche diffusée est de $10 \mu\text{m}$. On positionne, grâce à un calibre, deux billes de $150 \mu\text{m}$ de diamètre, espacées de $50 \mu\text{m}$, sur une face de la pastille. La bille correspondant à la base est en plomb fortement dopé à l'antimoine (n).

La seconde bille, qui va former la jonction émetteur, est dopée, à la fois, à l'antimoine (n) et à l'aluminium (p).

On place l'ensemble au four, sous atmosphère légèrement réductrice. Les deux billes vont s'allier au germanium. La bille de base vient renforcer en surface la couche de germanium n , c'est un contact ohmique de sortie.

La bille émetteur s'allie et diffuse. L'antimoine (n) diffuse très vite et va renforcer la couche n située en dessous de la jonction. L'aluminium (p) diffuse très mal dans le germanium. Il constitue un alliage p qui recristallise sous la bille formant la jonction émetteur.

Puis la pastille est découpée à l'acide, faisant disparaître les zones diffusées inutiles. Les fils de sortie en nickel sont soudés sur les billes et sur la face arrière de la pastille. L'ensemble est monté dans un boîtier miniature TO18 ou TO44.

Le champ électrique dans la zone diffusée de base n'est pas linéaire, car la concentration en impureté est plus importante dans les zones recristallisées de la jonction émetteur et plus faible au contact de la jonction collecteur. Cet effet de champ fait subir un certain glissement aux porteurs dans leur parcours, ils sont « driftés ».

La jonction émetteur est très petite, l'épaisseur de la base est faible et le collecteur a une surface importante. D'autre part, on a vu que la répartition des impuretés suit une loi non linéaire produisant un effet de champ qui accélère les porteurs injectés dans la base, d'où une réduction fictive de son épaisseur.

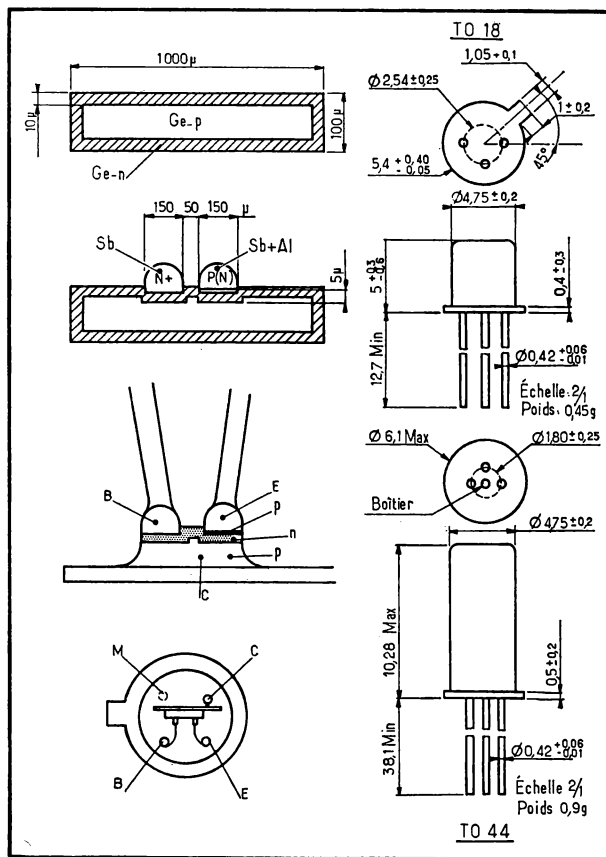


Fig. 16-1. — Fabrication schématique d'un transistor Drift par diffusion et alliage au germanium (p-n-p). Certains boîtiers ont un quatrième fil de sortie soudé à la masse (M).

Ces transistors sont utilisés dans les étages F.I. et H.F. des récepteurs AM et FM et dans les téléviseurs. Leurs principales caractéristiques (à 25 °C d'ambiance) sont :

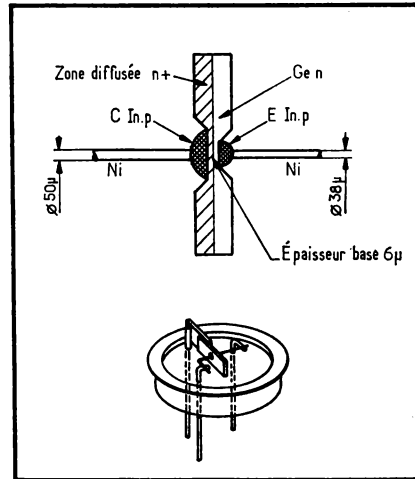
- Puissance maximale au collecteur $P_o = 120$ mW;
- Tension maximale $V_{CB} = 40$ V;
- Gain h_{21B} = entre 80 et 180;
- Fréquence de coupure à base commune $f_{h_{21B}} = 100$ à 200 MHz, c'est-à-dire qu'à 100 MHz, on peut avoir un gain en puissance de 15 dB, pour un échantillon ayant une $f_{h_{21B}}$ de 200 MHz.

2. - Transistors M.A.D.T. au germanium (Micro Alloy Diffused Base Transistor)

Ces transistors ont connu un grand succès aux Etats-Unis pour les applications H.F. Ils ont été les premiers à pouvoir équiper les étages H.F. des

téléviseurs. Ils n'ont jamais été fabriqués en France. Nous citons ce type de fabrication (fig. 16-2) afin d'être complet dans la description des principaux procédés technologiques mondiaux.

Fig. 16-2. — Fabrication schématique d'un transistor M.A.D.T. au germanium (p-n-p).



Une pastille de germanium de 1 mm de côté et de 0,2 mm d'épaisseur dopée n est diffusée par une vapeur d'antimoine. Il se forme donc une couche superficielle dopée $n+$. On rode une face de la pastille afin de supprimer la couche diffusée.

Au moyen d'un microjet polarisé négativement, par rapport à la pastille, on creuse les deux faces. L'attaque est plus importante du côté collecteur que du côté émetteur. Le liquide est un mélange d'indium et d'acide sulfurique. Lorsque l'attaque est suffisante, on inverse la polarité de la source et l'indium se dépose sur le germanium. Le dépôt doit être plus important du côté du collecteur que du côté de l'émetteur. La pastille est alors placée au four de façon que l'indium fonde et forme les deux jonctions par alliage : émetteur et collecteur.

La pastille est soudée à une languette de nickel percée d'un trou. Les deux fils de nickel de sortie sont soudés à l'indium aux jonctions E et C. L'ensemble est monté dans un boîtier standard.

Dans ce dispositif, la zone diffusée de la base crée un champ électrique qui accélère les porteurs vers le collecteur diminuant virtuellement son épaisseur qui n'est pourtant que de $6\ \mu\text{m}$.

Grâce à ces précautions on a pu atteindre une fréquence de coupure à base commune : $f_{h\ 21\ b}$ de 500 MHz. A 200 MHz on a encore un gain en puissance de 14 dB.

3. - Transistors Mesa au germanium

Cette fabrication (fig. 16-3) est adoptée actuellement pour les transistors H.F. et à commutation rapide au germanium $p-n-p$. Mesa veut dire table en espagnol, c'est le nom donné également à certaines montagnes du Mexique pour leur aspect tabulaire. On considère que les pastilles terminées, grossies presque à l'infini, ont un profil comparable à celui de ces montagnes.

On part d'une pastille de germanium, dopée p à l'indium, de 1 mm de côté et de 0,2 mm d'épaisseur. On diffuse en phase vapeur, soit du phosphore, soit de l'arsenic.

On obtient une couche n de $2\text{ }\mu\text{m}$ environ. Il faut roder une face de la pastille, afin d'éliminer la zone diffusée. On dépose, par évaporation, de l'aluminium pour former la jonction émetteur et de l'or-antimoine pour le contact de base. Ces dépôts ont la forme de deux bandes de $0,1\text{ mm}$ de large, espacées de $0,1\text{ mm}$ et longues d'environ $0,5\text{ mm}$.

La pastille est placée au four, sous atmosphère légèrement réductrice. L'or-antimoine fond et forme avec le germanium de surface un contact ohmique de sortie, c'est la connexion de base (n). L'aluminium fond également et constitue un alliage avec le germanium. La partie recristallisée comprend la jonction d'émetteur. On soude sur ces bandes les fils d'or de sortie E et B.

La pastille de germanium p est soudée au moyen d'une feuille d'or indiumé sur l'embase du boîtier. C'est la sortie collecteur. On dégage les jonctions par attaque chimique, puis après un lavage soigné et un séchage prolongé, on protège la pastille par un vernis et on ferme le boîtier.

On considère que l'épaisseur de la base est d'environ $1\text{ }\mu\text{m}$, la capacité E-C est comprise entre 1 et 2 pF .

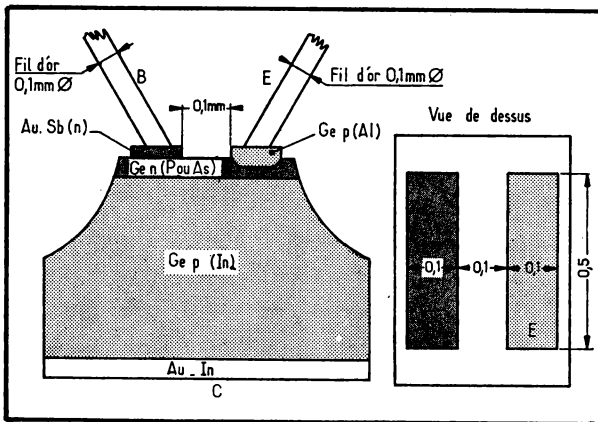


Fig. 16-3. — Fabrication schématique d'un transistor Mesa au germanium ($p-n-p$).

A titre d'exemple, voici les caractéristiques de deux transistors Mesa, l'un pour les applications UHF, l'autre pour la commutation rapide.

AF139. Transistor Mesa germanium $p-n-p$ pour tuner de télévision en UHF (entre 470 et 860 MHz), boîtier TO18 à 4 fils de sortie.

Caractéristiques maximales :

$V_{CBO} = 20\text{ V}$; $V_{CEO} = 15\text{ V}$; $V_{EBO} = 0,3\text{ V}$;

$I_{CM} = 10\text{ mA}$; $P_{tot} = 60\text{ mW}$; $T_j = 90\text{ }^\circ\text{C}$;

Paramètres petits signaux pour $I_E = 1,5\text{ mA}$, $V_{CB} = 12\text{ V}$ à 800 MHz ;

montage base commune :

— Conductance d'entrée : $g_{11b} = 7\text{ mA/V}$;

— Capacité d'entrée : $C_{11b} = 2,2\text{ pF}$;

— Admittance de transfert direct : $y_{21b} = 14\text{ mA/V}$;

— Capacité de sortie : $C_{22b} = 1,5\text{ pF}$;

— Gain de transfert : $h_{21b} = 9$ à 11 dB ;

— Facteur de bruit : $F = 7,5$ à $8,8\text{ dB}$.

2N705. Transistor Mesa germanium $p-n-p$ pour commutation très rapide.

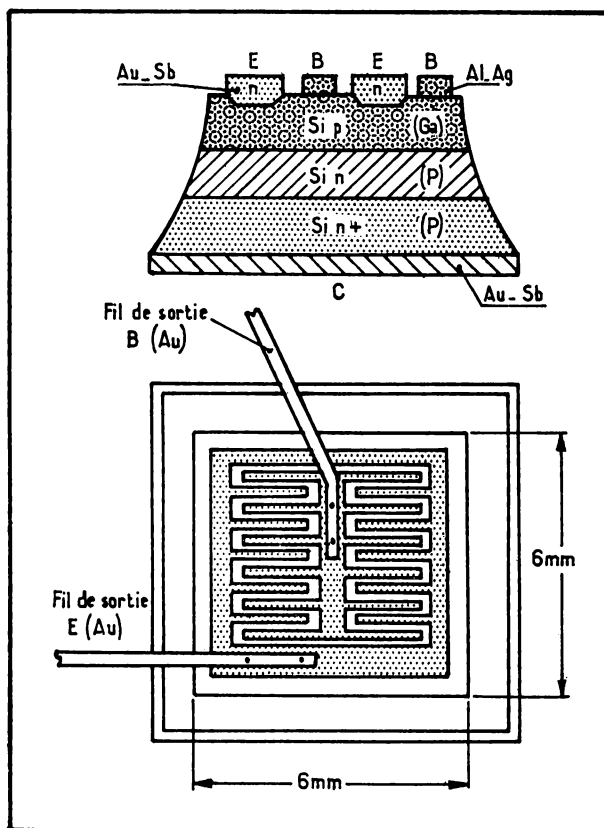
Caractéristiques :

$V_{CBO} = 15\text{ V}$; $V_{EBO} = 3,5\text{ V}$; $I_{CBO} = 3\text{ }\mu\text{A}$;

h_{21E} ($I_C = 10\text{ mA}$, $V_{CB} = 0,3\text{ V}$) = 25;

Capacité collecteur-base : 5 pF ($V_{CB} = 10\text{ V}$, $I_E = 0$);

Fig. 16-4. — Fabrication schématique d'un transistor de puissance Mesa au silicium (n-p-n).



Capacité émetteur-base : 3,5 pF ($V_{BE} = 2$ V, $I_C = 0$) ;
 Temps de réponse + temps de montée : 75 ns max ($V_{CC} = 3,5$ V, $R_O = 300$ Ω , $I_{B1} = 1$ mA ; $V_{BE} = 0,5$ V) ;
 Temps de désaturation = 100 ns max ($V_{CC} = 3,5$ V, $R_O = 300$ Ω , $I_{B1} = 1$ mA, $I_{B2} = 0,25$ mA) ;
 Temps de descente (mêmes conditions) : 100 ns max.

4. - Transistors Mesa au silicium (n-p-n)

Cette fabrication (fig. 16-4) donne d'excellents résultats pour les transistors de commutation pour intensités et tensions élevées. On peut également les utiliser pour l'amplification de puissance dans des applications industrielles.

On part d'une rondelle de silicium légèrement dopée *n* au phosphore, de 0,3 mm d'épaisseur. Après rodage elle est diffusée également au phosphore, afin d'obtenir une zone *n+* en surface. Une face de la rondelle est rodée afin d'éliminer la couche diffusée. Puis, on protège l'autre face de la rondelle, celle conservant la couche diffusée, avec de la silice SiO_2 . On diffuse à nouveau la face disponible de la rondelle avec du gallium (*p*), sous une épaisseur de 5 μ m. On élimine la couche de silice devenue sans objet.

On doit maintenant procéder à la pose du contact de base et de la jonction d'émetteur.

En raison de l'effet de concentration élevé de porteurs sur les bords de l'émetteur, pour des densités de courant importantes, les émetteurs de grande surface ne sont efficaces que sur leurs bords. C'est-à-dire, sur une largeur qui correspond environ à la longueur de diffusion des porteurs minoritaires. C'est pourquoi on partage en bandes la surface de l'émetteur. La structure en « peignes » de l'émetteur et de la base est généralement adoptée pour ce type de transistors de puissance.

On dépose par évaporation cathodique, avec des caches appropriés, de l'or-antimoine (n) pour le peigne extérieur correspondant à l'émetteur. Puis, avec d'autres caches on dépose de l'aluminium-argent (p) pour le peigne intérieur qui est la base. La rondelle est passée au four sous atmosphère légèrement réductrice.

Sous le peigne or-antimoine, il se forme la jonction émetteur, et sous le peigne aluminium-argent un simple alliage ohmique de sortie.

L'autre face de la rondelle est recouverte d'une feuille d'or-antimoine qui en s'alliant au silicium forme le contact de sortie du collecteur.

On dégage les jonctions par attaque chimique, puis on découpe la rondelle en transistors élémentaires. En effet, on a généralement l'habitude de fabriquer plusieurs transistors à la fois, couvrant toute la rondelle de 20 mm de diamètre.

Le transistor décrit est un dispositif de puissance (100 W) et la pastille élémentaire mesure 6 mm de côté. On ne peut donc en fabriquer que 9 sur une rondelle. Il existe des modèles moins puissants, dont les sorties se font au moyen de bandes et non au moyen de peignes. On peut alors en fabriquer 49 sur une rondelle.

Enfin, la pastille est soudée sur l'embase du boîtier. Les sorties isolées de base et d'émetteur sont réunies au peigne correspondant, au moyen de fils d'or soudés par thermocompression. Le boîtier peut être fermé.

A titre d'exemple le type 2N1724 de 100 W a les caractéristiques suivantes :

Tension collecteur-base : $V_{CBO} \text{ max} = 180 \text{ V}$;

Tension collecteur-émetteur : $V_{CEO} \text{ max} = 120 \text{ V}$;

Tension émetteur-base : $V_{EBO} \text{ max} = 10 \text{ V}$;

Courant collecteur continu max : $I_C = 5 \text{ A}$;

Courant collecteur de crête max : $I_C (\text{crête}) = 7,5 \text{ A}$;

Puissance maximale admissible sur radiateur à 25 °C d'ambiance (radiateur = cuivre $120 \times 70 \times 1,5 \text{ mm}$) = 100 W;

Température maximale de la jonction : $T_J = 175 \text{ °C}$;

Gain en courant : $h_{21 \text{ B}} (V_{CE} = 15 \text{ V}, I_C = 2 \text{ A}) = 90 \text{ max}$;

Gain en courant dynamique à 10 MHz ($V_{CE} = 15 \text{ V}, I_C = 0,5 \text{ A}$) : $h_{21 \text{ e}} = 1$.

Des essais de laboratoire sont en cours pour fabriquer des transistors Mesa à l'arséniure de gallium ($n-p-n$). La pastille d'arséniure de gallium est dopée n au soufre. La diffusion pour la base est au bore p . L'alliage de la jonction émetteur est à base d'étain dopé n . Les sorties sont en fil d'or. On obtiendrait ainsi des dispositifs fonctionnant à haute température (350 °C) pour des commutations rapides.

LES TRANSISTORS A JONCTION PAR DIFFUSION

Ces transistors sont tous au silicium et généralement $n-p-n$, certains modèles peuvent cependant être du type $p-n-p$. Cette fabrication est en plein développement, nul doute qu'elle devienne sous peu universelle. Elle permet de réaliser des transistors pour tous les usages, aussi bien professionnels que grand public. Depuis les fréquences les plus élevées ou les commutations les plus rapides, jusqu'aux puissances les plus importantes, tous les types de transistors sont fabriqués par cette méthode. De plus, le développement prodigieux des circuits intégrés n'a été possible que grâce à ce procédé. Les transistors peuvent être extrêmement petits, les circuits intégrés extrêmement compliqués, ces performances sont possibles, et le plus souvent leur fabrication peut être rendue automatique.

C'est pour toutes ces raisons que nous nous étendrons plus longuement sur la description de la fabrication des transistors à jonction par diffusion.

1. - Fabrication des transistors « planar »

Ces transistors ont été appelés « planar », car la surface supérieure de la pastille reste plane. Il n'y a plus les reliefs du Drift ou du Mesa provenant de l'alliage.

La fabrication, par ce procédé, est effectuée sur la rondelle de silicium de 20 mm ou de 25 mm de diamètre. La découpe en pastilles n'intervient qu'à la fin de la fabrication, juste avant la pose des fils de sortie. On peut ainsi produire en une seule opération un nombre important de transistors. Ce nombre est en relation avec la puissance du dispositif. On obtient jusqu'à 2000 transistors haute fréquence à faible puissance sur une rondelle de 25 mm de diamètre. Chaque pastille mesure alors $0,35 \times 0,35$ mm, sur une épaisseur de 0,1 mm (cf. chap. V, fig. 5-4). On se rend compte de la précision obtenue au cours des différentes opérations successives de la fabrication. La figure 17-1 donne le détail de ces opérations. On n'a représenté qu'une pastille élémentaire formant à la fin un seul transistor, ce qui n'est pas conforme à la réalité mais qui permet une meilleure explication du procédé.

La rondelle de silicium dopée n au tirage par du phosphore ou de l'arsenic est découpée sous une épaisseur de 0,2 mm (A). Après rodage, décapage, lavage et séchage on vérifie sa résistivité qui doit être élevée. L'épaisseur de la rondelle est alors de 0,125 mm. Elle est placée au four à 1200 °C, on envoie de la vapeur d'eau qui oxyde les deux faces de la rondelle, formant une couche de SiO_2 de protection. Certains fabricants préfèrent envoyer dans un four spécial des vapeurs de SiCl_4 et d'oxygène O_2 . On obtient ainsi une couche épitaxiale de SiO_2 qui se dépose sur le silicium. Des essais sont en cours avec des vapeurs de SiCl_4 et d'ammoniaque formant une couche de nitrure de silicium qui se travaille plus aisément et qui assure une meilleure protection du silicium.

La rondelle oxydée est recouverte d'un vernis photosensible appelé « photoresist » (B). On la place à plat sur le plateau d'une tournette et on pulvérise le vernis, la couche a une épaisseur de 0,5 à 0,25 μm . Ce vernis a la propriété de se durcir sous l'action des rayons ultraviolets, de manière à résister au décapage. On place devant la rondelle un cliché photographique à haute définition présentant autant de points noirs qu'il y aura de transistors. L'ensemble est éclairé par une lampe à arc, ou par une batterie de tubes fluorescents. Un lavage permet de dissoudre le vernis non impressionné, c'est-à-dire correspondant à la partie centrale de la future pastille.

Ces opérations peuvent s'effectuer sous un éclairage incandescent modéré, mais surtout pas fluorescent, riche en ultraviolets.

La rondelle est alors attaquée par de l'acide fluorhydrique qui dissout la SiO_2 , non protégée par le vernis. On enlève la protection, mettant à nu le silicium.

Ce processus ressemble au traitement par photogravure des circuits imprimés.

Enfin, le photoresist impressionné est lavé au moyen d'un solvant spécial.

La rondelle est mise à nouveau au four à 1200 °C et diffusée par des vapeurs de bore ou d'aluminium. On forme ainsi la zone de base dopée p (C). La profondeur de diffusion dépend du dispositif en cours de fabrication, elle est de 2 à 3 μm . Dans cette zone, le bore neutralise le phosphore ou l'arsenic et inverse le dopage. Bien entendu la résistivité du cristal diminue. Cette diffusion ne peut pas se faire dans les parties du cristal protégées par la silice.

Puis, la vapeur d'eau est admise dans le four et forme une nouvelle couche de SiO_2 sur la zone diffusée. Le cristal est à nouveau entièrement protégé.

Une deuxième opération de photogravure a lieu (D E). La rondelle est recouverte de photoresist. Le cliché possède cette fois un point noir plus petit. On conçoit l'extrême précision de l'opération. Il faut que cette zone soit concentrique avec la première et ce jusqu'à 2000 fois sur la rondelle.

Attaque de la silice, mise à nu du silicium et diffusion au four de phosphore ou d'arsenic, pour former la zone émetteur n . Dans cette zone de 1 μm de profondeur, l'impureté n doit neutraliser le bore qui lui-même avait neutralisé l'impureté n d'origine. On voit la nécessité de partir d'un cristal à haute résistivité, pour que la zone de base ait une résistivité normale et que celle de l'émetteur ne soit pas trop faible. Puis, la vapeur d'eau reforme la couche de SiO_2 sur toute la pastille.

Troisième opération de photogravure (F). Cette fois le cliché comporte un tout petit point central et un anneau concentrique. Il s'agit de dégager l'emplacement des futures connexions de base et d'émetteur.

Les surfaces dégagées sont métallisées à l'aluminium (G). Il ne s'agit pas de réaliser des jonctions, mais seulement des contacts de sortie.

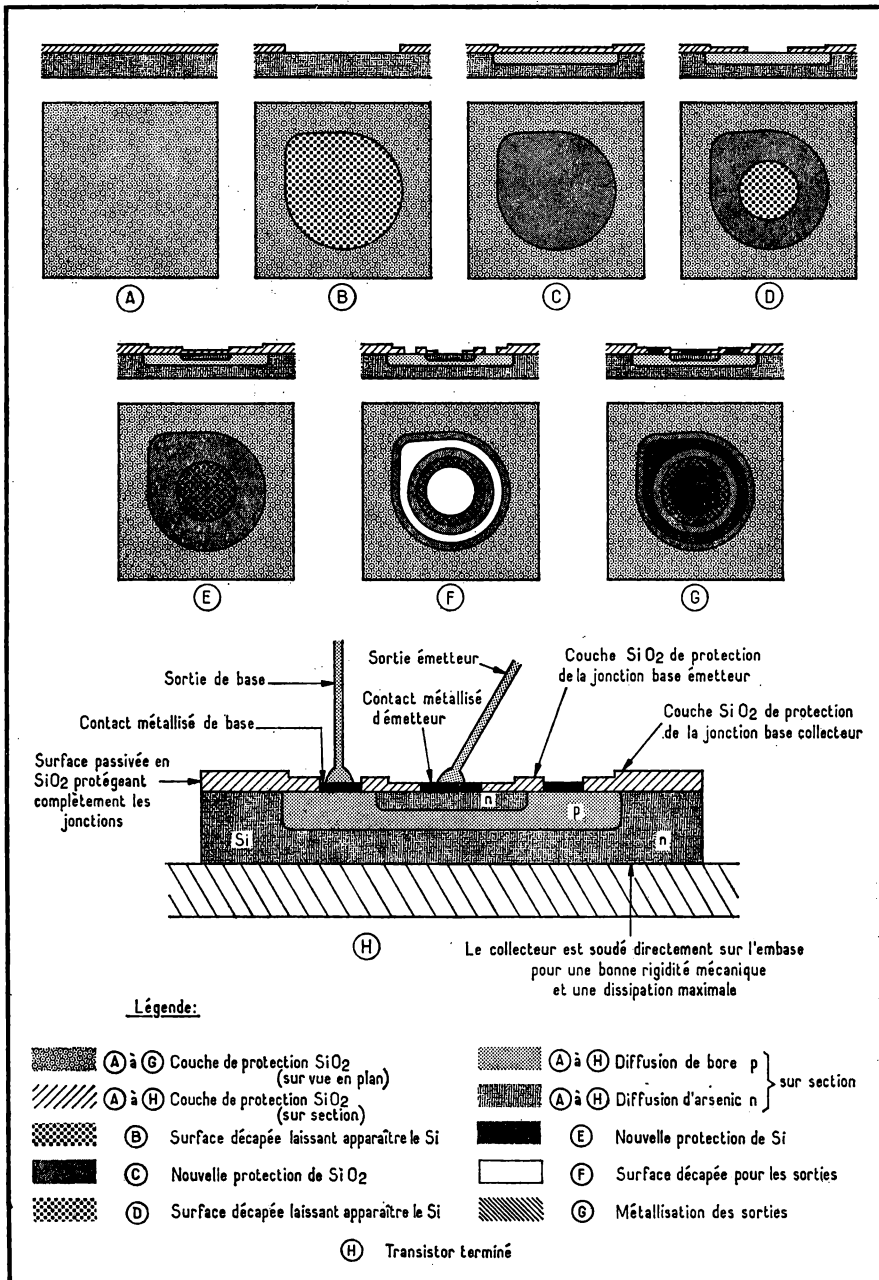


Fig. 17-1. — Fabrication schématique du transistor planar n-p-n.

La couche de SiO_2 existant depuis le début de la fabrication sur l'autre face de la rondelle a protégé le silicium de toute contamination. Il faut maintenant roder cette face pour libérer la sortie collecteur.

La rondelle est découpée en pastilles, soit au diamant, soit au rayon laser (H).

Le transistor élémentaire est soudé sur l'embase du boîtier au moyen d'une feuille d'or. Le boîtier est lui-même doré. On obtient ainsi le contact collecteur qui assure une bonne rigidité à la pastille et une bonne dissipation des calories.

Les sorties émetteur et base sont effectuées au moyen de deux fils d'or de $25\text{ }\mu\text{m}$ fixés par thermocompression. Pour les pastilles de faibles dimensions, avec des surfaces métallisées très petites, on enfonce le fil d'or dans l'aluminium avec une pointe d'agate à $400\text{ }^\circ\text{C}$ (*wedge bonding*). Pour les pastilles de dimensions plus importantes, correspondant à des transistors de puissance supérieure, on préfère le *nailed bonding*, qui donne un meilleur contact. L'extrémité du fil d'or est chauffée par une flamme à l'hydrogène, elle prend la forme d'une petite bille qui est pressée contre la surface d'aluminium. C'est ce procédé qui est schématisé sur la figure.

Ces fils d'or sont reliés aux dummets de sortie et le capot est fermé par thermocompression. Ces transistors sont généralement présentés dans des boîtiers TO5 et TO18.

2. - Fabrication des transistors planar épitaxiaux

On a vu que dans un transistor planar la pastille devait être en silicium n à haute résistivité. Il faut, en effet, que la jonction collecteur soit peu dopée, afin de permettre l'application de tensions élevées. De ce fait, la tension de saturation est relativement élevée, ce qui limite la puissance utile, aussi bien pour les transistors de commutation que pour les transistors amplificateurs à grands signaux.

Pour remédier à cet inconvénient on a mis au point la fabrication des transistors planar épitaxiaux (fig. 17-2).

La rondelle de silicium est fortement dopée $n+$, donc à faible résistivité ($0,1\text{ }\Omega\cdot\text{cm}$), c'est le substrat. Sur cette rondelle on dépose une couche de

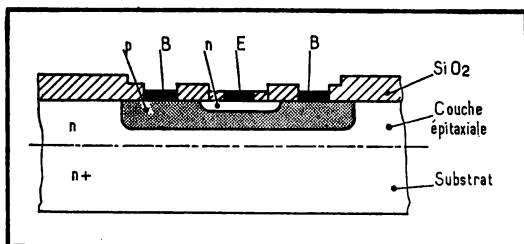


Fig. 17-2. — Fabrication schématique du transistor planar épitaxial n-p-n.

$3\text{ }\mu\text{m}$ de silicium faiblement dopé n , donc à haute résistivité. C'est dans l'épaisseur de cette mince couche épitaxiale que l'on diffuse ensuite la base et l'émetteur.

On obtient donc les avantages procurés par la jonction collecteur placée dans un matériau à haute résistivité, c'est-à-dire, tension maximale élevée. Par contre, on évite d'avoir les inconvénients d'un tel dispositif, car le substrat à faible résistivité permet d'avoir une tension de saturation faible.

On commence donc la fabrication par le dépôt de la couche épitaxiale. Le reste du processus décrit au paragraphe précédent se déroule ensuite sans modification.

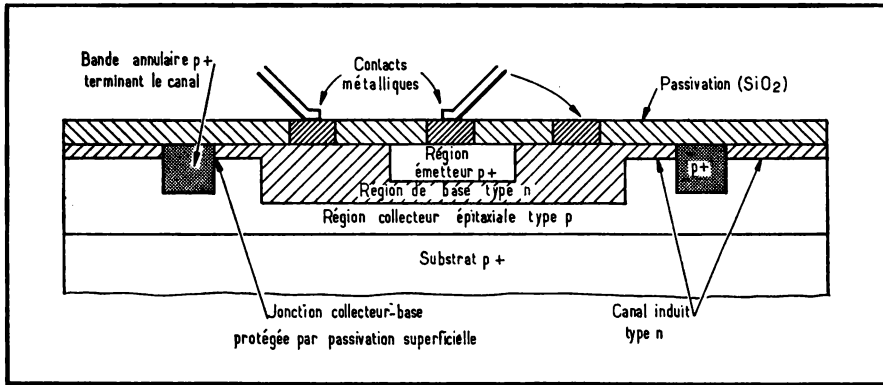


Fig. 17-3. — Fabrication schématique du transistor planar épitaxial à protection annulaire p-n-p.

C'est cette fabrication qui est maintenant la plus courante. Elle peut être effectuée aussi bien en $n-p-n$ (le plus courant) qu'en $p-n-p$.

3. - Fabrication des transistors planar épitaxiaux à protection annulaire

Le transistor au silicium est le plus souvent du type $n-p-n$. La contamination de la zone p est faite au bore, mais également à l'aluminium. Le matériau obtenu reste stable, même à haute température. Le problème posé par le transistor $p-n-p$ est différent. La zone n est obtenue par contamination à l'arsenic ou au phosphore. Il arrive que cette zone se prolonge par une canalisation qui va jusqu'à la périphérie de la pastille. La jonction base-collecteur n'est donc plus protégée par la couche d'oxyde et l'état de surface augmente sensiblement le courant de fuite. La canalisation est provoquée par des effets d'ionisation ou par des particules polarisées existant à l'intérieur de la couche de passivation. Ces particules viennent altérer la polarité de la zone p au voisinage de l'oxyde, d'autant plus que le matériau qui la constitue est légèrement dopé.

Dans cette fabrication, on introduit un anneau de protection qui ceinture complètement le transistor. Cet anneau est très fortement dopé $p+$ et il empêche tout effet de canalisation. On l'obtient par une opération supplémentaire de photogravure et de diffusion au bore ou à l'aluminium. C'est le procédé qui permet la séparation des différents composants d'un circuit intégré. On limite la zone du cristal occupée par chacun d'eux par des anneaux ou par des caissons fortement dopés en inverse. Ici, on veut limiter l'étendue de diffusion d'une zone n au moyen d'un anneau $p+$.

L'adjonction de cet anneau de garde permet d'obtenir des transistors $p-n-p$ dont les performances en tension et en courant de fuite sont en tous points comparables à celles des $n-p-n$. Son application aux transistors $n-p-n$, avec la diffusion d'un anneau $n+$, améliore également leurs caractéristiques.

Ainsi, par exemple, on obtient un transistor $p-n-p$ admettant une tension maximale collecteur-base V_{CBO} de 60 V, pour un courant de fuite maximal à 25 °C de 60 nA et un courant collecteur maximal I_C de 0,6 A, fonctionnant jusqu'à 200 MHz. La tension de saturation $V_{CE\text{ max}}$ est de 0,45 V. Le gain en courant statique $h_{21\text{ B}}$ est compris entre 40 et 300, selon les modèles.

4. - Fabrication interdigitée

Pour obtenir des transistors de puissance en haute fréquence, il faut prendre un certain nombre de précautions dans la fabrication des dispositifs planar épitaxiaux. On doit serrer les tolérances concernant l'épaisseur de la couche épitaxiale et sa résistivité. Il faut avoir une capacité faible, une tension directe élevée et une résistance de saturation faible. Le rapport du périmètre de l'émetteur par sa surface doit être le plus grand possible, d'où la mise au point de géométrie interdigitée en forme de croix, d'obus, de papillons, de peignes, etc.

Ces géométries augmentent la précision exigée des opérations successives de photogravure. Il faut, en effet, que les clichés photographiques soient parfaits ainsi que le positionnement des clichés successifs.

Les motifs sont dessinés à l'échelle 100 à 200, ils sont soumis à une double réduction photographique et répétés entre 400 et 2000 fois sur le même cliché. La dimension définitive d'un motif est comprise entre 100 et 1000 μm . La résolution d'un cliché est de 1000 traits au millimètre, sa tolérance géométrique est de 1 μm sur 3 cm. Le support du cliché doit être insensible à

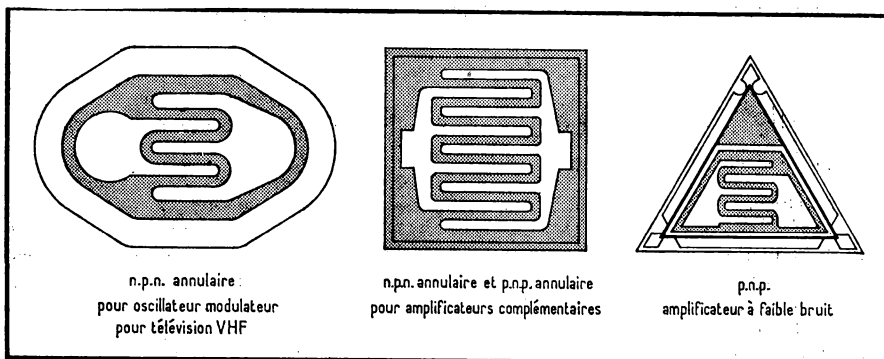


Fig. 17-4. — Quelques géométries interdigitées Motorola.

l'humidité et aux variations de température, bien qu'il soit conservé dans des laboratoires à atmosphère strictement contrôlée.

Un point noir de 1 μm de côté est placé au centre de chaque cliché afin de permettre leur superposition exacte.

La figure 17-4 donne quelques exemples simples de géométries interdigitées *Motorola* pour des transistors de faible puissance. La pastille unitaire mesure au plus 500 μm de côté sur 120 à 150 μm d'épaisseur.

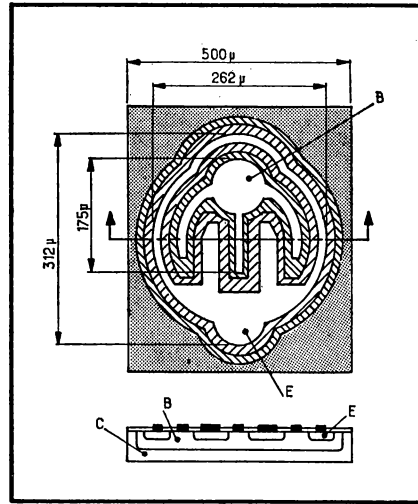
La figure 17-5 montre la précision des cotes d'un transistor *Fairchild* de 0,5 W à 200 MHz. Sur une pastille de 500 μm de côté, le motif est fort complexe. On voit la longueur importante de l'émetteur et les surfaces suffisantes pour la fixation des fils d'or de sortie de 25 μm de diamètre.

Les transistors de puissance en H.F. ont généralement une géométrie du type de celui de la figure 17-6 (en forme de peigne). On obtient ainsi 2 W à 250 MHz ou 4 W à 125 MHz. Avec un nombre de dents double sur une même pastille les transistors BLY20 et 21, alimentés respectivement sous 14 et 28 V, fournissent jusqu'à 12 W à 180 MHz et 5 W à 500 MHz, ce qui est remarquable.

La pastille est soudée au boîtier dans les transistors pour faible puissance. Le collecteur est donc réuni à la masse du boîtier et il n'est pas nécessaire de prévoir un radiateur ou une ailette de refroidissement.

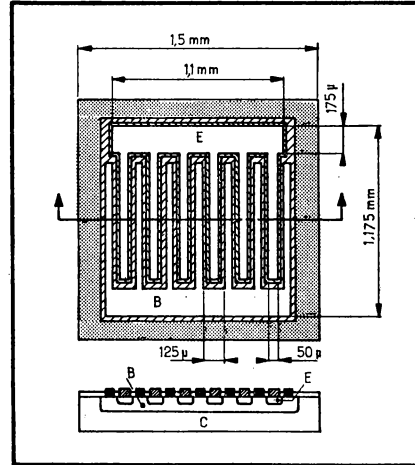
Dans les transistors de puissance, on préfère isoler le collecteur du boîtier, afin de ne pas rayonner la H.F. par le radiateur qui, de plus, présente une capacité appréciable par rapport à la masse.

Fig. 17-5. — Transistor H.F. (200 MHz), 0,5 W Fairchild.



Mais il faut, tout de même, refroidir la jonction collecteur, c'est-à-dire, avoir une résistance thermique jonction-fond de boîtier la plus faible possible.

Fig. 17-6. — Transistor H.F. de puissance jusqu'à 2 W à 250 MHz ou 4 W à 125 MHz.



Pour cela, on soude la pastille de silicium sur un disque d'alumine ou d'oxyde de béryl qui est lui-même soudé au boîtier. Ces oxydes sont de bons isolants, sous de faibles épaisseurs, et ont également une bonne conductibilité thermique.

A ce moment le boîtier est un TO60 (fig. 17-7).

La technique planar épitaxiale interdigitée est très souple et permet une multitude de réalisations intéressantes. Ainsi, par exemple, les transistors BF167 et BF173 pour étages F.I. des téléviseurs (fig. 17-8).

Le transistor proprement dit mesure $40 \times 60 \mu\text{m}$ (A). Il est formé par un peigne interdigité. Sur une aussi petite surface, il n'est pas possible de raccorder les fils de sortie. Il a donc fallu créer deux surfaces métallisées (B) et (E) d'assez grandes dimensions, comparativement à (A). Ces surfaces entraînent des capacités appréciables notamment entre base et collecteur. Cette capacité est constituée par la métallisation de sortie de la base et le bloc de silicium collecteur avec le SiO_2 comme diélectrique. Pour diminuer cette capacité, il a été diffusé sous la sortie de base, une diode (D). Cette diode est reliée par une connexion métallisée (M) à l'émetteur (E).

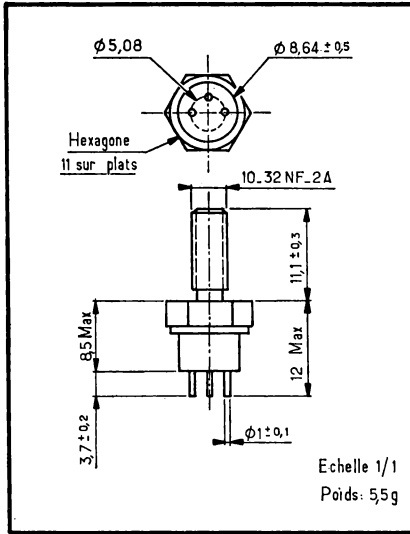
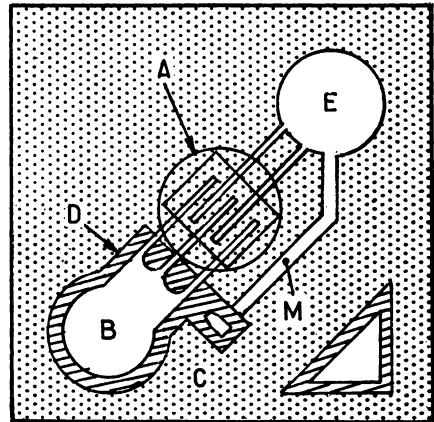


Fig. 17-8. — Technologie des transistors BF167 et BF173 pour étages F.I. en télévision. (A) surface occupée par le transistor proprement dit ($40 \times 60 \mu\text{m}$); (B) surface de soudure du fil de sortie de base; (E) surface de soudure du fil de sortie d'émetteur; (C) SiO_2 recouvrant le collecteur; (D) diode placée sous le contact de base et reliée par la métallisation (M) à la sortie émetteur (E).

Fig. 17-7. — Boîtier TO60. Le collecteur est isolé du boîtier.



En fonctionnement en émetteur commun, cette diode est polarisée en inverse et de ce fait se comporte comme une très petite capacité. Interposée entre la surface collecteur et la métallisation de base, cette capacité se trouve donc en série avec la capacité base-collecteur. La capacité résultante est donc plus petite que la plus petite des deux.

5. - Présentation des transistors sous résine époxy

Une petite pastille de 0,5 à 1 mm de côté ne prend pas beaucoup de place sous le capot d'un boîtier TO5, par exemple, qui mesure 8,25 mm de diamètre. La figure 17-9 montre la disposition adoptée et l'emplacement des fils de sortie. Le boîtier étanche est indispensable pour soustraire la pastille



Fig. 17-9. — Vue grossie avant capotage d'un transistor planar épitaxial n-p-n, type 2N2192 sur une embase TO5 de 8,25 mm de diamètre. On voit le faible encombrement de la pastille de silicium (Sesco).

de semi-conducteur à l'action de l'humidité et de l'air ambiant. Dans la technique planar, la pastille de silicium étant protégée par la couche superficielle de silice (SiO_2), l'utilité du boîtier est moins évidente. De plus, le prix du boîtier doré à l'intérieur, muni des deux perles de verre isolant les

sorties de base et d'émetteur, ainsi que les opérations de montage, représentent une valeur non négligeable dans le prix du dispositif.

Pour les applications industrielles et grand public, il était intéressant de proposer des transistors au silicium à performances poussées, à un prix voisin de celui des transistors au germanium par alliage, utilisés couramment.

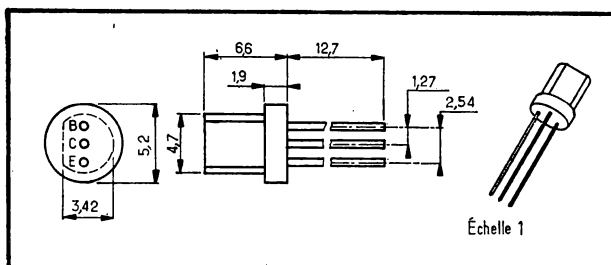


Fig. 17-10. — Boîtier-moule « Planepox » (Sesco).

C'est pourquoi les fabricants ont eu l'idée de souder la pastille sur une petite plaquette métallique et d'enrober l'ensemble avec de la résine époxy. La résine positionne et maintient également les fils de sortie.

La figure 17-10 donne les dimensions du moulage « Planepox » Sesco. Le transistor mesure 6,6 mm de hauteur et 5,2 mm de diamètre maximal, c'est-à-dire un volume approximativement moitié de celui du TO5.

On fait maintenant des enrobages encore plus petits. Celui de *Texas Instruments*, le *Chip-Pak*, ne mesure que $1,5 \times 1,5 \times 1,25$ mm (fig. 17-11).

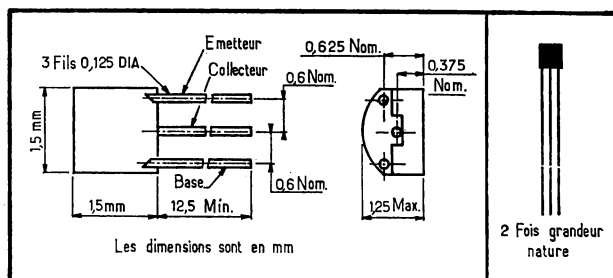


Fig. 17-11. — Enrobage miniature Texas Instruments « Chip-Pak ».

Ce ne sont pas seulement les transistors de faible puissance qui bénéficient de cet enrobage économique. *Texas Instruments* a mis sur le marché le *Tab-Pak* pour des transistors dissipant 10 W à 75 °C sur le boîtier (fig. 17-12). La pastille de silicium est soudée sur une pièce métallique assurant la fixation. Le collecteur est donc relié à cette pièce qui est fixée sur le radiateur. On obtient, ainsi, une faible résistance thermique jonction-radiateur. Ses dimensions sont modestes $12,5 \times 17,5 \times 6,25$ mm.

Enfin, on fabrique, maintenant, des transistors destinés à être montés dans des microcircuits à couche mince. La pastille planar est soudée sur une platine de kovar de $1,3 \times 2,6$ mm. Elle est recouverte de résine époxy. L'épaisseur obtenue est d'environ 0,75 mm. On peut prévoir deux fils de sortie, la liaison collecteur s'effectuant par la platine de kovar, généralement soudée directement sur le circuit imprimé en couche mince. On peut également livrer ces transistors avec trois fils de sortie (fig. 17-13).

La puissance admise par ces dispositifs est limitée à 100 mW pour 25 °C de température ambiante.

Bien entendu, ces présentations ne sont pas les seules existantes, chaque fabricant a mis au point les siennes; celles qui ont été prises en exemple nous paraissent les plus représentatives d'une catégorie déterminée.

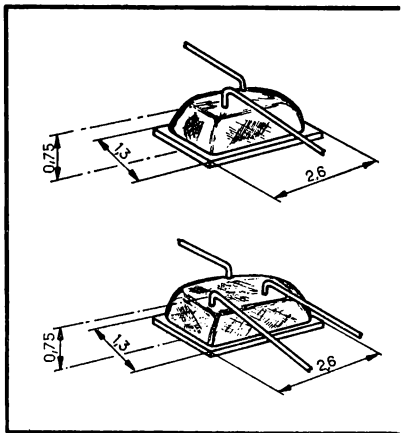
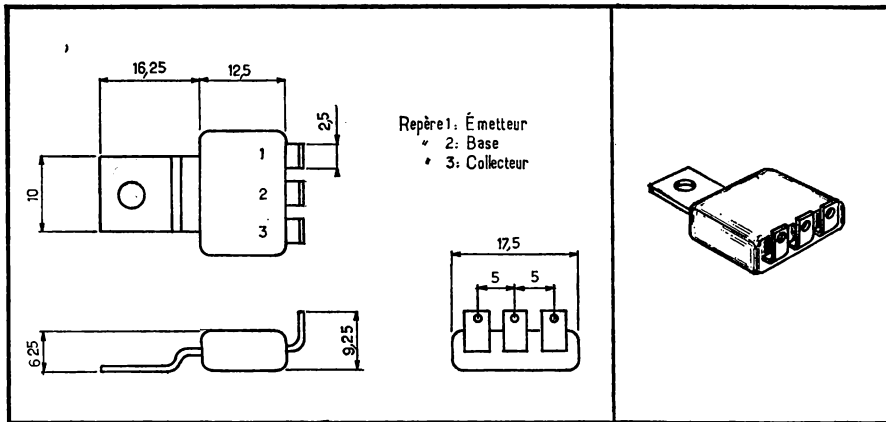


Fig. 17-12 (ci-dessus). — Enrobage pour transistors de puissance (10 W) « Tab-pak » (Texas Instruments). Le collecteur est en contact électrique avec la pièce métallique de montage. Le boîtier est isolant.

Fig. 17-13 (ci-contre). — Transistors SESCO pour circuits à couche mince.

6. - Caractéristiques

Les transistors planar ou planar épitaxiaux au silicium des types *n-p-n* ou *p-n-p* existent dans toutes les grandes catégories et pour tous les usages. On peut vraiment dire que ce procédé de fabrication est universel.

Ces transistors sont présentés sous boîtiers classiques, pour les applications professionnelles et dans les conditions d'utilisation particulièrement sévères.

Ils existent en enrobage époxy pour les séries économiques destinées aux applications grand public et industrielles.

On peut cependant les classer en grandes catégories en fonction de leur fréquence maximale, de leur courant collecteur, de leur tension $V_{CB \max}$ et de leur gain $h_{21 \Sigma}$.

On rencontre donc : les séries basse tension ($V_{CB \max} = 60 \text{ V}$), les séries haute tension ($V_{CB \max} = 120 \text{ V}$), les séries pour petits signaux, les séries haute fréquence (jusqu'à 600 MHz), les séries de puissance (jusqu'à 100 W : 10 A, 100 V) pour l'amplification et en commutation, les séries rapides, ultra-rapides ($t_a + t_s = 10 \text{ ns}$ et $t_s + t_r = 12 \text{ ns}$) et à fort courant.

LES TRANSISTORS

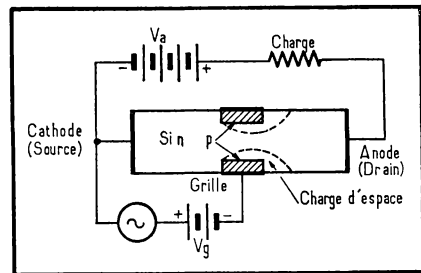
A EFFET DE CHAMP

1. - Le gridistor

C'est un transistor à effet de champ développé par la *Sesco*, sous contrat du C.N.E.T., d'après les brevets originaux de M. Tetzner. C'est un dispositif moderne au silicium fabriqué selon la technique planar épitaxiale passivée. Il est issu du perfectionnement du *Tecnetron* au germanium de 1958.

Son schéma de principe est donné par la figure 18-1.

Fig. 18-1. — Schéma de principe du transistor à effet de champ, le Gridistor.



Un bâtonnet de silicium est dopé n au tirage. On métallise ses deux extrémités, ce sont les sorties cathode et anode. L'anode est polarisée positivement par rapport à la cathode. Le circuit extérieur comprend la charge.

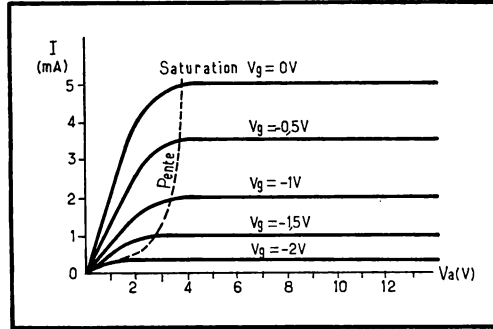
Une diffusion p est effectuée sur une portion de sa longueur et sur sa circonférence. Cette grille est polarisée négativement par rapport à la cathode et comprend le circuit d'entrée.

Ce schéma ressemble étrangement à celui d'un tube électronique, tant en ce qui concerne le montage que les polarités.

Les électrons issus de la source parcourent le bâtonnet de la cathode à l'anode, sous une intensité fonction de la tension de la batterie, de la résistance du bâtonnet et de celle de la charge.

Si on polarise négativement la jonction p , on crée un effet de champ dans le cristal proportionnel à la valeur de la polarisation. Les électrons sont plus ou moins freinés par ce champ. On peut donc moduler le flux électronique selon la modulation du circuit d'entrée.

Fig. 18-2. — Courbes caractéristiques du Gridistor.



Le réseau des caractéristiques I_a - V_a se présente comme celui d'une pentode (fig. 18-2). La courbe $V_g = 0$ comporte deux parties, l'une résistive où le courant augmente linéairement avec la tension, l'autre dite de saturation où le courant n'augmente pratiquement plus avec la tension. La caractéristique de saturation est due au fait qu'il existe une chute de tension dans le bâtonnet qui provoque une autopolarisation de la grille d'autant plus importante que l'on s'approche de l'anode.

Lors de la polarisation de la grille, on observe une caractéristique présentant un courant de saturation plus faible, dû à ce que la tension appliquée sur la grille s'ajoute à celle obtenue par l'autopolarisation.

La *pente* est représentée par les variations du courant anodique pour une variation de la tension grille : $G_m = \Delta I_a / \Delta V_g$. Etant donné que l'accroissement de la charge d'espace n'est pas linéaire en fonction de la tension grille, la pente est maximale au voisinage de la caractéristique $V_g = 0$.

Le *facteur de mérite* est défini par $G_m / 2 \pi \times C_e$.

G_m = pente, C_e = capacité totale.

La *tension de blocage* est la valeur de la tension grille pour laquelle le courant de saturation anodique est minimal et correspond au courant de fuite d'un transistor.

La *résistance interne* est définie par la pente que présente la caractéristique anodique dans la zone de saturation.

La *résistance d'entrée* des transistors à effet de champ est celle d'une jonction semi-conducteur polarisée en inverse (jonction de grille).

Le gridistor, comme tous les transistors à effet de champ, présente une impédance d'entrée élevée et ses caractéristiques de bruit en fonction de la fréquence sont particulièrement intéressantes. Il a une bonne fiabilité et sa tenue aux radiations est meilleure que celle des transistors. Enfin, le courant anodique est affecté d'un coefficient négatif en fonction de la température.

On peut utiliser les transistors à effet de champ dans les applications suivantes :

- Amplificateur à haute impédance d'entrée;
- Amplificateur à faible bruit;
- Commutation;
- Contrôle automatique de gain.

On fabrique des gridistors à pente moyenne et des modèles à pente

élevée. Leurs caractéristiques principales sont :

- Tension de claquage anodique pour $I_g = 1 \mu A$: 20 V;
- Courant de fuite de grille ($V_g = 5 V$, $I_a = 0 mA$) : 0,2 à 10 nA;
- Courant de saturation anodique ($V_g = 0$, $V_a = 10 V$) : 10 à 80 mA;
- Transconductance ($V_a = 10 V$, $V_g = 0$) = 10 000 à 35 000 $\mu mhos$;
- Capacité d'entrée ($V_a = 10 V$, $V_g = 0$) = 15 à 50 pF;
- Capacité de sortie ($V_a = 10 V$, $V_g = 0$) = 5 à 20 pF;
- Tension de blocage ($V_a = 10 V$, $I_g = 1 \mu A$) = 5 à 10 V.

2. - Les semi-conducteurs M.O.S.

C'est un dispositif à effet de champ composé d'un sandwich Métal, Oxyde, Silicium. Certains les appellent M.O.S.T. (*Métal Over Silicon Transistor*), d'autres enfin diélectrons ou statistors.

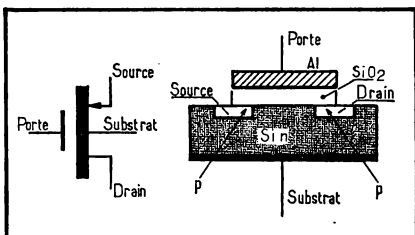
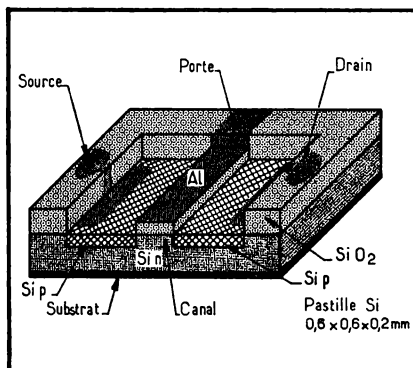


Fig. 18-4. — Fabrication schématique du M.O.S.

Fig. 18-3. — Semi-conducteur M.O.S.



Le principe est toujours le même, il est schématisé sur la figure 18-3. La porte est isolée du circuit par la couche de SiO_2 . La source et le drain sont reliés à une zone p . Ils sont séparés par la pastille dopée n (substrat). L'entrée d'un tel dispositif est donc à très haute impédance, $10^{14} \Omega$ environ.

La réalisation schématique est donnée sur la figure 18-4. Il s'agit d'une fabrication planar. La pastille est en silicium dopé n . Elle est recouverte d'une épaisse couche de silice SiO_2 . Par photogravure on creuse deux rectangles qui sont diffusés par des impuretés p formant les jonctions de source et de drain.

On évapore de l'aluminium sur les zones diffusées pour effectuer les sorties correspondantes. On évapore également de l'aluminium sur la partie centrale, entre les deux jonctions, à un endroit où l'épaisseur de la couche de silice est moins épaisse, au-dessus du silicium n ; c'est la porte.

On fabrique jusqu'à 800 M.O.S. sur une rondelle de silicium de 2,5 cm de diamètre. Les pastilles élémentaires sont découpées. On soude le substrat sur le boîtier et on fixe les trois fils de sortie.

Si on n'applique aucune tension à la porte, le canal au-dessous d'elle est dopé n et on se trouve en présence de deux diodes opposées de structure $p-n-p$ entre source et drain.

S'il existe une d.d.p. entre la source et le drain, aucun courant ne peut s'établir, puisque les deux diodes sont opposées. A ce moment, si la tension appliquée à la porte est suffisamment négative, par rapport à la source, les lacunes vont se grouper dans le canal. Pour une certaine tension, on observe une modification du dopage du canal qui devient p . Il y a établissement d'un courant entre la source et le drain qui dépend des dimensions du canal, de la résistivité du cristal et du potentiel de la porte. C'est donc une résistance variable, contrôlée par le potentiel de la porte. La résistance du cristal faiblement dopé est, au repos, de $10^{10} \Omega$ entre source et drain. Cette résistance diminue rapidement jusqu'à une certaine limite due à la géométrie du dispositif.

La tension de déblocage, environ -4 V , est suffisamment importante pour assurer une insensibilité du circuit au bruit de fond. Le substrat est réuni au pôle positif de l'alimentation de la porte, qui peut être indépendante de celle entre source et drain. La capacité d'entrée est proportionnelle à la surface de la métallisation de la porte.

Ces transistors à effet de champ offrent les avantages suivants :

- Impédance d'entrée très élevée;
- Insensibilité au bruit de fond;
- Faible puissance de commande;
- Très bonne fiabilité;
- Faibles dimensions, boîtier TO5.

On les utilise dans les circuits choppers, les multiplexeurs et les circuits logiques digitaux.

LES TRANSISTORS SPÉCIAUX

1. - Le transistor unijonction

C'est un bâtonnet de germanium ou de silicium dopé n au tirage sur le milieu duquel on réalise une jonction p .

Les deux extrémités du bâtonnet sont métallisées, ce sont les sorties de base B_1 et B_2 . La jonction, ou émetteur, est reliée au circuit d'entrée. La base B_1 est commune et la sortie s'effectue en B_2 (fig. 19-1).

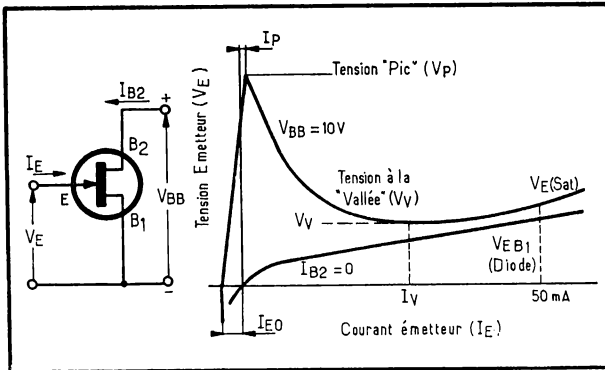


Fig. 19-1. — Transistor unijonction.

Si on applique une d.d.p. entre B_1 et B_2 , un courant I_{B2} prend naissance en fonction de V_{BB} et de la résistance du bâtonnet. On relève une tension entre E et B_1 , car le bâtonnet se comporte comme un diviseur de tension.

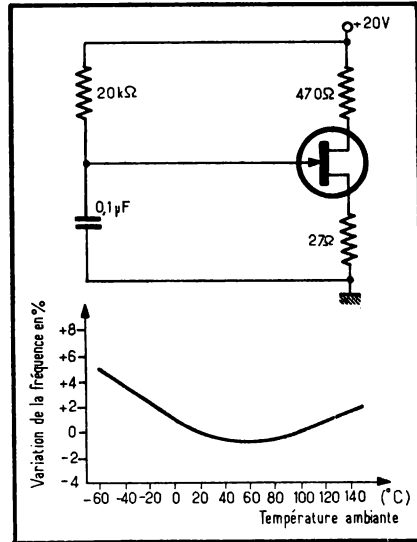
On branche maintenant la source en entrée, un courant I_E prend naissance entre E et B_1 , car la jonction est dans le sens passant, sa résistance diminue. V_E est d'autant plus faible que I_E est plus important; la diode possède donc une résistance négative d'entrée.

Les courbes de la figure 19-1 montrent ce fonctionnement. En ordonnées, on porte la tension émetteur (V_E). Au repos elle est maximale, et comme le circuit d'entrée est ouvert, I_E est nul (tension « pic » V_P). Puis on ferme le circuit d'entrée sur la source, le courant I_E prend naissance, il est fonction

de la résistance interne de la source. La naissance de ce courant perturbe le diviseur de tension $B_1 B_2$ et la tension V_E diminue jusqu'à une certaine valeur (tension de vallée V_v).

Entre la tension de pic et la tension de vallée, la résistance interne d'entrée est donc négative, elle peut servir à commander des multivibrateurs ou des circuits bistables.

Fig. 19-2. — Exemple de circuit relaxateur et de sa stabilité de fréquence ($F \approx 1\text{kHz}$).



Puis la tension émetteur augmente avec le courant émetteur, c'est la saturation de la jonction ($V_{E \text{ sat}}$).

La seconde courbe donne la variation de la tension $V_{E B_1}$ en fonction de I_E pour $I_{B_2} = 0$.

La chute de tension directe dans la diode émetteur-base 1 (V_D) est fortement influencée par la température. Il en résulte que la principale cause de la variation de la tension de pic en fonction de la température provient de la chute de tension directe dans la diode. Or, c'est la valeur de la tension de pic qui sert au déclenchement des circuits à commander. C'est pourquoi on doit prendre des précautions pour éviter une trop grande variation de la tension de pic en fonction de la température. On ajoute généralement une résistance de valeur appropriée en série dans chacune des bases B_1 et B_2 .

La figure 19-2 donne un exemple d'un circuit relaxateur et de sa stabilité en fréquence en fonction de la température.

2. - Le transistor bidirectionnel

C'est un transistor dans lequel les jonctions d'émetteur et de collecteur ont la même surface et les mêmes caractéristiques. Le transistor est donc réversible et peut être utilisé indifféremment dans chaque sens.

Il peut donc conduire le courant dans les deux sens en fonction des tensions qui lui sont appliquées. Ce sont deux diodes semblables en opposition.

Généralement il s'agit d'un transistor par alliage; c'est, en effet, la technique qui se prête le mieux à cette réalisation.

C'est un interrupteur double ou un commutateur bidirectionnel. Il trouve une application dans le redressement d'un signal pour un amplificateur à courant continu, l'alimentation des relais en courant alternatif, les générateurs de signaux composites, les intégrateurs, les redresseurs sensibles à la phase, etc.

3. - Les "choppers" ou découpeurs

Un chopper ou découpeur est un commutateur idéal qui transfère intégralement et fidèlement le signal d'entrée sur la charge. Dans son principe, c'est donc un véritable relais ou vibreur.

Un chopper est un transistor utilisé pour découper un signal continu provenant d'un capteur et le transformer en signal alternatif qui peut être amplifié par des amplificateurs classiques, sans avoir à employer des amplificateurs à courant continu dont les défauts de dérive, en particulier, sont bien connus.

Les choppers à l'origine étaient électromécaniques, c'est-à-dire des vibreurs; ils sont avantageusement remplacés par les transistors prévus spécialement pour cet usage.

En tant que commutateur idéal, le chopper est alternativement bloqué ou conducteur. Dans l'état bloqué, son courant de fuite doit être aussi faible que possible, et dans l'état conducteur, sa résistance directe doit être aussi petite que possible. On peut dire qu'un chopper doit être un isolateur parfait quand il est bloqué et un conducteur parfait quand il conduit. En outre, il ne doit injecter dans le circuit ni tension, ni courant. Il est rendu alternativement bloqué et conducteur à l'aide d'un signal de commande alternatif.

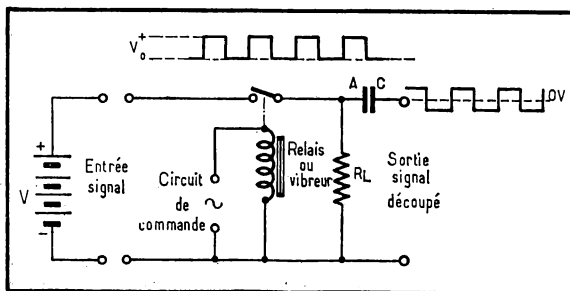


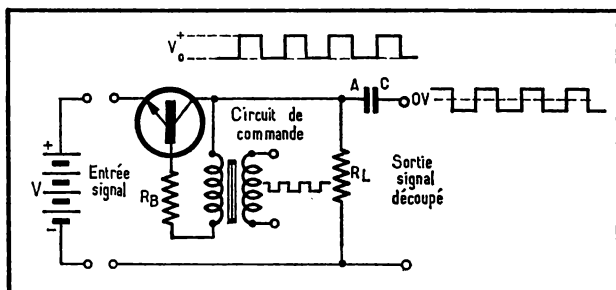
Fig. 19-3. — Chopper électromécanique.

La figure 19-3 montre le schéma d'un chopper électromécanique. Si une oscillation de fréquence fixe est appliquée à la bobine du relais, les contacts vont s'ouvrir et se fermer à cette fréquence. Le signal d'entrée reçu par le capteur est découpé en signaux carrés dont la fréquence est celle du signal de commande et le niveau égal à celui du signal d'entrée. Le condensateur C a pour but d'empêcher la circulation du courant continu d'entrée dans le circuit de sortie.

La figure 19-4 donne la transposition du circuit électromécanique pour l'utilisation d'un transistor. Il faut tout d'abord remarquer que le transistor est branché en connexions inversées, ce qui améliore le fonctionnement en réduisant les courants de fuite et le niveau du bruit. Le signal continu d'entrée provenant du capteur est représenté par la batterie V , il est appliqué entre l'émetteur et le collecteur ou, si l'on veut, aux bornes de la charge R_L lorsque le transistor est conducteur.

Le signal de commande, sinusoïdal ou carré, est appliqué entre le collecteur et la base du chopper, le rendant alternativement conducteur et bloqué. On recueille aux bornes de la charge un signal qui a la fréquence et la forme du signal de contrôle et le niveau du signal d'entrée.

Fig. 19-4. — Chopper électronique.



Si un signal $+V$ est appliqué à l'entrée et si la base du transistor $n-p-n$ est positive, par rapport au collecteur, le transistor conduit et la résistance R_L est traversée par un courant qui produit une chute de tension égale à $+V$.

Lorsque la base devient négative, par rapport au collecteur, le transistor se bloque et aucun courant ne circule dans R_L , et la tension au point A tombe à zéro.

Malheureusement un chopper à transistor n'est pas un interrupteur parfait. Lorsque le transistor conduit, il existe une faible tension entre le collecteur et l'émetteur, appelée « tension d'off-set », et une résistance de conduction R_{EO} qui sont en série dans le circuit et donc produisent une chute de tension qui influence le signal d'entrée.

Quand le transistor est bloqué, il existe toujours un courant de fuite appelé « courant d'off-set » qui circule entre l'émetteur et le collecteur, produisant une chute de tension dans R_L . Ainsi, la tension au point A ne retombe pas exactement à zéro.

La capacité C isole la sortie de l'entrée et déplace le niveau du signal au-dessus et au-dessous du niveau zéro.

Le signal de sortie est sinusoïdal ou carré de même fréquence que le signal de commande et de même tension de crête que celle du signal d'entrée. Ce signal alternatif peut alors être amplifié d'une façon classique et reconverti en signal continu par redressement.

Le signal minimal qui peut être détecté à l'entrée par un chopper à bas niveau, dépend de la résistance de conduction R_{EO} , de la résistance de fuite r_o , de la tension et du courant d'off-set.

La tension d'off-set est fonction du gain en courant, de la température et surtout du courant de base; elle a une valeur comprise entre 250 et 500 μV . Sa variation en fonction de la température est de l'ordre de 1 $\mu V/^{\circ}C$. On compense la tension d'off-set pour la température de fonctionnement normale, de façon à ne pas introduire une erreur sur l'amplitude du signal carré de sortie.

La résistance de conduction (R_{EO}) dépend assez largement du courant de base. En le réglant normalement, R_{EO} est inférieure à 30 Ω .

Le courant d'off-set (I_o), ou courant inverse du transistor bloqué, est très réduit avec les transistors au silicium, il est de l'ordre du nA. C'est-à-dire que sa résistance de fuite (r_o) est élevée. Elle diminue lorsque la température augmente. Elle est de l'ordre de plusieurs $M\Omega$ pour le transistor polarisé en inverse. Si on utilisait des transistors au germanium on ne pourrait dépasser 100 k Ω .

Le fonctionnement en commutation d'un transistor donne naissance à des pointes transitoires qui affectent la tension de collecteur (fig. 19-5).

Dans un transistor *n-p-n*, la tension émetteur-collecteur montre une pointe négative quand l'interrupteur est ouvert et une pointe positive quand il est fermé. Ces transitoires sont peu importants pour les signaux à haut niveau, mais ils risquent d'introduire une erreur à la sortie pour les signaux à faible niveau. Les capacités de jonction ont une importance sur l'amplitude des transitoires, c'est pourquoi on prévoit des transistors ayant une fréquence de coupure élevée, donc de faibles capacités de jonction. La durée des transitoires limite la fréquence maximale de commande à environ 10 kHz.

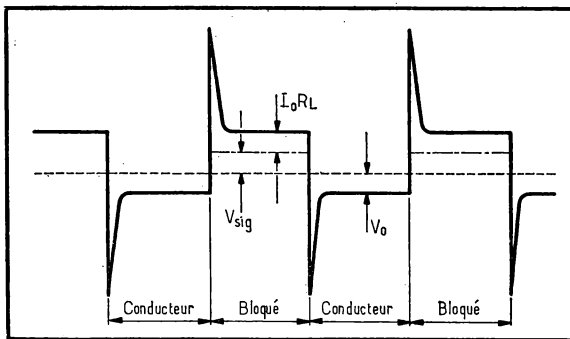
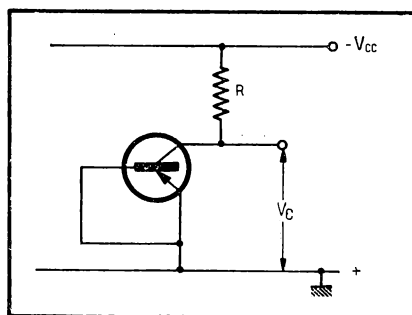


Fig. 19-5. — Transitoires de commutation.

Fig. 19-6. — Transistor monté en oscillateur à relaxation. Il constitue ainsi un dipôle à résistance négative.



On voit, d'après ses caractéristiques, que c'est un transistor au silicium de technique planar qui convient le mieux.

Les transistors choppers sont utilisés avec tous les capteurs donnant un signal faible, continu, proportionnel à la grandeur à mesurer : thermocouples, sonde à résistance, jauges de contrainte, thermistances, cellules photo-électriques, potentiomètres, etc.

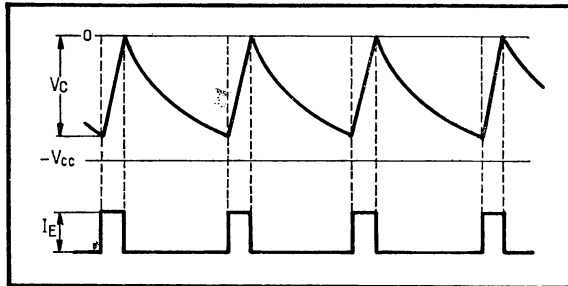
4. - Les transistors en avalanche pour commutation rapide

On a découvert par hasard qu'un transistor placé dans certaines conditions produit une oscillation de relaxation rapide. Il a été établi que la grande vitesse de commutation est due, en partie, à une multiplication des porteurs par avalanche et en partie à un phénomène de percement réversible.

Le transistor au germanium fabriqué par alliage et diffusion est monté selon la figure 19-6, la base et l'émetteur reliés ensemble à la masse.

Dans ces conditions, au-dessus d'une certaine valeur critique de la tension d'alimentation V_{CC} une oscillation de relaxation prend naissance. Les formes d'onde de la tension du collecteur et du courant de l'émetteur sont semblables à celles d'un tube à décharge dans un gaz (fig. 19-7). La capacité

Fig. 19-7. — Formes d'onde de la tension collecteur et du courant d'émetteur du montage de la figure 19-6.



du collecteur se charge à partir de la tension d'alimentation V_{CC} , à travers la résistance de charge R . Le court-circuit, entre l'émetteur et la base, maintient le transistor à l'état bloqué jusqu'à une certaine valeur de la tension du collecteur où le transistor devient conducteur. La capacité se décharge alors à travers le transistor. Il se bloque de nouveau et le cycle recommence. Un transistor normal H.F. au germanium dont la fréquence de coupure en base commune est de 8 MHz donne dans ces conditions un temps de montée inférieur à 10 ns. L'amplitude de la tension collecteur est approximativement égale à la tension d'alimentation (20 V) et l'amplitude de l'impulsion de courant émetteur est de 50 mA environ. La période d'oscillation est de 0,1 μ s. La vitesse de fonctionnement est donc dix fois plus élevée que celle que l'on peut obtenir par l'utilisation normale du même transistor en montage classique.

Le transistor, devant fonctionner en avalanche pour commutation rapide, doit avoir une base mince et une résistivité assez élevée du cristal. Il est utilisé pour produire des oscillations de relaxation rapides, en particulier pour l'échantillonnage par impulsions à grande vitesse des relevés d'oscilloscopes.

LE REDRESSEUR CONTROLÉ OU THYRISTOR

1. - Fabrication du thyristor

Le thyristor est un dispositif à semi-conducteur comportant trois jonctions, donc quatre zones alternativement *p* et *n*. Sur la zone *p* centrale, on monte une électrode de commande, ou « gâchette ». Ce sont deux transistors complémentaires imbriqués dont la jonction collecteur centrale est commune.

On part d'une rondelle de silicium dopée *n* au tirage. On diffuse une zone *p* au gallium sur ses deux faces, avec une profondeur de l'ordre de 50 μm , soit beaucoup plus que pour les transistors. On découpe la rondelle en pastilles de dimensions en rapport avec la puissance du dispositif à construire.

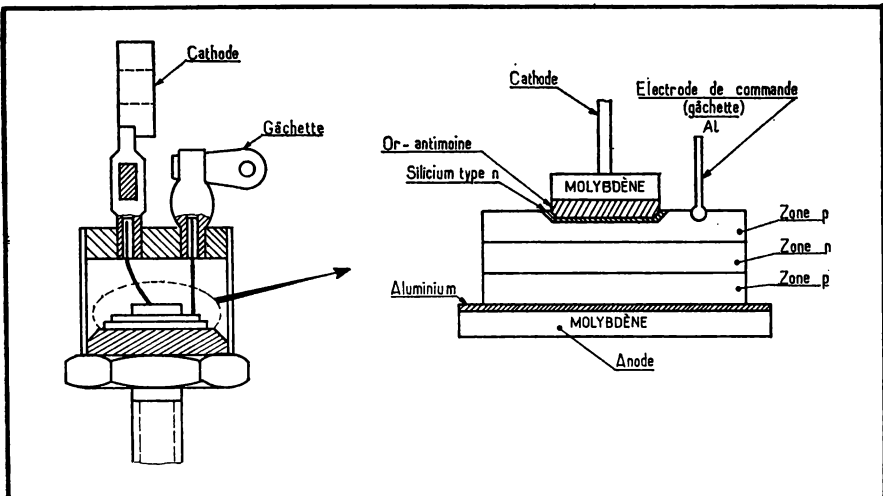
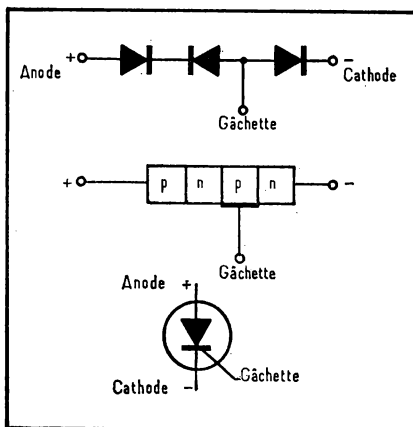


Fig. 20-1. — Fabrication schématique d'un thyristor.

La quatrième zone n est obtenue par alliage d'une mince feuille d'or-antimoine. Enfin, on effectue un contact ohmique sur la zone p interne, au moyen d'un fil d'aluminium qui constitue l'électrode de commande (fig. 20-1).

Les contacts d'anode et de cathode sont réalisés au moyen de disques en molybdène, selon la technique classique des diodes et des transistors de puissance.

Fig. 20-2. — Représentation schématique d'un thyristor.



Après attaque chimique des jonctions, la pastille est soudée sur l'embase d'un boîtier de diode de puissance. La partie supérieure comporte deux traversées isolantes, la première pour la cathode et la seconde pour l'électrode de commande ou gâchette. L'ensemble est monté sur un radiateur extérieur.

2. - Fonctionnement du thyristor

Lorsque la tension anodique est négative, le *thyristor* est polarisé en inverse et bloqué, comme tout redresseur classique. Si la tension anodique est positive, le thyristor reste toujours bloqué, par suite de la présence de la jonction centrale polarisée en inverse (fig. 20-2).

Pour rendre le dispositif conducteur, il suffit d'appliquer une impulsion positive, d'amplitude convenable, à la gâchette. Le thyristor s'amorce comme un thyatron. Dès que l'amorçage s'est produit, le courant anodique n'est plus influencé par le courant de gâchette. Aussi, pour faire revenir le thyristor à l'état bloqué, il est nécessaire de réduire le courant anodique au-dessous d'une certaine valeur critique. Par exemple : un thyristor de 15 A nécessite un courant d'entretien minimal de 20 mA, au-dessous il se bloque.

A l'état non conducteur, et sans signal de commande appliqué sur la gâchette, le thyristor peut tolérer sur l'anode, sans risque d'amorçage, une tension crête de forte valeur positive ou négative (25 V à 800 V selon les modèles).

Par comparaison avec les thyatrons, le thyristor a des dimensions plus réduites à puissance égale, une plus grande stabilité mécanique et de plus faibles pertes d'énergie à la conduction. Il se prête, par ailleurs, à de grandes vitesses de commutation, à des conditions de fonctionnement indépendantes des temps d'attente et d'emmagasinement. En outre, le temps de préchauffage est supprimé, ce qui permet d'obtenir des mises en service immédiates.

Le thyristor peut être utilisé, soit comme redresseur simple, soit comme interrupteur, soit encore comme amplificateur, car il peut commander des

fortes puissances avec un signal de déclenchement d'une puissance minimale : 0,1 à 1 W.

On envisage, également, de réaliser le balayage horizontal des téléviseurs transistorisés avec un thyristor comme générateur de tension en dent de scie.

3. - Caractéristiques du thyristor

La courbe caractéristique du thyristor est donnée sur la figure 20-3. On peut définir quatre régions, en l'absence de courant de commande :

- 1 : région à fortes impédance et condition de blocage de la structure *p-n-p-n*, car la jonction centrale est polarisée en inverse;
- 2 : en augmentant la tension directe on atteint la tension d'avalanche de la jonction centrale, c'est la tension de retournement;
- 3 : région à caractéristique négative, non observable à l'oscilloscope;
- 4 : région de faible impédance, c'est la région de conduction directe.

Si on applique sur la gâchette un courant de commande, on déplace vers la gauche la tension de rupture V_d (5).

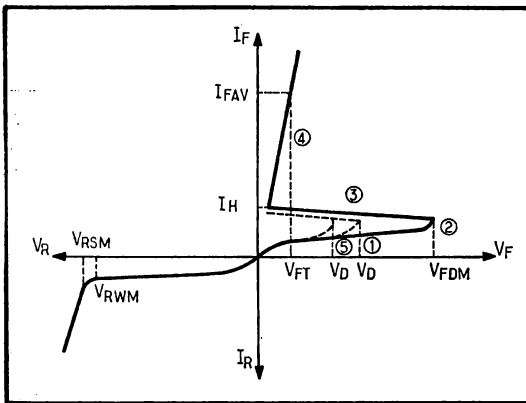


Fig. 20-3. — Caractéristique du thyristor

Il y a lieu de définir les principaux symboles utilisés.

Courant direct moyen I_{FAV} : c'est la valeur moyenne des valeurs instantanées prises par le courant direct anode-cathode du thyristor, dans un intervalle de temps donné.

Courant direct récurrent I_{FPM} : c'est la valeur maximale du courant de pointe récurrent se superposant au courant direct anode-cathode du thyristor.

Courant de pointe accidentel I_{FSM} : c'est la valeur maximale d'un courant accidentel, donc non récurrent.

Courant de gâchette I_{GFS} : c'est la valeur instantanée maximale du courant de pointe dans le circuit de commande.

Tension inverse récurrente V_{RWM} : c'est la valeur maximale de la tension inverse périodique entre anode et cathode.

Tension de pointe inverse récurrente V_{RPM} : c'est la valeur maximale de la tension inverse des pointes récurrentes, c'est la valeur maximale de crête.

Tension inverse transitoire ou accidentelle V_{RSM} : c'est la valeur limite de la tension inverse dont l'application doit être de courte durée et présenter un caractère aléatoire.

Tension directe de retournement V_{FDM} : c'est la valeur maximale qui peut être appliquée entre anode et cathode sans risque de déclenchement lorsque la gâchette n'est pas reliée extérieurement.

Puissance totale dissipée P_{TOT} : c'est la puissance totale, dissipée dans le thyristor, qui contribue à l'élévation de température de la jonction. Elle tient compte de tous les courants dans les électrodes du thyristor.

Puissance moyenne dissipable de gâchette P_{GAV} : c'est la puissance moyenne dissipée dans la jonction centrale, elle est spécifiée dans les caractéristiques.

Puissance de crête de gâchette P_{GFS} : c'est la puissance maximale dissipée dans la jonction, en cas d'un signal d'amorçage non continu.

Temps d'intégration t_{int} : l'échauffement de la jonction est proportionnel à la puissance dissipée et au temps. En conséquence, le temps d'intégration définit l'intervalle de temps maximal sur lequel doit porter le calcul de la valeur moyenne de la puissance dissipée. Il est fixé à 20 ms.

L'amorçage d'un thyristor peut s'effectuer en continu, en alternatif ou par impulsions.

C'est l'amorçage par impulsions qui est le plus employé, car il permet d'obtenir une précision plus grande de l'instant d'amorçage et une dissipation moindre dans la jonction. Des impulsions de plus de 6 μs sont à recommander.

Le temps d'établissement du courant anodique, après l'amorçage, est d'environ 3 μs , c'est le temps de mise en conduction ou « turn-on ».

Le désamorçage d'un thyristor a lieu dès que le courant direct anode-cathode devient inférieur au courant de maintien I_H . Il existe plusieurs modes d'extinction suivant que l'anode du thyristor est alimentée en alternatif ou en continu.

L'extinction en courant alternatif est le mode le plus usuel. En effet, dès le premier passage à zéro du courant direct, le thyristor se désamorce de lui-même.

Dans le cas d'une alimentation d'anode en courant continu, l'extinction est plus délicate, elle nécessite des procédés de relaxation. Quelquefois, on utilise un deuxième thyristor qui commande l'extinction du premier.

A l'état bloqué, la tension anodique ne doit pas être réappliquée avant un certain délai qui suit le désamorçage du thyristor, sinon celui-ci risquerait de se réamorcer aussitôt. Il est nécessaire, en effet, de laisser le temps aux porteurs de charge de se recombiner. De même l'accroissement de la tension anodique ne doit pas être trop rapide, sinon il en résulterait un courant capacitif qui pourrait faire basculer à nouveau le thyristor.

Par suite, lorsque l'anode d'un thyristor est alimentée par une tension continue, il est nécessaire, si on désire l'éteindre, de le maintenir dans l'état de non-conduction pendant au moins 15 μs . C'est le rôle des capacités de soufflage ou de commutation. La constante de temps RC doit être calculée en conséquence.

La température maximale de jonction admissible limite les possibilités d'un thyristor. Elle peut être de 125 ou de 150 °C.

L'énergie électrique dissipée en chaleur dans les jonctions ne représente qu'une infime partie de la puissance mise en jeu dans le circuit, par suite de la faible résistance directe du dispositif. C'est la température ambiante qui bien souvent limite la puissance du thyristor. Il faut donc prévoir un radiateur efficace.

Dans les catalogues des constructeurs il existe plusieurs catégories de thyristors :

— **Les modèles à faible puissance** : 1 à 2 A, de 25 à 400 V, puissance de commande 10 mW en boîtier TO5;

- Les modèles à moyenne puissance : 5 à 40 A, de 25 à 800 V, puissance de commande 100 à 500 mW en boîtier TO48 ou similaires;
- Les modèles à grande puissance : jusqu'à 200 A et 500 V, puissance de commande 0,5 à 1 W en boîtiers spéciaux.

4. - Thyristor TRIAC

La SESCO a mis sur le marché le dispositif TRIAC qui n'est autre que deux thyristors opposés, commandés par une seule gâchette et placés dans le même boîtier.

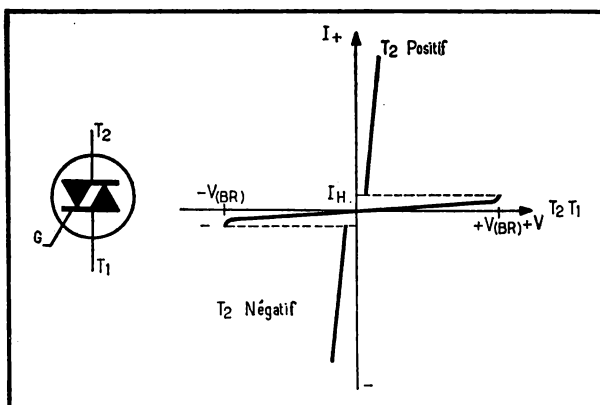
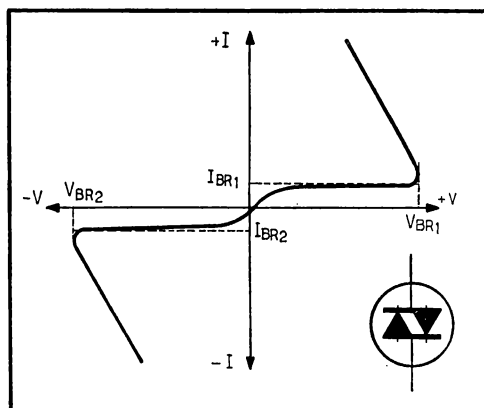


Fig. 20-4. — Caractéristique théorique du TRIAC.

Fig. 20-5. — Caractéristique théorique du DIAC.



Le TRIAC (triode courant alternatif : TRI-AC) offre la possibilité de conduction bidirectionnelle par une gâchette unique, il permet la suppression du transformateur d'impulsion nécessaire dans les circuits conventionnels à thyristors, il est autoprotégé contre les surtensions transitoires dans la plupart des applications, enfin il permet une réduction du nombre des composants dans les circuits.

La caractéristique théorique du TRIAC est donnée sur la figure 20-4. On retrouve bien deux caractéristiques de thyristors opposés.

Ils sont rendus conducteurs entre T_1 et T_2 , dans le sens de la tension présente, par un courant de commande positif ou négatif appliqué à la gâchette. Le circuit de commande est établi entre G et T_1 .

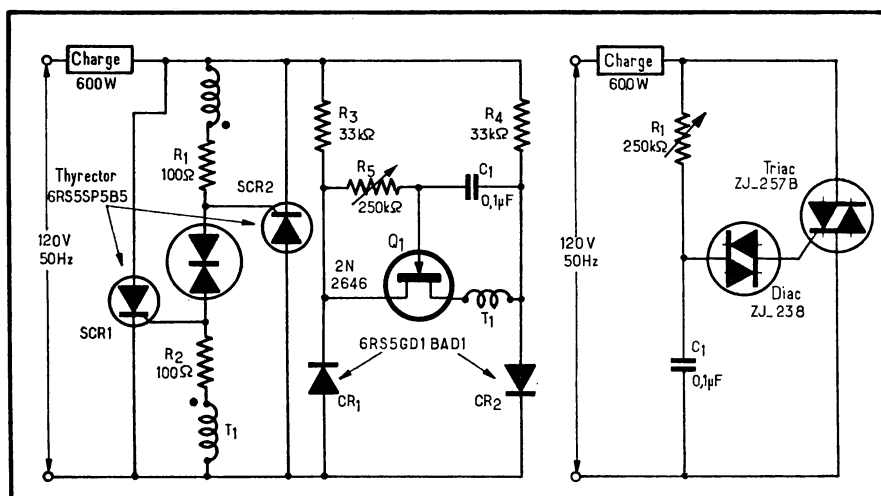


Fig. 20-6. — Exemple de simplification d'un circuit de base, utilisant des DIAC et des TRIAC par rapport au circuit à thyristors (Sesco).

C'est une diode double, appelée DIAC, qui fournit, à la gâchette du TRIAC, les impulsions positives ou négatives nécessaires à son fonctionnement.

Les deux diodes sont montées tête-bêche dans le même boîtier. L'ensemble devient conducteur lorsque la tension appliquée excède le seuil de déclenchement. Il présente ensuite une caractéristique à pente négative (fig. 20-5). Sa tension d'amorçage V_{BR1} et V_{BR2} est comprise entre 28 et 42 V. Il délivre une tension de sortie de ± 3 V, sous un courant de crête de 2 A. Son courant d'amorçage est de $200 \mu\text{A}$. Dans un circuit alternatif, il évite donc le redresseur, le circuit d'écrêtage et se substitue au transistor unijonction pour fournir l'impulsion nécessaire au thyristor ou au TRIAC.

La figure 20-6 montre la comparaison entre les deux circuits de base, l'un avec des thyristors, le second avec un TRIAC attaqué par une DIAC. On voit la simplification importante apportée au circuit.

LES MICROCIRCUITS

1. - Généralités

Depuis sa création l'industrie de l'électronique cherche à réduire le volume et le poids de ses appareils en étudiant des circuits nouveaux et aussi en miniaturisant les composants.

La mise au point des dispositifs à semi-conducteur a fait progresser d'une façon spectaculaire cette diminution de volume des appareils, mais surtout elle a ouvert la voie à des recherches qui n'en sont qu'à leur début.

Dès l'apparition des diodes et des transistors et par suite de la généralisation des circuits imprimés, on a pu présenter des blocs de faibles dimensions contenant des composants classiques. On classe les circuits en nombre de composants qui peuvent être groupés sous un même volume. On choisit souvent le décimètre cube. Ces blocs enrobés de plastique peuvent contenir environ 100 composants par décimètre cube.

Puis on a cherché à réaliser des circuits à partir de composants de forme géométrique imposée, souvent déposés sur un support de céramique mince. C'est le premier essai sérieux de miniaturisation. Les micromodules atteignent presque 10^4 composants par décimètre cube.

Les microcircuits évaporés sur film mince en verre, sur lesquels on ajoute les pastilles de silicium contenant les transistors et les diodes sans capot, ont permis de faire un nouveau pas dans cette voie. On pense atteindre 10^6 à 10^8 composants par décimètre cube.

Enfin, la technique planar permet de réaliser, non seulement des diodes et des transistors, mais aussi des résistances et des condensateurs dans le même monocristal de silicium. Ces diffusions successives forment un certain nombre d'hétérogénéités qui présentent des constantes réparties, souvent variables avec la tension. Il n'y a plus de composants identifiables et la pastille constitue un circuit complet. Cette technique en pleine évolution permettra d'atteindre 10^8 et 10^{12} éléments par décimètre cube.

Les microcircuits offrent donc une réduction de volume et de poids importante, mais aussi une amélioration de la fiabilité, une possibilité de fabrication en grande série, avec des dispersions faibles, et enfin un abaissement du prix de revient, lorsque la technique de fabrication est rodée et que les séries sont suffisantes.

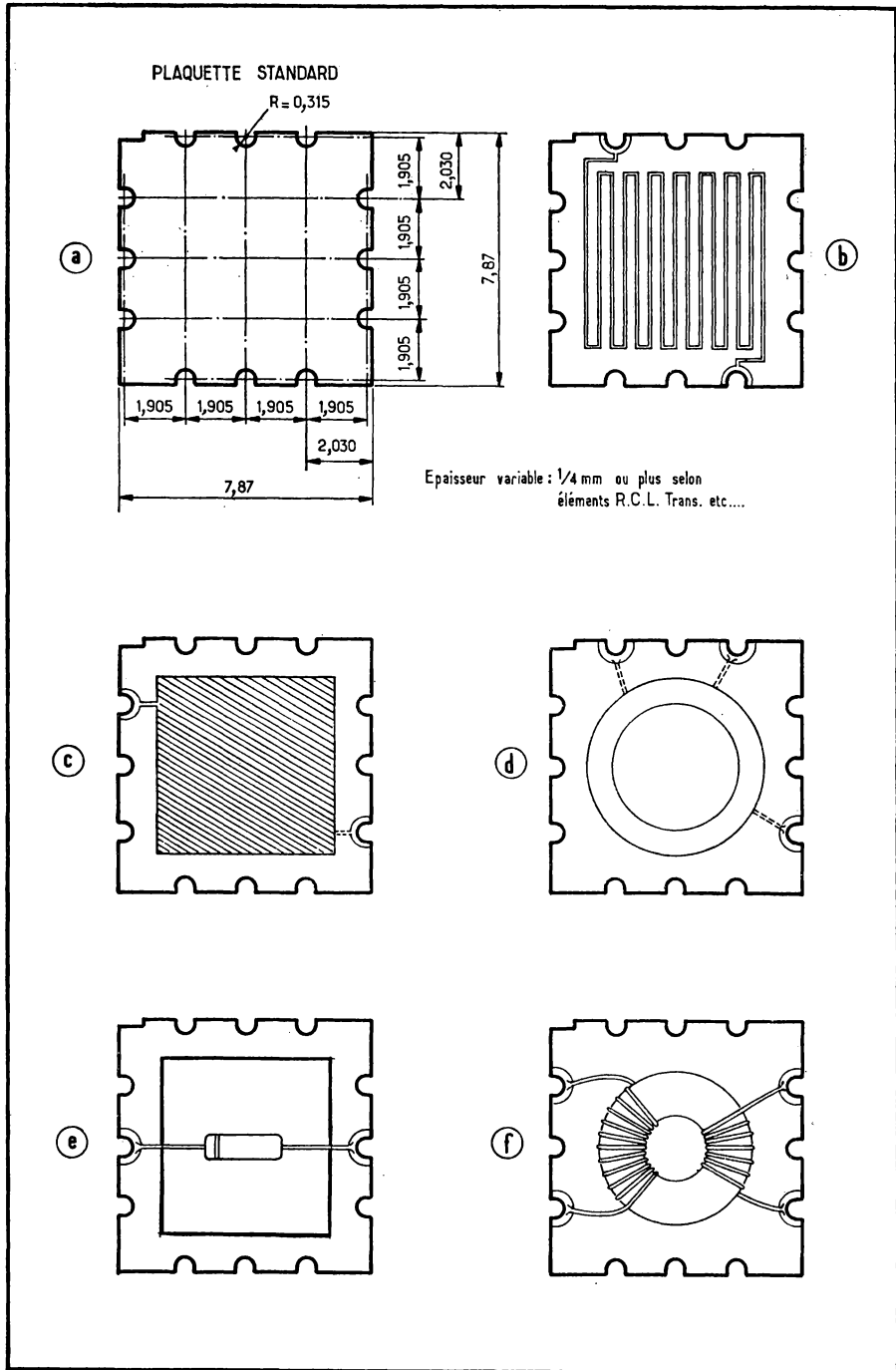


Fig. 21. — Les différentes plaquettes constituant un micromodule : a) plaquette standard, b) résistance, c) condensateur, d) transistor, e) diode, f) tore bobiné.

Cependant, plus le volume d'un circuit diminue, plus le problème du refroidissement devient délicat et plus on est limité en puissance. D'autre part, les connexions entre les éléments du circuit deviennent difficiles à réaliser. Il faut étudier et modifier le schéma jusqu'à ce qu'un microcircuit se traduise finalement par un quadripôle. Enfin, il est difficile de déposer, ainsi, des inductances et encore plus difficile de les régler.

Nous n'étudierons pas les blocs sous plastique contenant des composants classiques qui sortent du cadre de ce chapitre. Nous commencerons par les micromodules qui présentent des particularités de fabrication intéressantes, puis nous décrirons les circuits sur film mince. Le chapitre suivant sera entièrement consacré aux circuits monolithiques qui sont déjà fort complexes et riches d'avenir.

2. - Les micromodules

En 1958, le *Signal Corps* américain a confié à *R.C.A.* un programme d'étude pour le développement des micromodules. En France, c'est la *C.S.F.* qui a été chargée de cette étude par le *S.E.F.T.*

Un micromodule se compose de plaquettes de céramique de dimensions standard qui reçoivent les composants. En empilant plusieurs plaquettes on obtient un circuit complet. Les connexions sont assurées par des fils soudés dans les encoches de la plaquette et aboutissant à un connecteur.

Les dimensions de la plaquette sont données par la figure 21-1. Elle mesure $7,87 \times 7,87$ mm, son épaisseur est variable selon les éléments qu'elle supporte, le plus souvent 0,25 mm. Le connecteur de base a 12 mm de côté, il peut être soudé sur un circuit imprimé.

Selon le composant qu'elle est appelée à recevoir, la plaquette n'est pas fabriquée en même matière. Il existe des céramiques à faible constante diélectrique, d'autres servant à la constitution de condensateurs ont une constante diélectrique élevée, d'autres sont en alumine pour mieux dissiper les calories produites par un transistor ou par une résistance. Il faut tenir compte également de la rigidité diélectrique, la conductibilité thermique, la résistance mécanique, le degré de poli admissible et la constance du retrait après cuisson.

Certaines plaquettes sont évidées au centre et sont, en réalité, des cadres, pouvant recevoir des composants normaux de petites dimensions, sans augmenter par trop l'épaisseur de l'empilage.

RESISTANCES

Les résistances sont déposées sur la céramique par évaporation sous vide de nickel-chrome, à travers un écran de soie.

On peut déposer une ou deux résistances par plaquette. Leur valeur s'étend de 100 Ω à 100 k Ω ; puissance : 0,1 W; coefficient de température : $200 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$; tolérance : ± 5 %; type haute stabilité.

CONDENSATEURS

Ils sont obtenus en métallisant sous vide les deux faces d'une plaquette en céramique de constante diélectrique convenable. Pour les valeurs importantes, on réalise des condensateurs multicouches. Les électrodes sont généralement en argent.

Caractéristiques des condensateurs.

Condensateurs céramique du groupe I : tension de service : 25 V ; capacité : entre 0 et 1600 pF ; tolérance : $\pm 10 \%$; angle de perte : $10 \cdot 10^{-4}$; coefficient de température : entre $+100$ et $-700 \cdot 10^{-4} / ^\circ\text{C}$.

Condensateurs céramique du groupe II : tension de service : 25 V ; capacité : jusqu'à 5000 pF ; tolérance : $\pm 30 \%$.

Condensateurs au tantale sec : tension de service maximale : 35 V ; charge : 50 à 100 μC ; angle de perte : inférieur ou égal à 6 % ; présentation sous boîtier miniature soudé aux bornes d'un cadre.

Condensateurs ajustables : jusqu'à 30 pF.

INDUCTANCES

Elles ne peuvent être imprimées sur céramique que pour les très faibles valeurs de self-induction. Le plus souvent elles sont constituées par un tore de ferrite, sur lequel on bobine du fil émaillé de 0,06 mm. On obtient ainsi des inductances de 0,3 à 1500 μH .

CRISTAUX

Des quartz taillés jusqu'à 70 MHz peuvent être montés sur une plaquette.

DIODES

Les diodes à pointe ou à microjonction restent en présentation normale, elles sont soudées aux bornes d'un cadre de céramique. Les diodes plus puissantes sont montées directement sur une plaquette en alumine, afin d'obtenir une résistance thermique plus faible qu'avec la céramique. Le capot miniature est soudé sur l'alumine ; les fils de connexion sortent par deux trous sur l'autre face de la plaquette.

TRANSISTORS

Leur présentation est identique à celle des diodes de puissance ; trois trous sont prévus pour leurs sorties. Leur capot doit avoir au plus 5 mm de diamètre et être le moins haut possible. Cette présentation ne pose pas de problème pour les transistors de faible puissance, par contre elle limite la puissance maximale admissible dans les micromodules.

Chaque plaquette, une fois terminée, est protégée et isolée par un vernis au silicone. Bien entendu le vernis n'est pas appliqué dans les encoches métallisées qui vont recevoir les connexions. Ainsi, on peut empiler les unes sur les autres les diverses plaquettes formant le montage sans risque de court-circuit.

Généralement, on place le transistor en haut de la pile, puis, en dessous, les plaquettes contenant les composants. Les douze fils sont placés dans les encoches correspondantes et soudés au trempé dans un bain de soudure. Les plaquettes supportant les pièces ayant une certaine épaisseur, comme les tores par exemple, ne peuvent être appliquées contre les plaquettes voisines. Il se produit donc des espaces vides. L'ensemble est enrobé avec une résine thermodurcissable qui protège le circuit contre l'action des agents atmosphériques. On obtient donc un bloc de 10 mm de côté et d'une hauteur variable en fonction de la complexité de l'étage, ayant à sa base douze fils de sortie. Le module moyen d'une dizaine de composants occupe un volume de 1 cm^3 .

Pour constituer un appareil, on place ces blocs côte à côte sur un circuit imprimé qui lui-même est enfiché dans un connecteur.

Il faut signaler que la disposition parallèle des douze fils de sortie sur une longueur de l'ordre du centimètre, limite la fréquence admissible à 70 MHz pour les étages haute fréquence en modules.

Un petit bloc, à la température ambiante, peut dissiper environ 0,5 W, ce qui est généralement suffisant. Il peut fonctionner jusqu'à 85 °C d'ambiance. Il tient bien aux chocs, aux vibrations et aux accélérations. L'étanchéité du revêtement garantit la tenue à haute altitude et en atmosphère humide.

La première réalisation de la technique des micromodules a été faite par R.C.A. pour le *Signal Corps* (U.S.A.). C'est un émetteur-récepteur adapté au casque du fantassin, fonctionnant dans la gamme des 50 MHz, avec une puissance de 150 mW. Il comporte vingt blocs, sur trois circuits imprimés.

Un calculateur « Micropac » (réalisé depuis) contient 2000 micromodules. D'autres applications ont été faites, telles que : tables de guidage par inertie, matériel aéronautique de bord, matériel pour fusées, etc.

D'autres sociétés ont étudié pour leur compte des micromodules de même principe, mais parfois assez différents de réalisation.

Siemens propose une plaquette hexagonale de 10,5 mm de largeur avec 12 encoches et une surface utile pour les composants de 52 mm², contre 25 mm² pour le micromodule R.C.A. (fig. 21-2). *I.B.M.* fabrique pour ses calculateurs des micromodules de 11 mm de côté, avec 12 broches de connexions, cependant l'ensemble du circuit est placé sur une seule plaquette.

La plaquette est en céramique. Par sérigraphie, on dépose une pâte à l'argent pour former les conducteurs. Les pièces sont cuites au four à 800 °C. Puis on dépose un mélange de graphite, de carbone, de liant plastique et de solvant en proportion voulue pour former les résistances. Elles sont cuites à leur tour à 800 °C. Les douze broches sont placées dans les trous métallisés et soudées. Les diodes et les transistors sont fabriqués par la technique planar, sur des pastilles de silicium de 0,6 mm de côté. Les sorties E, B, C sont formées par trois billes de contact. Le reste de la surface de silicium est entièrement protégé par de la silice SiO₂. On soude directement ces trois billes sur les conducteurs déposés sur la plaquette. Le capot a complètement disparu. Enfin, la plaquette du micromodule est enrobée de plastique pour sa protection et son isolement. La figure 21-3 montre une plaquette terminée

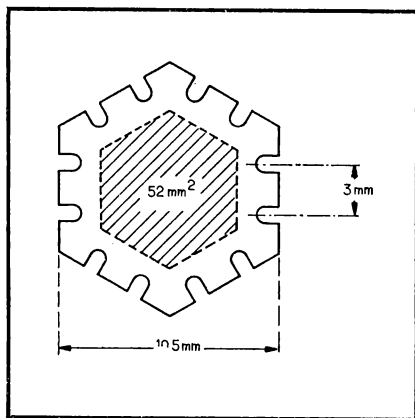


Fig. 21-2. — Micromodule Siemens.

et le détail des microplaquettes de silicium contenant les diodes ou les transistors. Sur cette figure on remarque également le schéma réalisé. Il comprend un transistor, cinq diodes (une simple et deux doubles), ainsi que trois résistances. C'est une porte à 3 entrées « et » et une entrée « ou ».

3. - Les circuits sur film mince

Ces circuits, très intéressants, sont en plein développement dans de nombreux laboratoires mondiaux. Plusieurs solutions ont vu le jour et sont en cours d'expérimentation. Nous allons en citer quelques-unes.

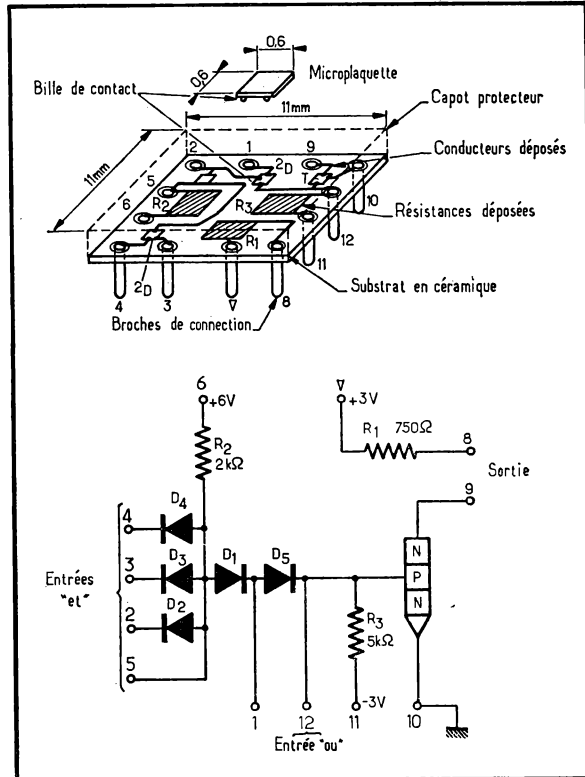


Fig. 21-3. — Micromodule I.B.M.

3.1. — PROCÉDE A L'OR ET AU NICKEL-CHROME

Le support est un film de verre au boro-silicate de $3,7 \times 2,5$ cm, sous une épaisseur de 0,25 mm. Le circuit est entièrement déposé sur une face du film de verre. On le place sous une cloche à vide et on le métallise entièrement avec du nickel-chrome, puis ensuite avec de l'or. Le film de verre est donc recouvert par deux couches métalliques superposées.

On le recouvre de gélatine photosensible. On procède à une première opération de photogravure attaquant uniquement l'or par un acide, à certains endroits. Puis on effectue une seconde attaque par photogravure attaquant uniquement le nickel-chrome.

On obtient ainsi les résistances en nickel-chrome et les conducteurs en or sur nickel-chrome. Les espaces entre les conducteurs sont entièrement dégagés. Certaines surfaces ont été dégagées pour recevoir les condensateurs. On dépose, toujours par évaporation cathodique avec un masque de protection, de l'aluminium pour former la première électrode des condensateurs. Puis une couche de SiO_2 est déposée au four, pour constituer le diélectrique des condensateurs, mais aussi pour protéger le film métallique des résistances et des connexions. Ce film est tellement mince qu'il ne doit pas être

exposé à l'action atmosphérique. Une nouvelle vaporisation d'aluminium forme la deuxième électrode des condensateurs. Enfin, une dernière vaporisation de SiO_2 termine la protection. Il reste à souder, aux emplacements prévus, les pastilles de silicium contenant les diodes et les transistors réalisés selon la technique planar. Ici, également, le capot a disparu, c'est la pastille seule qui est utilisée.

Un enrobage protège l'ensemble du film de verre. Ces films ont des fils de sortie placés parallèlement au plan du microcircuit. Ils peuvent donc être soudés perpendiculairement au circuit imprimé. On peut monter un grand nombre de films de verre parallèles, sur un petit circuit imprimé enfiché dans un connecteur.

Les résistances peuvent avoir une valeur comprise entre 50 Ω et 50 k Ω ; tolérance : $\pm 5\%$; stabilité : 0,2 %; coefficient de température pratiquement nul ($0 \pm 10 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$); puissance : 1,5 W par 6,25 cm² de surface, pratiquement 0,1 à 0,25 W.

Les condensateurs peuvent être déposés pour des valeurs entre 50 pF et 8 nF; tolérance : $\pm 15\%$; tension de service : 30 V; coefficient de température : $+50$ à $+100 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$; angle de perte : $50 \cdot 10^{-4}$.

3.2. — PROCÉDE PAR VAPORISATION AU MOYEN DE MASQUES MÉTALLIQUES

Il s'agit d'une variante du procédé précédent. Toutes les opérations se font dans la cloche à vide de vaporisation cathodique, sans avoir besoin de sortir les plaquettes. Ce sont des masques métalliques qui se placent tour à tour devant les plaquettes. On évite ainsi toute altération des films minces.

On fabrique à la fois de 10 à 100 circuits, selon leurs dimensions. La plaque de verre est placée dans le four à vide, sa propreté doit être parfaite. On fait un vide de $1 \cdot 10^{-5}$ Torr, tout en portant les pièces à une température comprise entre 200 et 400 $^\circ\text{C}$. Un dernier nettoyage de la surface du film de verre est opéré sous vide, par un bombardement ionique, produit par une décharge lumineuse.

Le premier masque vient se placer devant le verre et on procède au dépôt des conducteurs en or (A). Puis, avec le second masque, on vaporise les résistances en nickel-chrome (B). Le troisième masque se positionne automatiquement pour le dépôt de la première électrode des condensateurs en aluminium (C). La plaquette est protégée par une couche de silice (SiO_2) (D). Puis c'est le tour de la seconde électrode en aluminium et enfin de la seconde protection de SiO_2 (E). La plaquette protégée est alors seulement sortie du four. Les différentes couches métalliques n'ont jamais été en contact avec l'air. Il reste à souder éventuellement les diodes, les transistors et les fils de sortie. Et on peut procéder à l'enrobage final après avoir découpé les plaquettes élémentaires.

Ce procédé repose uniquement sur la précision des masques métalliques et sur leur positionnement parfait devant la plaquette de verre.

La figure 21-4 donne en exemple les étapes de fabrication d'un circuit RC pour bascule bistable. Il comprend 7 résistances et 3 condensateurs sur un film de verre de 12×18 mm (*Siemens*).

3.3. — PROCÉDE AU TANTALE

Le film de verre est placé dans une cloche, dans laquelle est réalisé un vide de 10^{-6} Torr. Une décharge lumineuse est amorcée dans une atmosphère de gaz rare sous 10^{-2} Torr. Les ions gazeux sont accélérés par le champ électrique vers l'électrode négative de tantale. Les atomes de tantale sont libérés, ils se propagent régulièrement et se déposent sur les supports.

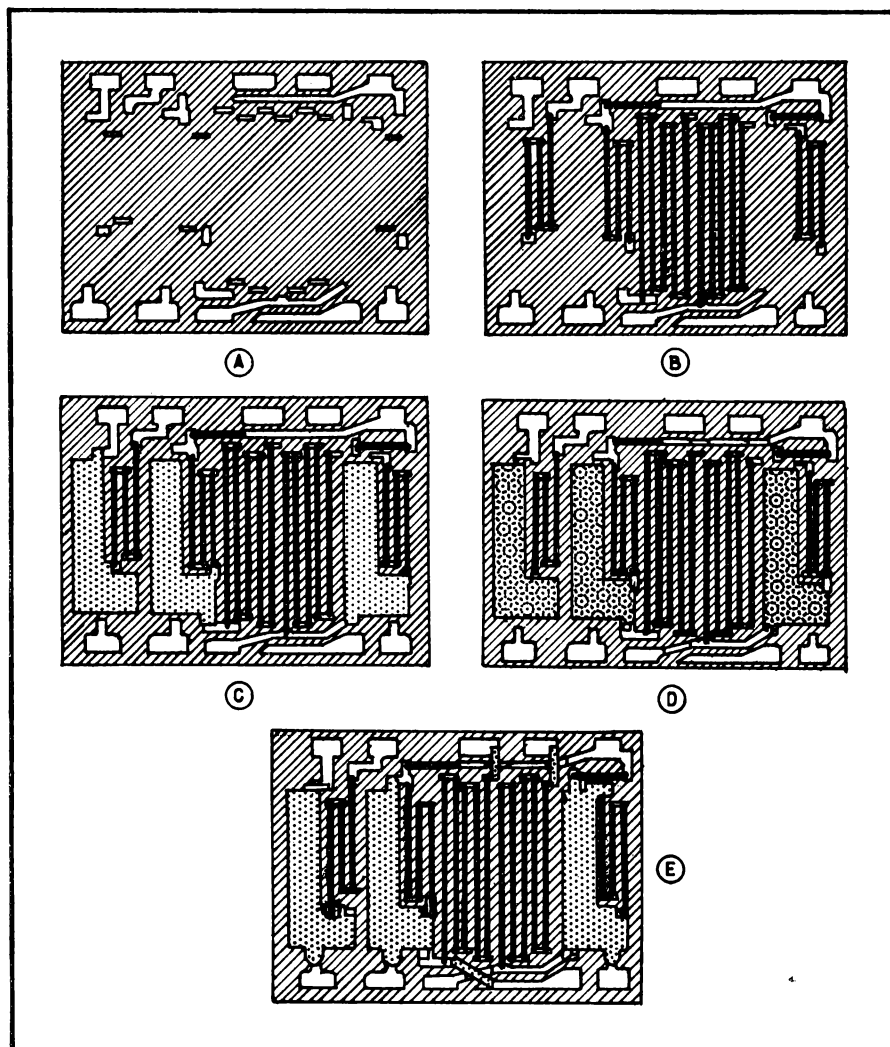


Fig. 21-4. — Fabrication d'un circuit R-C pour bascule bistable par évaporations successives, sur un film mince en verre de 12×18 mm (Siemens).

Puis une attaque de photogravure permet de tracer les résistances, les conducteurs et une armature des condensateurs, tous en tantale.

La plaquette est placée dans un bain électrolytique. On obtient une oxydation du tantale qui se recouvre de Ta_2O_5 , remarquablement isolant qui protège les conducteurs, stabilise les résistances et forme le diélectrique des condensateurs. L'épaisseur de Ta_2O_5 est de 18 Å par volt appliqué au bain. Selon les besoins, la tension est comprise entre 10 et 200 V, soit une couche de Ta_2O_5 de 180 à 3600 Å.

La seconde électrode des condensateurs est déposée sur l'oxyde de tantale par évaporation cathodique d'or, à travers un masque métallique. Puis les diodes et les transistors sont soudés directement sur les surfaces métallisées du circuit. Les fils de sortie sont posés et la plaquette est enrobée.

La figure 21-5 montre en exemple une bascule astable composée de deux transistors, quatre résistances et deux condensateurs. Les électrodes d'or des condensateurs C_1 et C_2 ont été recouvertes d'argent pour pouvoir supporter la soudure du collecteur des transistors T_1 et T_2 . Il faut en effet songer que les couches ainsi déposées ont une épaisseur de l'ordre du micromètre.

Les résistances sont possibles jusqu'à $1\text{ M}\Omega$, la piste a $75\text{ }\mu\text{m}$ de large; espace entre deux pistes : $75\text{ }\mu\text{m}$. Une telle précision n'est possible qu'en photogravure et non avec les masques métalliques du procédé précédent. La puissance admise est de 1 W/cm^2 ; tolérance : $\pm 1\%$ par équilibrage; coefficient de température : $\pm 150 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$.

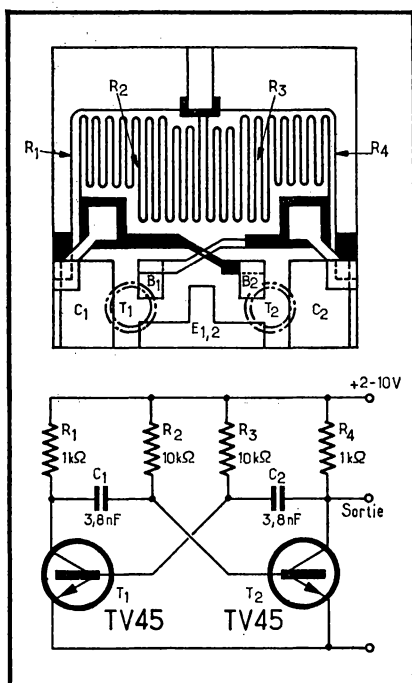


Fig. 21-5. — Circuit hybride en tantale comprenant 4 résistances, 2 condensateurs et 2 transistors planar (Siemens).

Les condensateurs sont formés d'une couche de tantale, d'un diélectrique en oxyde de tantale (Ta_2O_5) et d'une couche d'or. On obtient ainsi des condensateurs polarisés et régénérables. Leur capacité est de 70 à 400 nF/cm^2 , selon la tension de service entre 5 et 30 V . L'angle de perte est de 10^{-3} à 10^{-2} pour 1 kHz . Le coefficient de température est de $\pm 300 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$.

Il n'est possible de graver que des inductances de faible valeur, par ce procédé. Les circuits normalement prévus ne comportent que des résistances, des capacités, des diodes et des transistors. Ce sont des circuits logiques pour machines à calculer.

L'épaisseur d'une telle plaquette enrobée est de l'ordre du millimètre. Elle comprend : le film de verre, les composants et la résine époxy d'enrobage.

LES CIRCUITS INTÉGRÉS

1. - Principe

La miniaturisation, progressant encore par rapport aux micromodules et aux circuits sur film mince, modifie la fabrication des transistors planar, en permettant de concevoir des circuits complets intégrés dans une pastille de silicium.

Le principe de la fabrication n'est pas modifié, mais on augmente le nombre de diffusions, on cloisonne la pastille, on simplifie le schéma, on relie certaines zones entre elles, de façon à former le circuit désiré.

Ainsi, un circuit linéaire ou logique est entièrement contenu dans une pastille de silicium de 1 mm de côté. Elle est soudée, soit dans un boîtier TO5 à 8, 10 ou 12 sorties, soit dans un boîtier plat à 10 ou 14 sorties. C'est-à-dire qu'il occupe le même volume qu'un seul transistor. Le gain de place est évident.

C'est ainsi que de très nombreux circuits logiques, c'est-à-dire adaptés au calcul binaire, ont été développés par les principaux fabricants. Ceux-ci abordent maintenant les circuits linéaires, et on trouve sur le marché des récepteurs « grand public » contenant des circuits intégrés. On voit qu'un très grand nombre de circuits élémentaires peuvent être intégrés au moyen de cette technique.

2. - Fabrication

Elle est très voisine de celle des transistors planar ou planar épitaxiaux.

Le monocristal est dopé *n* au phosphore au moment du tirage. La rondelle de 2 ou de 2,5 cm de diamètre est découpée avec une épaisseur de 0,2 mm. Elle est rodée et décapée. Son épaisseur finale est de 0,125 mm.

La rondelle est oxydée sur ses deux faces au four à 1200 °C, elle est donc entièrement recouverte de silice SiO_2 .

Une première photogravure dessine sur la pastille le contour des caissons d'isolement (fig. 22-1. A). Une première diffusion profonde au bore (*p*) matérialise les zones d'isolement. Puis la silice recouvre toute la pastille (fig. 22-1. B).

Une seconde opération de photogravure libère certaines surfaces pour permettre la diffusion des bases et des résistances au moyen de vapeurs de bore (p). La silice recouvre à nouveau la pastille (fig. 22-1. C).

Une troisième photogravure libère les surfaces correspondant aux émetteurs. Une diffusion au phosphore (n) forme la deuxième jonction des transistors. La silice recouvre encore la pastille (fig. 22-1. D).

Une quatrième opération de photogravure met à nu les surfaces de contact (fig. 22-1. E). L'aluminium est vaporisé sous vide sur toute la surface de la plaquette.

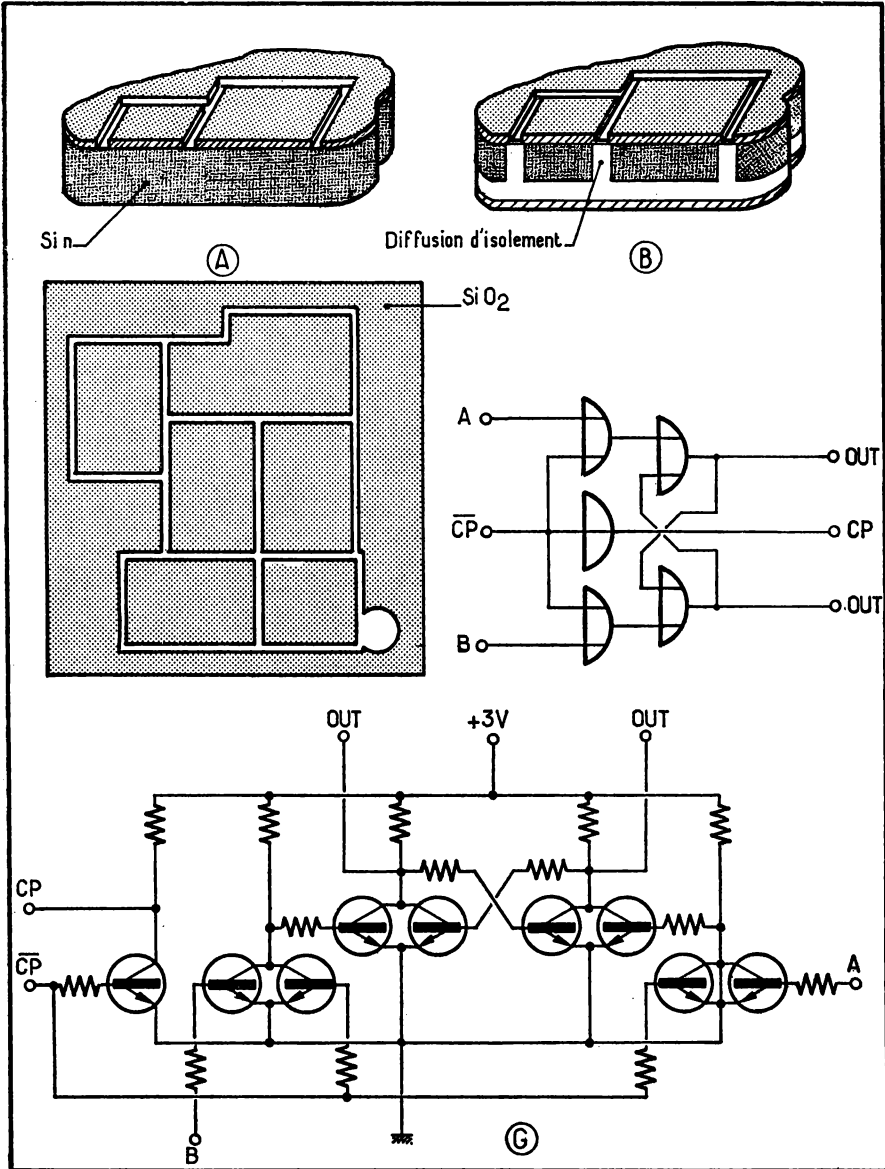
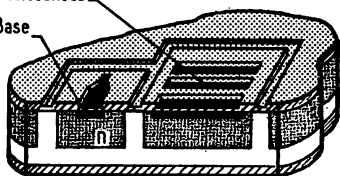


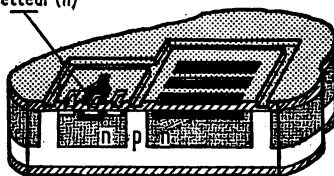
Fig. 22-1. — Fabrication d'un circuit intégré.

(p) Résistances
(p) Base

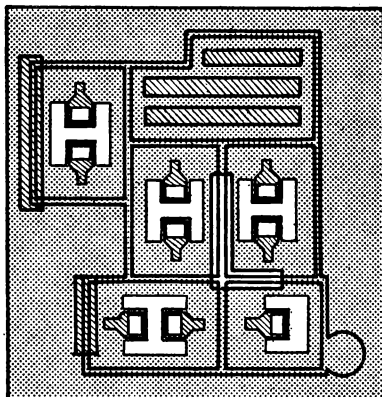
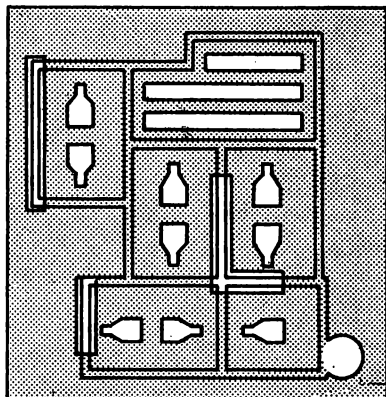


(C)

Émetteur (n)



(D)

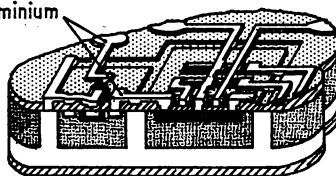


Surface de contact

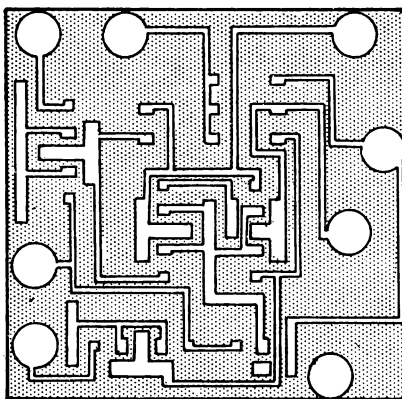
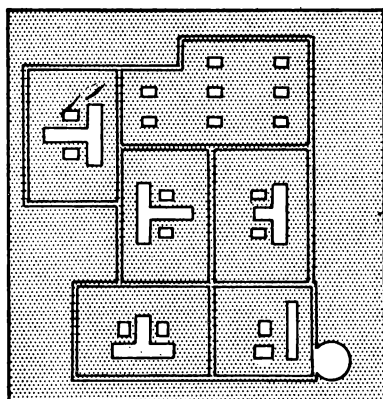


(E)

Aluminium



(F)



Une cinquième photogravure permet d'attaquer et d'éliminer chimiquement l'aluminium inutile qui ne sert pas pour les connexions. On distingue celles qui sont en contact avec les différentes surfaces diffusées et celles qui assurent les liaisons entre les différentes parties de la pastille pour réaliser le schéma désiré. Ces connexions sont isolées de la plaquette par la couche isolante de SiO_2 (fig. 22-1. F).

On a ainsi fabriqué, en même temps, un certain nombre de circuits semblables sur la rondelle de silicium (environ 60). Elle est découpée en circuits élémentaires. Ceux-ci sont soudés sur un boîtier TO5 à 8 sorties ou sur un boîtier plat à 10 sorties. Les fils d'or sont soudés aux points prévus de la pastille et aux sorties du boîtier. Ce dernier est fermé et le dispositif est contrôlé avant stockage.

Le circuit pris en exemple (fig. 22-1. G) comprend 9 transistors et 11 résistances, il ne comporte pas de capacités. La pastille élémentaire mesure 1 mm de côté.

A titre indicatif, on est arrivé à placer 4200 résistances et 1100 transistors sur une seule pastille de silicium de 2,5 cm de diamètre. C'est bien là, de la micro-électronique.

3. - Différents schémas possibles

Afin de permettre au lecteur de se familiariser avec la technique des circuits intégrés, nous allons étudier la réalisation d'un certain nombre de schémas classiques. On peut ensuite extrapoler et concevoir des variantes en très grand nombre.

3.1. — TRANSISTOR PLANAR CLASSIQUE

Cette fabrication est bien connue du lecteur. Les sorties de base et d'émetteur sont effectuées chacune par un fil d'or fixé sur la métallisation correspondante. Le collecteur est soudé à l'embase du boîtier (fig. 22-2).

3.2. — TRANSISTOR PLANAR POUR CIRCUIT INTEGRE

Pour les circuits intégrés, le collecteur ne peut plus être soudé au boîtier, car il est improbable que tous les collecteurs des transistors du circuit puissent être réunis. De plus, il faut isoler les transistors les uns des autres (fig. 22-3).

La rondelle de silicium d'origine peut être dopée *p*, à moins qu'elle ne soit profondément dopée par diffusion, comme il a été indiqué au paragraphe

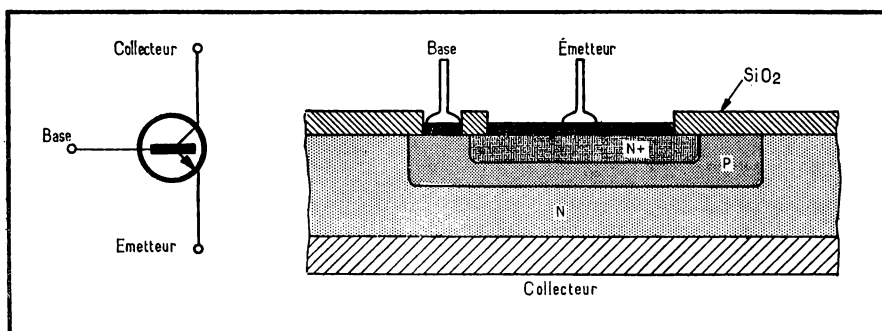


Fig. 22-2. — Fabrication d'un transistor planar classique.

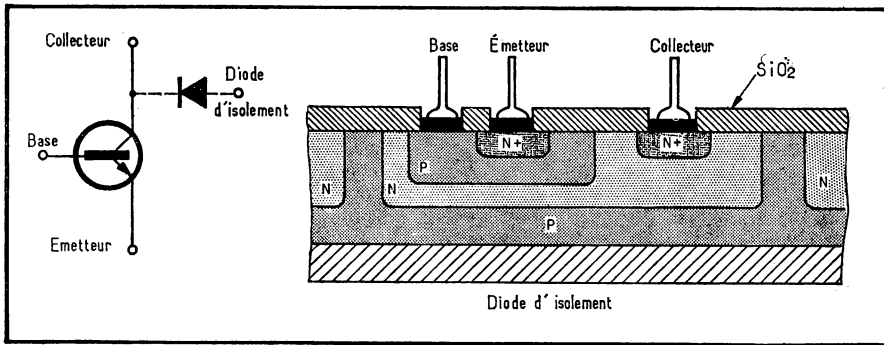


Fig. 22-3. — Fabrication d'un transistor planar dans un circuit intégré.

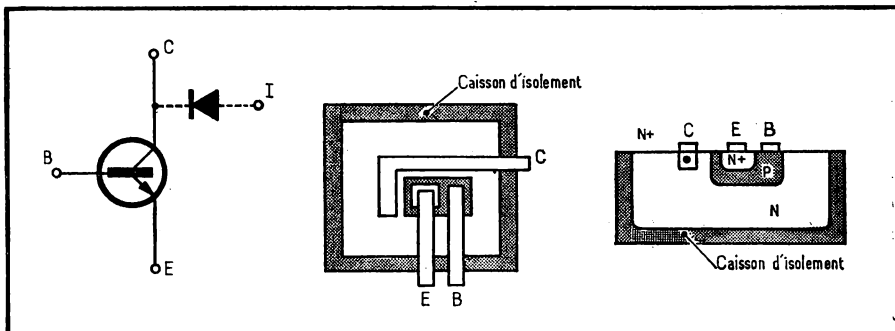


Fig. 22-4. — Fabrication d'un transistor planar dans un caisson de circuit intégré.

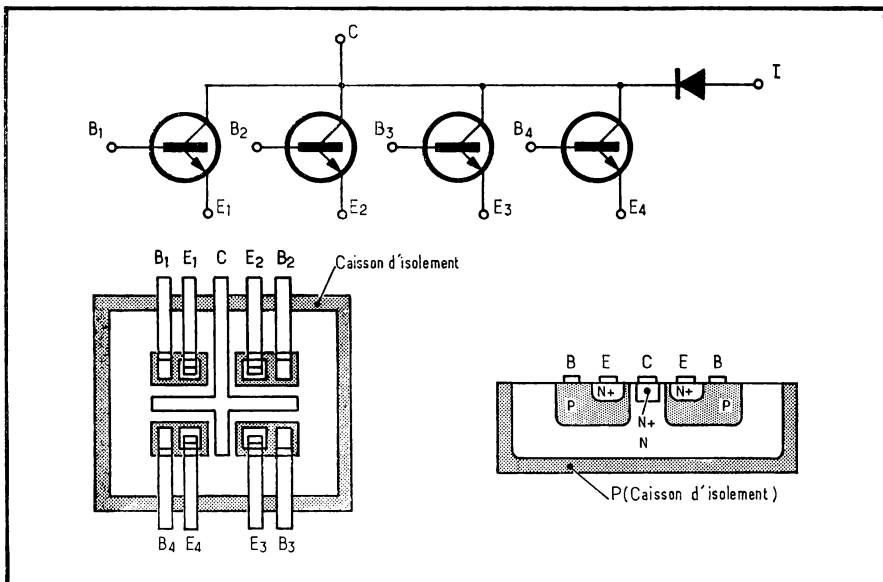


Fig. 22-5. — Montage de 4 transistors dans le même caisson.

précédent. Cette zone p forme une diode en inverse entre le collecteur et la masse. Cette diode est représentée en pointillés sur la figure. Evidemment, elle augmente le courant de fuite du transistor et sa capacitance parallèle; cependant elle permet de placer des transistors assez près les uns des autres, sans réaction appréciable entre eux. De plus, tous les éléments du circuit étant dans le même cristal sont à la même température et ont par conséquent la même dérive.

Donc, dans un circuit intégré, les trois sorties d'un transistor se font à la partie supérieure de la pastille par trois fils d'or.

La figure 22-4 montre la réalisation schématique d'un transistor placé dans un caisson diffusé dans la pastille. La dimension de la géométrie dépend de la fréquence de fonctionnement et de la puissance dissipée. Les transistors pour H.F. et pour commutation rapide ont généralement une petite géométrie, c'est-à-dire que la dimension des zones dopées est petite. On obtient ainsi des capacités très réduites.

Les géométries plus grandes donnent de meilleures performances pour les transistors à courant élevé.

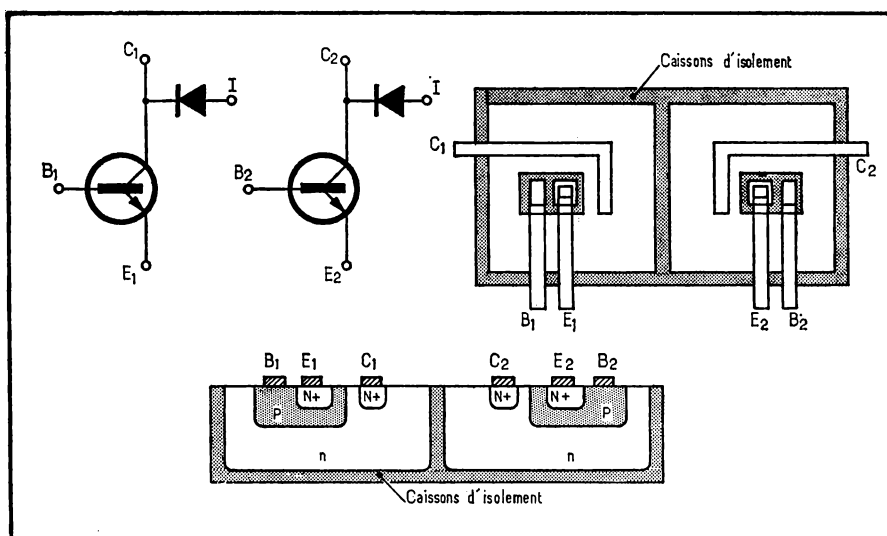


Fig. 22-6. — Montage de transistors dans des caissons différents.

Cette disposition permet de réaliser des transistors dont les collecteurs sont communs. Ainsi, dans une même géométrie, on peut obtenir un quadruple transistor ayant quatre émetteurs et quatre bases distinctes, tandis que le collecteur est commun. C'est la configuration qui convient pour une porte à quatre entrées, par exemple (fig. 22-5).

Lorsque deux transistors voisins doivent être isolés l'un de l'autre, on les place dans deux caissons séparés (fig. 22-6).

3.3. — DIODES POUR CIRCUIT INTEGRE

Les diodes sont indispensables dans ces circuits. Lorsque les cathodes des deux diodes peuvent être communes, on dispose les diffusions sans isolement entre les zones (fig. 22-7). La jonction $n+$, reliée intérieurement à la zone n , est placée entre les deux zones p . Une configuration semblable ne peut pas être adoptée pour la fabrication de deux diodes à anodes communes. Il faut

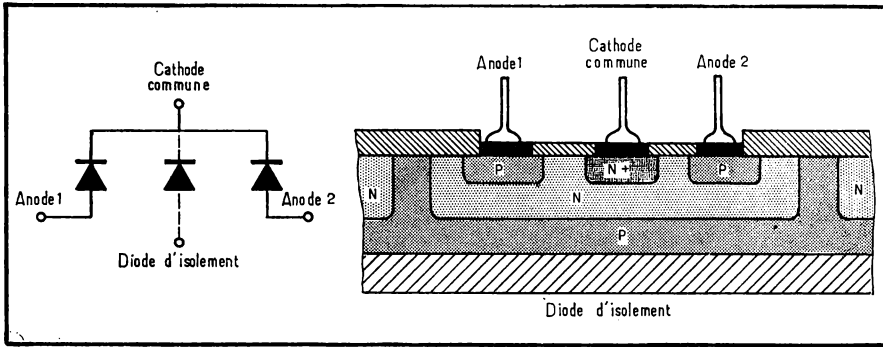


Fig. 22-7. — Fabrication de deux diodes avec cathode commune.

prévoir deux diodes côte à côte, isolées entre elles. Une métallisation de surface réunit les deux zones p (fig. 22-8).

On peut également prévoir un transistor ou une diode d'entrée à quatre émetteurs, mais cette fois-ci, une seule base est prévue. Si on réunit la base avec le collecteur, on se trouve en présence de quatre diodes dont la cathode est commune (fig. 22-9). C'est ce branchement qui est à recommander, car il donne la pente la plus élevée de la caractéristique courant direct I_F /tension directe V_F . Le temps de recouvrement inverse est également le plus rapide.

En général, ce branchement, base et collecteur réunis, est le plus favorable pour toutes les applications où la diode n'a pas à supporter une tension inverse élevée.

Un circuit intégré comprend des diodes, des transistors, mais aussi des résistances pour réunir les électrodes actives entre elles et parfois des condensateurs.

3.4. — RESISTANCES INTEGREES

Les résistances peuvent être faites, soit en déposant un film métallique sur la silice SiO_2 de la pastille, soit en utilisant un volume déterminé de silicium de résistivité convenable. Pour choisir le type de fabrication, il y a lieu d'examiner l'échantillon et la valeur de la résistance à obtenir. Le plus

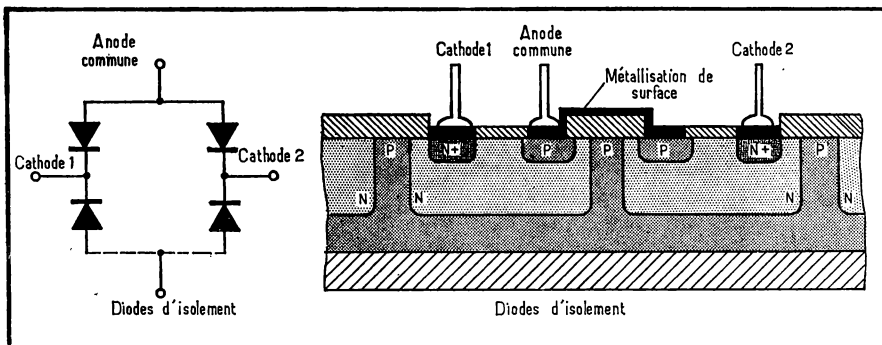


Fig. 22-8. — Fabrication de deux diodes avec anode commune.

souvent on préfère prévoir deux connexions sur une zone diffusée de dimensions et de résistivité convenables (fig. 22-10). La valeur de la résistance est proportionnelle à la résistivité du cristal diffusé, à la longueur de la zone, et inversement proportionnelle à sa largeur et à sa profondeur, autrement dit à sa section. La tolérance obtenue, en fabrication industrielle, dépend surtout de la tolérance sur la résistivité du cristal, c'est-à-dire de la rigueur du contrôle des paramètres de la diffusion. La fabrication d'une telle résistance est obtenue par photogravure, diffusion, oxydation de surface et métallisation, tout comme pour une jonction. Du reste, il faut prévoir une diffusion d'isolement n , en dessous de la zone de résistance p . On a donc une diode branchée dans le sens direct répartie sur toute la longueur de la résistance. Heureusement qu'il se trouve, ensuite, une diode d'isolement en inverse ($n-p$) avant la masse du boîtier, sans quoi le courant de fuite I_r serait beaucoup trop grand devant le courant qui traverse la résistance I_r . Cependant, il ne faut pas que la chute de tension dans la résistance soit supérieure à la tension de claquage inverse de la diode d'isolement. A ce moment, cette dernière fonctionne en avalanche et la résistance n'a plus un comportement ohmique, elle s'échauffe anormalement et sa valeur diminue.

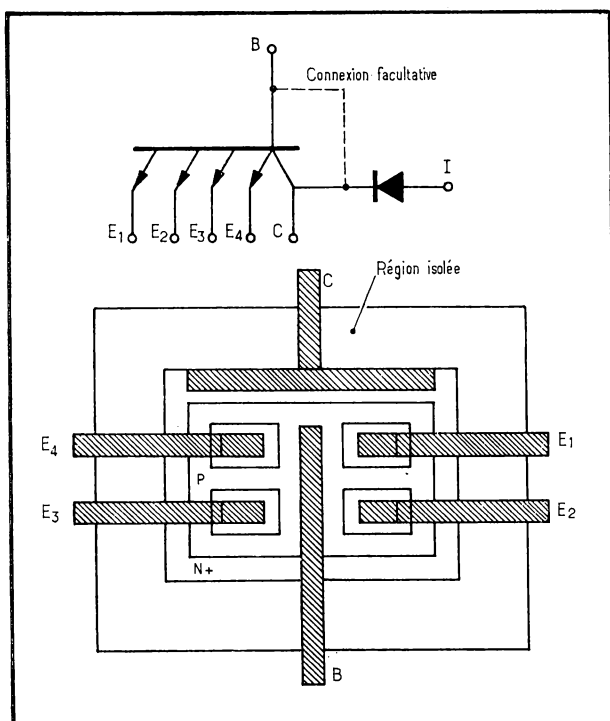


Fig. 22-9. — Fabrication d'un transistor avec quatre émetteurs.

La plage de ces résistances s'étend pratiquement de $20\ \Omega$ à $20\ \text{k}\Omega$, la tolérance standard est de $\pm 25\ \%$, on peut atteindre exceptionnellement $\pm 5\ \%$. Le coefficient de température est de $+0,06\ \%/^{\circ}\text{C}$ entre -55 et $0\ ^{\circ}\text{C}$; il est de $+0,20\ \%/^{\circ}\text{C}$ de 0 à $125\ ^{\circ}\text{C}$. Si cette résistance est parcourue par de la H.F., il y a lieu de chercher à réduire la diode répartie qui possède une capacité appréciable en parallèle sur le circuit.

Fig. 22-10. — Fabrication d'une résistance intégrée.

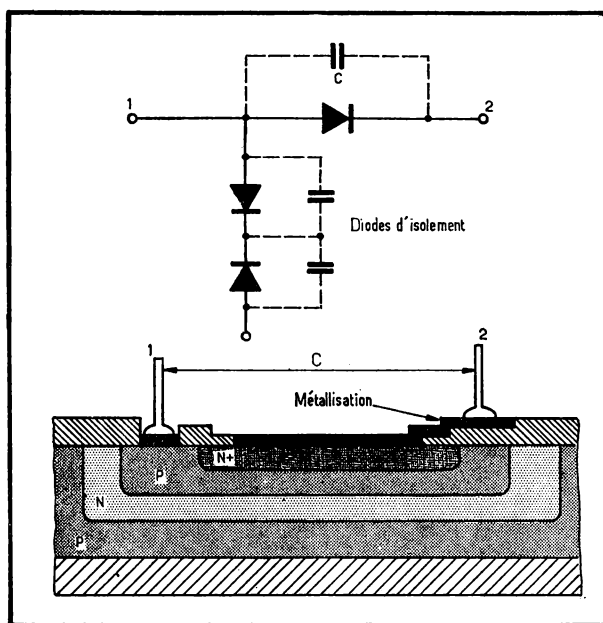
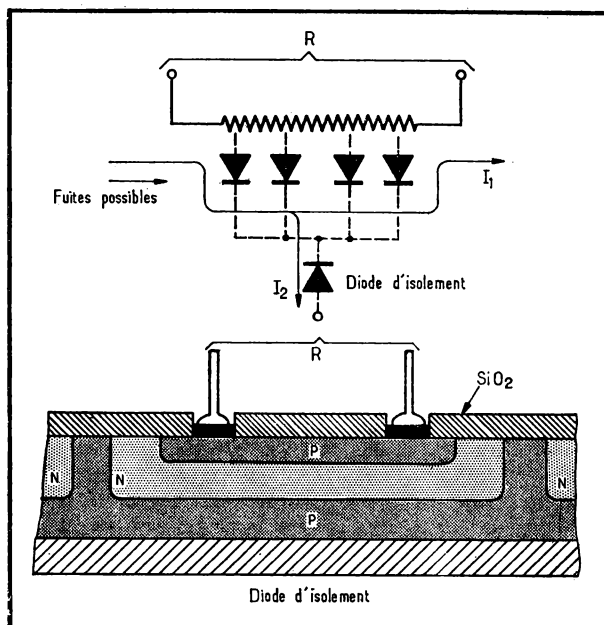


Fig. 22-11. — Capacité par jonction $n^+ - p$ polarisée en inverse.

3.5. — CAPACITES INTEEGRES

Les capacités peuvent être obtenues également, soit par une jonction, soit par le dépôt d'un film métallique sur la silice SiO_2 . Plusieurs possibilités doivent être examinées.

Les capacités par jonction ont une valeur qui dépend de la tension aux bornes. On sait qu'une jonction polarisée en inverse possède une barrière de potentiel dont la largeur est proportionnelle à la tension aux bornes. La capacité diminue de valeur, lorsque la tension augmente. Il faut, cependant, que la jonction ne soit jamais polarisée en direct, car il n'y aurait plus une capacité, mais une résistance à la place.

La disposition des jonctions de la figure 22-11 peut être adoptée lorsque la polarité des tensions aux bornes polarise la diode C en inverse. Les deux diodes d'isolement sont disposées en sens inverse; elles ont donc un faible courant de fuite, quelle que soit la polarité de la capacité. Leur capacité parallèle résultante à la masse est faible également car en série. C'est la métallisation déposée sur la couche $n+$ qui forme la capacité avec la surface de la couche p placée en dessous d'elle. On obtient une capacité de 0,7 pF, pour une surface de jonction de 0,6 mm², et une polarisation inverse de 1 V.

La fabrication selon le modèle de la figure 22-12 comprend deux diodes en série dont les polarités sont inversées l'une par rapport à l'autre. Ainsi, quelle que soit la polarité de la tension aux bornes, l'effet capacitif demeure. On peut également admettre une tension dont la polarité s'inverse dans le circuit, ou même une tension alternative. Bien entendu la surface de jonction nécessaire pour une même valeur de capacité est quadruplée par rapport à la disposition précédente, puisqu'on a, en fait, deux capacités en série. Le rôle des diodes d'isolement est le même que précédemment.

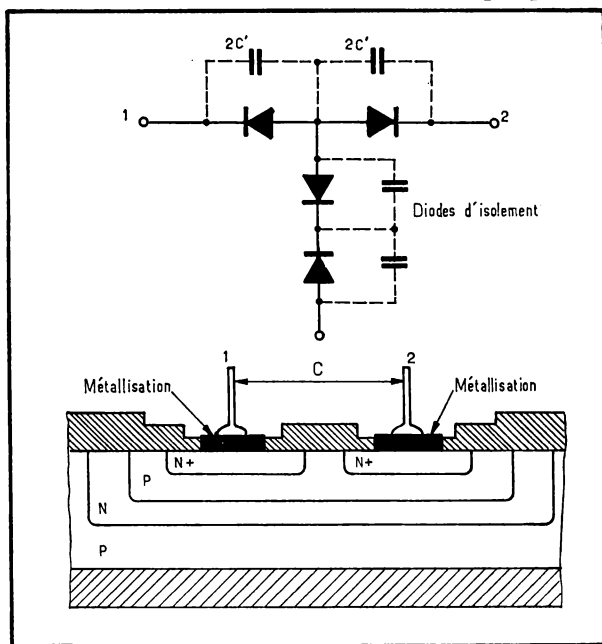


Fig. 22-12. — Capacités formées par deux jonctions de polarités inversées placées en série.

La figure 22-13 donne la disposition des différentes zones pour une capacité obtenue par métallisation de la couche d'oxyde isolant le silicium. On appelle souvent ce type de capacité M.O.S. (Métal - Oxyde - Silicium). Cette métallisation est en regard d'une couche diffusée $n+$ à faible résistivité. Ce condensateur n'est pas polarisé et aucun effet de diode n'est à craindre. Les courbes de la figure 22-14 indiquent la valeur de la capacité et la tension de claquage en fonction de l'épaisseur de la couche d'oxyde et par unité de surface (0,6 mm²).

3.6. — TECHNIQUE A ISOLEMENT PAR DIELECTRIQUE

Dans les exemples de circuits étudiés précédemment on a noté la présence de la diode d'isolement avec le boîtier. Or cette diode polarisée en inverse présente une certaine capacité parasite qui limite la fréquence maximale du circuit.

Fig. 22-13. — Capacités obtenues par une couche métallique déposée sur la couche de silice SiO_2 en regard d'une zone diffusée $n+$.

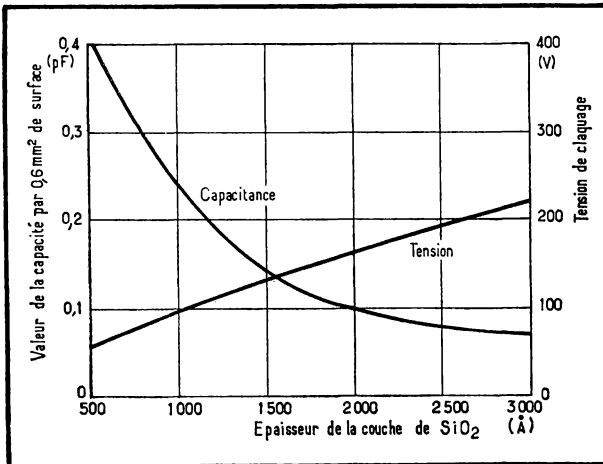
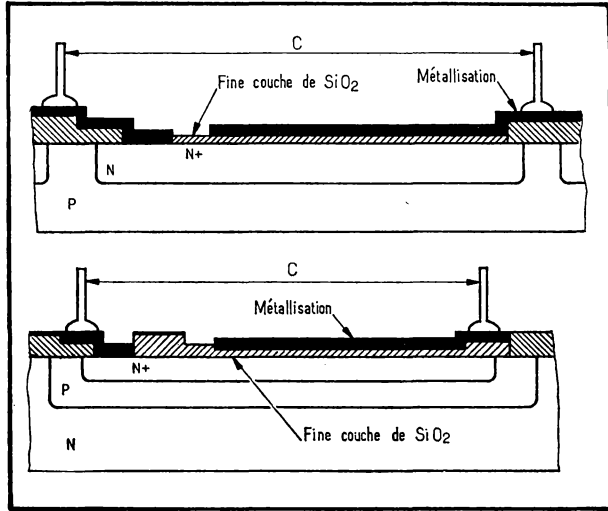


Fig. 22-14. — Valeur de la capacité et de la tension de claquage en fonction de l'épaisseur de la couche d'oxyde et par unité de surface.

La figure 22-15 montre un nouveau procédé de fabrication dont l'isolement est assuré par une couche de SiO_2 . La constante diélectrique de l'oxyde est de 4, contre 12 pour le silicium. La capacité par unité de surface de jonction est donc divisée par trois.

A : On part d'une pastille de silicium dopée $n+$, recouverte d'une couche épitaxiale à haute résistivité n et isolée par une couche d'oxyde SiO_2 .

B : On recouvre la pastille avec une épaisse couche de silicium par épitaxie. Or, par suite de la présence de la couche d'oxyde, le silicium ne peut se déposer en couche monocristalline, c'est un polycristal.

C : On rode la face inférieure de la pastille et on ne conserve que 25 μm d'épaisseur de la couche $n+$. Par masque d'oxyde et photogravure, on creuse profondément la pastille jusqu'à la couche de SiO_2 primitive. Puis une nouvelle couche d'oxyde est déposée sur l'ensemble de cette face.

D : On dépose par épitaxie du silicium polycristallin sur cette face.

E : Enfin, on rode le silicium polycristallin déposé primitivement en B. Il ne reste que des caissons n et $n+$ isolés les uns des autres par une couche de SiO_2 . Le silicium polycristallin qui est soudé à l'embase du boîtier ne sert que de support. Les jonctions peuvent être diffusées, alors, dans ces caissons.

C'est une technique coûteuse, par l'importance des opérations d'épithaxie et des pertes de silicium. Elle n'est utilisée que pour des dispositifs spéciaux, où les très faibles capacités parasites sont impératives.

3.7. — SCHEMAS ECONOMIQUES

Dans les circuits intégrés on cherche à modifier le schéma de façon à réduire le nombre de capacités et de résistances, quitte à augmenter le nombre de diodes et de transistors. En effet, une capacité occupe une surface relativement très importante sur la pastille de silicium, elle réduit le nombre de composants dans un circuit et revient par conséquent très cher. Une

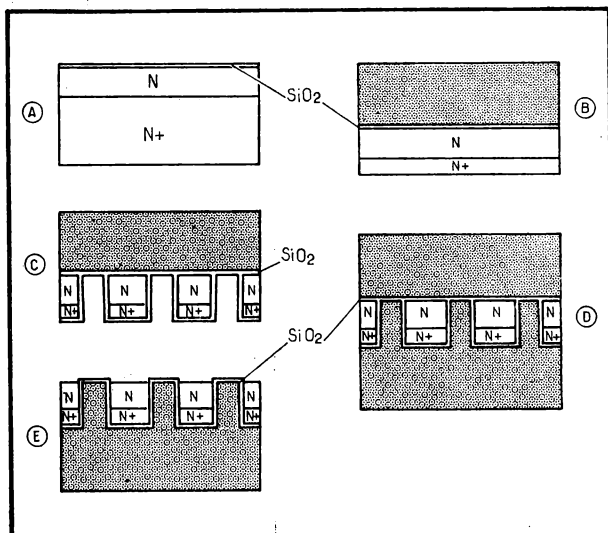


Fig. 22-15. — La technique à isolement par diélectrique.

résistance prend moins de place qu'une capacité, mais beaucoup plus qu'une diode ou qu'un transistor. C'est ainsi que les premiers circuits logiques étaient du type R.T.L. (Résistance, Transistor, Logique) et que les nouveaux sont des D.T.L. (Diode, Transistor, Logique) ou des T.T.L. (Transistor, Transistor, Logique).

4. - Les circuits logiques

4.1. — GENERALITES

Les circuits intégrés sont utilisés, soit dans des circuits logiques, soit dans des circuits linéaires. Avant de citer les principaux schémas des circuits logiques il faut rappeler le principe de ces montages.

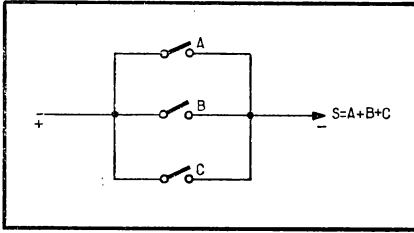


Fig. 22-16. — Circuit de somme logique.

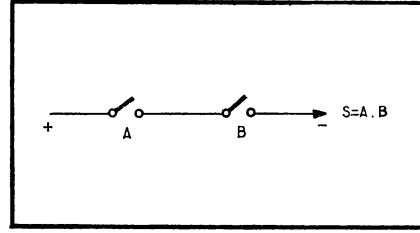


Fig. 22-17. — Circuit de multiplication logique.

On appelle circuits logiques, des circuits qui permettent d'accomplir certaines opérations relevant de l'algèbre logique qui est étroitement liée à l'arithmétique binaire.

Dans le système binaire, il n'existe que deux chiffres : 1 et 0, qui correspondent à la présence ou à l'absence d'une tension ou aux deux positions d'un oscillateur de relaxation. Les grandeurs dont on ne connaît pas la valeur sont désignées par des lettres, comme en algèbre ordinaire. Ainsi, une grandeur A ne peut avoir pour valeur que 0 ou 1.

La première opération de l'algèbre de « Boole » est la somme. Il faut associer la somme logique avec le mot *ou*, le signe + et l'idée de contacts en *parallèle*. Certains auteurs désignent la porte *ou* par la lettre « V » ou par le signe « U ».

La somme logique de trois grandeurs A, B et C est égale à 1 si A ou B ou C vaut 1. La somme vaut toujours 1 si deux ou les trois grandeurs valent 1. C'est-à-dire que le mot *ou* n'est pas pris dans un sens exclusif.

La figure 22-16 montre trois contacts A, B, C en parallèle. Il suffit que l'un des trois soit fermé pour que le courant soit établi dans le circuit. Si deux ou trois sont fermés il n'y a pas de modification dans le comportement du schéma.

Donc la somme logique s'écrit :

$$S = A + B + C...$$

Avec deux variables A et B on peut avoir quatre égalités :

$$0 + 0 = 0; 1 + 0 = 1; 0 + 1 = 1; 1 + 1 = 1.$$

La soustraction n'existe pas en algèbre logique.

Examinons maintenant la multiplication. Elle est associée à l'idée de série, du mot *et* et du signe $\times$.

Les Anglo-Saxons désignent souvent la porte *et* par le signe $\cap$.

Dans le schéma de la figure 22-17, le circuit est établi lorsque les contacts A et B sont fermés, d'où :

$$S = A \times B, \text{ ou évidemment } S = AB.$$

Il y a quatre possibilités :

$$0 \times 0 = 0; 1 \times 0 = 0; 0 \times 1 = 0; 1 \times 1 = 1.$$

Une troisième opération en algèbre de Boole est le complément. L'idée de complément est associée au mot *non*; son symbole est $\bar{A}$ et la comparaison peut se faire avec le relais à *contact repos*.

Le complément de la grandeur A est $\overline{A}$ et se lit *non A*. C'est-à-dire que si $A = 1$, $\overline{A} = 0$, et inversement.

Soit :

$$\overline{0} = 1 \text{ et } \overline{1} = 0.$$

En combinant avec l'addition on a : $A + \overline{A} = 1$, et avec la multiplication : $A \times \overline{A} = 0$. En effet, dans l'addition il y a forcément un des deux termes qui vaut 1, donc la somme est 1. Dans la multiplication, les deux termes ne peuvent valoir 1, donc le produit est 0.

Pour terminer ces généralités, citons les deux théorèmes fondamentaux de Morgan :

Le complément d'un produit est égal à la somme des compléments des facteurs :

$$\overline{AB} = \overline{A} + \overline{B}.$$

Le complément d'une somme logique est égal au produit logique des compléments des éléments de la somme :

$$\overline{A + B} = \overline{A} \cdot \overline{B}.$$

Nous suggérons au lecteur non averti de ces calculs de se reporter à un ouvrage spécialisé (1) pour plus de détails.

4.2. — SCHEMAS LOGIQUES : LES PORTES

Comment peut-on réaliser avec des résistances, des diodes et des transistors les schémas effectuant les opérations logiques dont il vient d'être question ?

L'addition et la multiplication avec ou sans complément sont faites dans des portes à plusieurs entrées. On les représente schématiquement selon les symboles de la figure 22-18, soit par un rectangle contenant les signes $+$ (somme), $\times$ (produit) — (complément) en France par de nombreux auteurs, soit par des dessins arbitraires dans les pays anglo-saxons.

Les portes effectuant l'addition logique s'appellent *ou* en France et *or* dans les pays anglo-saxons.

Les portes *ou complémentées* se dénomment respectivement : *non ou* et *nor*. D'après le second théorème de Morgan, elles délivrent :

$$S = \overline{A + B}; \text{ soit } S = \overline{A} \cdot \overline{B}.$$

Les portes effectuant le produit s'appellent respectivement *et*, *and*.

Les portes *et complémentées* se dénomment *non et*, *nand*. D'après le premier théorème de Morgan, elles donnent :

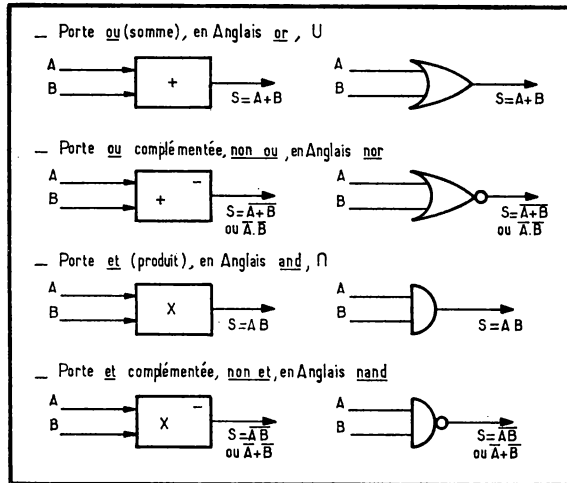
$$S = \overline{A \cdot B}; \text{ soit } S = \overline{A} + \overline{B}.$$

Ce sont les circuits complémentés *non ou*, *non et* qui sont les plus utilisés; on sait qu'un transistor monté en émetteur commun donne un déphasage de 180° du signal de sortie par rapport au signal d'entrée. Un circuit *ou*, *et* doit donc ne comprendre que des diodes ou deux étages amplificateurs en

(1) En particulier : *Emploi rationnel des transistors*, de J.-P. OEHMICHEN. Editions Radio.

série, afin de rétablir la polarité du signal de sortie, en phase avec celle du signal d'entrée. C'est la deuxième solution qui est adoptée, car une porte doit donner une amplification du signal et non une atténuation qui ne permettrait pas le branchement de plusieurs portes en série. Cependant certaines portes *et* ne comportent que des diodes.

Fig. 22-18. — Représentation schématique des circuits logiques.



Généralement c'est la logique positive qui est adoptée, c'est-à-dire que 0 correspond à une absence de tension (ou à une tension très faible) et 1 correspond à une tension positive fonction de la tension d'alimentation (généralement entre 3 et 6 V). On appelle respectivement ces tensions la tension basse et la tension haute.

Certains circuits nécessitent une seule alimentation. Avec les transistors *n-p-n*, le pôle négatif est relié à la masse et le pôle positif aux collecteurs.

D'autres circuits exigent deux alimentations; la première, V_{CO} , pôle positif aux collecteurs, pôle négatif à la masse; la seconde, V_{BE} , pôle positif à la masse et pôle négatif aux émetteurs. Ces deux alimentations ont chacune une tension de 6 V, par exemple. Ces circuits sont plus stables, ils ont une plus grande immunité au bruit et ils admettent un plus grand nombre d'entrées en parallèle (facteur pyramidal, *entrance* ou *fan-in*). Ces termes méritent une explication.

L'immunité au bruit est la qualité du circuit à ne pas prendre une tension de bruit de fond pour un signal. En effet, on dit que 0 correspond à une absence de tension, c'est tout à fait théorique. En réalité, par suite de la constitution des circuits, on relève une faible tension positive qui est indiquée par le constructeur (environ 0,6 V). La tension parasite de bruit vient s'ajouter à cette tension de seuil. Il ne faut pas que la tension correspondant à 1 (V_H) soit trop faible. Si l'écart entre ces deux tensions n'est pas assez important, il risque d'y avoir des erreurs de commutation. Avec une seule alimentation de 6 V, par exemple, V_H peut être de 2 V, tandis qu'avec deux alimentations de 6 V, V_H atteint 4 et même 6 V. L'écart entre 0 et 1 est plus grand, donc l'immunité au bruit est meilleure.

Le facteur pyramidal, ou *entrance*, en anglais *fan-in*, indique le nombre de sorties semblables qui peuvent être branchées simultanément sur une entrée de la porte du circuit considéré.

La *sortance*, en anglais *fan-out*, est le nombre de circuits semblables qui peuvent être branchés simultanément en sortie et que la porte peut alimenter correctement.

Si on dit que tel modèle a une sortance de 10, cela veut dire que l'on peut brancher 10 circuits semblables en parallèle en sortie et que chacun aura un niveau V_H suffisant pour un bon fonctionnement logique. Si on doit en placer un plus grand nombre, il faut prévoir un *amplificateur*, ou *gate expander*, ou *buffer*.

Quelques circuits utilisent la logique négative, c'est-à-dire que 0 correspond à la tension haute (V_H), tandis que 1 correspond à la tension basse.

Un circuit complémenté inverse la logique de sortie par rapport à la logique d'entrée.

Ces explications théoriques peuvent paraître ardues, quelques exemples feront mieux comprendre le fonctionnement des circuits.

La figure 22-19 donne le schéma d'une porte D.T.L. (Diode, Transistor, Logique) à deux entrées donnant la fonction *et* en logique positive et la fonction *ou* en logique négative. L'application d'une tension basse en A ou en B empêche le courant de commande de traverser D_3 . Par contre, si A et B sont portés à la tension haute, le courant peut traverser D_3 . Le second transistor rétablit la polarité dans le même sens qu'en entrée.

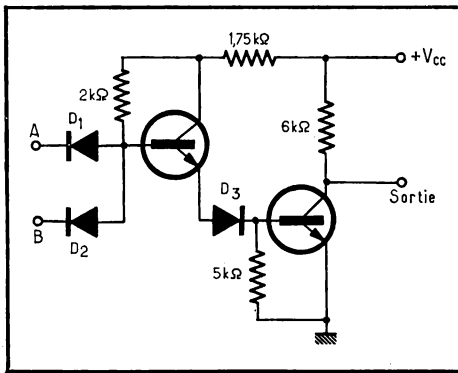
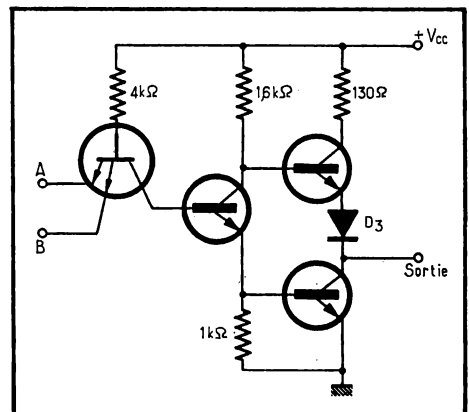


Fig. 22-19. — Porte à deux entrées D.T.L. et - ou selon le sens de la logique.

Fig. 22-20. — Porte à deux entrées T.T.L. et - ou selon le sens de la logique.



La figure 22-20 donne le schéma de la même porte en version T.T.L. (Transistor, Transistor, Logique). Les deux entrées A et B sont reliées à un transistor à émetteurs multiples qui joue le même rôle que les diodes d'entrée du schéma précédent. Le fonctionnement est identique. Cependant ce circuit est plus rapide et sa consommation est faible. Par sa structure, il est capable d'absorber du courant dans l'état 0 et d'en fournir dans l'état 1. L'impédance

de sortie est de $12\ \Omega$ pour l'état 0 et $100\ \Omega$ pour l'état 1. Ces faibles impédances atténuent les signaux parasites formant le bruit.

La figure 22-21 montre la simplicité d'une porte *et* à six entrées, ne comportant que des diodes et une résistance. Cette porte est réservée aux circuits à grande vitesse et à faible puissance.

Fig. 22-21. — Porte *et* à six entrées ne comportant que des diodes et une résistance.

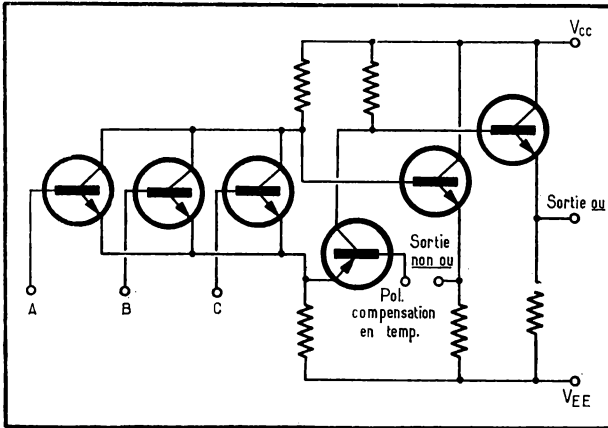
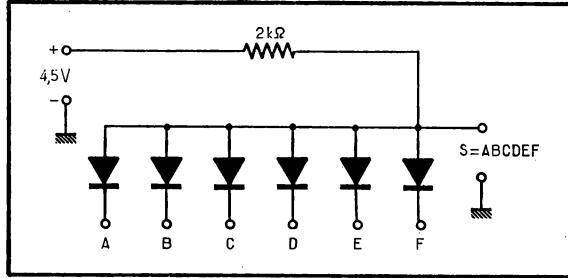


Fig. 22-22. — Porte à trois entrées T.T.L. donnant les fonctions *ou*, *non ou* en logique positive, et les fonctions *et*, *non et* en logique négative.

La figure 22-22 donne le schéma d'une porte T.T.L. à trois entrées réalisant à la fois les fonctions *ou*, *non ou* en logique positive grâce à deux sorties indépendantes. En logique négative elle permet les fonctions *et*, *non et*.

Ce que le constructeur cherche, ce sont des portes dans lesquelles le temps de propagation est très court et qui consomment le moins d'énergie possible. En effet, les calculateurs et ordinateurs modernes comportent un nombre extrêmement important de circuits intégrés. Leur vitesse de calcul dépend évidemment de celle des circuits les plus lents. Pour réduire leurs dimensions, il faut également que la consommation totale d'énergie soit raisonnable.

Les portes actuelles ont un temps de propagation de l'ordre de quelques dizaines de nanosecondes et une consommation de quelques milliwatts.

4.3. — SCHEMAS LOGIQUES : LE DEMI-ADDITIONNEUR

Le demi-additionneur, appelé également *ou exclusif*, est un circuit logique à deux entrées A et B et une sortie S. On doit avoir une tension de sortie lorsqu'on applique une tension en A ou en B, mais pas lorsqu'il y a une tension en A et en B en même temps. Ce circuit correspond à la logique $A + B$ multipliée par $\overline{A B}$. Cette fonction se transforme par le théorème de Morgan :

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

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

C'est ce schéma qui permet d'effectuer les additions en système binaire et de transmettre la retenue à la décade suivante. En calcul binaire : $0 + 0 = 0$, $0 + 1 = 1$, mais $1 + 1 = 10$, d'où la nécessité de ce type de circuit.

Il est réalisé d'après le schéma de la figure 22-23. Comme les circuits complémentés sont plus fréquents que les circuits directs, on peut également adopter le schéma de la figure 22-24 qui est équivalent. Les deux circuits comprennent sept transistors. Dans chacun d'eux on trouve en un endroit le produit $A B$. Cette tension correspond à la retenue dans l'addition binaire.

Ce circuit est appelé demi-additionneur, car il en faut deux identiques pour réaliser un additionneur (fig. 22-25).

Les unités des deux nombres à additionner entrent en A_1 et B_1 , les dizaines binaires, en A_2 et B_2 , les centaines binaires en A_3 et B_3 , etc. Pour les unités, le demi-additionneur sort la somme et la retenue éventuelle. Pour les dizaines binaires le premier demi-additionneur sort la somme qui vient s'ajouter à la retenue des unités dans le second demi-additionneur. On peut démontrer qu'il n'y aura jamais de retenue simultanément sur les deux demi-additionneurs. La retenue vient de l'un ou de l'autre et est appliquée à l'entrée de la porte $+$. Elle est reportée aux centaines binaires et ainsi de suite.

On voit le nombre très important de circuits nécessaires pour constituer un calculateur moderne à grande capacité.

4.4. — SCHEMAS LOGIQUES : LE CIRCUIT MEMOIRE OU BASCULEUR (FLIP-FLOP)

On distingue les basculeurs :

- *Astables (free running)* dont les deux positions sont libres et doivent être synchronisées (multivibrateurs) ;
- *Monostables*, dont un état est stable et le second libre ;
- *Bistables*, dont les deux états sont stables (Trigger de Schmitt).

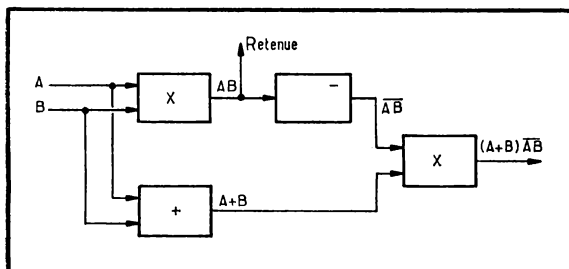
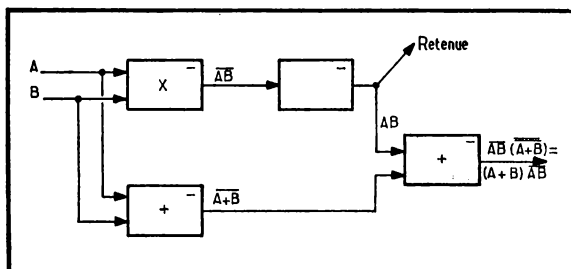


Fig. 22-23. — Le demi-additionneur (ou exclusif).

Fig. 22-24. — Demi-additionneur formé de circuits complémentés.



Le schéma de base est celui des bascules. On peut le réaliser en circuit logique avec deux portes *non ou* bouclées l'une sur l'autre (fig. 22-26). Deux états sont possibles. Supposons que les entrées A et B soient au potentiel 0.

Fig. 22-25. — Additionneur parallèle réalisé avec des demi-additionneurs et des portes ou.

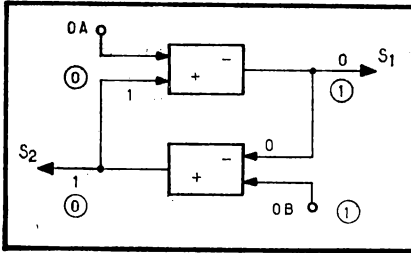
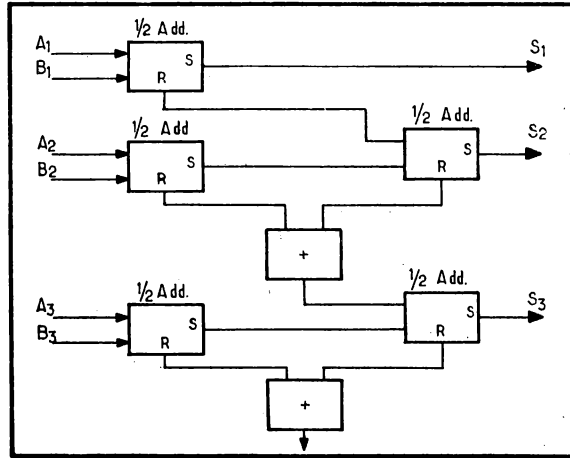


Fig. 22-26. — Schéma théorique de basculeur.

Les tensions sont portées sur la figure, la tension en S_1 est également 0. C'est l'état de repos.

Si on porte l'entrée A de 0 à 1, il ne se passe rien, car l'autre entrée de $\mp$ est 1, sa tension de sortie S_1 n'est pas modifiée. Si on ramène l'entrée A de 1 à 0, il ne se passe rien non plus. Par contre, si on porte l'entrée B de 0 à 1 le montage va basculer dans l'état de travail, les tensions aux divers points du circuit sont entourées. La tension de sortie S_1 passe de 0 à 1 et la tension en S_2 de 1 à 0. Le montage n'est pas modifié lorsque B revient à 0. C'est alors l'entrée A qui peut faire basculer le circuit dans l'état de repos.

Un basculeur est donc sensible à des impulsions appliquées alternativement en A puis en B.

Le schéma réel d'un tel basculeur est donné par la figure 22-27. Il comprend 8 transistors et 8 résistances. Dans les catalogues anglo-saxons, l'entrée A est marquée « Set »; l'entrée B, « Reset »; la sortie S_1 , « Q », et la sortie S_2 , « $\bar{Q}$ ». En effet, lorsque S_1 est dans une position, S_2 est dans l'autre. On établit donc le tableau de vérité (*truth table*) suivant (logique positive) :

| Set
(S) | Reset
(R) | Q^{n-1} |
|------------|--------------|---------------|
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | Q^n |
| 1 | 1 | non déterminé |

La représentation symbolique habituelle est donnée sur la figure 22-27.

Le basculeur MC302 Motorola pris en exemple a une consommation de 10 mA sous 6 V soit 60 mW; temps de commutation total : entre 30 et 40 ns.

Les basculeurs servent dans les circuits de comptage et dans les circuits de mémoire.

Dans les circuits de comptage, les impulsions correspondant à chacun des chiffres binaires sont transmises les unes après les autres en commençant par les unités. C'est la transmission série. Ces impulsions sont appliquées à un afficheur-décaleur qui permet de lire le nombre transmis. Il répond au schéma théorique de la figure 22-28. On place en série plusieurs basculeurs, chacun d'eux étant relié à un afficheur (ampoule électrique, par exemple).

Soit un compteur à quatre chiffres binaires représenté sur la figure. Une tension de commande appliquée en B remet tous les compteurs à zéro.

Une impulsion appliquée en A fait basculer le premier circuit et allumer le premier afficheur, c'est un 1. La seconde impulsion en A, d'une part remet le premier circuit à zéro et d'autre part fait basculer en 1 le second circuit; l'afficheur indique 10. La troisième impulsion fait basculer le premier circuit, mais pas le second, et l'afficheur marque 11. La quatrième impulsion ramène à zéro les deux premiers circuits et fait basculer le troisième circuit, soit 100, et ainsi de suite.

Certains compteurs binaires spéciaux, ou *shift register*, ont une entrée de commande unique. Toute impulsion appliquée sur cette entrée fait changer son état quel qu'ait été son état précédent. Lorsque le premier compteur revient à zéro, il en commande un second identique et ainsi de suite.

On fabrique également des basculeurs gardant l'indication de leur état. Un nombre binaire est donc constitué par un certain nombre de basculeurs en parallèle.

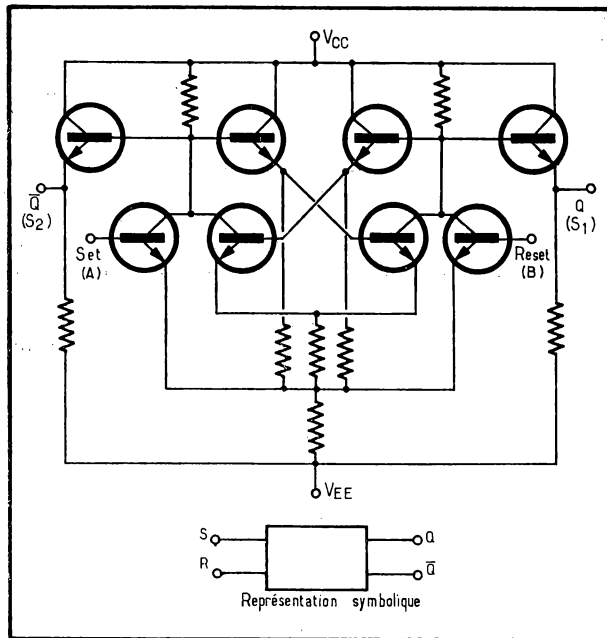


Fig. 22-27. — Schéma pratique d'un basculeur MC302 Motorola.

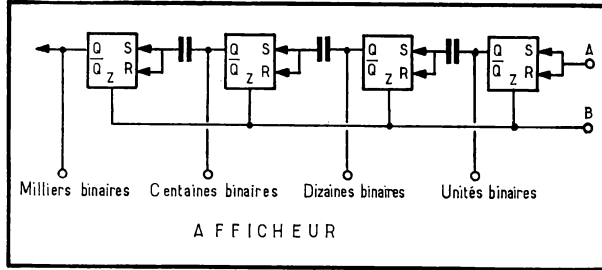
Ces indications reprises en série, avec un échelonnement dans le temps sur une voie unique, peuvent être enregistrées sur bande ou sur tambour

magnétique. Ces organes constituent les mémoires des machines à calculer et des ordinateurs.

Enfin, ces enregistrements binaires peuvent être convertis en nombres décimaux et être affichés au moyen de tubes Nixie, par exemple.

Ces paragraphes ne font qu'effleurer cette importante question. Il faudrait un volume complet pour étudier les différents schémas de base des circuits logiques utilisant tous des circuits intégrés.

Fig. 22-28. — Schéma théorique d'un afficheur décaleur.



5. - Les circuits linéaires

Les constructeurs se sont d'abord intéressés aux circuits logiques étant donné l'énorme demande en ce domaine, due au développement de calculateurs de plus en plus complexes. Ils s'intéressent depuis plusieurs années aux circuits linéaires pour les applications professionnelles et même pour le grand public.

On trouve depuis peu des récepteurs de radio et de télévision contenant des circuits intégrés et des circuits sur film mince. La combinaison de ces deux techniques permet de résoudre les problèmes posés par la miniaturisation d'un grand nombre de circuits.

Les résistances, les diodes et les transistors sont réalisés en circuits intégrés, comme pour les circuits logiques. Par contre, les résistances, les condensateurs et les inductances sont plus facilement et plus économiquement réalisables en circuits sur film mince. On voit que pour les résistances, selon les schémas, on peut préférer une technique ou l'autre. Les diodes et les transistors au silicium peuvent être soudés sur les films minces aux emplacements prévus.

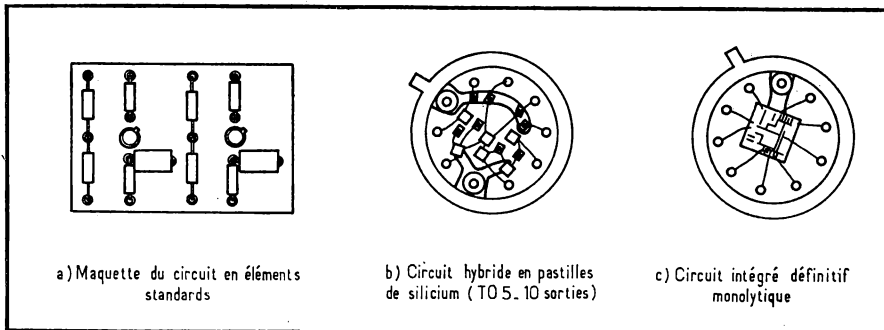


Fig. 22-29. — Etude d'un circuit intégré linéaire : a) maquette d'un circuit en éléments standard ; b) circuit « hybride » en pastilles de silicium (boîtier TO5, 10 sorties) ; c) circuit intégré définitif monolithique (boîtier TO5, 10 sorties).

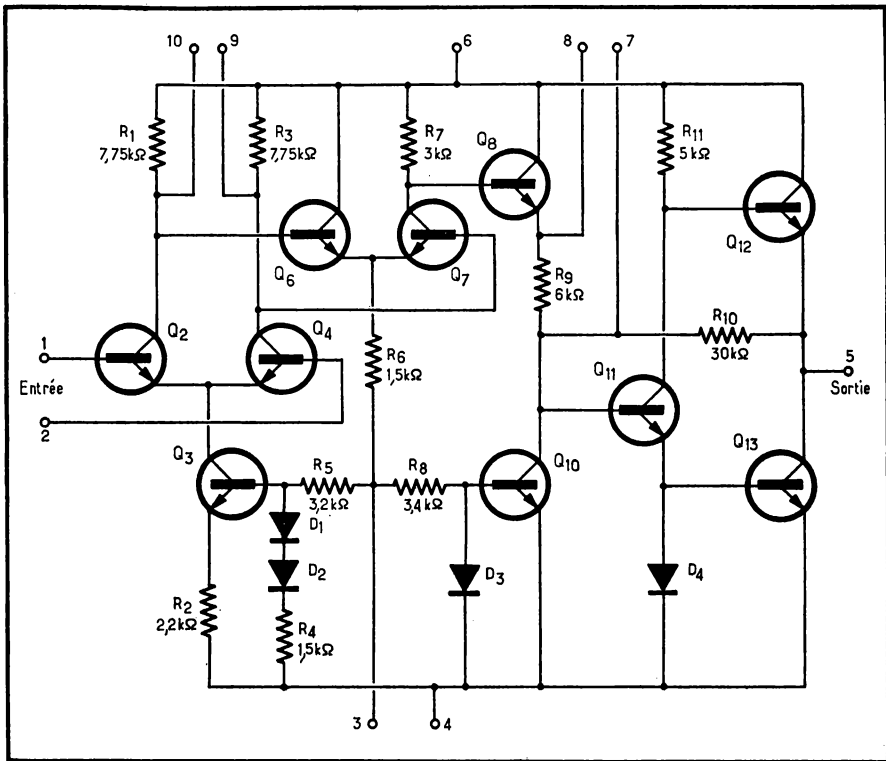


Fig. 22-30. — Amplificateur différentiel à courant continu MC1530 Motorola.

Les laboratoires d'application des grands fabricants sont à la disposition des industriels pour l'étude de tels circuits. Les possibilités de cette technique sont si étendues qu'il ne peut être question de les énumérer.

Le processus adopté est généralement le suivant :

— Le schéma du dispositif à intégrer est réalisé sous la forme d'une maquette avec des éléments standards pour la mesure des performances et des tolérances;

— Une fois le schéma bien au point, le fabricant monte dans un boîtier TO5 à 10 sorties des petits blocs de silicium constituant les transistors, les diodes, les résistances et éventuellement des petites capacités. On réalise ainsi un circuit hybride qui permet de procéder aux essais complets en vraie grandeur;

— Lorsque le circuit est bien définitif, le fabricant procède à l'établissement du circuit intégré monolithique, selon la technique planar.

La figure 22-29 montre schématiquement les différentes phases de cette étude.

On peut envisager diverses applications possibles.

Les amplificateurs à large bande. — Par exemple, dans un boîtier plat à 12 sorties de $9,5 \times 9,5$ mm, on place un amplificateur à large bande donnant un gain de 30 dB entre 0,4 MHz et 20 MHz. Le gain atteint 42 dB à 3 MHz, il est encore de 20 dB à 50 MHz.

Les amplificateurs sélectifs. — Par exemple, dans un boîtier plat à 30 sorties de $25,4 \times 25,4$ mm, on réalise, par la technique des films minces, un amplificateur F.I. accordé sur 30 MHz. Sa largeur de bande est de 0,1 MHz à -3 dB. Son gain est de 25 dB. Dans un boîtier TO5 à 10 sorties, on construit un amplificateur limiteur de 9 mA/V de pente. Le déphasage entre l'entrée et la sortie est inférieur à 1° jusqu'à 1 GHz.

Les amplificateurs différentiels à courant continu. — Par exemple, dans un boîtier TO5 à 10 sorties, on place un amplificateur différentiel comprenant 10 transistors, 4 diodes et 11 résistances (fig. 22-30). Il donne un gain de 74 dB, avec une stabilité de $\pm 1,5$ dB entre -55°C et $+125^\circ\text{C}$. Et ce, entre le courant continu et 1 MHz. L'impédance d'entrée est de 20 k Ω , tandis que l'impédance de sortie est de 25 Ω . Sa consommation est de 110 mW.

Les amplificateurs pour radio et télévision. — Les amplificateurs B.F. pour prothèse auditive ont été parmi les premiers mis sur le marché. Puis les constructeurs ont sorti des amplificateurs B.F. pour récepteurs de poche. On peut se procurer maintenant des amplificateurs de puissance pour téléviseurs ou pour haute fidélité.

Sur une pastille de silicium de $2,8 \times 2,16$ mm, *Westinghouse* présente un amplificateur à haute fidélité comprenant 13 transistors *n-p-n*, 1 transistor *p-n-p*, 2 transistors *n-p-n* de puissance, 4 diodes zener et 3 diodes de polarisation. Il développe 5 W, sur une charge de 16 Ω , pour un taux de distorsion de 3 %. Le rendement global est de 60 %.

Maintenant, on réalise des amplificateurs 10,7 MHz pour étages fréquence intermédiaire pour récepteurs à modulation de fréquence. Egaleme nt on produit des amplificateurs F.I. pour téléviseurs (vision et son). *Motorola* a mis sur le marché des amplificateurs de C.A.G. pour téléviseurs.

Ces quelques exemples montrent que les circuits intégrés linéaires peuvent être appliqués à un grand nombre de schémas dans tous les domaines de l'électronique.

LE LASER

1. - Principe

Tout comme le radar, le laser doit son nom aux initiales d'une terminologie anglo-saxonne : Light Amplifier by Stimulated Emission of Radiation, soit en français : Amplificateur de lumière par émission stimulée. C'est à partir de cette définition lapidaire, qui recouvre des phénomènes physiques complexes, qu'il convient d'expliquer le principe du laser et ses avantages par rapport aux sources lumineuses classiques.

Dans une source lumineuse normale, chaque atome est susceptible d'émettre des trains d'ondes lumineuses sans aucune relation avec ceux qui sont émis par ses voisins. On dit que la lumière est incohérente, et elle est rayonnée uniformément dans toutes les directions. Une telle lumière tombant sur un prisme est décomposée en un grand nombre de raies de fréquences différentes.

Pour expliquer le processus de l'émission lumineuse par les atomes, Einstein avait proposé, dès 1917, deux hypothèses relatives à des mécanismes distincts : l'émission spontanée et l'émission stimulée.

L'émission spontanée se produit d'elle-même dans une population d'atomes convenablement excités qui émettent alors des quantités finies d'énergie lumineuse, ou photons. La lumière est incohérente.

En revanche, l'émission stimulée est provoquée par la présence de radiations et peut conduire à l'amplification de celles-ci. La lumière émise est alors cohérente; c'est-à-dire que les trains d'ondes provenant des différents atomes de la source sont synchrones et liés à la radiation incidente. La lumière possède une fréquence définie très précise, tombant sur un prisme elle ne présente qu'une seule raie.

Pour stimuler l'émission, il faut apporter aux atomes une certaine énergie sous différentes formes, c'est le *pompage*.

En 1955, la synthèse de ces deux découvertes : émission stimulée et pompage, permettait de réaliser aux U.S.A. le premier dispositif amplificateur. Celui-ci n'atteignait d'ailleurs pas le domaine des ondes lumineuses et autorisait seulement l'amplification d'ondes hertziennes très courtes, ou ondes hyperfréquences, d'où son nom de maser (Microwave Amplifier by Stimulated Emission of Radiation).

Le milieu amplifiant utilisé dans le premier maser était constitué par de l'ammoniac. Le remplacement de celui-ci par un barreau de rubis synthétique soumis à un pompage optique à l'aide d'éclairs lumineux, permettait enfin de réaliser en 1960, toujours aux U.S.A., les premiers amplificateurs de lumière. C'est pourquoi le laser a parfois été désigné du nom de « maser optique ».

Voyons comment une telle émission stimulée peut se produire dans un cristal semi-conducteur, objet de cette étude.

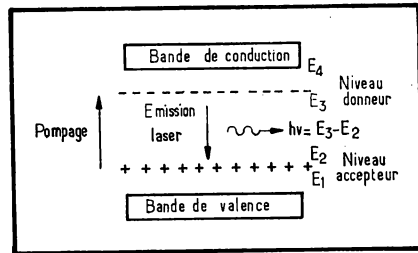
2. - Laser à semi-conducteur

On a vu au début de cette étude (chap. I) quelle est la constitution de la matière. L'électron chargé négativement est attiré par le noyau chargé positivement, repoussé par les autres électrons gravitant autour du noyau et influencé par les autres atomes du cristal.

Les électrons ne peuvent graviter autour du noyau que sur certaines trajectoires fixes; autrement dit, ils sont situés à des niveaux d'énergie fixes par rapport au noyau. Un électron libéré de son noyau peut se déplacer dans le semi-conducteur et participer à la conduction électrique; c'est un électron libre dans la bande de conduction.

Les électrons liés, les plus éloignés du noyau, sont les électrons de valence. Pour qu'un électron de valence devienne libre, il faut lui fournir une énergie minimale au moins égale à l'énergie de la bande interdite séparant l'état de valence de l'état libre.

Fig. 23-1. — Principe du laser.



Si cet apport d'énergie cesse, l'équilibre est rétabli quand les électrons sont revenus dans la bande de valence; ils perdent leur excès d'énergie sous forme de lumière.

On appelle photon l'énergie lumineuse

$$E_b - E_a = h \nu.$$

E_b est le niveau d'énergie de la bande de conduction;

E_a le niveau d'énergie de la bande de valence;

h la constante de Planck $= 6623.10^{-34}$ joule par seconde;

ν la fréquence de l'émission lumineuse;

S'il y a n électrons, il y a n photons d'énergie $h \nu$.

Si on introduit des impuretés choisies dans un semi-conducteur intrinsèque, on le dope. Ces impuretés ont, soit un électron de valence de plus que le semi-conducteur, soit un électron de valence de moins.

Dans le diagramme d'énergie de la figure 23-1, les niveaux donneurs (n) sont près de la bande de conduction; les niveaux accepteurs (p) sont près de la bande de valence. Les bandes d'énergie du semi-conducteur intrinsèque sont larges et l'énergie restituée sous forme de lumière a une longueur

d'onde mal définie. Par contre, les bandes des impuretés sont étroites et la bande passante de l'émission de lumière est étroite.

Deux conditions essentielles doivent être réunies pour obtenir un rayonnement laser ou maser : une condition électronique qui est l'inversion de population et une condition optique qui est la réalisation d'une cavité résonnante amplificatrice.

INVERSION DE POPULATION

Normalement il y a un plus grand nombre d'électrons dans la bande de valence que dans la bande de conduction. Si par une impulsion lumineuse, une impulsion de courant ou un bombardement électronique, on fournit suffisamment d'énergie pour faire passer un plus grand nombre d'électrons dans la bande de conduction que dans la bande de valence, on a réalisé une inversion de population.

On utilise généralement une jonction *p-n*, c'est-à-dire un laser à quatre niveaux (fig. 23-1). Ces niveaux sont : E_1 , bande de valence; E_2 , niveau accepteur; E_3 , niveau donneur; et E_4 , bande de conduction.

L'énergie absorbée par le cristal fait passer les électrons des niveaux 1 à 4, c'est le pompage, la population de 4 croît.

Les électrons reperdent leur énergie. Ils passent du niveau 4 au niveau 3 sans émettre de lumière, puis de 3 en 2 en émettant une lumière $h\nu = E_3 - E_2$. De 2 en 1, la perte d'énergie a lieu sans émission de lumière.

L'énergie lumineuse traversant le cristal stimule d'autres émissions de même énergie, on a ainsi une amplification.

CAVITE RESONNANTE

Pour les fréquences allant jusqu'au gigahertz, on réalise des circuits oscillants à inductance-capacité; puis au-delà on utilise des cavités oscillantes à ondes progressives fonctionnant jusqu'aux ondes millimétriques. Au-delà, le maser prend le relais pour des longueurs d'ondes allant jusqu'à la centaine de microns, et enfin le laser pour des longueurs d'ondes allant jusqu'au spectre visible (bleu 0,4 μm). On conçoit qu'il n'est pas possible de construire des cavités résonnantes classiques pour ces fréquences. La cavité résonnante doit être réalisée dans le semi-conducteur lui-même.

On fait circuler dans le cristal les ondes émises, le plus longtemps possible et on les concentre dans la région d'inversion de population. Car, en dehors de cette région, l'énergie est absorbée et il n'y a pas d'amplification.

On obtient cet effet de cavité résonnante grâce à deux parois parallèles, l'une complètement réfléchissante, l'autre semi-réfléchissante, qui est constituée par la paroi du cristal (fig. 23-2).

Soit une onde oscillant entre les deux parois dont le coefficient de réflexion est r . C'est-à-dire que $r\%$ de la lumière est réfléchi et que $1/r$ est absorbé par la paroi semi-réfléchissante.

Lorsque n photons de cette onde arrivent sur la surface semi-transparente $(1 - r)n$ photons se dirigent vers l'autre paroi. La cavité étant le siège d'une inversion de population, ces photons sont amplifiés d'un facteur A . Par suite $An(1 - r)r$ photons sont à nouveau réfléchis et deviennent $A^2n(1 - r)r$ en arrivant sur la première surface et $A^2n(1 - r)^2r$ sortent du cristal. Ainsi, après une traversée complète, les n photons entrants deviennent $A^2n(1 - r)^2r$. Après deux traversées on a : $A^4n(1 - r)^2r^2$, et après $p + 1$ traversées, ils sont :

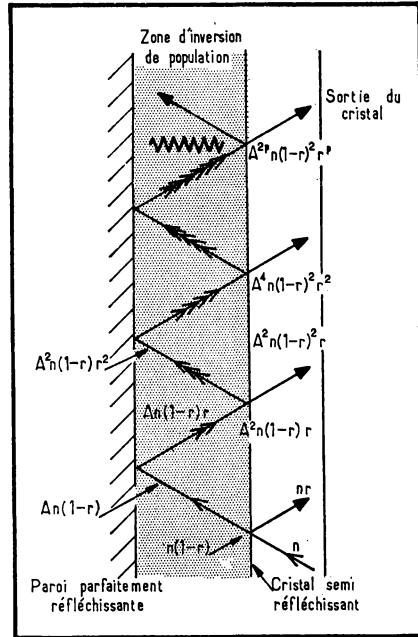
$$A^{2p}n(1 - r^2)r^p$$

Toutes les ondes sortantes sont en phase et de fréquence $h\nu$. Toutes les

fréquences un peu différentes ne sont pas amplifiées par la cavité. C'est ce qui explique la bande de fréquences très étroite des lasers et leur très bonne directivité.

On a donc un générateur d'onde monochromatique de fréquence bien définie et très stable.

Fig. 23-2. — Principe de la cavité résonnante.



L'impulsion permettant le pompage pour l'inversion de population a été obtenue en 1960, pour le premier laser, par un tube à décharge excitant un monocristal de rubis synthétique. Il fonctionne par impulsions et donne des éclairs lumineux un million de fois plus intenses que ceux du soleil, mais de durée très brève. On doit le refroidir par de l'azote liquide à 77 °K.

Dans les lasers à semi-conducteurs, l'inversion de population est obtenue par de courtes impulsions de courant très intenses dans une jonction *p-n*. Les impulsions ont une durée de l'ordre d'une dizaine de microsecondes, avec une fréquence de récurrence atteignant 30 kHz. L'intensité des impulsions atteint 10^5 A/cm². On doit également refroidir le cristal à l'azote liquide (77 °K).

Le bombardement électronique en est à la période d'essais de laboratoire. On utilise, entre autres, le ZnS donnant une lumière violette, le CdS à lumière jaune et le CdSe rouge. On bombarde les jonctions par des impulsions d'électrons. Ils pénètrent peu dans le cristal et créent une région *n*⁻, par rapport au reste du cristal. Cet excès d'électrons assure l'inversion de population. La lumière émise est aveuglante. C'est un grand progrès, car on peut obtenir ainsi des lasers émettant des couleurs différentes, donc des fréquences différentes.

3. - Technologie du laser à semi-conducteur

Les premiers lasers à semi-conducteur ont été construits à partir d'un cristal d'arséniure de gallium. La diode est formée par un bâtonnet de

$1,25 \times 0,1 \times 0,1$ mm d'arséniure de gallium dopé n au tellure. La région p est obtenue par diffusion sur une face de zinc, sous une épaisseur de $10 \mu\text{m}$. La surface de la jonction est d'environ $1 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2$. La densité de courant dans les premières diodes est de $10\,000 \text{ A/cm}^2$, elle a été réduite très fortement dans les derniers modèles jusqu'à 100 A/cm^2 .

La fabrication est très délicate, car les faces du bâtonnet semi-conducteur doivent être absolument parallèles pour obtenir l'effet de cavité résonnante. De plus, elles doivent avoir un poli optique parfait.

Dans cette structure, les ondes qui se déplacent le long du grand axe parallèlement à la jonction, restent dans la région d'amplification plus longtemps que les autres ondes. Elles sont donc favorisées et produisent un faisceau lumineux (fig. 23-3) projeté le long de l'axe longitudinal de la structure. Ce faisceau a un angle d'ouverture de $2,5^\circ$ et une largeur spectrale de $0,5 \text{ \AA}$. La longueur d'onde de la lumière émise est de $8400 \text{ \AA}$, soit dans le proche infrarouge. Une telle diode doit fonctionner dans l'azote liquide à 77° K .

D'autres semi-conducteurs ont été utilisés : le phosphore d'indium donne une lumière infrarouge de longueur d'onde $9030 \text{ \AA}$; l'arséniure de gallium-phosphore de gallium procure une lumière de $7000 \text{ \AA}$.

On fabrique maintenant des diodes laser à l'arséniure de gallium pouvant fonctionner à la température ordinaire, éliminant le coûteux refroidissement à l'azote liquide. Un modèle dispose d'une surface active de $0,25 \text{ mm}^2$ et fonctionne par impulsions de 1000 A , ayant une durée de 10 ns et une fréquence de récurrence de quelques kilohertz. Le rayon infrarouge ($8400 \text{ \AA}$) est détectable à plus de 10 km .

Le rendement global d'un laser dépend de la perfection de la taille du cristal pour la constitution de la cavité résonnante interne. Il est compris entre 25 et 50% . La transformation au niveau de la jonction a un rendement très proche de 100% . Il convient de rappeler que le rendement d'un laser à rubis ou d'un laser gazeux est de l'ordre de 1% .

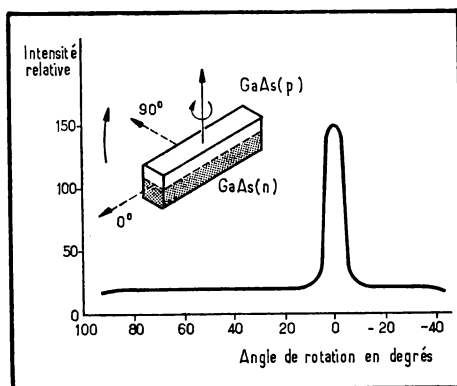


Fig. 23-3. — Géométrie de la diode laser et directivité de rayonnement.

On recherche maintenant en laboratoire le moyen de faire varier la fréquence d'émission d'un laser.

L'application d'un champ magnétique intense sur le cristal donne naissance à l'effet Zeman. On décompose ainsi l'onde incidente en deux ondes ayant des fréquences légèrement différentes.

Le champ électrique fait également peu varier la longueur d'onde de la lumière émise.

En revanche, les sels de plomb : PbS , PbSe , PbTe , ont la particularité d'avoir une bande interdite dont la largeur est variable avec la pression. En

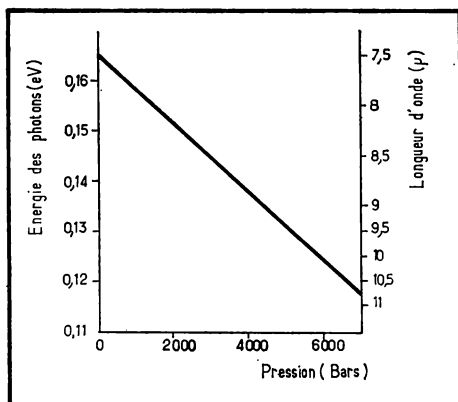
modifiant la pression exercée sur le cristal, on fait varier la longueur d'onde d'émission (fig. 23-4).

En mélangeant plusieurs semi-conducteurs on peut, enfin, modifier leur longueur d'onde. Des essais satisfaisants ont été effectués avec un mélange GaP-GaAs.

4. - Applications du laser

Les lasers à impulsions font penser aux radars et on a réalisé des radars optiques, appelés parfois LIDARS, ainsi que des télémètres de grande précision. Ces appareils sont moins encombrants et la très brève impulsion lumineuse permet une mesure précise de la distance.

Fig. 23-4. — Variation de la longueur d'onde en fonction de la pression exercée sur une diode de PbSe à 77 °K.



La seconde application possible est très différente; il s'agit de mettre à profit la haute densité d'énergie du pinceau lumineux. Dans bien des cas, en effet, les physiciens, les biologistes, les métallurgistes et les chirurgiens souhaitent disposer d'un instrument leur permettant de libérer localement des quantités d'énergie suffisantes pour fondre un métal ou détruire une cellule vivante. Il convient d'observer que cette énergie est parfaitement « propre », ce qui évite toute contamination de la surface traitée. Certaines opérations de la cornée de l'œil ont été faites au moyen d'un rayon laser.

Les lasers continus permettent de disposer au laboratoire d'une source de lumière cohérente monochromatique précieuse pour mener à bien des expériences et des analyses très précises. Dans le cas de l'analyse chimique par spectrographie, le rayon laser permet une analyse très fine des corps complexes et l'étude de la structure de leurs molécules.

On peut également moduler le faisceau lumineux, c'est-à-dire le rendre porteur d'informations qui sont, soit transmises à distance (télécommunications), soit traitées dans un calculateur analogique. Dans cette application, on fait traverser au faisceau lumineux modulé un système optique constitué par des clichés photographiques, des lentilles et des filtres qui représentent le calcul à effectuer et dont le résultat vient s'inscrire sous forme d'image lumineuse sur un écran ou sur une plaque photographique. Ce mode de calcul est extrêmement rapide. Il est utilisé pour le calcul scientifique : calcul d'antennes et de radar.

En télécommunication, le faisceau laser modulé est susceptible de véhiculer simultanément une grande quantité d'informations, telles que conversations téléphoniques ou images de télévision. Cette liaison peut s'effectuer en vision directe ou par réflexion sur la surface d'un satellite.

A la réception, le rayon laser modulé est concentré, soit sur la jonction d'une diode photoconductrice, soit sur la cible d'un tube photomultiplicateur.

La photodiode est petite et légère, mais sa sensibilité est limitée. Sa fréquence de coupure atteint maintenant le gigahertz, c'est-à-dire que son temps de montée est de l'ordre de la nanoseconde. Les tubes photomultiplicateurs sont très sensibles, mais ils exigent des circuits électroniques complexes et encombrants. Cependant ces deux types de circuits ne peuvent être « accordés » sur la longueur d'onde du rayon laser. On doit placer devant eux des filtres optiques éliminant la lumière parasite, source de bruit de fond.

Enfin, on parle de temps à autre du « rayon de la mort ». C'est un laser dont le rayon serait assez puissant pour détruire l'objet visé : avion, satellite, etc. Mais sa réalisation n'est pas encore en vue.

LES ÉLÉMENTS RÉFRIGÉRANTS

A EFFET PELTIER

1. - Principe

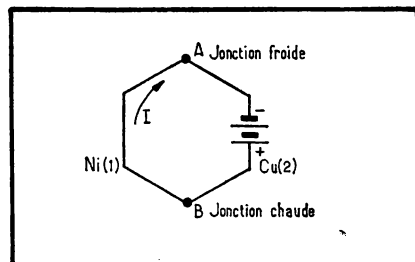
Cet effet, mis en évidence par Peltier en 1834, consiste dans l'absorption ou le dégagement d'une certaine quantité de chaleur à la jonction de deux conducteurs différents, lorsqu'ils sont parcourus par un courant électrique.

Si on désigne par a_1 et a_2 les pouvoirs thermo-électriques respectifs de deux conducteurs, par T la température de la jonction, et par I le courant dans les conducteurs, la puissance frigorifique théorique Q est :

$$Q = (a_1 - a_2) T I.$$

Dans le schéma de la figure 24-1, le métal 1 est du nickel et le métal 2 du cuivre; la différence $(a_1 - a_2)$ est négative. Si, à la jonction A, le courant circule dans le sens indiqué, du nickel vers le cuivre, I est positif et, par suite, Q est négatif : il y a absorption de chaleur en A et sa température va baisser.

Fig. 24-1. — Principe de l'effet Peltier.



A l'inverse, la jonction B subit un échauffement; le circuit constitue une pompe à chaleur.

Si le courant I s'inverse, les phénomènes thermiques changent de signe. Il faut donc alimenter ces éléments en courant continu.

Deux phénomènes « parasites » vont se superposer à l'effet Peltier. La différence de température entre A et B va provoquer un déséquilibre thermique qui tend à être comblé par conduction thermique dans les conducteurs et via le milieu ambiant. Ensuite, le passage du courant électrique dans les conducteurs va les échauffer par effet Joule.

L'effet Peltier, l'effet Joule et la conduction thermique se manifestent simultanément. L'état d'équilibre entre ces trois phénomènes permet de dégager une grandeur Z qui caractérise la qualité thermo-électrique des branches du circuit et fixe la limite de différence de température qui peut s'établir entre A et B.

Avec les métaux et les alliages cette grandeur Z est très petite. Il a fallu attendre la mise au point des semi-conducteurs pour obtenir des batteries réfrigérantes intéressantes.

2. - Élément à semi-conducteurs

Sa constitution théorique est donnée par la figure 24-2. La première jambe est en tellure de bismuth (Bi_2Te_3) et en sélénure de bismuth (Bi_2Se_3) du type n . La seconde jambe est en tellure d'antimoine (Sb_2Te_3) et en tellure de bismuth du type p .

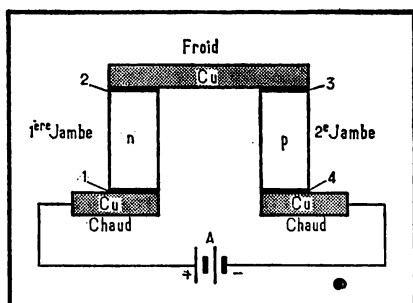


Fig. 24-2. — Batterie à effet Peltier à semi-conducteur.

Développons cet élément (fig. 24-3) et examinons son diagramme des potentiels.

Pour des raisons technologiques, les jonctions ne sont pas réalisées directement entre les deux jambes n et p , mais sont exécutées par l'intermédiaire de ponts en cuivre. Ces ponts sont au potentiel E_0 .

Grâce à la source extérieure A, des porteurs de charge vont circuler dans le circuit.

À la soudure 1, cuivre - semi-conducteur n , les porteurs de charge tombent du potentiel E_0 au potentiel E_1 . La différence $E_0 - E_1$ constitue le potentiel de contact entre le cuivre et le semi-conducteur. Il y a libération d'énergie, d'où dégagement de chaleur. Aux jonctions 2 et 3, les porteurs de charge doivent vaincre la barrière de potentiel $E_2 - E_1$. Ils ont alors besoin d'énergie, d'où absorption de chaleur et refroidissement; en fait, il y a dilatation du « gaz électronique » de E_1 à E_2 . Enfin, à la soudure 4, semi-conducteur p -cuivre, les porteurs de charge passent du niveau d'énergie E_2 au niveau E_0 , d'où libération d'énergie et dégagement de chaleur.

Le bilan thermique de l'élément est déterminé par la résultante :

- D'une absorption de chaleur sur la face froide, c'est l'effet Peltier;
- D'un dégagement de chaleur par effet Joule, évacuée par la face froide;
- D'un dégagement de chaleur sur la face chaude;
- De pertes par conduction thermique à travers la batterie.

L'effet Peltier varie linéairement avec l'intensité dans le circuit, tandis que l'effet Joule varie selon le carré de I . On conçoit donc qu'une valeur optimale du courant soit indiquée par le constructeur. Elle permet d'obtenir la plus grande différence de température entre les deux faces de la batterie (fig. 24-4).

Fig. 24-3. — Développement linéaire de l'élément de la figure 24-2 et diagramme des potentiels.

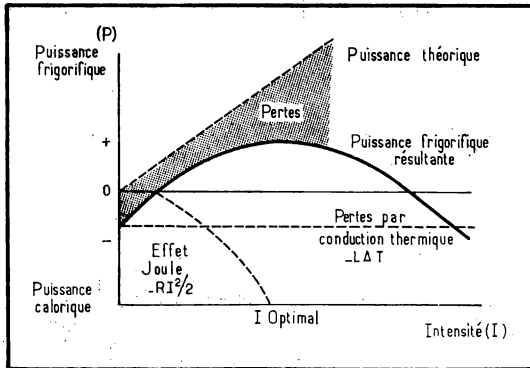
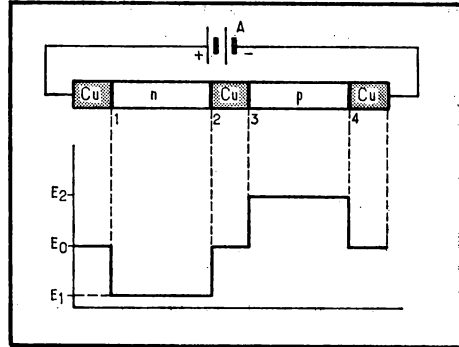


Fig. 24-4. — Dissipation par effet Joule, pertes par conduction thermique et puissance frigorifique, théorique et résultante en fonction de l'intensité du courant.

La quantité de froid s'exprime en frigories par seconde, $1 \text{ W} = 0,24 \text{ frigorie/s}$, ainsi une batterie de 16 W donne environ 4 frigories par seconde. Pratiquement, la chaleur dégagée sur la face chaude est trois fois plus importante que la chaleur absorbée du côté froid. Le rendement est donc de 33 % environ. L'écart maximal de température entre le côté chaud et le côté froid de la batterie, à la température ambiante normale, est d'environ 50°C .

Lors du montage des batteries, il faut obtenir à la fois un bon isolement électrique entre les pontets de cuivre reliant les thermocouples et les plaques des faces chaude et froide, et réaliser une très bonne conduction thermique entre ces thermocouples et les mêmes plaques.

3. - Caractéristiques

Les batteries du commerce sont généralement alimentées sous une tension de quelques volts, entre 1 et 5 V. Par contre l'intensité à fournir est importante, de 5 à 60 A. La capacité de refroidissement maximal varie entre 6 et 40 W.

A titre d'exemple, on trouve ci-dessous les caractéristiques des batteries PT11/20 et PT47/5 de la Radiotechnique.

Le modèle PT11/20 se compose de 11 thermocouples connectés en série et exigeant une intensité nominale de 20 A, sous une tension de 1,1 V.

Le modèle PT47/5 se compose de 47 thermocouples, nécessitant 6 A sous 5 V.

Ces batteries sont contenues dans un boîtier en matière moulée de mêmes dimensions pour les deux modèles (fig. 24-5). Leur face chaude est munie d'ailettes pour un refroidissement par eau.

Les caractéristiques électriques sont résumées dans le tableau suivant :

| | Type PT11/20 | Type PT47/5 |
|---|----------------------|----------------------|
| Tension d'alimentation | 1,0 à 1,2 V | 5 à 5,4 V |
| Courant nominal | 18 à 22 A | 5 à 6 A |
| Résistance interne, environ | 50 mΩ | 900 mΩ |
| Ecart maximal de température pour une face chaude à 10 °C | 51 °C | 51 °C |
| Ecart maximal de température pour une face chaude à 75 °C | 72 °C | 72 °C |
| Coefficient de mérite | $2,0 \times 10^{-3}$ | $2,0 \times 10^{-3}$ |
| Capacité de refroidissement maximal ($\Delta T = 0$) | 16 W | 16 W |
| Capacité de refroidissement entre +10 et -20 °C | 6 W | 6 W |
| Température maximale | 100 °C | 100 °C |
| Poids | 300 g | 300 g |

La différence de température en fonction de la puissance thermique utile, lorsque la plaque chaude est maintenue à +10 °C par l'eau de refroidissement, est donnée par la figure 24-6 pour le modèle PT22/20 et par la figure 24-7 pour le modèle PT47/5.

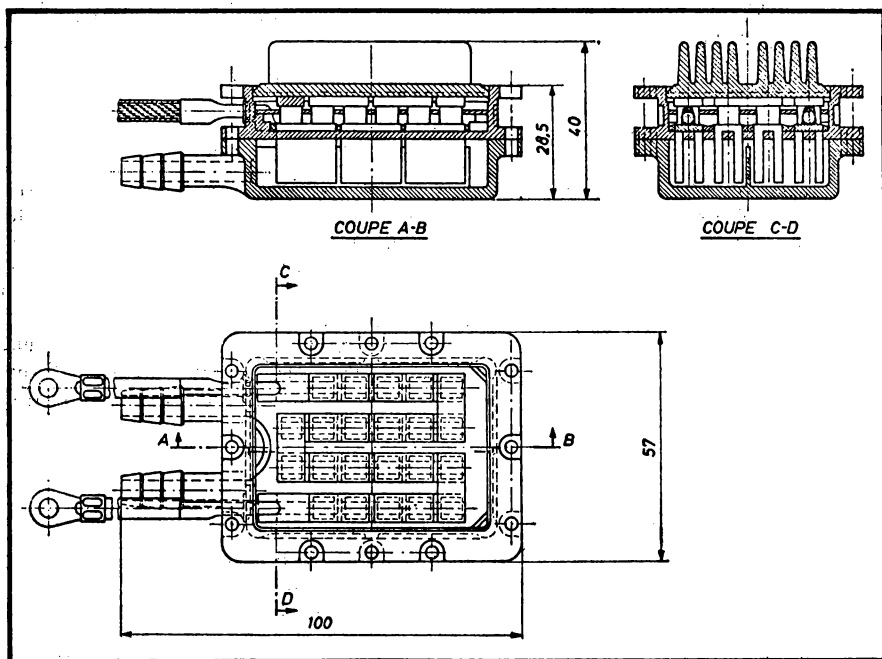
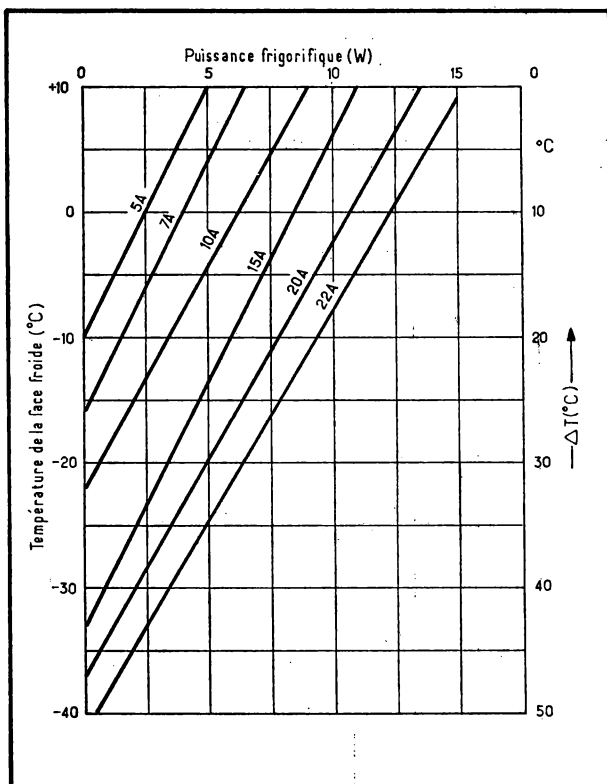


Fig. 24-5. — Constitution et cotes de la batterie PT11/20 Radiotechnique.

Fig. 24-6. — Puissance frigorifique et température de la face froide en fonction de l'intensité pour une batterie PT11/20 Radiotechnique (température de la face chaude : + 10 °C).



On détermine ainsi la température de la face froide en fonction du courant d'alimentation. Si la face chaude n'est pas maintenue à + 10 °C, l'écart de température entre les deux faces de la batterie est réduit. Pour 10 °C d'accroissement de température de la face chaude, il faut tenir compte d'une élévation de seulement 3 °C de l'écart de température.

L'objet à refroidir est placé en contact thermique le meilleur possible avec la face froide. Celle-ci est parfaitement isolée de la batterie du point de vue électrique. Une graisse ou une huile au silicone peut être placée entre la plaque froide et l'objet à refroidir, pour réduire la résistance thermique de contact.

La face chaude est soumise à un courant d'eau froide suffisant pour évacuer toutes les calories dégagées et la maintenir toujours à la même température.

4. - Applications

Les avantages des batteries à effet Peltier sont :

- Mise en œuvre facile, faible encombrement et poids;
- Souplesse de fonctionnement, réglage progressif, apparition immédiate du froid, réversibilité par simple inversion du sens du courant;
- Fonctionnement entièrement statique;
- Très longue durée de vie.

Parmi les inconvénients, il faut citer :

- Un faible rendement;
- L'obligation de refroidir les éléments.

Les principales applications sont :

Le refroidissement d'une platine de microscope. — L'éclairage d'un microscope peut, s'il est trop intense et s'il s'agit d'une préparation biologique, provoquer par échauffement la destruction de cette dernière. Une batterie permet de refroidir la préparation et d'éviter cet inconvénient;

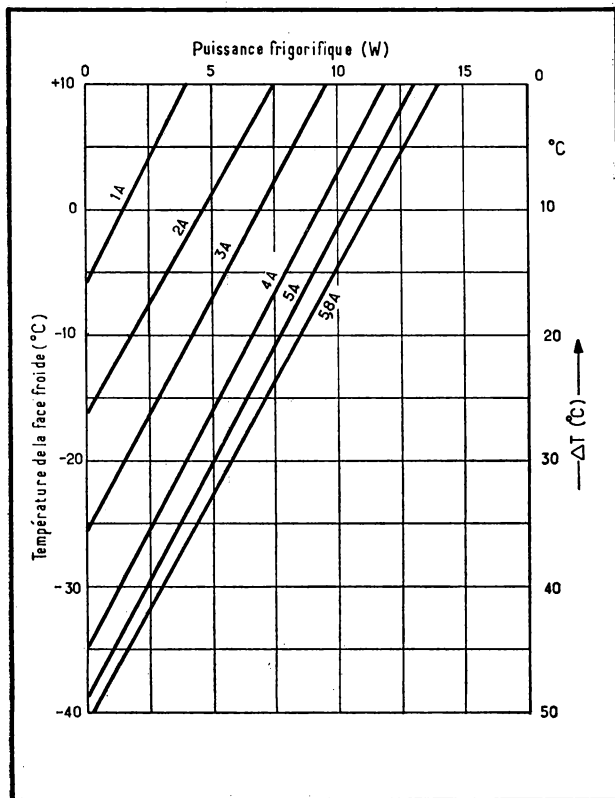


Fig. 24-7. — Puissance frigorifique et température de la face froide en fonction de l'intensité pour une batterie PT47/5 Radiotechnique (température de la face chaude + 10 °C).

La référence de température. — La batterie est asservie pour que la température dans une enceinte reste stable à la valeur choisie. On obtient une stabilisation à $\pm 0,05$ °C pour une température ambiante comprise entre 0 et 50 °C;

Les **enceintes réfrigérantes** qui permettent le refroidissement d'éprouvettes, de cristallisoirs pour les travaux de laboratoire;

Le refroidissement de photomultiplicateurs. — La diminution de la température de fonctionnement du photomultiplicateur accroît ses possibilités et réduit son bruit de fond.

LES RÉSISTANCES NON LINÉAIRES A PROPRIÉTÉS SEMI-CONDUCTRICES

1. - Les résistances à coefficient de température négatif (C.T.N. -thermistances)

Les thermistances sont des résistances électriques ayant un coefficient de température négatif élevé. Alors que la résistance des métaux purs augmente avec la température de 0,4 % par degré environ, celle des thermistances décroît rapidement entre 3 et 5,5 % par degré à la température ambiante.

Différents modèles ont été conçus en fonction de leur utilisation. Leurs poids varient entre une fraction de milligramme et quelques grammes.

Ce sont des oxydes homogènes frittés à haute température.

1.1. — CARACTERISTIQUES

La relation résistance-température est de la forme :

$$R = Ae^{B/T}$$

R = valeur de la résistance à la température absolue T (°K);

A et B sont des constantes pour un modèle donné;

e = base des logarithmes népériens : 2,718.

Cette relation est représentée par la figure 25-1 où la résistivité de la matière est tracée en fonction de la température T (°C) pour différents types de thermistances.

La valeur de B est déterminée à partir de la mesure de la valeur de la résistance à deux températures T_1 et T_2 :

$$B = \frac{1}{\log e} \times \frac{\log R_1 - \log R_2}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}}$$

Le coefficient de température $\alpha = -B/T^2$.

La constante B peut varier pour les différents matériaux entre 2500 et 5700 °K. Par exemple, pour $B = 3600$ °K et $T = 300$ °K, $\alpha = -4$ %.

Le graphique de la figure 25-2 peut être utilisé pour calculer la valeur R_T à une température T °C, lorsque la valeur de la résistance à 25 °C (R_{25}) et B sont connus. R_T/R_{25} sont tracés en fonction de la température pour différentes valeurs de B.

La figure 25-3 donne la relation entre la *différence de potentiel* aux bornes d'une C.T.N. et le *courant* qui la traverse, lorsque ce dernier produit un échauffement de l'élément considéré. Cette représentation en double échelle logarithmique permet de réunir sur un même graphique les grandeurs suivantes : V, I, W et R. Cette caractéristique est relevée pour une température ambiante constante, en air calme et lorsque l'équilibre thermique est réalisé.

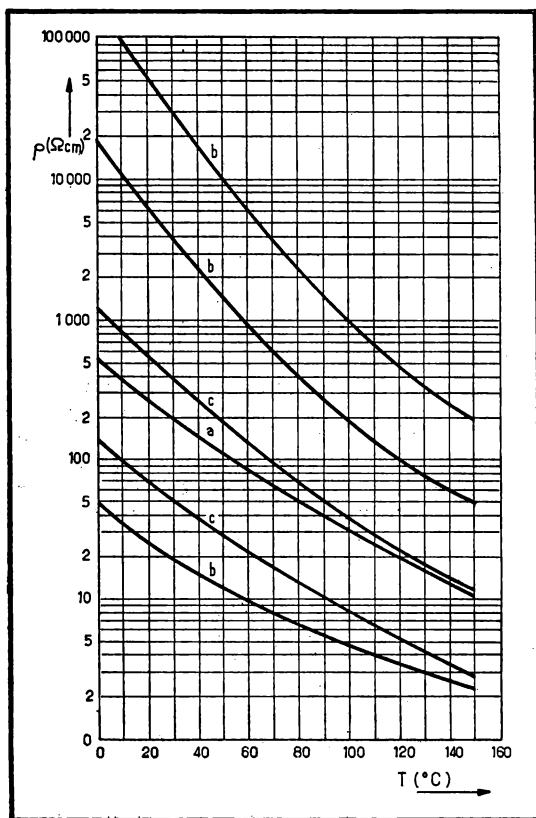


Fig. 25-1. — Variation de la résistivité de la matière en fonction de la température et pour différents types de thermistances.

Pour de très faibles courants l'échauffement est négligeable et la tension croît proportionnellement à l'intensité. Si le courant augmente, la température de l'échantillon dépasse celle de l'ambiance, provoquant ainsi une diminution de la résistance. La température correspondant à la tension maximale ne dépend que de la valeur de B du matériau et non de la résistance à cette température.

La constante de dissipation est :

$$W = C(T - T_0) = VI$$

W est la puissance statique, T et T_0 sont les températures absolues de la ther-

Fig. 25-2 (ci-contre).
— Calcul de la valeur R_{25} d'une C.T.N. à une température T °C, lorsque R_{25} et B sont connus.

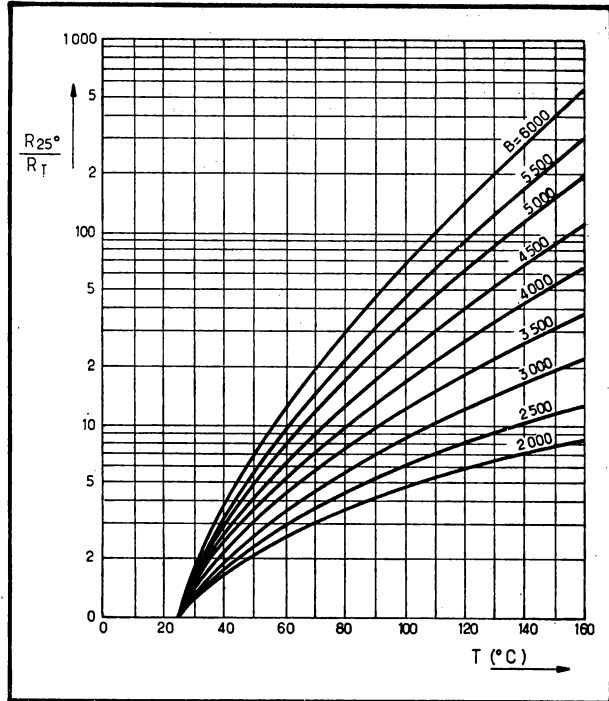
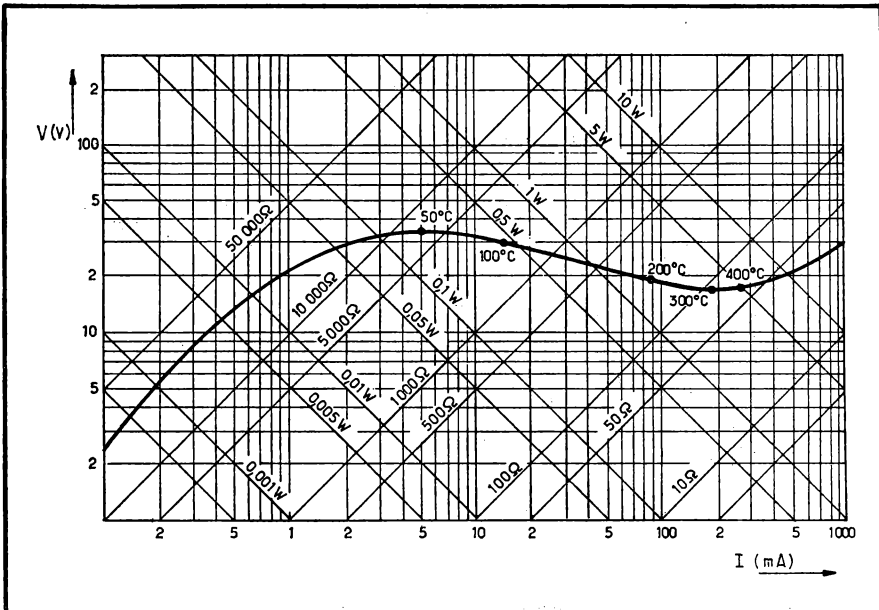


Fig. 25-3 (ci-dessous).
— Caractéristique tension-courant d'une thermistance.



mistance et de l'ambiance; C est le coefficient de la dissipation thermique, c'est-à-dire la puissance nécessaire pour élever la température de la C.T.N. de 1 °C en air calme.

La *constante de temps thermique* est le temps nécessaire pour qu'une thermistance en air calme à la température t_1 et portée, par le passage du courant, à la température t_0 , revienne, après interruption brusque du courant, à la température $t_1 + 0,368 (t_0 - t_1)$. La figure 25-4 donne cette courbe pour deux échantillons miniatures. On voit que ce temps est de l'ordre de 10 s pour ces modèles; il peut atteindre 100 et même 200 s pour des types bâtonnets dont la masse est plus importante.

La *tolérance* sur la valeur nominale de résistance à 25 °C est de $\pm 20 \%$. Aux températures élevées cette tolérance peut être un peu plus large. Une tolérance plus serrée n'apporte pas un avantage appréciable lors du fonctionnement des circuits correspondants.

L'abaque de la figure 25-5 permet de calculer le comportement des thermistances pour une température ambiante supérieure à 25 °C, en fonction de B (°K) et du rapport R à 25 °C sur R_T .

1.2. — DIFFERENTS MODELES

Thermistances de compensation et de mesure. — Elles sont soumises à des charges électriques faibles qui évitent pratiquement tout échauffement propre. La valeur de la résistance n'est donc fonction que de la température ambiante.

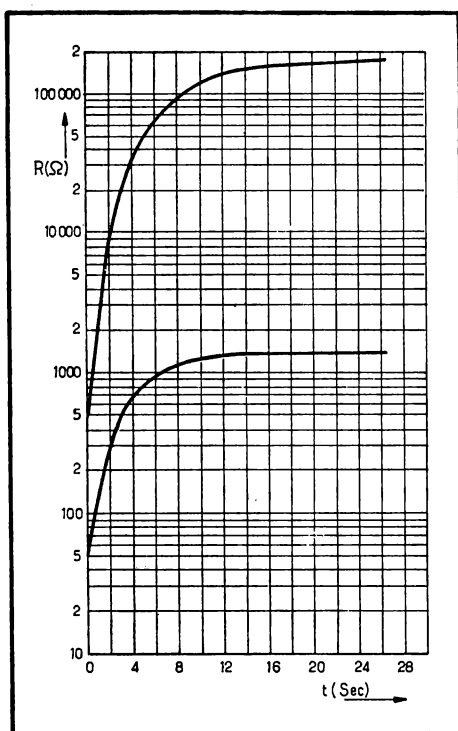
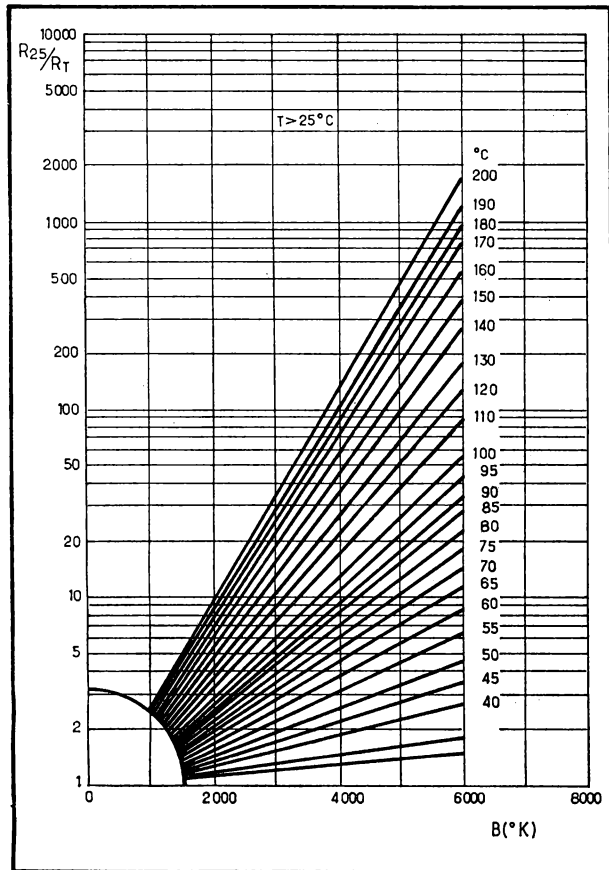


Fig. 25-4. — Courbes de refroidissement de 2 thermistances miniatures, en air calme.

Elles servent à compenser les dérives en température des résistances à coefficient positif et à stabiliser les points de fonctionnement dans des circuits transistorisés. Elles permettent, d'autre part, la mesure et la régulation de températures.

Pour la compensation de la dérive en température d'éléments à coefficient de température positif, on monte la thermistance en série avec l'élément; par exemple : les bobinages d'instruments de mesure ou de relais.

Fig. 25-5. — Caractéristiques générales des thermistances. C'est le rapport R_{25}/R_T en fonction de B pour différentes températures.



Lorsque la plage de températures ne dépasse pas 25 °C, la thermistance seule est suffisante. Sa résistance est environ 10 % de celle de l'élément. Pour les variations de température plus importantes, il est conseillé de brancher en parallèle sur la thermistance, une résistance stable en température.

Pour les montages à semi-conducteurs, la compensation de la dérive en température s'effectue par l'introduction d'une thermistance en parallèle sur la résistance d'émetteur.

Des modèles ont été conçus pour la mesure ou la régulation de température, soit à l'air libre, soit dans un liquide. Leurs dimensions très réduites et leur coefficient de température dix fois supérieur à celui d'un thermomètre à résistance de platine sont deux facteurs très intéressants.

Thermistances de démarrage. — Elles sont soumises à des charges électriques élevées et leur résistance diminue fortement par suite de leur échauffement propre. La rapidité de la diminution de résistance est d'autant plus grande que la charge est plus importante et que la masse de la thermistance est plus petite. Elles sont utilisées pour absorber des surcharges en courant

qui se produisent lors du branchement d'un circuit de chauffage de tubes, de lampes à incandescence, de moteurs miniatures, etc.

Elles permettent aussi de réaliser des temporisations définies de l'attraction ou de la retombée de relais. On obtient des temps de réponse compris entre 0,1 et plusieurs secondes. La thermistance est branchée en série avec la bobine du relais, pour obtenir une temporisation à l'attraction. On la branche en parallèle avec la bobine pour une temporisation de la chute du relais.

Thermistances de régulation. — Elles sont traversées par un courant important et elles sont utilisées pour la stabilisation d'amplitude des amplificateurs. Elles peuvent également servir à la stabilisation de tensions faibles. Dans ce cas, on branche en série une résistance de charge qui absorbe les variations de tension avec la thermistance. Si la résistance en série a une valeur d'environ 1 % de la résistance R_x de la thermistance la somme des tensions aux bornes est stabilisée à 10 % près pour une variation de courant de 1 à 10. Les thermistances ont l'avantage, par rapport aux diodes zener, de ne pas donner naissance à des harmoniques et de permettre, ainsi, de réguler de larges bandes de fréquences. Ce n'est qu'en dessous de 20 Hz qu'apparaît une distorsion qui croît lorsque la fréquence diminue. Elle est provoquée par une légère variation de l'échauffement de la thermistance pendant une demi-période, ce qui entraîne une variation de sa résistance; c'est le facteur de distorsion thermique.

Pour la mesure du vide et pour les mesures de puissance à haute et très haute fréquence, on utilise des perles nues de thermistances de régulation.

Thermistances à chauffage indirect. — Elles permettent de résoudre des problèmes de régulation dans des appareils électroniques, surtout lorsque le poste de commande est séparé de l'appareil. Elles sont utilisées comme régulatrices de niveau et en remplacement d'éléments régulateurs mécaniques. Combinées avec des relais sensibles, elles peuvent également provoquer des impulsions de commande. La commande de la thermistance à chauffage indirect n'est possible que si sa puissance de dissipation est inférieure à la puissance de chauffage.

Les différents types de thermistances sont présentés sous la forme de perles, de bâtonnets, de disques. Les perles miniatures sont souvent protégées par une ampoule de verre.

Les bâtonnets admettent une puissance maximale de plusieurs watts. Leur valeur ohmique à 25 °C peut atteindre 150 k Ω .

Les disques ont une dissipation maximale plus faible atteignant le watt, leur valeur ohmique à 25 °C ne dépasse pas 5 k Ω .

Les perles miniatures n'admettent que quelques milliwatts, par contre leur valeur ohmique à 25 °C peut être élevée, jusqu'à 680 k Ω .

2. - Les résistances à coefficient de température positif (C.T.P.)

Ce sont des résistances en céramique ferro-électrique semi-conductrice. Elles possèdent, dans une certaine plage de températures, un coefficient positif élevé.

2.1. — CARACTERISTIQUES

Point de Curie. — Au-delà d'une température bien précise, correspondant au point de Curie, certains matériaux subissent une modification de leur structure cristalline. Le titanate de baryum (BaTiO_3), déjà utilisé pour la

fabrication des condensateurs, voit son cristal passer à 120 °C du système tétragonal au système cubique. Sa constante diélectrique décroît dans de fortes proportions, d'après le terme $1/T - \theta$, où θ est la température du point de Curie et T la température absolue en °K.

Fig. 25-6. — Courbe de la résistance en fonction de la température.

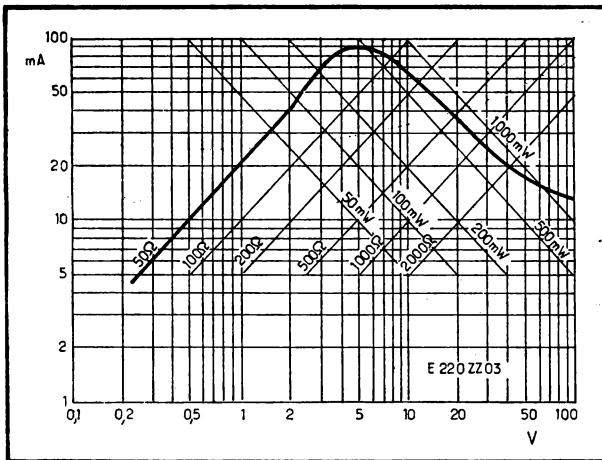
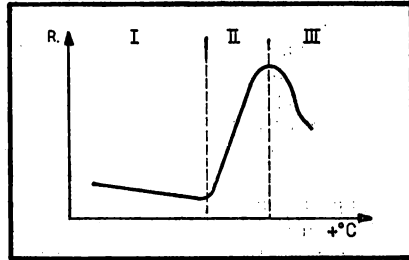


Fig. 25-7. — Courbe de l'intensité en fonction de la tension de la puissance et de la valeur nominale pour le modèle E 220ZZ03 Radiotechnique.

Au moyen d'additifs, on peut modifier le point de transition, ainsi que la vitesse de variation de la résistivité de l'échantillon. Celle-ci croît donc au-delà du point de Curie.

En général, à un point de Curie élevé correspond un coefficient de température élevé. Ce coefficient qui avoisine $+1\text{ }^{\circ}\text{C}$ pour les sensistors et silistors au silicium, varie de $+7\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $+60\text{ }^{\circ}\text{C}$ pour les types au BaTiO.

Courbe $R = f(T)$ (fig. 25-6). — Le tracé de la caractéristique $R = f(T)$ montre trois zones bien définies. Dans la zone I, le coefficient de température est légèrement négatif, cette zone est située en deçà du point de transformation cristalline. La zone II est très étroite, c'est le passage du système cristallin tétragonal au système cubique à une température bien précise. Le coefficient de température est fortement positif. Dans la zone III, la structure cristalline cubique est stable, le coefficient de température redevient négatif.

Le domaine d'utilisation pratique de cette résistance s'étend donc de la zone I à la zone II. Au-delà, la résistance décroît et l'échauffement devient cumulatif, amenant sa destruction.

Courant maximal admissible. — Lorsqu'on connaît la dissipation de puissance D par degré et la caractéristique $R = f(T)$, il est aisé de déterminer le courant maximal I_m , à une température ambiante T_{amb} .

Par définition, le coefficient de dissipation D est :

$$D = \frac{dP}{dT} \text{ en W/}^\circ\text{C} \quad \text{ou} \quad P = RI^2.$$

$$I_m = \sqrt{D \cdot \frac{(T_m - T_{amb})}{R_m}}.$$

R_m = valeur de la résistance au point I maximal (I_m);

T_m = température maximale pour I_m et R_m .

La courbe I.V est tracée pour une température ambiante donnée. Les échelles sont logarithmiques.

La figure 25-7 donne en exemple la courbe pour le modèle E220ZZ03 *Radiotechnique*. Il existe une tension limite à ne pas dépasser, sous peine de claquage de la résistance.

La température ambiante influe directement sur la courbe dans le sens d'une diminution de la conductance.

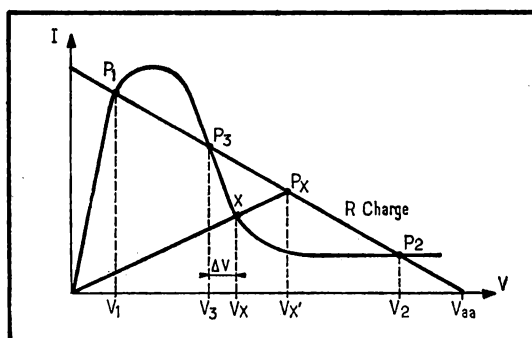


Fig. 25-8. — Définition des points de fonctionnement.

Point de fonctionnement. — Reprenons, en la simplifiant, la courbe I.V (fig. 25-8). Soit R la résistance d'utilisation en série avec la C.T.P. et V_{aa} la tension d'alimentation.

Les intersections de la droite de charge R avec la courbe I.V donnent trois points de fonctionnement possibles : P_1 , P_2 et P_3 . Seuls les états P_1 et P_2 sont stables, P_3 traduit un état transitoire.

En effet, supposons un accroissement ΔV de la tension V_3 , correspondant au point P_3 , il passe en X. Le point de fonctionnement sur la droite de charge passe en P_x , puisque la droite O_x traduit la conductance instantanée.

La tension passe en V'_x , supérieure à $V_3 + \Delta V$; la tension croît donc encore, jusqu'à ce que le point de fonctionnement se stabilise en P_2 . On montre de façon analogue qu'une diminution de la tension V_3 ramène le point de fonctionnement en P_1 .

Pour bénéficier des avantages des résistances C.T.P. il est nécessaire de se placer en P_2 , c'est-à-dire dans la zone II, où le coefficient de température est positif.

Cependant, il faut que la résistance puisse prendre rapidement sa température d'équilibre. S'il n'en est pas ainsi on doit avoir recours à un des artifices suivants :

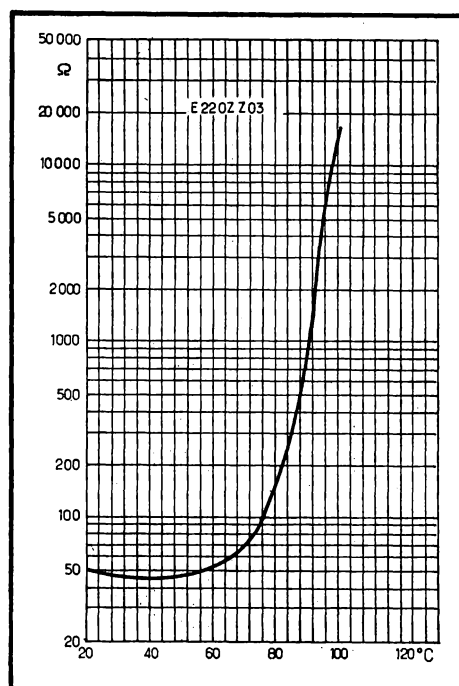
— *Élévation momentanée de la tension d'alimentation* : ce moyen est utilisé lorsque la valeur de la résistance de charge est faible. Il faut prendre garde à ne pas dépasser la tension de claquage;

— *Modification de la charge* : c'est le meilleur moyen lorsque la résistance de charge est élevée, on met en court-circuit momentanément une partie de

la charge. Dès que l'équilibre thermique est atteint, on rétablit la charge normale;

— *Modification de la température ambiante* : c'est le moyen utilisé lorsque la tension et la charge ne peuvent être modifiées. On chauffe momentanément la C.T.P. dont la conductance diminue. Par exemple, une telle résistance est placée en série dans l'alimentation d'un moteur et plaquée contre ses bobinages d'excitation. Une élévation de température anormale des bobinages coupe pratiquement l'alimentation du moteur.

Fig. 25-9. — Variation de la résistance en fonction de la température (type E220ZZ03).



La réponse d'une C.T.P. n'est pas instantanée; elle réagit d'abord comme une résistance pure (zone I), puis comme une C.T.P.

La courbe de la figure 25-9 montre la variation de résistance, en fonction de la température pour le modèle E220ZZ03.

2.2. — UTILISATIONS

On distingue :

— Les C.T.P. à *chauffage indirect* qui sont utilisées comme éléments de mesure ou de régulation. La puissance dissipée dans la C.T.P., par le courant de mesure, est maintenue à un niveau négligeable. L'augmentation rapide de la résistance permet de lui donner une fonction de commutation;

— Les C.T.P. à *échauffement propre* : la puissance dissipée dans l'élément est suffisante pour provoquer son échauffement. Elles sont utilisées, alors, comme élément de protection contre les surcharges, comme commutateur temporisé, ou comme interrupteur de courant.

Ce sont donc des stabilisateurs de courant, présentés sous la forme de perles, dont la résistance à 25 °C est faible (25 à 65 Ω), tandis qu'à 100 °C elles peuvent atteindre 55 kΩ. La tension maximale aux bornes est de l'ordre de 50 V. L'intensité est comprise entre 30 et 100 mA.

3. - Les résistances variables avec la tension (V.D.R., varistances)

Les V.D.R. (Voltage Dependant Resistors) sont des résistances variables avec la tension. Elles sont formées par de la poudre de carbure de silicium (carburandum) agglomérée par un liant céramique, et cuites à haute température. Elles se présentent sous la forme de disques ou de bâtonnets. Les disques sont métallisés sur leurs deux faces, un fil de cuivre est soudé sur chacune des faces, un vernis plastique enrobe la V.D.R.

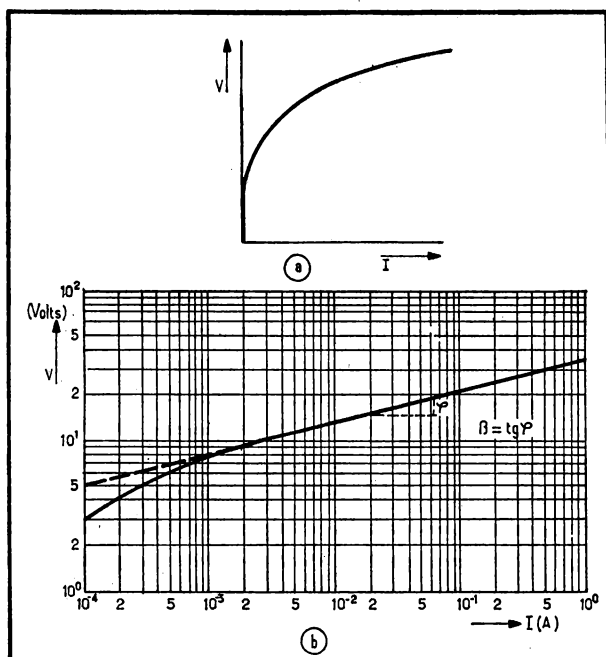


Fig. 25-10. — Caractéristique tension-courant d'une V.D.R. a) en coordonnées linéaires; b) en coordonnées logarithmiques. (Exemple : $C = 340$ et $\beta = 0,21$.)

Les bâtonnets sont extrudés, cuits à haute température, métallisés aux extrémités pour assurer un bon contact avec les capsules de cuivre portant les fils de sortie. Une laque de protection donne à la résistance une bonne tenue à l'humidité.

3.1. — CARACTERISTIQUES

En courant continu : l'équation caractéristique d'une V.D.R. est de la forme :

$$\log V = \log C + \beta \cdot \log I$$

ou :

$$V = C I^\beta$$

où :

V = tension aux bornes de la V.D.R., en volts;

I = courant en ampères;

β = pente de la droite;

C = tension aux bornes de la V.D.R., pour $I = 1$ A.

L'allure de la caractéristique tension-courant d'une V.D.R. est donnée

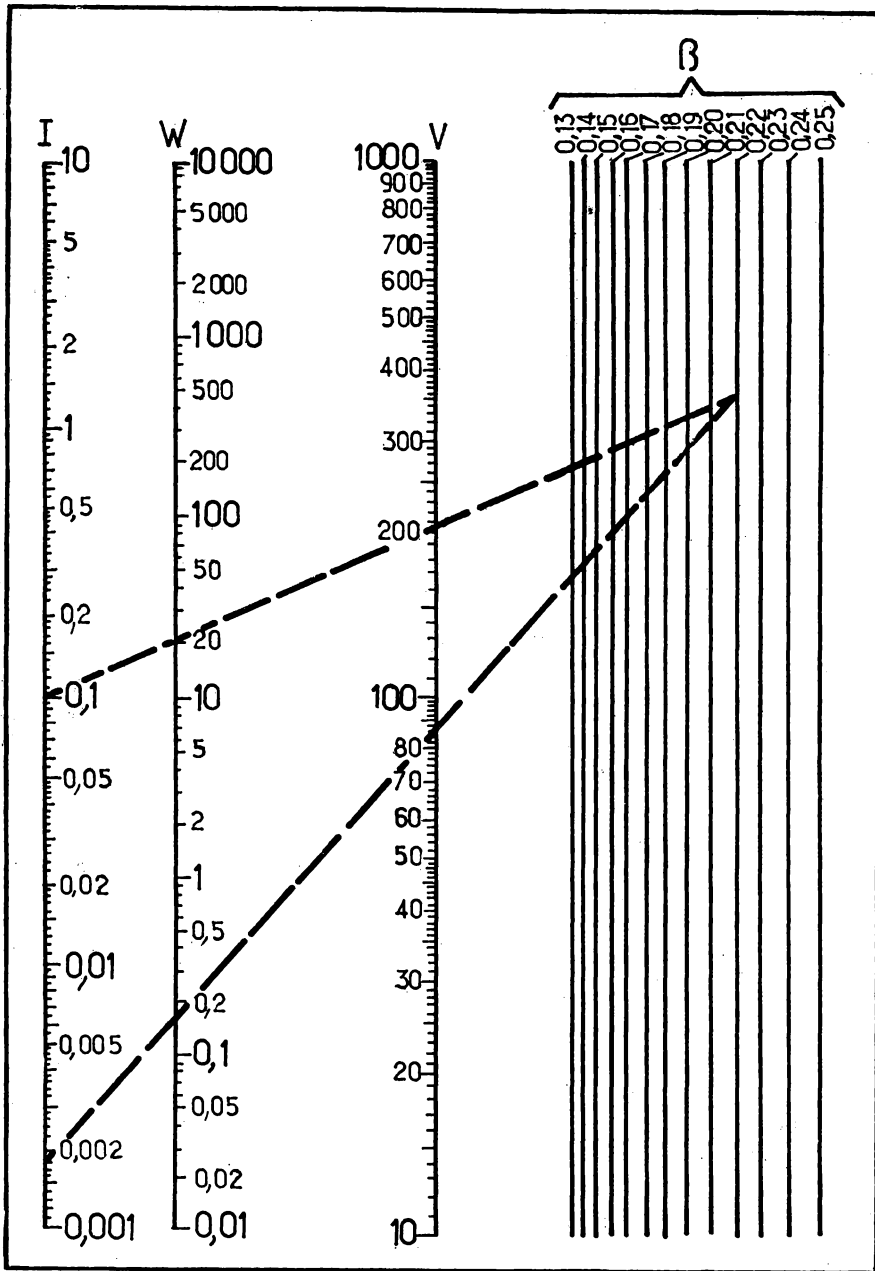


Fig. 25-11. — Abaque pour la détermination des caractéristiques d'une V.D.R.

sur la figure 25-10, a en coordonnées linéaires, b en coordonnées logarithmiques.

L'abaque de la figure 25-11 permet de trouver rapidement les valeurs de

la tension et du courant pour toutes les V.D.R. Il comporte : une échelle de courant I , une échelle de puissance W , une échelle de tension V , une série de droites pour les différentes valeurs de β les plus courantes.

Une V.D.R. est définie par une droite passant par le point I de la première échelle et par le point V de la troisième échelle. Cette droite détermine sur l'une des droites, des différentes valeurs de β , un point propre à cette résistance. De ce point partent toutes les droites correspondant à un fonctionnement particulier de la résistance. Exemple : sur la figure 25-11, on a choisi une résistance telle que $V = 208$ à 100 mA et $\beta = 0,22$, pour un courant de $1,8$ mA, la tension aux bornes est de 85 V et la puissance dissipée de $0,18$ W.

Le constructeur donne, pour chaque type, les valeurs de C et de β permettant de tracer la première droite. Il indique également l'intensité et la dissipation maximales pour ne pas surcharger la résistance.

La puissance dissipée est de la forme :

$$W = I V = K V^{\alpha+1}$$

où :

$$\alpha = 1/\beta \text{ et } K = 1/C^{\alpha}.$$

Si $\alpha = 5$, la puissance dissipée varie avec la puissance 6 de la tension. Une augmentation de la tension de 12 % double la puissance dissipée.

Le coefficient de température de la résistance est négatif, il est d'environ $0,1$ %/°C.

En courant alternatif, une tension sinusoïdale appliquée aux bornes d'une V.D.R. fournit un courant non sinusoïdal à cause de sa caractéristique non linéaire; ce courant ne contient que des harmoniques de rang impair.

Le rapport (r) entre le courant efficace I_{eff} produit par une tension alternative V_{eff} et le courant continu I par une tension continue $V = V_{\text{eff}}$ est représenté sur la figure 25-12, en fonction de α . On voit que le courant I_{eff} peut être le double ou le triple du courant continu I , pour une tension alternative efficace de même valeur qu'une tension continue.

La puissance dissipée par une V.D.R. alimentée sous une tension alternative V_{eff} est p fois celle dissipée sous une tension continue $V = V_{\text{eff}}$ (fig. 25-13) en fonction de α .

Le rapport entre la tension efficace V_{eff} produite par un courant sinusoïdal I_{eff} traversant la V.D.R. et la tension continue V produisant le même courant $I = I_{\text{eff}}$ est donné sur la figure 25-14 en fonction de β .

En basse fréquence, la petite capacité de la V.D.R. n'influe pas sur la tension aux bornes. Il n'en est pas de même en haute fréquence, où cette capacité parallèle ne peut plus être négligée.

Aux faibles tensions et courants, elle peut même déterminer à elle seule l'impédance de la V.D.R. Aux tensions élevées, il n'en est plus de même, parce que la valeur de la résistance devient très faible. En général, l'effet de la capacité dans les circuits haute fréquence a pour conséquence une augmentation apparente de β . La figure 25-15 donne le graphique $V = f(I)$ pour différentes fréquences.

La tolérance normale sur la tension correspondant à l'intensité de référence est de ± 20 %.

La dissipation maximale correspond à un échauffement de 80 °C à partir d'une ambiance de 70 °C, soit une température de la V.D.R. de 150 °C.

Les disques ont une dissipation comprise entre $0,25$ et 2 W.

Les bâtonnets et les disques basse tension ou haute tension existent jusqu'à 20 W. Au-delà, on peut empiler des disques spéciaux en série jusqu'à obtenir la tension et la puissance désirées. Pour ces modèles, la puissance peut être augmentée par une ventilation forcée, ou par immersion dans un bain d'huile.

Fig. 25-12. — Relation entre les courants produits par une tension continue V et par une tension alternative $V_{eff} = V$, en fonction de α ($r = I_{eff}/I$).

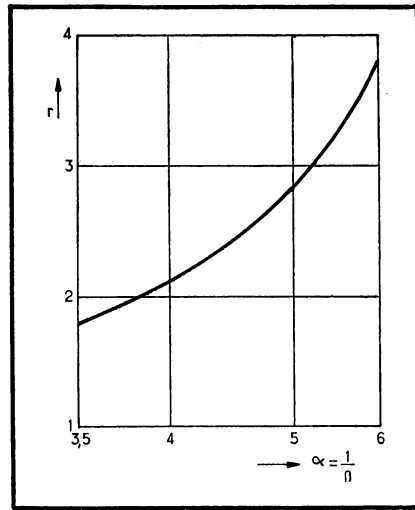


Fig. 25-13. — Relation entre les puissances dissipées produites par une tension continue V et par une tension alternative $V_{eff} = V$. La dissipation produite est p fois celle donnée par une tension continue.

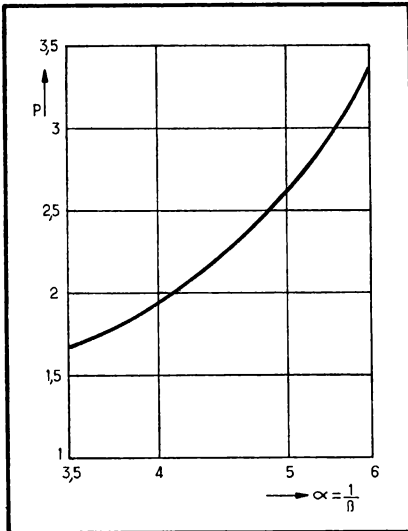


Fig. 25-14. — Relation entre les puissances dissipées produites par un courant continu I et par un courant sinusoïdal $I_{eff} = I$. La dissipation produite par le courant alternatif est β fois celle produite par le courant continu.

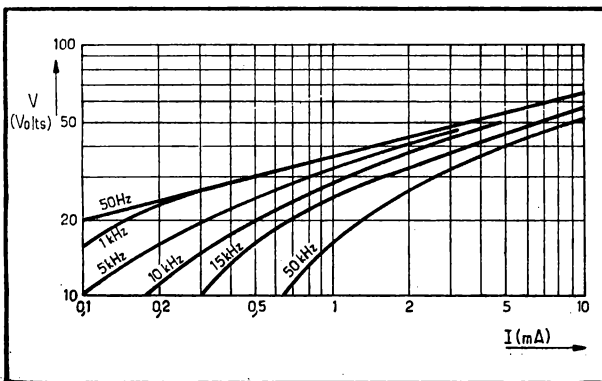
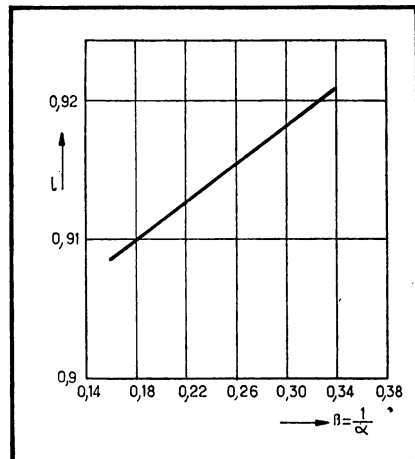


Fig. 25-15. — Relation tension - courant pour différentes fréquences.

3.2. — UTILISATIONS

Les V.D.R. basse tension dont la dissipation n'excède pas 3 W et dont la tension ne dépasse pas 150 V sont utilisées notamment dans les circuits téléphoniques ou électroniques pour absorber les surtensions se produisant aux bornes des circuits inductifs ou des relais.

Pour les circuits télévision, entre autres, on a mis au point des V.D.R. haute tension, sous la forme de bâtonnets qui pour une dissipation de l'ordre du watt admettent des tensions comprises entre 600 et 1300 V. On les utilise pour : la stabilisation des dimensions d'image (largeur et hauteur), la suppression du point lumineux lors de l'arrêt du téléviseur, la limitation des tensions de crête aux bornes du transformateur de sortie image, la répartition de la tension inverse aux bornes de diodes placées en série, la protection des redresseurs à diode de faible puissance, etc.

Les V.D.R. de puissance basse ou haute tension sont employées pour : le shuntage de redresseurs, postes de soudure, fours à arc, thyatron, le shuntage d'induits de moteurs, le shuntage de relais, la démagnétisation des enroulements parcourus par un courant continu (électro-aimants, inducteurs d'alternateurs et de moteurs), la répartition contrôlée d'une tension d'impulsion dans les transformateurs, la stabilisation d'une tension d'alimentation, l'absorption d'une surtension en ligne, etc.

4. - Les résistances variables avec le champ magnétique (M.D.R., magnétorésistances)

Ce sont des sondes en antimoniure d'indium dont la résistance augmente en fonction du champ magnétique, quel qu'en soit le sens. Pour toute valeur de ce champ magnétique, il y a proportionnalité entre le courant et la tension, c'est-à-dire que la sonde se comporte comme une résistance purement ohmique.

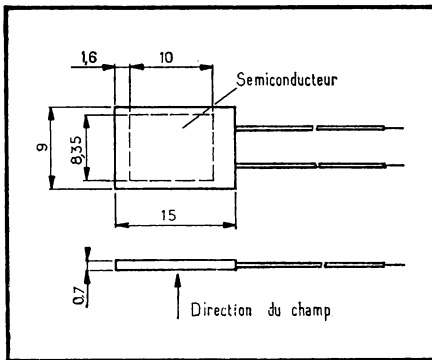


Fig. 25-16. — Exemple de M.D.R. (Siemens).

Sur un support isolant de 0,5 mm d'épaisseur, on dépose le semi-conducteur, en forme de méandre de 20 μm d'épaisseur. Aux deux extrémités de cette piste on fixe les fils de sortie. L'ensemble est enrobé de résine époxy. En utilisant différents dopages du semi-conducteur et en agissant sur les dimensions du méandre, on obtient des résistances entre quelques ohms et plusieurs kilohms (fig. 25-16).

Si un champ magnétique est appliqué perpendiculairement à la surface de la plaquette, les lignes de courant dans le semi-conducteur sont déviées d'un certain angle appelé « angle de Hall ». Pour une induction de 1 tesla

(10 000 gauss) la valeur de cet angle est de 30° . Par suite de cette déviation des lignes de courant, la résistance du semi-conducteur augmente.

La figure 25-17 donne cette variation de résistance en fonction des différents dopages du semi-conducteur.

Fig. 25-17. — Variation de la résistance R_B/R_0 en fonction du champ magnétique pour différents dopages du semi-conducteur.

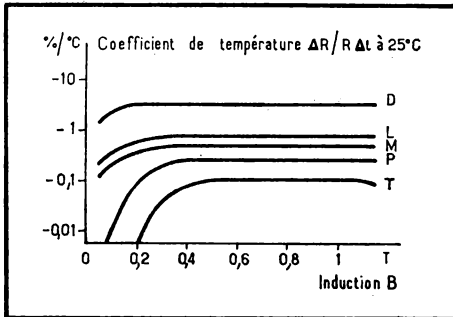
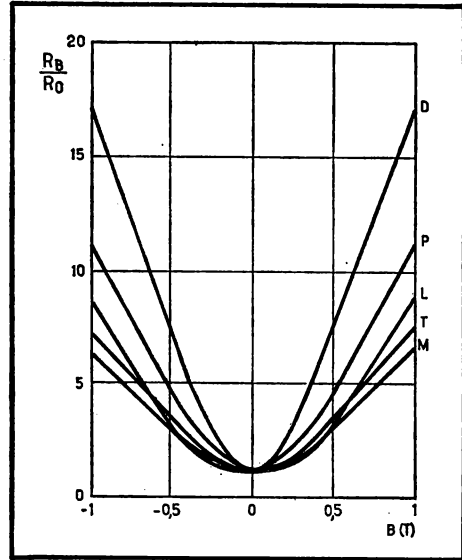


Fig. 25-18. — Coefficient de température des différents semi-conducteurs.

Cette variation est proportionnelle au carré de l'induction magnétique B en dessous de 0,3 T. Pour les inductions supérieures, elle devient linéaire, et ce jusqu'à 10 T. Pour une induction de 1 T, les matériaux D, L, M, P, T ont une résistance dont la valeur augmente de 6 à 18 fois par rapport à l'absence de champ magnétique. Ces courbes sont valables jusqu'à des fréquences de l'ordre du gigahertz.

Bien entendu, si l'induction B n'est pas perpendiculaire à la plaquette la variation de résistance diminue, jusqu'à devenir nulle pour une induction parallèle à la sonde.

La figure 25-18 donne la variation du coefficient de température en fonction de l'induction pour les différents matériaux. Ce coefficient est toujours négatif au-delà de 0,3 T.

Ces sondes ne doivent pas dépasser une température de 95°C , elles peuvent être refroidies par une ailette métallique.

Les magnétorésistances sont utilisées pour la mesure et la commande de champs magnétiques jusqu'à -60°C . La variation de résistance peut

également être produite par un électro-aimant ou par un aimant permanent dont la position varie par rapport au semi-conducteur.

5. - Les générateurs à effet Hall

Une différence de potentiel U_2 (tension de Hall à circuit ouvert) apparaît entre les bornes 3 et 4 d'une plaquette dans laquelle circule longitudinalement un courant de commande i_1 , lorsque la plaquette est soumise perpendiculairement à un champ magnétique B (fig. 25-19).

La valeur de cette tension est :

$$U_2 = R_h / d \cdot i_1 \cdot B.$$

R_h est la constante de Hall;
 d l'épaisseur de la plaquette.

Le matériau choisi comme générateur de Hall doit réaliser les trois conditions suivantes :

- Sa constante de Hall doit être très élevée (faible concentration des porteurs dans le semi-conducteur);
- Sa résistivité doit être faible (grande mobilité des porteurs).
- Ses deux paramètres doivent être le plus possible indépendants de la température.

Les composés intermétalliques semblent pouvoir donner de bons résultats, en particulier l'arséniure d'indium et le phosphore-arséniure d'indium.

La figure 25-20 représente schématiquement un tel générateur. La plaquette semi-conductrice a une épaisseur de 0,1 mm et même moins. Les fils 1 et 2 sont terminés par des pinces qui enserrant les extrémités de la plaquette; ils sont parcourus par le courant de commande i_1 . Les électrodes 3 et 4 sont fixées sur le milieu des grands côtés de la plaquette, ils délivrent la tension de Hall. La surface active du générateur est $a \times b$.

Le champ magnétique doit être appliqué perpendiculairement à la face de la plaquette (B). Celle-ci est protégée par un enrobage de céramique et de résine de la plus faible épaisseur possible, assurant une protection mécanique suffisante.

5.1. — CARACTERISTIQUES

Le courant de commande est défini de telle façon que la couche du semi-conducteur puisse supporter une élévation de température de 10 à 15 °C, au-dessus de l'ambiance.

Dans ces conditions, la constante de Hall est donnée par la figure 25-21 pour différents semi-conducteurs et en fonction de la température.

Le champ de commande B_a indiqué sur les catalogues est celui pour lequel la caractéristique est linéaire entre $B = 0$ et B_a .

On donne également la tension de Hall pour chaque type, ainsi que la résistance de charge optimale R_s , assurant une bonne linéarité.

L'impédance interne côté commande (R_i) est mesurée entre les fils de commande 1 et 2, elle dépend du champ magnétique. Elle varie dans le rapport de 1 et 1,5, lorsque B passe de 0 à 1 T.

L'impédance interne côté Hall (R_h) est mesurée entre les fils de commande 3 et 4. Elle augmente également lorsque le champ magnétique croît et dans la même proportion que R_i .

Le coefficient de température de la tension de Hall (U_2) est négatif, entre — 0,04 et — 2 %/°C, selon les modèles.

La température maximale admissible en surface du générateur est de 120 °C.

Fig. 25-19. — Circuit équivalent d'un générateur à effet Hall.

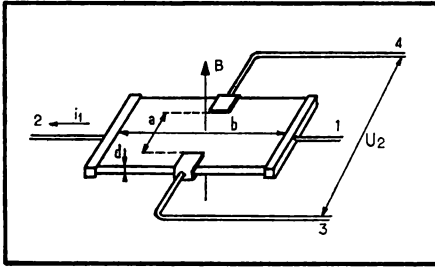


Fig. 25-21. — Variation de la constante de Hall pour différents matériaux en fonction de la température.

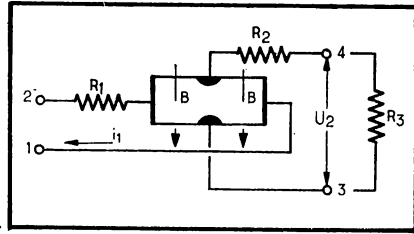
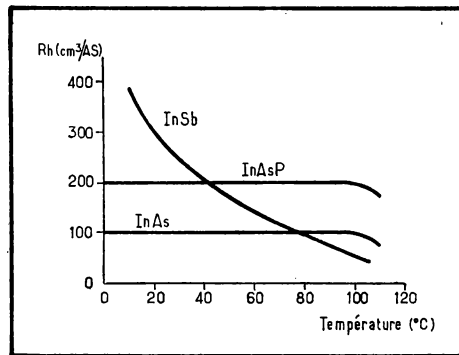


Fig. 25-20. — Représentation schématisque d'un générateur de Hall.

5.2. — UTILISATIONS

On distingue trois utilisations principales :

— *Le courant de commande est maintenu constant.* La tension de Hall mesure alors le champ magnétique. Grâce à leur très faible épaisseur, on peut introduire ces sondes dans des entrefers extrêmement petits. Elles sont indiquées pour des circuits de commande d'appareils industriels.

— *La tension de Hall est influencée par un champ variable.* Le courant de commande continu est transformé en une tension de Hall alternative, proportionnelle au champ variable. Un courant de commande haute fréquence appliqué à un générateur à effet Hall peut être modulé avec un champ de commande oscillant au rythme d'une basse fréquence (modulateur de Hall).

— *Conversion d'un courant de commande variable et d'un champ magnétique variable en une quantité électrique proportionnelle qui est la tension de Hall (multiplicateur de Hall).* On peut ainsi obtenir un produit, un quotient, un inverse. L'exemple le plus simple est la mesure d'une puissance en partant d'un courant et d'une tension, ou la mesure du couple d'un moteur à courant continu en partant de l'induction dans l'entrefer et du courant dans l'inducteur. Les multiplicateurs de Hall sont aussi utilisés pour effectuer le produit ou le quotient de grandeurs physiques qui deviennent courants électriques proportionnels.

TABLE DES MATIÈRES

| | |
|---|-----|
| I. — Qu'est-ce qu'un semi-conducteur | 7 |
| II. — Le germanium | 15 |
| III. — Le silicium | 22 |
| IV. — Les composés intermétalliques | 31 |
| V. — Usinage des semi-conducteurs | 35 |
| VI. — L'obtention d'une jonction | 42 |
| VII. — Les diodes | 61 |
| VIII. — Les diodes à pointe | 70 |
| IX. — Les diodes à jonction de faible puissance | 73 |
| X. — Les diodes ou redresseurs de puissance | 77 |
| XI. — Les diodes zener | 105 |
| XII. — Les diodes diverses | 116 |
| XIII. — Les éléments photosensibles à semi-conducteur | 128 |
| XIV. — L'effet transistor | 145 |
| XV. — Le transistor à jonction par alliage | 163 |
| XVI. — Les transistors à jonction par diffusion et alliage | 169 |
| XVII. — Les transistors à jonction par diffusion | 175 |
| XVIII. — Les transistors à effet de champ | 186 |
| XIX. — Les transistors spéciaux | 190 |
| XX. — Le redresseur contrôlé ou thyristor | 196 |
| XXI. — Les microcircuits | 202 |
| XXII. — Les circuits intégrés | 211 |
| XXIII. — Le laser | 234 |
| XXIV. — Les éléments réfrigérants à effet Peltier | 241 |
| XXV. — Les résistances non linéaires à propriétés semi-conductrices. | 247 |

LES MEILLEURS LIVRES D'ÉLECTRONIQUE

CARACTÉRISTIQUES UNIVERSELLES DES TRANSISTORS. — Courbes et caractéristiques détaillées format 21-27.

| | |
|---|--------|
| Types BF (faible puissance), 36 p | 9 F |
| Types Puissance, 40 p | 5,40 F |
| Types HF, 36 p | 6,60 F |

CARACTÉRISTIQUES OFFICIELLES DES TUBES. — Courbes et caractéristiques détaillées.

| | |
|----------------------|------|
| Types BF, 96 p | 15 F |
| Types HF, 96 p | 15 F |
| Types TV, 64 p | 12 F |

CIRCUITS ÉLECTRONIQUES A TRANSISTORS, par J.-P. Cehmichen. — La solution de tous les problèmes électroniques. Étude des signaux : production, transformation, mesure et utilisation.

288 pages, format 16-24 27 F

COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES (TECHNOLOGIE DES) par R. Besson. — Etude technologique des résistances, bobinages et condensateurs.

264 pages, format 16-24 27 F

COURS D'ÉLECTRICITÉ POUR ÉLECTRONIENS, par P. Bleuler et J.-P. Fajolle. — Un ouvrage écrit, pour les étudiants qui se spécialisent en électronique.

368 pages, format 16-24 39 F

COURS FONDAMENTAL DE RADIO ET ÉLECTRONIQUE, par W. Everitt. — Cet ouvrage remplace le « Cours Fondamental de Radioélectricité Pratique » du même auteur. Considérablement augmenté. Il a été complètement refait pour tenir compte des évolutions récentes de la technique. Il reste cependant un « classique » qui ne fait pas appel à des connaissances poussées de mathématiques.

672 pages, format 16-24 45 F

ÉLECTRONIQUE ET MÉDECINE, par J. Trémolières. — L'auteur fait le point de toutes les connaissances actuelles en Électronique Médicale, s'adressant simultanément aux électroniciens et aux praticiens et étudiant successivement les méthodes de diagnostic et de thérapeutique.

296 pages, format 16-24 39 F

GUIDE MONDIAL DES TRANSISTORS, par H. Schreiber. — Toutes les caractéristiques présentées d'une manière homogène ; types de remplacement ; tableaux par fonctions (quatrième édition).

144 pages, format 13-21 16,50 F

RADIO-TRANSISTORS, par H. Schreiber. — D'une conception identique à celle de Radio-Tubes et de Télé-Tubes, cet ouvrage donne instantanément toutes les caractéristiques utiles d'un transistor.

160 pages format, 13-21 12 F

RADIO-TUBES, par E. Aisberg, L. Gaudillat et R. De Schepper. — Une documentation unique donnant instantanément et sans aucun renvoi toutes les valeurs d'utilisation et culottages de toutes les lampes usuelles. Reliure spéciale avec spirale en matière plastique.

160 pages, format 13-22 7,50 F

RÉALISATION, MISE AU POINT ET DÉPANNAGE DES RÉCEPTEURS A TRANSISTORS, par R. Besson. — Pour ceux qui veulent construire eux-mêmes des récepteurs ou simplement en comprendre le fonctionnement.

80 pages, format 21-27 10,80 F

SCHÉMAS D'AMPLIFICATEURS B.F. A TRANSISTORS, par R. Besson. — Amplificateurs pour radio, phono, prothèse auditive, préamplificateurs, interphones, etc.

48 pages, format 21-27 8,40 F

SCHÉMAS D'AMPLIFICATEURS, B.F. A TUBES, par R. Besson. — Nouvelle édition refondue. Une gamme complète d'amplificateurs à petite et grande puissance.

64 pages, format 21-27 13,50 F

TECHNOLOGIE DES CIRCUITS IMPRIMÉS, par J.-P. Cehmichen. — 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 F

TÉLÉTUBES, par R. Deschepper. — Une documentation à reliure spirale d'une présentation identique, à celle de Radio-Tubes, donnant toutes les caractéristiques des Tubes-Images, Tubes amplificateurs et Bases de temps. Diodes.

176 pages, format 13-21 12 F

TÉLÉVISEURS A TRANSISTORS, par R. Besson. — Technologie des transistors ; étude de la transistorsation étage par étage.

244 pages, format 16-24 27 F

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, Rue Jacob - PARIS-VI

C. P. Paris 1164-34

Le premier tome de **TECHNOLOGIE DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES** traite des éléments passifs : résistances, condensateurs et bobinages. Ce nouveau volume, de présentation analogue, en constitue une suite logique bien qu'indépendante : en effet, il concerne tous les dispositifs à semi-conducteurs existant actuellement.

R. Besson ne s'est pas limité à la description de divers procédés de fabrication. Il s'est efforcé de montrer les utilisations possibles pour chaque composant. C'est pourquoi cet ouvrage s'adresse, dans une égale mesure, aux fabricants et aux usagers de composants électroniques. A ces derniers, il permettra de concevoir différents montages en choisissant, en toute connaissance de cause, les éléments appropriés.

Pour rédiger un tel livre, un auteur comme R. Besson était tout à fait désigné. En effet, dirigeant l'un des principaux services d'une importante entreprise d'électronique, il connaît parfaitement les raisons du choix de tel ou tel composant, et professant dans une grande école d'électronique, il a pu rendre son sujet aisément assimilable par un exposé clair et méthodique, dû à sa grande expérience dans ce domaine.