

LUCIEN CHRÉTIEN

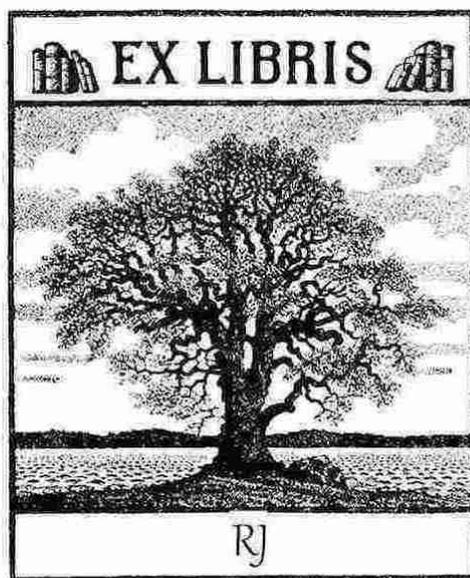
L'ÉLECTRONIQUE DES SEMICONDUCTEURS



diodes, transistors
et leur emploi

ÉDITIONS CHIRON, PARIS

Nouvelle édition, très augmentée de
Ce que le technicien doit savoir des Semiconducteurs



Numérisé en Juillet 2025 par F1CJL , 300dpi

L'ÉLECTRONIQUE DES SEMI-CONDUCTEURS

(diodes, transistors et leur emploi)

Nouvelle édition très augmentée de :

**CE QUE LE TECHNICIEN DOIT SAVOIR DES
SEMI-CONDUCTEURS ET DE LEUR EMPLOI**

1963

EN VENTE A LA MEME LIBRAIRIE :

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LES DISPOSITIFS A SEMI-CONDUCTEURS :
Deux volumes reliés pleine toile, l'un de 800, l'autre de 860 pages.
L'ensemble : 192 F.

J. SUCHET. — Les varistances. — *Thermistances, résistances non linéaires, redresseurs secs et leur emploi dans l'électronique moderne.*

L. C. LANE. — Le dépannage des postes à transistors et circuits imprimés.

Lucien CHRÉTIEN
Ingénieur E.S.E.

L'ÉLECTRONIQUE DES SEMI-CONDUCTEURS

diodes

transistors

ET LEUR EMPLOI

Nouvelle édition très augmentée de :

**« CE QUE LE TECHNICIEN DOIT SAVOIR DES
SEMI-CONDUCTEURS ET DE LEUR EMPLOI »**

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS 6^e

PRESENTATION DE LA SECONDE EDITION

Nous avons le plaisir de présenter à nos lecteurs cette édition nouvelle qui est — comme on dit — « revue et augmentée », établie d'après le manuscrit, les notes et les directives de notre regretté maître et ami Lucien Chrétien. Ce fut sa dernière œuvre, et si bien élaborée qu'il nous a suffi de tirer parti des créations récentes de « l'électronique des semi-conducteurs » pour leur faire prendre place, sans infirmer le nouveau texte de l'auteur.

De ce petit ouvrage, l'auteur n'a pas voulu faire un lourd et indigeste traité sur les semi-conducteurs. Comme il le désirait, nous n'avons pas non plus voulu faire un simple recueil de schémas.

Lucien Chrétien voulait qu'il réponde exactement à son titre, et il a insisté sur l'électronique particulière aux semi-conducteurs, sans laquelle on ne peut rien comprendre, et dont il a décrit les développements nouveaux. Ceux-ci sont très nombreux : diodes « Zener », photo-diodes, diodes-tunnels, diodes condensateurs variables, transistors unijonction, redresseurs à électrode de commande (Thyratrons), etc...

Bien entendu, il ne pouvait pas être question d'étudier en détail chacun de ces éléments. Mais l'auteur, particulièrement animé par son remarquable sens pédagogique, a tenu à en expliquer clairement le principe et à initier aux principales applications.

Tous droits de reproduction et de traduction même partielle, réservés pour tous pays par les Editions Chiron, Paris.

© Editions Chiron, Paris 1963

AVANT-PROPOS

DE LA PREMIÈRE ÉDITION

Comme les feuilles des peupliers après la première gelée, les recueils de schémas d'emploi des transistors pleuvent...

Mais le plus urgent est-il d'établir des schémas ?

Ne faudrait-il pas mieux, d'abord, essayer de comprendre comment cela fonctionne ?

Après quoi, il deviendra beaucoup plus facile de s'en servir. Diodes à germanium, transistors sont des éléments coûteux, délicats et fragiles.

Leur électronique est tout à fait différente de celle du tube multi-électrodes. Leur fonctionnement est beaucoup plus complexe. Leurs constantes sont beaucoup moins nettement caractérisées. J'allais écrire qu'elles sont beaucoup plus variables, ce qui, après tout, eût été parfaitement défendable.

Quand on cherche à se documenter sur la question, on se heurte à une terrible difficulté pour l'écrivain technique : une surabondance de documentation...

Hélas ! Cent fois hélas ! Cette documentation est écrite par des spécialistes. Et le spécialiste est un homme qui s'enfonce à la pointe extrême d'une connaissance particulière... Mais, à mesure qu'il s'enfonce, il s'éloigne de plus en plus des autres. Il devient tellement isolé qu'il oublie le langage du commun des mortels. Et ses propos deviennent presque inintelligibles pour l'homme moyen, variété d'animal dont l'auteur s'honore d'être un exemplaire.

Si vous consultez les grands augures comme W. Shockley (Imperfection in nearly perfect Crystals et Electrons and holes in Semiconductors), ils vous répondront dans la langue de la mécanique quantique et du calcul symbolique. Il faut être intime avec les statistiques de Fermi-Dirac, de Bose-Einstein, pour prétendre entendre leurs propos...

Alors, non sans courage, l'auteur a cherché à guider ses

lecteurs à travers cette énorme jungle de documentation. Il a cherché à tout expliquer clairement sans trahir en aucune manière la rigueur scientifique, sans faire aucune concession à la facilité.

Y est-il parvenu ? C'est aux lecteurs de répondre.

Il espère que cette brochure pourra servir d'introduction à une étude plus approfondie de la question. Les quelques centimètres cubes de cet ouvrage ne peuvent absolument pas prétendre se substituer aux mètres cubes de documentation qui ont servi à les édifier.

Pour ceux qui voudraient aller un peu plus avant, l'auteur a indiqué, à la fin, quelques références bibliographiques qui lui semblent les plus dignes d'intérêt.

L. C.

CHAPITRE PREMIER

TECHNOLOGIE

1. Métaux, métalloïdes, semi-conducteurs.

Si l'on ne tient pas compte des isotopes, les corps simples ou éléments naturels sont au nombre de quatre-vingt-douze ou quatre-vingt-quatorze.

On peut les classer en deux catégories principales : les *métaux* et les *métalloïdes*.

Les métaux, comme l'argent, le cuivre, le fer, le plomb, etc., sont *bons conducteurs* de l'électricité. Les métalloïdes, comme le soufre, l'iode, l'oxygène, sont des *diélectriques* et, sans être des isolants, au sens absolu du terme, sont de *très mauvais conducteurs*. Si l'on utilise la classification de MENDELEIEFF, on note que les métaux sont placés dans les colonnes de gauche (groupes I, II, III) et que les métalloïdes occupent la partie droite de la classification et sont rangés dans les groupes V, VI, etc.

On explique facilement ces propriétés au moyen de la *Théorie Electronique* (1). Les atomes des métaux se présentent avec des couches extérieures très peu garnies : 1, 2, 3 électrons. Dans ces conditions, les électrons ont peu d'adhérence. Ils quittent très facilement le noyau pour circuler entre les groupes d'atomes. Ainsi les métaux sont des corps présentant toujours une certaine quantité d'*électrons libres*. Ce sont ces électrons qui assurent la conductibilité métallique. La conductivité d'un métal (inverse de la résistivité) est d'autant plus grande qu'il possède davantage de *porteurs de charge*. Ainsi, l'argent, le moins résistant de tous les métaux, est celui qui présente le plus d'électrons libres par unité de volume.

Si les métaux sont des dispensateurs d'électrons, on peut dire que les métalloïdes sont des pièges à électrons. Leurs atomes présentent des couches (ou sous-couches) extérieures qui sont presque complètes. Et, dans ces conditions, tout se passe comme s'ils cherchaient à compléter leur collection jusqu'à huit, le nombre huit représentant la réunion idéale d'électrons.

Entre les deux groupements principaux on peut situer quelques éléments qui ne sont ni conducteurs, ni diélectriques, et qui, pour cette raison, ont été nommés : *semi-conducteurs*. Ces éléments parti-

(1) Voir *Physique électronique et nucléaire*, du même auteur, chez le même éditeur.

culiers, faisant partie du quatrième groupe, sont : le carbone, le silicium et le germanium. A l'état de pureté absolue, ces éléments seraient de parfaits isolants, à la température du zéro absolu. Mais la conductivité augmente avec la température. A la température de 300° absolus (soit 17° centigrades), la résistivité du germanium pur serait de 47 ohms/cm²/cm et celle du silicium de 63 000 ohms/cm²/cm. Ils ne présenteraient d'ailleurs pas le moindre intérêt en ce qui concerne l'électronique. C'est précisément la présence d'éléments étrangers, ou impuretés, à une dose contrôlée, qui leur confère des propriétés précieuses.

Les deux éléments qui intéressent l'électronicien sont le germanium et le silicium. En effet, pour qu'on puisse utiliser le carbone, il faudrait savoir effectuer la synthèse de diamants (carbone cristallisé) de grandes dimensions...

2. Qu'est-ce que le germanium ?

Le germanium occupe la case 32 de la classification périodique. En conséquence, son nombre électronique est 32, sa masse atomique est de 72,6. Son existence avait été prévue par MENDELEIEFF et sa découverte réelle a été faite en 1886, par le chimiste allemand V. WINKLER, qui l'a baptisé.

Jusqu'en 1940, le germanium n'avait point été l'objet de recherches industrielles. Cela s'explique : on ne lui connaissait aucune application intéressante. On avait ainsi acquis le sentiment qu'il s'agissait d'un élément rare, ce qui est manifestement une erreur. On estime généralement que l'écorce terrestre contient en moyenne 7 grammes de germanium par tonne, ce qui veut dire que le globe contient à peu près autant de germanium que de plomb et beaucoup plus que de mercure (0,5 g par tonne). Si le germanium est généralement considéré comme rare, c'est tout simplement qu'il est dispersé. On en trouve un peu partout et on admet aujourd'hui que nulle part il n'existe de gisement d'un minerai très riche en germanium.

Le plus riche est l'*argyrodite*, qui est un sulfure d'argent et de germanium contenant jusqu'à 7 % de germanium. Mais les gisements sont très peu nombreux et peu étendus (Allemagne).

Vient ensuite la *germanite*, composé complexe, contenant du germanium, du soufre, du fer et du cuivre. La teneur en germanium peut atteindre 5 à 6 %. On en trouve dans le Sud-Ouest africain.

Les sulfures de zinc (blende) contiennent souvent 1 % de sulfure de germanium.

Enfin on trouve une proportion non négligeable (1 %) de germanium dans certains charbons de terre, spécialement en Grande-Bretagne et aux États-Unis.

Les sources et les procédés d'extraction varient naturellement avec les pays. En Grande-Bretagne, on l'extrait de la houille. Aux États-Unis, on tire le germanium des résidus de fabrication du zinc.

Le minerai est un sulfure impur, en provenance des régions du *Missouri*, de l'*Oklahoma* et du *Kansas*.

On obtient d'abord du tétrachlorure de germanium que l'on distille plusieurs fois pour le purifier et que l'on transforme ensuite en oxyde de germanium. Réduit par l'hydrogène, celui-ci fournira du germanium métallique.

En Grande-Bretagne, la matière de base est constituée par des suies provenant de la calcination de certaines qualités de houilles. On part encore du tétrachlorure de germanium.

En France, en Belgique, on extrait, comme en Amérique, le germanium des résidus de fabrication du zinc et du cadmium.

3. Pureté nécessaire.

Nous expliquerons plus loin que le comportement des semi-conducteurs est déterminé par la présence d'impuretés *d'une nature bien déterminée en quantités extraordinairement faibles*, mais cependant *parfaitement définies*. Suivant leur nature, ces impuretés sont des *donneurs* ou des *accepteurs*. Nous expliquerons ces expressions plus loin, mais nous pouvons cependant préciser que les propriétés sont opposées.

Pour fabriquer du germanium utilisable en électronique, il faut donc, d'abord, obtenir l'élément à l'état de pureté *aussi rigoureuse que possible*, après quoi on lui ajoute en proportions convenables les substances lui conférant les propriétés recherchées.

Cette manière de procéder peut sembler fort simple. En réalité, elle présente des difficultés considérables, qui seront mieux comprises quand nous aurons expliqué le sens que prend ici l'expression : *pureté aussi rigoureuse que possible*.

Dans la technique industrielle usuelle, pour définir une matière première quelconque, on emploie couramment l'expression : *chimiquement pure*. En réalité, cette pureté dépasse rarement 99,5 %. Elle atteint exceptionnellement 99,9 %. On considère, par exemple, que du cuivre à 99,9 % est d'une pureté « pratiquement » absolue. Pour le germanium destiné à l'électronique, il faut vraiment adopter un tout autre ordre de grandeur. Ce n'est pas 99,9 % qu'il faut atteindre, mais 99,999.999.999 %.

En effet, les méthodes électroniques permettent de déceler la présence d'une partie d'impureté dans *cent milliards de parties de germanium*, soit un gramme d'impureté pour 100 000 tonnes de germanium. Ce n'est donc qu'au-delà de cette proportion qu'on pourrait admettre se trouver en présence de germanium pur, ce que les techniciens désignent par *germanium intrinsèque véritable*.

Pour s'approcher de cette condition idéale, il faut d'abord pousser la purification chimique jusqu'au bout de ses ressources et avoir recours, ensuite, à des méthodes strictement physiques.

La matière première, c'est-à-dire l'oxyde de germanium, est transformée en tétrachlorure de germanium (tout à fait comparable au tétrachlorure de carbone) et subit un grand nombre de distillations successives. Il est ensuite hydrolysé dans une eau parfaitement pure. Le précipité est filtré, lavé et séché.

Il faut prendre les plus grandes précautions dans la manipulation pour éviter la contamination. Les méthodes de cette hygiène particulière deviennent de plus en plus rigoureuses à mesure que le produit est plus pur. Tous les produits doivent être contrôlés par l'analyse spectrale ; on doit utiliser des appareils non en verre, mais en silice fondue. L'eau de lavage doit être au moins tridistillée ou conditionnée. L'atmosphère des laboratoires doit être filtrée. Toutes les opérations sont faites sous vide ou, plus fréquemment, en atmosphère inerte (argon) ou réductrice (hydrogène).

Après ce premier traitement, on peut obtenir du germanium dont la résistivité atteint 10 à 30 ohms/cm²/cm. On peut dire que la résistivité donne une mesure de la pureté.

4. Purification physique.

On peut utiliser soit la méthode de *cristallisation progressive*, soit la méthode dite de *fusion localisée (zone melting)*.

Dans les deux cas, on met à profit le fait que les impuretés ne sont pas également solubles dans le germanium solide ou liquide.

a) *Cristallisation progressive*. — On part d'une masse de germanium fondue dans un récipient allongé. On refroidit une des extrémités très lentement, de manière à provoquer la solidification. La zone de cristallisation est très lentement déplacée d'une extrémité du barreau vers l'autre. Ainsi les impuretés sont concentrées dans les deux extrémités et on recommence l'opération autant de fois qu'on le juge nécessaire. L'opération doit être faite sous vide pour éviter toute contamination.

b) *Fusion localisée (zone melting)*. — C'est la méthode la plus utilisée actuellement. On part, cette fois, d'un lingot solide. On en provoque la fusion à une des extrémités au moyen d'un ou de plusieurs anneaux chauffants parcourus par des courants de haute fréquence. On déplace très lentement les zones de fusion d'une extrémité à l'autre, dans une atmosphère réductrice ou neutre.

On peut recommencer l'opération autant de fois que l'on désire sans avoir à couper les extrémités du lingot : ce qui est un avantage précieux.

Après la purification physique, la résistivité du germanium a pratiquement doublé.

5. Germanium monocristallin.

Le lingot de germanium fourni par la purification physique est un barreau de quelques centimètres carrés de section et d'une longueur d'environ 20 centimètres. Il pèse de 300 à 350 grammes. Le germanium est assez dur, d'un blanc d'argent et extrêmement sonore. On ne peut le courber mécaniquement ; soumis à un choc ou à un effort excessif, il se casse. Il est constitué par des cristaux imbriqués très irrégulièrement les uns dans les autres. Dans la plupart des applications, le contact entre les circuits extérieurs et le germanium doit s'effectuer sur une face cristalline et non pas dans l'intervalle qui sépare deux cristaux.

Les probabilités de contacts dans cet intervalle sont très faibles. Mais, en toute rigueur, il faudrait, comme avec l'ancien détecteur à galène, se livrer à la recherche d'un « point sensible », si l'on voulait employer ce métal directement.

Il y a, d'ailleurs, des applications pour lesquelles il est essentiel d'utiliser un élément pris dans un unique cristal. Il faut donc transformer le lingot pour en faire un monocristal.

Le principe de l'opération est très simple... mais l'application pratique pose des problèmes extrêmement délicats. On utilise la méthode de « CZOCHRALSKI » qui obtenait des tiges monocristallines de différents métaux, dès 1917. Dans un bain de métal en fusion, il plongeait l'extrémité d'un fil métallique qu'il remontait ensuite très lentement.

Le bain de germanium en fusion doit être maintenu au voisinage de la température de solidification, c'est-à-dire aux environs de 950 degrés centigrades. Il faut naturellement opérer en atmosphère neutre (argon) ou réductrice (hydrogène) pour éviter l'oxydation.

On utilise un « germe » qui est un fragment taillé dans un échantillon obtenu préalablement. La qualité de ce germe est très importante et réagit sur les résultats obtenus par la suite avec le monocristal.

Le germanium cristallisant dans le système cubique à faces centrées (comme le diamant et le silicium) on peut choisir trois axes de « tirage ».

- Axe 1-1-1 (diagonale du cube)
- 1-1-0 (diagonale d'une face)
- 1-0-0 (arête du cube)

L'orientation est faite au moyen d'un diagramme radiographique de LAUË. C'est encore une opération importante dont dépend la régularité du monocristal. On commence par provoquer la fusion du germanium en poussant la température à 1150° C. On a ajouté au semi-conducteur la quantité d'impureté voulue, par exemple, d'antimoine (donneur) pour obtenir la résistivité désirée. On laisse ensuite descendre la température du bain jusqu'au voisinage du point de solidification (950° C par exemple).

Le cristal germe, maintenu sur une « tête » mécanique, est alors mis en contact avec la surface. Cette tête, commandée électriquement,

tourne sur elle-même à raison de 10 à 100 tours à la minute et elle s'élève à une vitesse comprise entre 50 et 100 millimètres par heure.

Suivant l'utilisation prévue on peut extraire le monocristal à différentes températures. Plus celle-ci est voisine du « zéro » (936° C) et plus l'extraction est rapide. Le cristal ainsi obtenu est de grand diamètre.

On peut aussi tirer très lentement un monocristal de faible diamètre à une température de 30 ou 40° C au-dessus du point de solidification.

Quelle que soit la température adoptée, il est indispensable que la régulation soit assurée au quart de degré près.

Il est absolument essentiel d'éviter les variations brusques de température, c'est-à-dire les « chocs thermiques ». Une variation de 10° centigrades s'étendant sur trois heures est beaucoup moins nocive qu'une variation de 0,5° C en dix secondes.

Toute l'opération doit être effectuée sous atmosphère inerte ou réductrice. La même méthode peut être utilisée pour obtenir des monocristaux de silicium. Elle est d'une application encore beaucoup plus délicate, à cause de la température de fusion plus élevée du silicium et de ses propriétés chimiques particulières, ainsi que nous allons l'expliquer.

6. Le silicium.

Le silicium est un des éléments les plus répandus de la croûte terrestre. Son nombre électronique est : $Z = 14$. Il est beaucoup plus léger que le germanium. Sa masse spécifique est en effet de 2,328 (contre 5,323 pour le germanium). Sa température de fusion est plus élevée : 1420° C (au lieu de 936° C) ; en revanche, il est beaucoup plus volatil.

On ne le trouve jamais à l'état pur, ou natif. En revanche la silice SiO_2 est très répandue et constitue le « sable » de nombreuses régions. Il y a également de très nombreux silicates.

En pratique, on extrait le silicium de la silice. Toutefois l'oxyde n'étant pas réduit par l'hydrogène, comme c'est le cas pour le germanium, il faut employer d'autres méthodes.

Par exemple :

Réduction de la silice par le carbone.

Cette réaction permet d'obtenir du silicium pur à 97 %.

Les impuretés principales sont le fer, le cuivre, l'aluminium, le bore, le manganèse.

Réduction par le magnésium.

Le silicium ainsi obtenu peut atteindre une pureté de 99 %.

7. Purification.

Le silicium est beaucoup plus difficile à purifier que le germanium et c'est pour cette raison que, malgré les grands avantages qu'ils présentent, les transistors à silicium sont moins répandus et plus coûteux que les transistors à germanium.

Cette difficulté de préparation tient, en partie, au fait que la température de fusion du silicium est plus élevée que celle du germanium (1420° C au lieu de 950). Il résulte de cette température élevée que les parois des fours dégagent des gaz qui viennent contaminer le semi-conducteur en cours de préparation.

De plus, le silicium fondu est chimiquement très agressif. Il réagit avec le carbone pour former du carbure de silicium, plus connu sous le nom de *carborandum*. Il forme des combinaisons avec les métaux et attaque le quartz pour former l'oxyde SiO.

La purification par « fusion de zone » est beaucoup plus difficile à mettre en œuvre qu'avec le germanium. Il y a, d'abord, la difficulté due au creuset dont la matière pollue le silicium. D'autre part, le matériau subit une notable augmentation de volume au moment de sa solidification. Il est très difficile d'opérer plusieurs passages comme on le fait couramment avec le germanium.

Enfin, si la solidification n'est pas parfaitement contrôlée le produit est poreux et devient inutilisable.

8. Comparaison entre le germanium et le silicium.

Les dispositifs électroniques utilisant le silicium présentent un avantage considérable sur ceux qui sont fabriqués avec le germanium : *la tenue à la température*. Si le prix de revient n'était pas notablement plus élevé, il est à peu près certain que le silicium serait exclusivement utilisé. Nous avons expliqué plus haut que cette différence entre les prix ne s'expliquait pas du tout par la rareté du produit, mais uniquement par les difficultés de le préparer de manière à le rendre utilisable pour les applications électroniques. On sait que la résistivité d'un semi-conducteur intrinsèquement pur serait infinie à la température du zéro absolu. Mais cette résistivité diminue à mesure que s'élève la température parce que des électrons sont libérés par rupture de liaisons covalentes. S'il s'agit d'un semi-conducteur du type P, ces électrons se recombinent avec les « trous », si bien, qu'à partir d'une certaine température, il n'y a pratiquement plus de semi-conducteur du type P.

Or le fonctionnement de tous les dispositifs à semi-conducteur est basé sur la présence de zones de type P et de type N.

Comparons, à ce sujet, le germanium et le silicium.

On peut calculer la *concentration en porteurs* d'un semi-conducteur intrinsèquement pur à une température donnée, en s'aidant d'une

formule générale établie à partir de la mécanique quantique et qui fait intervenir, en particulier, la hauteur de la bande interdite.

On trouve ainsi les résultats suivants :

Germanium :

$$n_i = 9,7 \times 10^{15} \times T^{3/2} \times e^{-\frac{4350}{T}}$$

Silicium :

$$n_i = 2,8 \times 10^{16} \times T^{3/2} \times e^{-\frac{6450}{T}}$$

Si le calcul est effectué à 300° absolus (soit 27° C) on trouve :

Germanium $n_i = 2,5 \times 10^{13}$ porteurs par cm^3

Silicium $n_i = 6,8 \times 10^{10}$ porteurs par cm^3

La concentration est donc 370 fois plus faible dans le silicium. Il y a donc beaucoup moins de porteurs de charge dans le silicium pour la même température. Cela est dû au fait que la bande interdite est une fois et demie plus élevée dans le silicium que dans le germanium (1,12 eV contre 0,75). C'est pour cette raison que la résistivité est de 47 ohms/cm pour le germanium et de 63 600, pour le silicium, à la même température que ci-dessus. Or les intensités inverses d'une diode, aussi bien que le courant de collecteur au repos d'un transistor, sont déterminées par la résistivité intrinsèque. Celles-ci sont de l'ordre d'une fraction de *microampère* avec le silicium, alors qu'elles sont d'une fraction de *milliampère* ou davantage avec le germanium. Si l'on fait le calcul à 75° C on trouve :

Germanium : 6 ohms/cm

Silicium : 3 500 ohms/cm

On peut donc admettre que la limite de température pour un dispositif à germanium est comprise entre 75° C et 85° C, alors qu'avec le silicium, elle est comprise entre 150° C et 200° C.

9. Principales constantes du germanium et du silicium

	GERMANIUM	SILICIUM
Symbole chimique	Ge	Si
Masse atomique	72,6	28,08
Nombre électronique (Z) ..	32	14
Masse spécifique	5,323	2,328
Constante diélectrique	16	12
Chaleur latente de fusion ..	0,074	0,18
Température de fusion	936° C	1 420° C
Température d'ébullition ...	2 700° C	2 600° C
Paramètre cristallin	$5,657 \times 10^{-8}$	$5,431 \times 10^{-8}$
Résistivité intrinsèque à 300° K	47 ohms/cm ² /cm	63 600 ohms/cm ² /cm

CHAPITRE II

ELECTRONIQUE DES SEMI-CONDUCTEURS

1. Atomes et bandes d'énergie.

Un atome quelconque peut être considéré comme formé d'un noyau positif entouré d'un cortège d'électrons, en nombre exactement suffisant pour neutraliser la charge du noyau (1).

L'atome d'hydrogène, par exemple, comporte un proton porteur d'une charge positive et un unique électron (fig. 1).

L'atome d'hélium comporte un noyau portant deux charges positives et deux électrons.

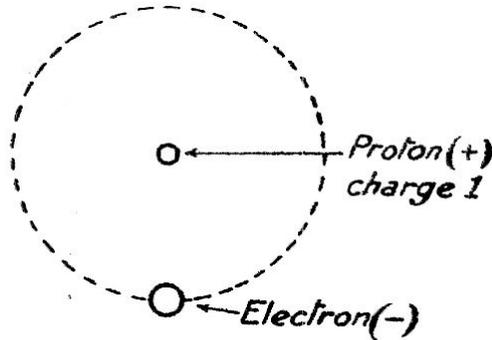


FIG. 1

Le noyau de silicium porte 14 charges positives et les électrons sont au nombre de 14. Mais les charges négatives ne sont pas réparties au hasard. Elles se groupent sur des couches dont chacune comporte un nombre bien déterminé d'électrons et qui sont désignées par les lettres k , l , m , n , o , p , q ...

couche k	=	2 électrons
l	=	8 électrons
m	=	18 électrons, etc...

A mesure que le nombre atomique croît, les couches se complètent progressivement, en partant de la couche centrale (k). Sauf de très rares exceptions (terres rares), les couches extérieures ne peuvent

(1) Voir *Physique électronique*, du même auteur, chez le même éditeur.

se garnir avant que les couches profondes ne soient complètement occupées.

Les orbites sont stables, car la force centrifuge de rotation équilibre exactement la force d'attraction électrostatique.

Il en résulte qu'à chaque couche correspond une énergie bien définie et que celle-ci croît depuis la périphérie jusqu'à la couche k .

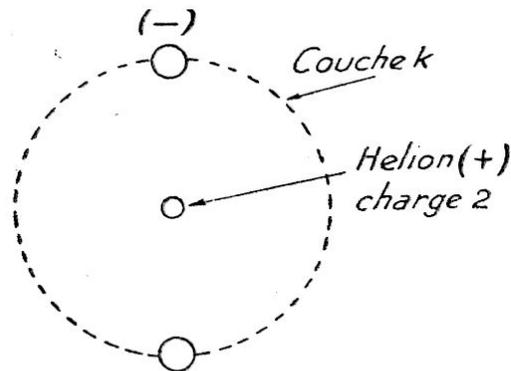


FIG. 2

Certaines actions physiques permettent de séparer les électrons du noyau. Mais l'énergie à déployer doit être au moins égale à celle qui correspond à celle de l'électron arraché. On ne peut, d'ailleurs, effectuer cette séparation que progressivement, c'est-à-dire en commençant par les électrons extérieurs ou périphériques.

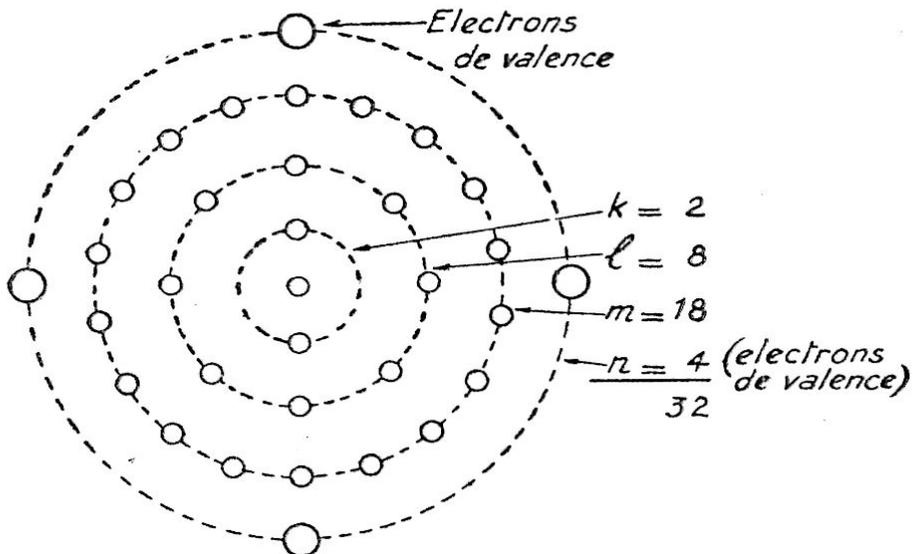


FIG. 3

Il est absolument impossible qu'un électron supplémentaire vienne se placer sur une couche déjà complètement garnie (principe d'exclusion).

Il est également impossible qu'un électron puisse venir se placer dans l'intervalle qui sépare deux couches. Il en résulte que les électrons d'un atome correspondent à des quantités d'énergie bien déterminées. Ils peuvent, en effet, occuper soit la couche l , soit la couche m , auxquelles correspond un quantum d'action bien déterminé $n \times h$,

n est un nombre forcément entier et h est la constante de Planck ($6,5 \times 10^{-27}$ C. G. S.). Une *action* en mécanique est une grandeur homogène au produit d'une énergie par une durée.

C'est cette remarque qu'on traduit sous une autre forme en disant qu'un électron peut occuper certains *niveaux d'énergie*. Les électrons d'une même couche peuvent d'ailleurs correspondre à des énergies légèrement différentes, ce qui conduit à cette idée des *sous-couches*.

La couche périphérique extérieure est généralement incomplète. Elle est constituée par les *électrons de valence* qui déterminent les propriétés chimiques du corps. La couche extérieure de l'atome de silicium comporte ainsi quatre électrons qui sont appelés : *électrons de valence*. C'est ce qu'on traduit en chimie en disant que le silicium est tétravalent. Il en est de même pour le *carbone* et le *germanium*.

2. Diagrammes d'énergie

Chacun des électrons planétaires possède une certaine énergie. Une conséquence de la théorie des quanta, c'est, en somme, que l'énergie, comme l'électricité, comme la matière, est discontinue et ne peut se diviser en fractions quelconques. Il y a des atomes d'énergie, comme il y a des atomes d'électricité. Il en résulte que l'énergie de chacun des électrons peut être représentée par le produit d'un nombre entier n et d'une quantité fixe w . Les produits comme nw constituent précisément les *niveaux d'énergie* dont il a été question dans le paragraphe précédent. Le principe d'exclusion joue naturellement pour chacun des niveaux. Chacun d'eux ne peut être occupé que par *un seul* électron.

Les électrons d'une couche possèdent des énergies qui sont mesurées par :

$$\begin{array}{c} nw \\ (n+1)w \\ (n+2)w \\ (n+3)w \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ (n+7)w \end{array}$$

S'il s'agit d'une couche comportant 8 électrons, on arrive ainsi au dernier corpuscule de cette couche.

C'est là que se produit la discontinuité. Le niveau qui correspondrait à $(n+8)w$ est *interdit*. L'impossibilité d'occuper le niveau $(n+8)w$ et, éventuellement, les niveaux suivants est une conséquence de la *Mécanique Quantique*.

Ce sont ces considérations qui conduisent logiquement à cette forme de représentation symbolique que constituent les *diagrammes d'énergie*.

Les énergies sont portées en ordonnées, c'est-à-dire sur une échelle verticale. Quant à l'échelle horizontale ou échelle des abscisses, elle représente une coordonnée d'espace quelconque : la longueur d'une tige de la matière considérée par exemple.

On obtient ainsi le résultat indiqué figure 4. La bande supérieure correspondant aux niveaux d'énergie les plus élevés est la *bande de conduction*. Ce sont les électrons présents dans cette bande qui assurent généralement le transport du courant électrique.

Les niveaux les plus bas correspondent à la *bande pleine* ou *bande de valence*.

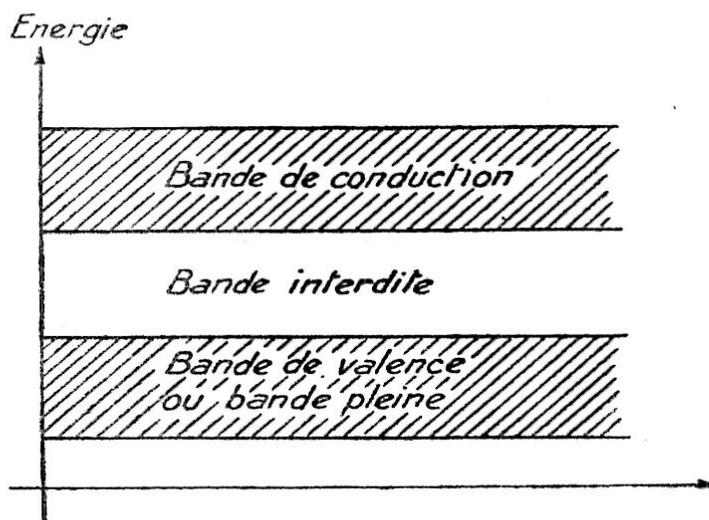


FIG. 4

Entre les deux se place la *bande interdite*. La largeur de cette dernière, c'est-à-dire l'écart entre les deux bandes, varie beaucoup avec la nature des corps.

Un électron de la bande de valence peut passer dans la bande de conduction sous une influence extérieure quelconque. Il suffit pour cela qu'il reçoive l'énergie suffisante pour sauter d'une bande à l'autre. Cette action extérieure peut prendre des formes très différentes : projectile matériel, photon, température, champ électrique assez puissant, etc.

Ce saut se produit d'autant plus facilement que l'écart entre les deux bandes est plus faible.

3. Cas des corps conducteurs.

Quand il s'agit d'un corps conducteur, certains électrons sont présents normalement dans la bande de conduction. Celle-ci n'étant pas complètement occupée, il en résulte que ces corpuscules sont mobiles. Il suffit donc d'un champ électrique pour en assurer le déplacement. Tel est le mécanisme de passage du courant électrique.

La conductivité est fonction du nombre d'électrons libres par unité de volume.

4. Cas des diélectriques.

L'écart entre bande de valence et bande de conduction est considérable : il peut être de plusieurs électrons-volts. De plus, la bande de valence est occupée d'une manière complète.

Il en résulte que la probabilité de passage d'un électron depuis la bande de valence jusqu'à la bande de conduction est extraordinairement faible. Le corps est donc un mauvais conducteur de l'électricité. On notera en effet qu'il n'existe aucun *isolant* au sens absolu du terme : il n'y a que de très mauvais conducteurs.

Une très faible probabilité n'est pas une impossibilité. Et cette probabilité augmente avec la température, puisque les corpuscules sont soumis aux mouvements d'agitation thermique. On observe donc que la conductivité des diélectriques augmente avec la température.

5. Cas des semi-conducteurs.

Les semi-conducteurs sont des corps pour lesquels l'écart qui sépare la bande de valence de la bande de conduction est très petit. Il est, par exemple, de 0,75 électron-volt pour le germanium et de 1,12 électron-volt pour le silicium. La bande de conduction est normalement vide.

Au zéro absolu, le corps n'est pas conducteur. Les électrons de la bande pleine sont en effet immobiles. Mais, dès que la température s'élève, les électrons participent aux mouvements d'agitation thermique et peuvent passer facilement de la bande pleine à la bande de conduction, puisque l'intervalle qui les sépare est très étroit.

Cette bande est normalement vide. Du fait qu'elle reçoit des électrons, ceux-ci sont mobiles et le corps devient conducteur.

De plus, un autre effet intervient. La place occupée dans la bande pleine devient libre et peut être occupée par un électron voisin. Un déplacement est donc possible. Mais le changement de position du second électron libère une nouvelle place, c'est-à-dire un *vide* ou un *trou*. Cet emplacement libre constitue en somme l'image inversée d'une valeur négative $-(—)$, ce qui équivaut, mathématiquement et électriquement, à une *charge positive*. On arrive ainsi à la notion de « trou », locution d'emploi universel dans le vocabulaire technique relatif aux semi-conducteurs. Le trou se déplace en sens inverse de l'électron, mais constitue un courant de même sens.

D'après ce mécanisme, il y a autant de charges positives (trous) que de charges négatives (électrons). La théorie de la mécanique quantique permet de calculer la densité des paires de porteurs des deux signes. On arrive ainsi à la formule suivante :

$$n_n = n_p = \frac{(2 \pi m k T)^{3/2}}{h^3} \varepsilon^{-1} e^{-\frac{E}{2 k T}}$$

avec :

m = masse de l'électron ;

k = Constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-16}$ erg/degré) ;

h = Constante de Planck ($6,62 \cdot 10^{-27}$ erg \times seconde) ;

T = Température en degrés absolus ;

E = Energie nécessaire à la formation d'une paire ;

ε = Base des logarithmes népériens 1,71828.

Quand un électron libre et un trou se rencontrent, ils se détruisent mutuellement.

Mais il semble bien établi que ces recombinaisons ne peuvent point se produire en un endroit quelconque du réseau cristallin. Des expériences précises montrent qu'il y a des *centres de recombinaisons*. Nous reconnaitrons plus loin que la présence de certaines impuretés dans la texture du cristal se traduit précisément par la création de tels centres.

La production de porteurs de charge dans un cristal est due en définitive à l'excitation d'un atome sous une influence extérieure et au passage d'un électron de la bande pleine dans la bande de conduction.

La cause initiale, nous l'avons déjà signalé, peut être l'agitation thermique. Mais beaucoup d'autres causes existent, la lumière par exemple, les vibrations mécaniques, la pression, la présence d'un champ électrique intense.

L'étude de l'action de la lumière, c'est-à-dire des photons, a permis de mesurer quelques constantes essentielles. On construit aujourd'hui des cellules photosensibles au germanium et au silicium.

6. Photoconductivité.

Il suffit d'éclairer la surface d'un cristal de semi-conducteur pour modifier sa résistivité. Si les photons ont une énergie suffisante, ils libèrent des porteurs de charge des deux signes qui diffusent dans l'épaisseur du semi-conducteur.

Si la cause d'excitation des atomes est brusquement supprimée, on constate que la conductivité ne tombe pas immédiatement à la valeur primitive, mais décroît selon une loi exponentielle.

$$\sigma = \sigma_0 + \Delta \sigma \varepsilon^{-\frac{t}{\tau}}$$

ε = base des logarithmes népériens

Tout se passe comme si la source d'excitation avait rompu un équilibre et que le retour à la stabilité ne pouvait s'accomplir qu'au bout d'un certain temps. L'observation suggère que les porteurs de charge diffusant dans le milieu sont soumis à un hasard et que la

recombinaison, se traduisant par leur disparition, est purement accidentelle.

Dès lors il est parfaitement logique de désigner la constante τ comme *la durée de vie moyenne des porteurs*.

7. Centres de combinaisons.

Il semble bien établi que la recombinaison ne peut se produire en un endroit quelconque du réseau cristallin. On admet qu'il y a des centres pour lesquels on a inventé le mot « Deathnium ». La surface des cristaux se comporte souvent comme si elle comportait un nombre considérable de « deathnium ». On peut aussi créer de tels centres par bombardement de particules rapides ou — ce qui revient au même — en plaçant le cristal dans un milieu radioactif.

On rapprochera sans aucun doute ces observations de celles auxquelles donne lieu la recombinaison des ions gazeux dans une enceinte quelconque. On admet en effet que cette recombinaison ne peut guère s'opérer que sur les parois, d'où l'influence du volume gazeux sur le temps de désionisation.

8. Mobilité des porteurs de charge.

Les électrons et les trous sont porteurs de la même quantité d'électricité e , qui est la charge élémentaire dont la valeur est :

$$e = 1,6 \times 10^{-19} \text{ coulomb.}$$

La relation qui permet de calculer la conductivité est :

$$\sigma = e (n \mu_n + p \mu_p)$$

n étant le nombre de porteurs négatifs par unité de volume.

p étant le nombre de porteurs positifs par unité de volume.

et μ_n et μ_p étant les *mobilités* des porteurs des deux signes.

En l'absence de champ électrique, les électrons et les trous diffusent d'une manière parfaitement désordonnée sous l'influence des chocs d'agitation thermique. L'observation du mouvement brownien donne une image à l'échelle microscopique de ces mouvements irréguliers.

Lorsque le milieu est soumis à l'action d'un champ électrique, il existe une composante de vitesse constante dans la direction des lignes de forces. La dérive régulière des porteurs de charge constitue précisément le courant électrique.

Les « trous » et les « électrons » sont soumis aux mêmes lois. Mais le déplacement d'un trou suppose, en somme, une série ininterrompue de captures d'électrons. On pourrait donc s'attendre à trouver une mobilité beaucoup moins grande. En réalité, les ordres de grandeur sont les mêmes.

D'une manière plus précise, la mobilité μ est le facteur de pro-

proportionnalité entre la vitesse de la dérive v_d et l'intensité de champ électrique E .

$$v_d = E \mu \text{ ou } \mu = \frac{v_d}{E}$$

La vitesse s'exprime en centimètres par seconde ou cm/s^{-1} .

Le champ électrique en volt/cm ou Vcm^{-1} .

Il en résulte que la mobilité doit s'exprimer en :

$$\text{cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$$

Tant que la vitesse de déplacement des porteurs est faible par rapport à la vitesse d'agitation thermique, on peut admettre la relation suivante :

$$\mu = \frac{v_d}{E} = \frac{e}{m} \tau$$

D'après CONWELL et SHOCKLEY, la mobilité des porteurs dans le germanium et le silicium est la suivante :

	ÉLECTRONS	TROUS
Germanium	$3\,600 \pm 180$	$1\,700 \pm 90$
Silicium	$1\,200 \pm 120$	250 ± 50

En fonction de la température, la mobilité est donnée par les relations :

Pour les électrons .	$19 \times 10^6 \text{ T}^{-\frac{3}{2}}$
Pour les trous	$8,9 \times 10^6 \text{ T}^{-\frac{3}{2}}$

9. Le cristal à l'état parfait. Liaisons covalentes.

Considérons le cas du germanium intrinsèquement pur. C'est, comme le carbone (diamant) et le silicium, un corps qui cristallise dans le système cubique à faces centrées. Dans ce système, on peut se représenter chaque atome comme occupant le centre d'un cube. Il est entouré de quatre atomes situés à la même distance (fig. 5). On peut observer que cet arrangement est le plus parfait et le plus régulier que l'on puisse imaginer. Chaque atome est entouré de quatre autres atomes occupant des positions rigoureusement symétriques et cette disposition se répète indéfiniment.

En ce qui concerne la structure générale, on peut faire abstraction des couches électroniques profondes et ne considérer que les

électrons de valence qui sont au nombre de quatre puisque le germanium est tétravalent.

Un élément essentiel dans l'étude théorique des éléments est la réaction de deux électrons qui constituent *une paire* ou un *lien covalent*. La réunion de ces charges constitue un centre d'attraction pour les noyaux qui sont ainsi réunis. Un équilibre stable s'établit

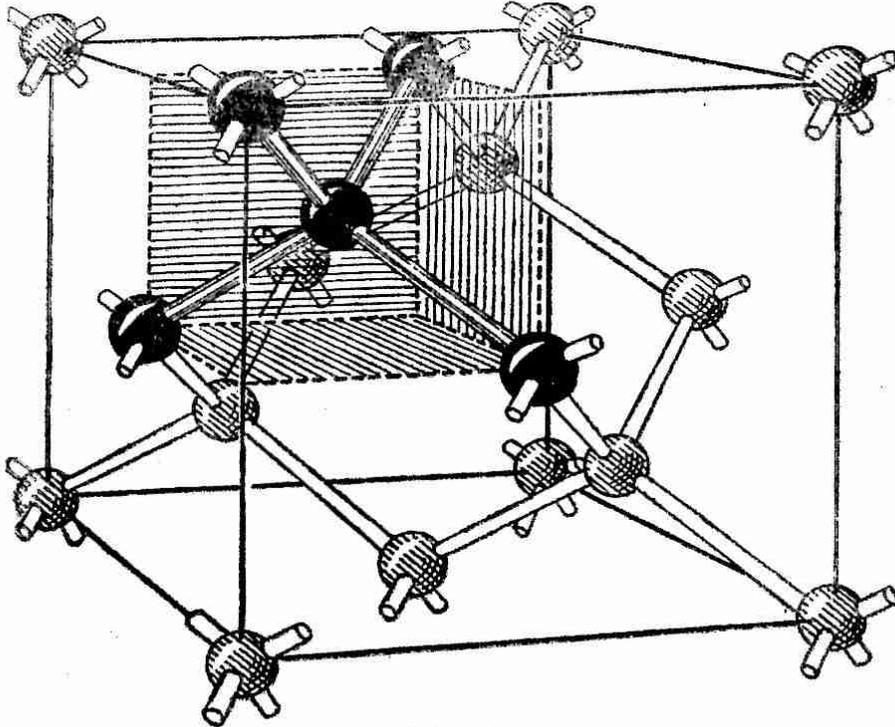


FIG. 5

entre l'attraction due à la présence du lien covalent et la répulsion des deux noyaux. Cette liaison covalente semble être en contradiction avec la loi de Coulomb. Il n'y a nullement lieu d'en être surpris. La plupart des lois physiques ne sont exactes qu'entre deux limites. Or la distance qui sépare deux électrons covalents est trop faible pour que puisse jouer la loi de Coulomb : une action de sens inverse se manifeste alors. En revanche, la distance beaucoup plus grande qui sépare les noyaux permet à la répulsion coulombienne de s'exercer. Ainsi l'ensemble constitue un système en équilibre stable qui permet de concevoir la cohésion des molécules dans les corps solides.

Remarquons en passant que ce changement de signe d'une action mutuelle est un fait courant en physique nucléaire. On peut citer comme exemple la possibilité de faire pénétrer des particules positives dans les noyaux atomiques déjà possesseurs de charges positives (1).

On peut transposer sur un plan la disposition interne comme nous l'avons fait figure 6. Chacun des quatre électrons de valence constitue

(1) Voir Physique électronique et nucléaire (op. cit.).

un tel lien avec un des électrons des quatre atomes voisins. Les liaisons sont ainsi complètes et il n'existe, par conséquent, aucune charge mobile pouvant être utilisée pour le transport du courant .

Ainsi le milieu n'est pas conducteur (fig. 6) parce qu'aucun porteur de charge n'est disponible.

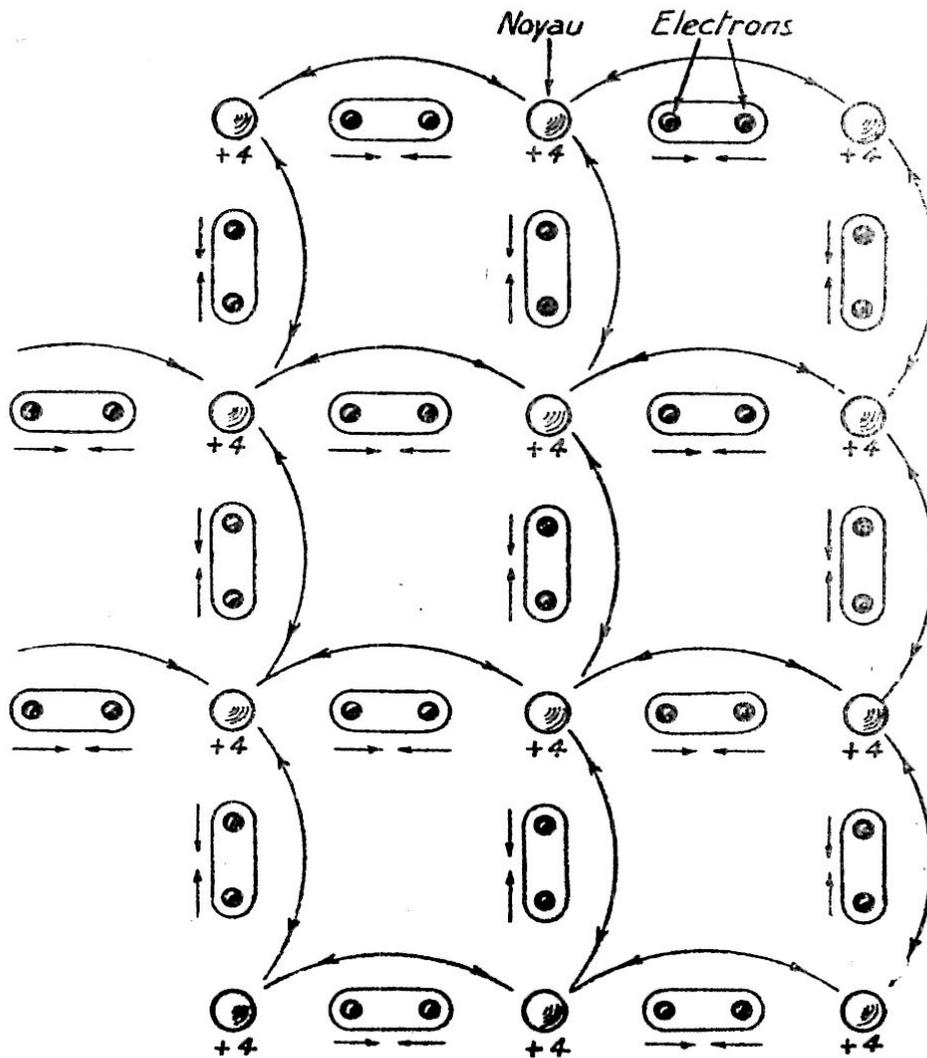


FIG. 6

La température, en s'élevant, peut, éventuellement, briser un lien covalent et libérer ainsi des charges qui deviennent disponibles pour le passage du courant. On est ainsi en présence de la *conductivité intrinsèque*.

La perfection du cristal rigoureusement pur peut être détruite par la présence d'un élément étranger dans le réseau cristallin.

10. Imperfections. Donneurs et accepteurs.

Les éléments étrangers ou impuretés peuvent rendre le germanium conducteur. Mais le mécanisme de passage du courant est différent suivant que la valence de l'impureté est supérieure ou inférieure à 4. Dans le premier cas, on est en présence d'un électron en excès. Cet électron mobile fournit une conductibilité de même type que la conductibilité métallique.

On dit alors qu'on est en présence d'un élément *donneur* ou *donateur* (*donor* en anglais).

Dans le second cas, on obtient encore la conductibilité, mais par suite d'un mécanisme exactement inverse.

Il s'agit de conductibilité par *trous*. Nous avons déjà expliqué que tout se passe comme si une charge positive se déplaçait. Les impuretés qui confèrent cette propriété au germanium sont des « accepteurs ».

11. Atomes « donneurs » germanium type N.

Le germanium du type N contient, en très légère proportion, soit de l'*antimoine*, soit de l'*arsenic*. La lettre N doit se traduire : germanium rendu conducteur par la présence de porteurs de charge *négatifs*, c'est-à-dire des électrons.

Dans ce cas, les électrons sont nommés *porteurs majoritaires*. Si des « trous » sont présents dans un milieu du type N, ce sont des *porteurs minoritaires*.

Cette conductibilité s'explique de la manière suivante : les atomes *donneurs* s'insèrent dans la structure cristalline et prennent une place normalement occupée par un atome de germanium. Mais l'électron supplémentaire ne peut donner lieu à la formation d'un lien covalent (fig. 7).

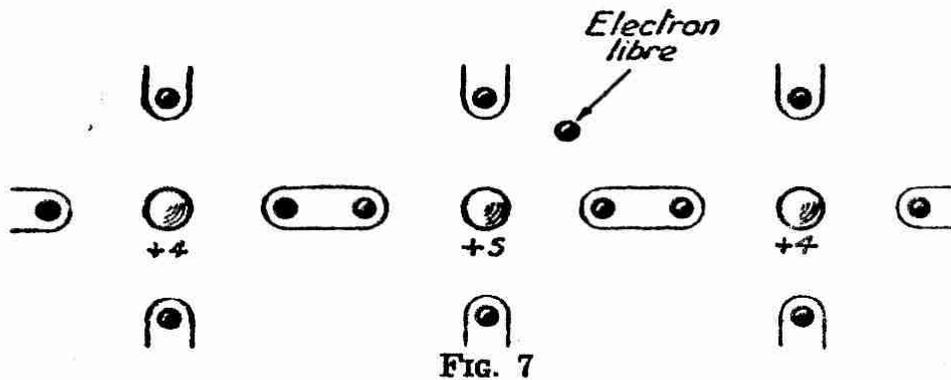


FIG. 7

Par suite de la très haute constante diélectrique du germanium, la présence de la charge positive en excès dans le noyau d'arsenic ne produit qu'un effet négligeable sur l'électron en excès. Celui-ci devient pratiquement libre de se mouvoir, soit par agitation thermi-

que, soit sous l'influence d'un champ électrique, du choc avec un photon, etc.

La mécanique quantique permet de calculer le nombre d'électrons de conduction par centimètre-cube, dans un semi-conducteur du type N. On arrive à la relation suivante ; pour une température de T° absolus.

$$n_n = N_c^{1/2} \frac{(2 \pi m k T)^{3/4}}{h^{3/2}} e^{-\Delta E / 2kT}$$

N_c étant le nombre de centres d'impureté par centimètre-cube ; ΔE l'énergie nécessaire pour libérer un électron de conduction ; les autres constantes ont été définies plus haut.

Dans les dispositifs normaux : diodes ou transistors, la proportion d'impureté est de l'ordre de un atome pour cent millions d'atomes de semi-conducteur (1 pour 10^8) et, dans ce cas la conductivité est multipliée par seize environ. Si la proportion était dix fois plus grande (1 pour 10^7) la conductivité serait cent soixante fois plus grande ; ce qui serait exagéré dans la plupart des cas.

12. Atomes « accepteurs » germanium type P.

Le germanium du type P (c'est-à-dire à porteurs positifs majoritaires) contient un élément étranger comme le gallium, l'indium ou l'aluminium en très petite quantité. Les éléments en question ne comportent que 3 électrons de valence au lieu des 4 qui seraient nécessaires pour assurer les liens covalents.

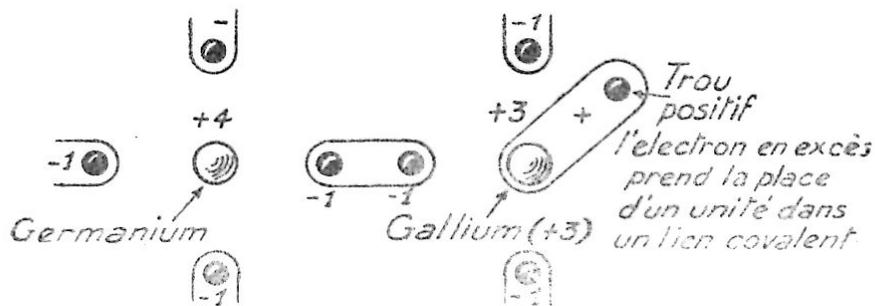


FIG. 8

Il y a donc ainsi production d'une lacune ou d'un « trou » positif qui capte un électron d'une liaison voisine. Mais cette action a pour conséquence la création d'un autre « trou ».

On peut donc, en définitive, raisonner comme s'il n'y avait déplacement d'une charge positive dans le réseau cristallin (fig. 8).

13. Actions physiques.

Il est juste d'ajouter que certains auteurs (J.-P. Jordan de la G.E.) ont élevé quelques doutes sur la validité de la théorie des donneurs et des accepteurs. On peut remarquer, par exemple, que, malgré leur appartenance à des groupes voisins du quatrième, ni le thallium (groupe III) ni le bismuth (groupe V) ne semblent avoir une action sur la conductibilité du germanium... D'autre part, le zinc (groupe II), le platine et l'or (groupe I), se conduiraient comme des donneurs.

Si ces faits étaient confirmés, il faudrait admettre que la théorie actuelle doit être révisée ou complétée.

La résistivité du germanium peut être modifiée par certains traitements physiques. L'exposé précédent permet de comprendre l'influence de la température. A mesure que la température s'élève, la résistivité baisse. Les électrons libérés par agitation thermique viennent neutraliser les trous du germanium type P. La température au delà de laquelle il n'y a pratiquement plus de germanium P est de l'ordre de 80° centigrades. Cela explique la grande action de la température sur les caractéristiques des dispositifs utilisant la semi-conduction. Cela explique aussi la nécessité absolue d'éviter toute possibilité de surcharge — celle-ci entraînant localement un échauffement notable.

La modification produite par la température cesse de se manifester si l'élément est lentement refroidi, mais un refroidissement brusque, analogue à la « trempe » de l'acier, peut rendre les modifications permanentes. Pour effacer celles-ci, il faut échauffer le semi-conducteur pendant une durée variable avec sa pureté et qui, dans certains cas, peut atteindre plusieurs heures. Après quoi, on procède à un refroidissement très lent. On utilise ces propriétés pour obtenir localement du germanium type P. C'est ainsi que les dispositifs à pointes (transistor ou diode) sont « formés » par le passage d'une impulsion très brève mais de grande amplitude. Il y a vraisemblablement une zone d'échauffement sous la pointe, mais la température tombe très rapidement parce que la chaleur est absorbée par la masse de germanium environnant.

L'application locale d'une énorme pression (16 000 kg/cm²) transforme le germanium type N en type P. Cette transformation est permanente. Cet effet peut jouer également un rôle dans les dispositifs à pointes. On sait que celle-ci doit, en effet, exercer une certaine pression sur le cristal. On peut effacer la modification produite par la pression en maintenant le germanium pendant un certain temps à une température très élevée et en le refroidissant ensuite très lentement.

14. Mesures des coefficients essentiels.

a) *Résistivité.* — La mesure de résistivité d'un lingot de germanium n'a de signification précise que s'il s'agit d'un monocristal. Si la

structure est polycristalline, on observe généralement la création de barrières de potentiel (voir plus loin) au niveau des intersurfaces, et le chiffre mesuré ne peut être interprété comme donnant une mesure de la composition du lingot.

Il faut avoir recours à des méthodes permettant de mesurer la résistivité sur un élément microscopique. Dans ces conditions, la résistivité donne vraiment une mesure du nombre et de la mobilité des porteurs de charge présents. Il est également à remarquer qu'en général les différentes parties d'un lingot n'ont point les mêmes constantes. Il est courant de constater qu'une extrémité est constituée de germanium P alors que l'autre extrémité est du germanium N.

La relation fondamentale entre les différents facteurs est :

$$\rho = \frac{1}{e N \mu}$$

- $\left\{ \begin{array}{l} \rho : \text{résistivité ;} \\ N : \text{nombre de porteurs de charge par unité de volume ;} \\ \mu : \text{coefficient exprimant la mobilité des porteurs ;} \\ e : \text{charge des porteurs (en fait : la charge élémentaire).} \end{array} \right.$

b) *Effet Hall*. — Si l'on place un semi-conducteur dans un champ magnétique perpendiculaire à la direction du courant, on observe la naissance d'une différence de potentiel dans une direction perpendiculaire à la fois au champ magnétique et à la direction du courant. La tension est proportionnelle à l'induction magnétique et à la densité de courant et le coefficient de proportionnalité prend le nom de *coefficient de Hall*.

Pour le germanium du type N, on a :

$$R = \frac{3 \pi}{8 e N}$$

avec $e =$ charge élémentaire,

$N =$ nombre de porteurs de charge.

L'expression est la même pour le germanium P, mais le signe est inversé.

En pratique, on utilise un champ de quelques milliers de Gauss et la mesure est prise entre deux contacts disposés convenablement sur le cristal. Les déterminations ne pouvant être extrêmement précises, on admet que :

$$\frac{3 \pi}{8} = 1$$

et on utilise l'expression :

$$R = - \frac{1}{e N}$$

Les renseignements fournis par les deux mesures a) et b) permettent par conséquent de connaître la nature des porteurs de charge, leur nombre et leur mobilité.

Dans les conditions normales, un équilibre s'établit entre les porteurs de charge des deux signes. Si la concentration d'un des porteurs est augmentée par un apport extérieur quelconque de manière à détruire l'équilibre, celui-ci tend à se rétablir par des recombinaisons. La vitesse de recombinaison est proportionnelle à la densité excédentaire des porteurs ajoutés. Si ceux-ci sont des « trous » dont la densité est de N_p/cm^3 , on peut calculer la vitesse de disparition :

$$\frac{dN_p}{dt} = - \frac{N_p}{\tau}$$

$$N_p = N_{p0} e^{-\frac{t}{\tau}}$$

avec N_{p0} = densité initiale

τ = durée de vie des porteurs minoritaires

Cette durée de vie est comprise entre 10^{-5} et 10^{-3} seconde ; elle est d'autant plus faible que les porteurs minoritaires sont plus nombreux et qu'il y a davantage d'impureté. On conçoit donc facilement que la mesure de cette durée de vie puisse donner des renseignements précieux sur la pureté d'un lingot de semi-conducteur.

Avant de disparaître, les porteurs minoritaires diffusent le long d'une certaine distance. Cette distance est donnée par :

$$L = (D_p \tau)^{1/2}$$

D_p est le coefficient de diffusion des porteurs défini par :

$$D_p = \frac{kT}{e} \mu_p$$

(pour des porteurs positifs).

15. Notions sur les barrières de potentiel.

Quand on place un conducteur dans un champ électrique, on provoque le déplacement des électrons libres qui, selon le sens du champ, affluent vers la surface ou, au contraire, sont repoussés. Il y a, dans les deux cas, développement d'une charge électrique à la surface.

En fait, on peut dire qu'à l'exclusion d'une pellicule très mince le champ est annulé à l'intérieur du conducteur. Cette remarque fait

d'ailleurs l'objet d'un théorème bien connu d'électrostatique (1).

Ce résultat peut être pratiquement atteint pour tous les métaux parce que la conductibilité est très élevée — ce qui traduit le fait que les porteurs de charge sont très nombreux. Mais il n'en est pas de même dans les semi-conducteurs. On ne peut plus considérer, dans ce cas, qu'on est en présence d'une certaine charge localisée à la surface. Il y a une modification de densité en profondeur constituant une véritable *charge d'espace*.

La répartition des potentiels peut alors constituer ce qu'on appelle une *barrière*.

16. Barrières spontanées.

L'établissement d'une barrière suppose soit une source de tension, soit une charge d'espace. Dans les conducteurs, il existe une barrière superficielle qui s'oppose au départ spontané des électrons de conduction et dont on mesure la hauteur par le *potentiel de sortie*. Pour franchir cette barrière, les électrons doivent acquérir une énergie supplémentaire, soit d'origine thermique (effet thermoionique : cathode chaude), soit par le choc direct (effet d'émission secondaire), soit par échange d'énergie avec un photon (effet photo-émissif), soit par action d'un champ électrique intense (effet de cathode froide). La charge d'espace ne peut exister qu'à l'extérieur du conducteur.

Mais il en est tout autrement dans un milieu semi-conducteur. Une charge d'espace interne peut se manifester tout simplement par un effet de combinaison ou de diffusion des porteurs de charge de signe opposé, modifiant localement la densité moyenne des porteurs.

C'est grâce à la présence de *barrières spontanées*, encore appelées parfois *couches de barrage*, que s'expliquent les propriétés des redresseurs secs, des cellules photovoltaïques, des diodes et triodes à germanium ou silicium.

Si les surfaces en présence sont notables, par suite de l'extrême minceur des couches de barrage, le contact rectifiant doit être considéré comme shunté par une capacité relativement grande. Ces redresseurs ne peuvent pas être utilisés en haute fréquence. Mais, quand il s'agit de très faibles intensités de courant, on peut réduire la surface métallique jusqu'à n'être plus qu'une pointe extrêmement fine, d'une surface bien inférieure au millimètre carré.

Dans ces conditions, la capacité parasite devient inférieure à 1 picofarad et les éléments diodes ainsi constitués, au germanium ou au silicium, peuvent être employés même pour des ondes centimétriques (fréquences de l'ordre de 20 000 MHz et au delà).

On constitue une barrière spontanée en créant une zone de passage

(1) A l'intérieur d'un conducteur creux en équilibre, le champ électrique est nul.

entre une surface de germanium du type P et une surface du type N. L'ensemble s'appelle une jonction.

Analysons les phénomènes dont une telle jonction peut être le siège, lorsqu'elle est à circuit ouvert, puis lorsqu'elle est soumise à une différence de potentiel.

17. Jonction N-P.

Nous pouvons représenter la jonction comme sur la figure 9, c'est-à-dire en faisant abstraction des atomes pour ne considérer que les porteurs de charge.

Supposons d'abord qu'aucune différence de potentiel ne soit appliquée. Les porteurs de charge sont soumis aux mouvements d'agitation thermique. Il y a donc diffusion des porteurs d'une région dans l'autre. Cette interpénétration ne peut s'étendre indéfiniment en profondeur, car les porteurs positifs sont neutralisés quand ils pénètrent dans la région N, riche en particules négatives. Et il en est de même pour l'autre côté de la jonction.

La modification de densité dans les deux parties de la région de transition provoque la naissance d'une charge d'espace puisque la matière du semi-conducteur n'est plus électriquement neutre. Dans la région de gauche, le germanium type P ne comporte plus le nombre normal de porteurs positifs par unité de volume. Il y a un déficit d'électricité positive, c'est-à-dire une charge d'espace négative. Le même raisonnement nous amènerait à cette conclusion qu'il y a une charge d'espace positive dans la région N.

On peut représenter les variations de cette charge d'espace comme nous l'avons fait en bas de la figure 9.

La modification de la charge spatiale entraîne nécessairement une variation locale du champ électrique au voisinage de la jonction, le champ atteignant la valeur la plus élevée à la jonction elle-même.

Il en résulte ainsi la production spontanée d'une barrière de potentiel que l'on peut représenter également par un diagramme. On remarquera que le champ électrique E est lié au potentiel par la relation :

$$E = - \frac{dv}{dl}$$

Le champ électrique, ou gradient de potentiel, se mesure par la variation de potentiel en fonction de la distance.

Cette condition correspond au cas où aucune différence de potentiel extérieure n'est appliquée à la jonction.

L'intensité de courant moyen dans la jonction est nulle. A l'équilibre, aucune charge ne peut franchir la barrière de potentiel. Il s'agit, bien entendu, d'un équilibre statique.

Examinons maintenant ce qui se passe quand on applique une différence de potentiel entre les deux extrémités.

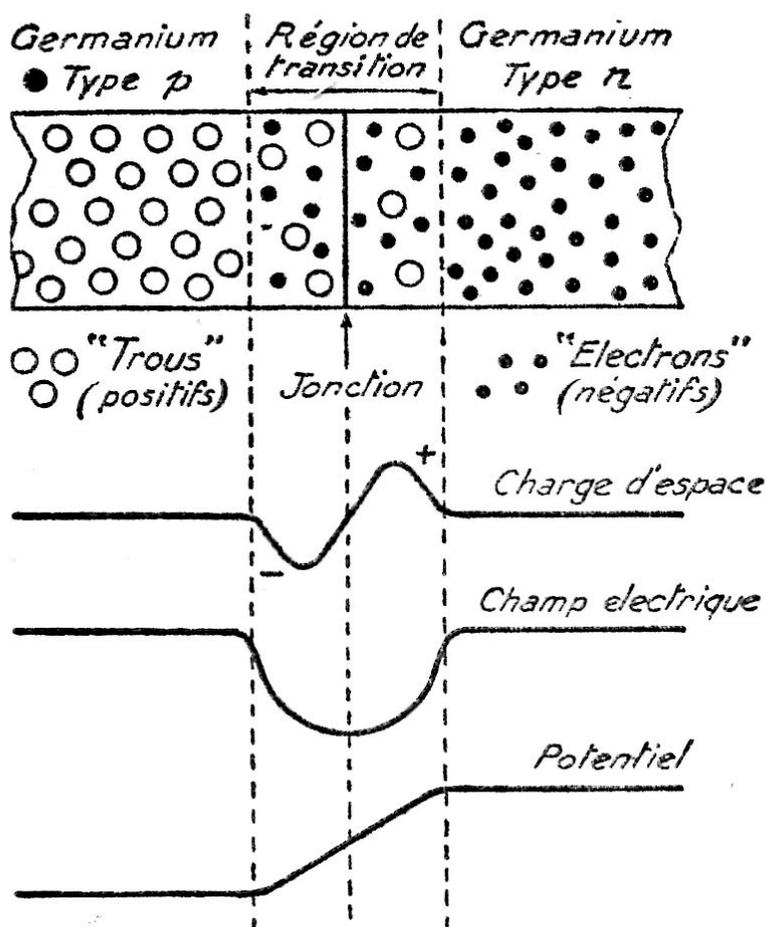


FIG. 9

18. Courant direct.

Appliquons une différence de potentiel extérieure, d'un sens tel que la région N soit négative et la région P positive (fig. 10), on dit encore qu'il s'agit du *sens direct*.

Les porteurs de charge : trous positifs, ou électrons négatifs soumis à une force, par suite de la présence du champ électrique, se dirigent vers la zone de transition. Cette région devient une zone de recombinaison. Il y a un afflux de porteurs vers la jonction, ce qui correspond à l'abaissement de la barrière de potentiel. La résistivité diminue énormément, comme il découle des formules énoncées précédemment.

Il est capital de remarquer que la zone d'influence immédiate d'un trou ou d'un électron est très petite par rapport aux dimensions des mailles du réseau cristallin. Il en résulte que les porteurs peuvent

pénétrer assez loin de part et d'autre de la jonction. Cette profondeur de pénétration dépend essentiellement de la concentration des impuretés. En particulier, si les concentrations sont différentes, le nombre des porteurs de chaque sorte pourra être fort différent.

Cette remarque permet d'expliquer certaines propriétés des transistors.

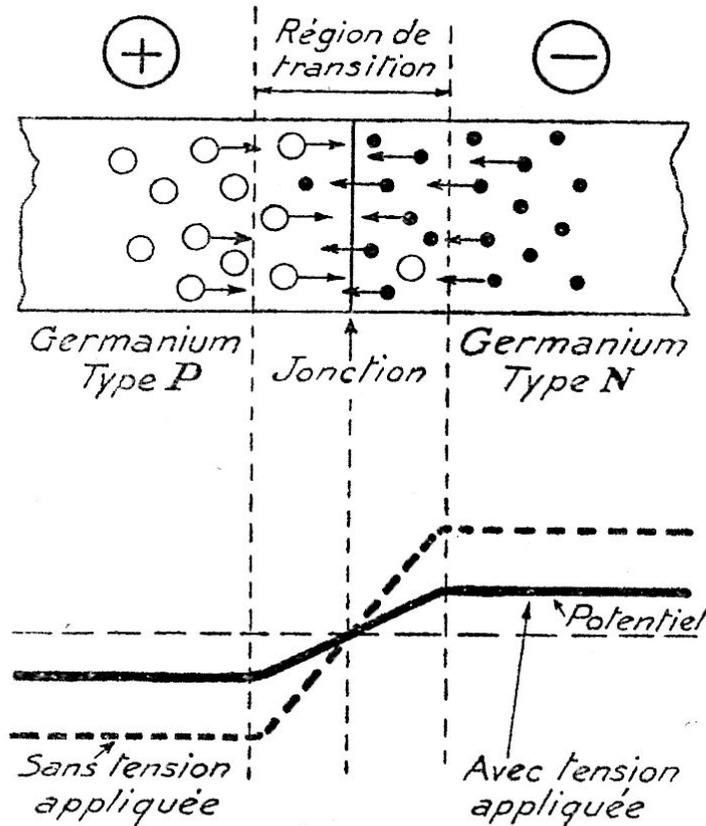


FIG. 10

Remarquons bien que les atomes donneurs ou accepteurs sont fixés d'une manière pratiquement inamovible dans le réseau cristallin. Ils ne peuvent absolument pas franchir la jonction et ne doivent pas être confondus avec les porteurs de charge dont ils provoquent la naissance. Ces derniers se déplacent sous l'influence d'un champ électrique, mais disparaissent par combinaison au bout d'un certain temps. Nous avons d'ailleurs défini leur « durée de vie ».

En résumé, l'application d'une différence de potentiel dans le sens indiqué provoque une réduction de hauteur de la barrière de potentiel.

19. Courant inverse.

Inversons le sens de la différence de potentiel (fig. 11). C'est-à-dire connectons le pôle positif de la source à la région N et son pôle négatif à la région P. Le champ électrique ainsi créé provoque la

naissance de forces qui écartent les porteurs de charge de la zone de transition.

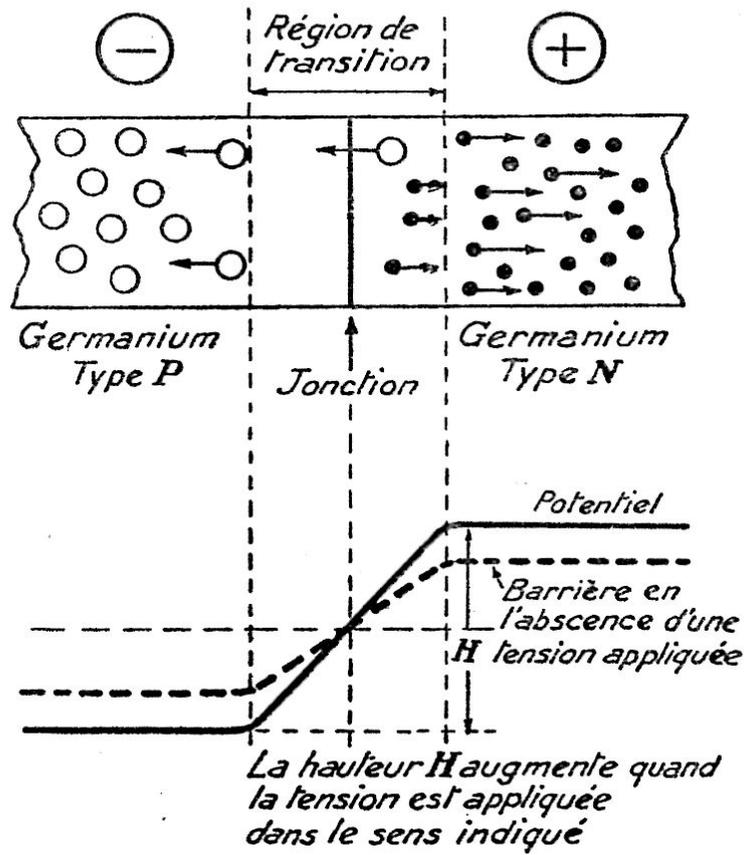


FIG. 11

La densité des porteurs de charge dans cette région est donc fortement diminuée. En conséquence, la résistivité devient beaucoup plus grande, et l'intensité de courant est extrêmement faible. Il y a naissance d'une zone où la conductivité est exclusivement du type intrinsèque. Elle n'est pratiquement plus fonction que de la température.

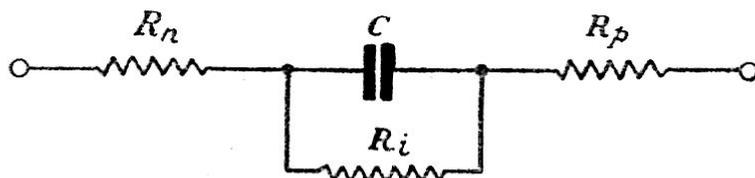
La suppression des porteurs entraîne la suppression de la charge d'espace et, en conséquence, la hauteur de la barrière de potentiel augmente.

L'épaisseur de la zone de conductivité intrinsèque dépend essentiellement de la grandeur du potentiel appliqué. On peut l'estimer comprise normalement entre 10^{-2} et 10^{-5} centimètre.

La petitesse de ces chiffres, ainsi que le grand pouvoir diélectrique des semi-conducteurs (16 pour le germanium) expliquent pourquoi il faut considérer que le contact rectifiant est shunté par une capacité relativement importante.

Certains auteurs ont voulu admettre que la totalité de la résistance d'une jonction était localisée dans la zone de transition, encore appelée couche de barrage. Un examen approfondi montre qu'il

n'en est pas ainsi ; il faut tenir compte de la résistivité des autres parties. En conséquence le schéma équivalent doit comporter une résistance en série avec une capacitance, cette dernière étant en parallèle avec le contact rectifiant (fig. 12).



R_i est fonction du sens et de la grandeur du potentiel appliqué

FIG. 12

C'est en partant de cette conception qu'on peut expliquer le comportement des jonctions en haute fréquence (voir plus loin).

20. Courbe caractéristique d'une jonction.

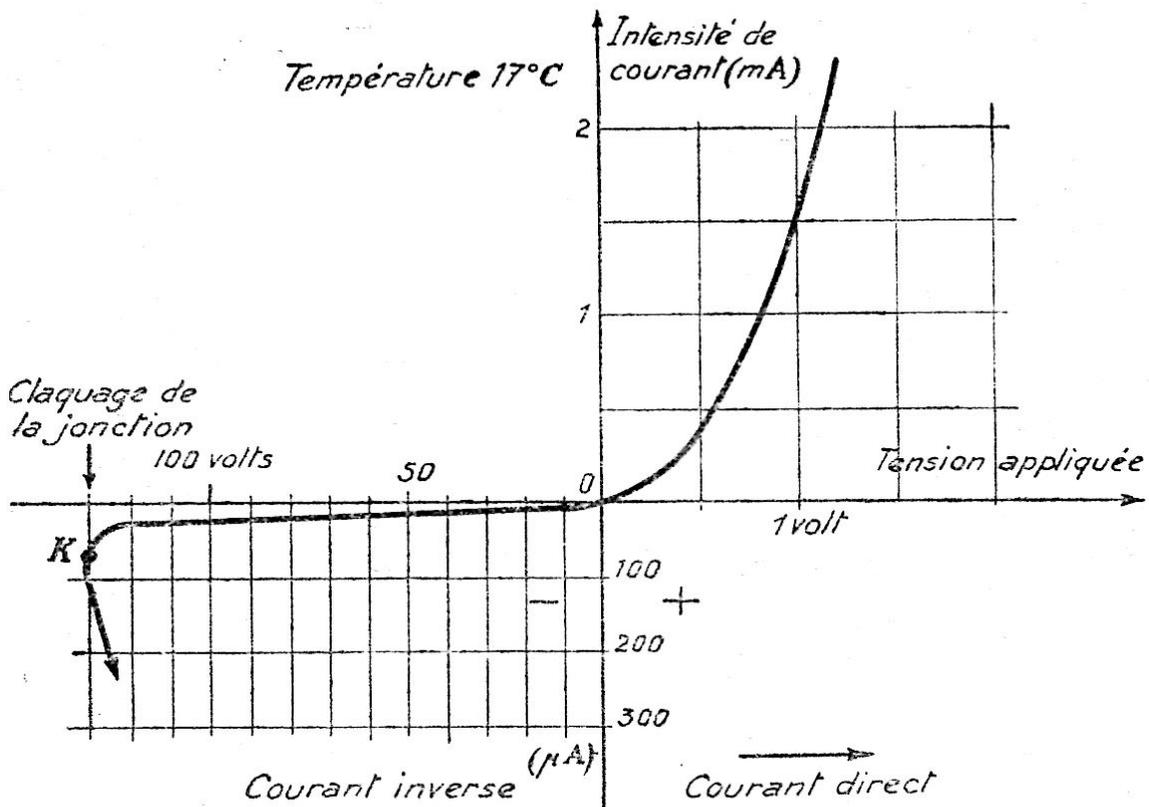
Nous donnons figure 13 un exemple de caractéristique intensité-tension d'une jonction P-N. On notera que, de part et d'autre du point zéro, les échelles de tension et d'intensité sont très différentes. La courbe obtenue fait immédiatement songer à la caractéristique intensité-tension d'un tube diode à cathode chaude. Le système constitue donc un redresseur de courant.

Il y a toutefois des différences essentielles.

1) Le courant est rigoureusement nul en l'absence d'une tension appliquée. On sait, en effet, que, pour annuler le courant d'une diode thermoionique, il faut appliquer une tension inverse de quelques dixièmes de volt à l'anode. Cet effet est dû à la vitesse initiale des électrons de la cathode.

2) Il y a toujours un courant inverse dont la valeur est fonction de la température et de la tension appliquée.

On notera que tous ces résultats sont applicables, qualitativement tout au moins, à tous les systèmes utilisant des couches de barrage (redresseurs à oxydure, à sélénium, redresseur de puissance à silicium, ces derniers pouvant supporter des courants redressés de plusieurs centaines d'ampères par centimètre carré).



21. Limite de tension inverse.

Le courant inverse augmente d'abord lentement, en même temps que la tension inverse, puis de plus en plus rapidement. Cette augmentation, de plus en plus grande, est due à deux causes différentes, mais agissant dans le même sens :

a) Par suite de la résistance équivalente très importante de la couche de transition, un échauffement se produit dans la masse du cristal. Il en résulte, par conséquent, une diminution de la résistivité intrinsèque.

b) Le champ électrique peut localement prendre des valeurs assez importantes pour libérer des électrons de valence. Cet effet peut être comparé à l'émission par cathode froide. Ce type de conductivité est dit *de Zener*.

En pratique, il importe assez peu qu'on soit en présence de l'effet a) ou b). L'intensité du courant inverse peut prendre rapidement des valeurs dangereuses pour la jonction. Les limites de sécurité sont indiquées par le constructeur. On peut noter l'inversion de signe de la résistance au point K. Cette branche de résistance négative peut être utilisée dans certains cas à condition de prendre toutes les précautions nécessaires.

22. Redresseur à pointe

Les explications précédentes sont valables pour le redresseur à pointe de métal (fig. 14).

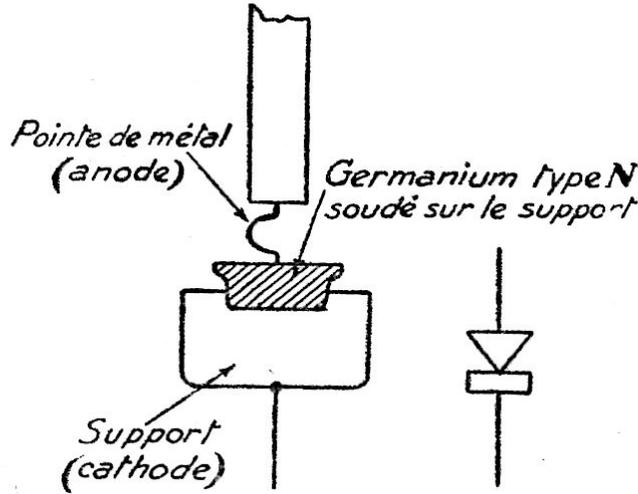


FIG. 14

Celui-ci est constitué par un cristal semi-conducteur du type N, d'une grande pureté, soudé sur un support. Un contact très fin constitué par un fil de tungstène, de platine allié à d'autres métaux, de nickel ou d'or, s'appuie sur le cristal.

Le traitement de formation, qui consiste généralement en une impulsion de très courte durée, a pour effet de faire naître une région de germanium P, immédiatement sous la pointe (fig. 15).

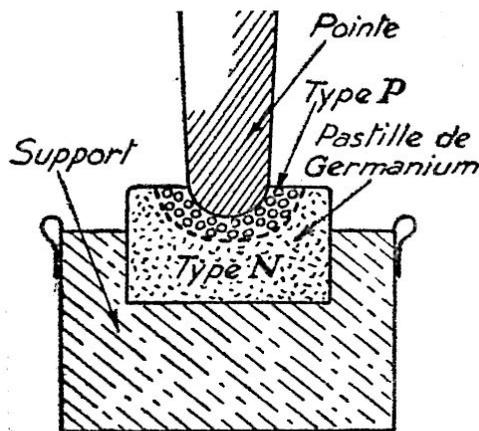


FIG. 15

Dans certains cas, l'impulsion de formation est assez puissante pour provoquer la soudure du métal sur le germanium. Il s'agit alors d'une diode à contact. Les diodes à sélénium sont généralement de ce type.

A titre documentaire, nous donnons figure 16 la caractéristique d'une diode commerciale (Westinghouse).

On notera que les échelles de tension et d'intensité ont été choisies différentes pour les valeurs directes et inverses.

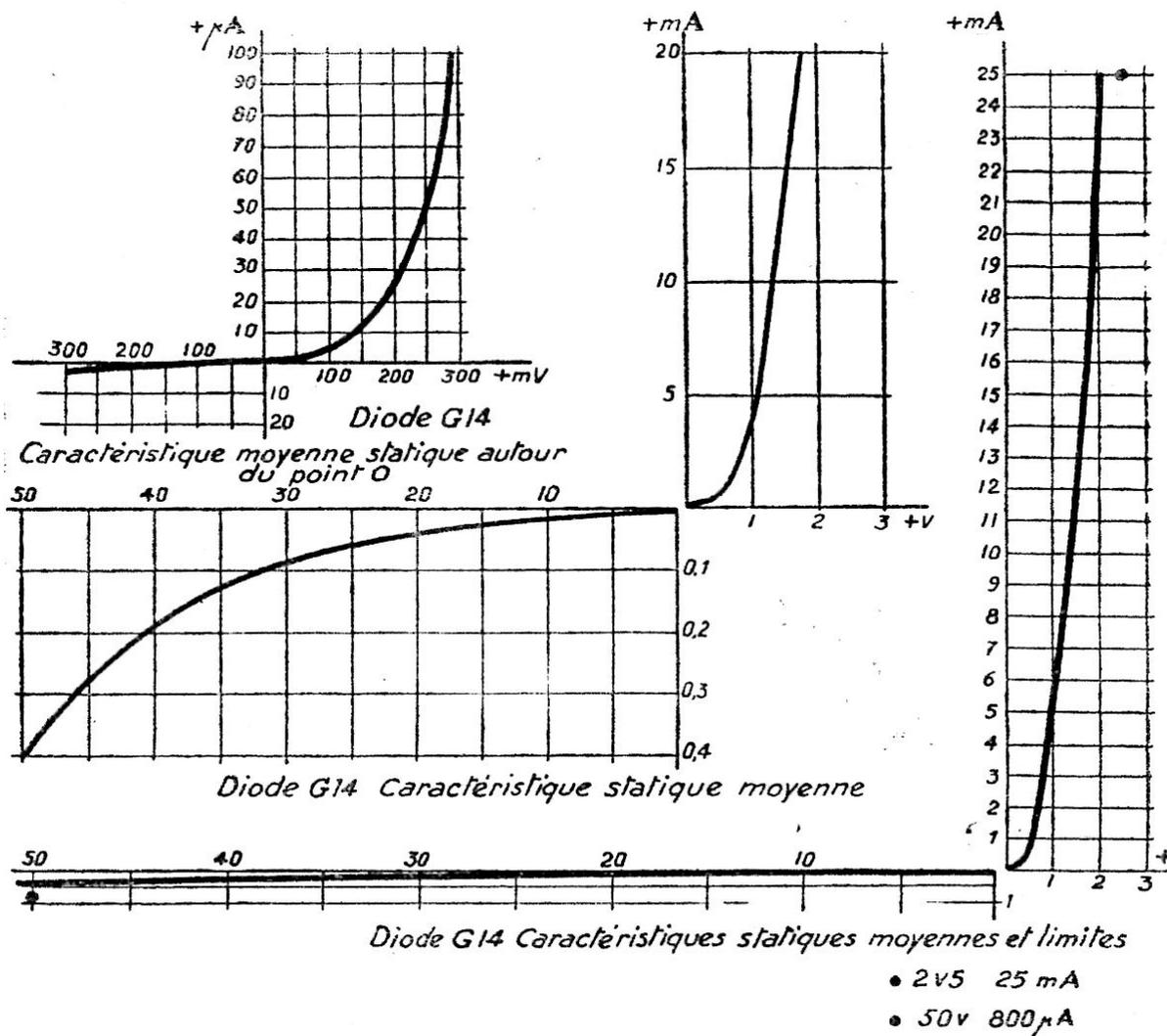


FIG. 16

23. Intensité traversant une jonction.

L'étude théorique conduit à la relation suivante qui permet de calculer l'intensité de courant qui traverse une jonction :

$$i = i_0 \varepsilon^{-\frac{e\varphi}{kT}} \times \varepsilon^{\frac{eV}{kT} - 1}$$

expression dans laquelle :

φ est la hauteur de la bande interdite en électron-volt ; les autres lettres sont des paramètres ou constantes définis plus haut ;

V est la tension appliquée, sa valeur est positive pour le sens direct et négative pour le sens inverse.

Dans le sens direct, l'intensité croît indéfiniment avec V ; dans l'autre sens, elle tend vers une valeur de saturation qui est :

$$i_s = i_0 \varepsilon^{-\varphi/kT}$$

Toutefois, le résultat précédent n'est valable que pour une température T donnée. En pratique le passage du courant inverse s'accompagne d'une dissipation de puissance qui provoque nécessairement une élévation de température. Il y a donc un effet cumulatif ; d'autant plus que i_0 est une intensité caractéristique du semi-conducteur, fonction de sa contamination en impureté et de la température.

24. Effet ZENER.

En dehors de l'effet précédent, nous avons expliqué plus haut qu'une certaine valeur de tension inverse, fonction de la teneur en impureté, amène un effondrement brutal de la résistance inverse : c'est l'*effet Zener*. Il se produit lorsque la valeur du champ inverse dans la zone de transition de la jonction, atteint une valeur suffisante pour rompre les liaisons covalentes. Pour du germanium intrinsèquement pur, cette valeur est de 200 000 volts par centimètre.

On peut calculer la tension de Zener du germanium en fonction de la concentration en impureté, au moyen de la formule suivante :

$$V_z = \frac{4,10^{-6}}{n} \text{ volts.}$$

n étant la concentration en impureté.

Pour une concentration en impureté de 10^{-8} , la tension inverse est de 400 volts. En pratique, il est très difficile d'atteindre de tels résultats, car il faudrait disposer d'un matériau parfaitement pur avant le « dopage » et nous avons souligné les difficultés que représente une telle opération.

25. Comportement des jonctions en haute fréquence.

Nous avons déjà indiqué plus haut qu'on devait considérer une jonction comme un élément rectifiant shunté par une capacité (fig. 12). Aux fréquences élevées, une fraction de l'intensité est dérivée par la capacité, et l'efficacité du dispositif est ainsi réduite.

La capacité parasite est inversement proportionnelle à l'épaisseur de la barrière de potentiel d .

On a donc :

$$C \text{ proportionnelle à } 1/d.$$

Mais on démontre que l'épaisseur de la barrière est proportionnelle à la racine carrée de la tension V , appliquée à la jonction et

inversement proportionnelle à la racine carrée de la concentration en impureté n :

Finalement on peut donc écrire :

$$C = b \times \sqrt{n/V}$$

b étant une constante de proportionnalité.

Notons, en passant, que cet effet est utilisé pour réaliser des capacités variables avec la tension appliquée entre les armatures. De très nombreuses applications sont possibles.

26. Cas des diodes à pointe.

Dans une diode à pointe la capacité parasite est beaucoup plus faible que dans une diode à jonction parce que la surface de contact est elle-même beaucoup plus réduite. Cette capacité est évidemment proportionnelle à la surface de contact et, par conséquent, au carré du rayon de la pointe a . Si d est l'épaisseur de la barrière on a donc :

$$C \text{ proportionnelle à } a^2/d \text{ et}$$

$$a^2 \text{ proportionnelle à } a^2 \sqrt{n}$$

D'un autre côté, la résistivité du matériau semi-conducteur est inversement proportionnelle à la concentration en impureté n et la résistance directe de la diode est proportionnelle à cette résistivité et inversement proportionnelle au rayon de la pointe c'est-à-dire à :

$$1/na$$

Il en résulte que la diode présente une constante de temps $C \times R$ qui est proportionnelle à :

$$a / \sqrt{n}.$$

Pour que l'efficacité du redressement soit acceptable, il faut que la constante de temps $C \times R$ demeure petite par rapport à la période de la tension à redresser.

Ainsi pour obtenir un fonctionnement correct aux très hautes fréquences, il faut utiliser des pointes de contact aussi fines que possible, ce qui était évident a priori et — ce qui l'était beaucoup moins — employer un semi-conducteur comportant un taux élevé d'impureté.

On est très rapidement limité dans le choix du diamètre de la pointe, aussi en est-on réduit à la seconde condition. Il en résulte que les diodes pour très hautes fréquences (détection vidéo) ne peuvent supporter qu'une tension inverse de quelques volts et que le courant inverse est toujours relativement important.

Il est plus facile de réaliser des diodes au silicium donnant des résultats corrects jusque dans le domaine des hyperfréquences car il est alors possible d'augmenter le taux de contamination tout en conservant une caractéristique acceptable. Les diodes mélangeuses fonctionnent encore au-delà de 30 000 mégahertz.

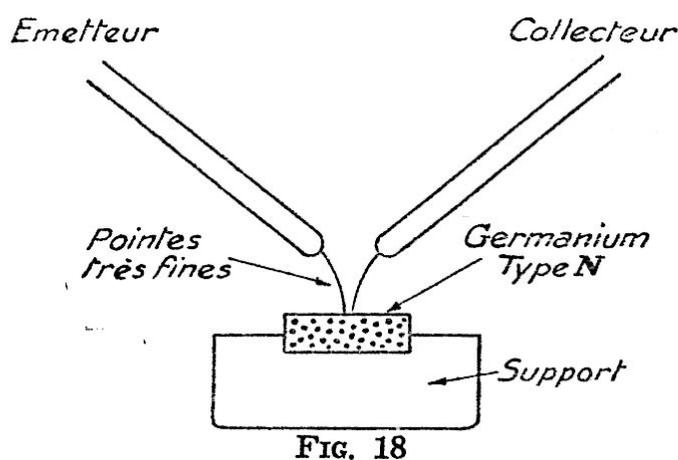
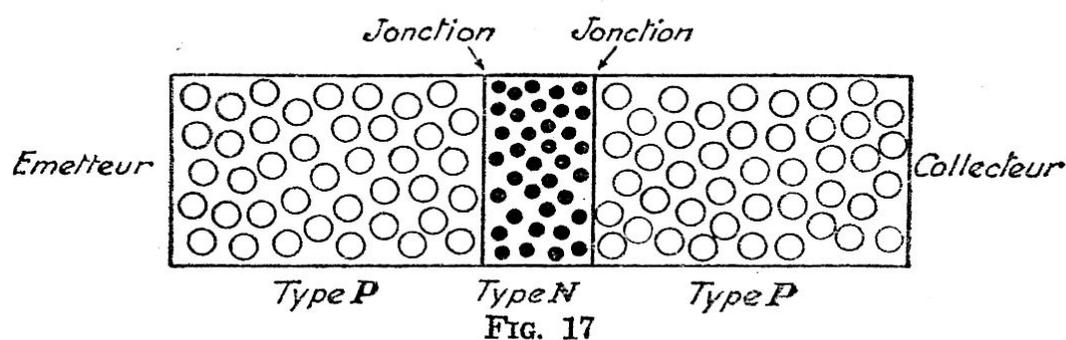
TRANSISTORS

27. Principe.

Un *transistor* ou *transistron* (1) est, en principe, constitué par deux jonctions polarisées en sens contraire. C'est donc, en somme, une combinaison qui comporte deux diodes. On peut utiliser aussi bien des éléments constitués par la jonction de deux régions de germanium, l'une du type P et l'autre du type N.

On obtient ainsi la combinaison indiquée figure 17. On dit qu'il s'agit d'un transistor P-N-P. On peut, d'ailleurs, tout aussi bien constituer des jonctions N-P-N.

En pratique, cette jonction n'est pas réalisée mécaniquement, mais



par des procédés physiques et chimiques. On fabrique également, pour certains cas spéciaux, des doubles jonctions P-N-P-N par exemple.

On a aussi utilisé des dispositifs à pointes (fig. 18) ; il s'agissait alors d'un *transistor à pointes*.

Quoi qu'il en soit, on peut dans tous les cas distinguer trois électrodes qui portent les noms suivants :

(1) Terme utilisé en France par les techniciens des P. et T.

- a) émetteur,
- b) base,
- c) collecteur.

Il peut paraître assez séduisant de faire un parallèle avec un tube triode en faisant respectivement correspondre les électrodes.

- a) cathode,
- b) grille,
- c) anode.

Mais il ne s'agit, en réalité, que d'une analogie extérieure comme nous le reconnâtrons bientôt. Le fonctionnement du transistor est tout à fait différent de celui d'un tube triode.

28. Expérience fondamentale.

Le schéma est indiqué figure 19 et figure 20. Il faut observer que la jonction de gauche est connectée dans le sens de passage du courant *direct*. L'électrode de gauche est l'*émetteur*. Une tension très faible suffit naturellement pour assurer le passage d'une intensité relativement importante.

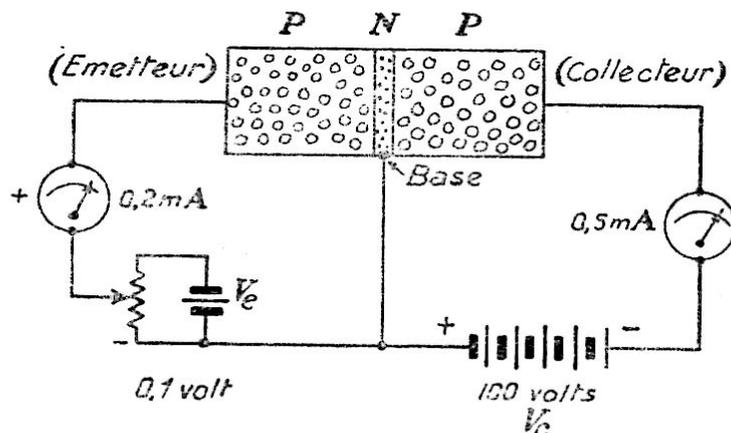


FIG. 19

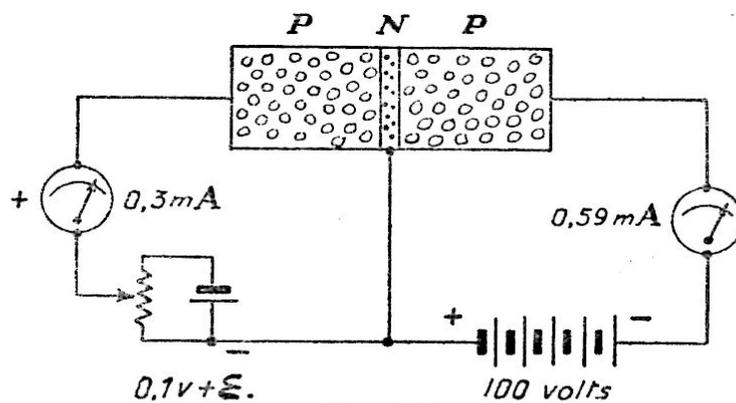


FIG. 20

Ce courant, traversant du germanium du type P, est naturellement constitué par des « trous ».

L'autre jonction est polarisée dans le sens de non-conduction. On doit donc appliquer une tension beaucoup plus importante — 100 volts, par exemple — pour que l'intensité atteigne des valeurs notables — de l'ordre du milliampère, par exemple.

L'électrode de droite est le *collecteur*.

La région centrale N est la *base*.

Dans une première expérience, nous obtiendrons, par exemple, les résultats indiqués figure 19, c'est-à-dire que, pour une tension de 0,1 volt, le courant dans l'émetteur est de 0,2 mA. Dans le circuit du collecteur, l'intensité est de 0,5 mA — pour une tension de 100 volts.

Augmentons le courant fourni à l'émetteur. *On observe immédiatement une augmentation presque égale d'intensité dans le circuit du collecteur* (fig. 20).

Comme la tension de la source qu'alimente le collecteur est 1 000 fois plus grande que celle qui alimente l'émetteur, *il en résulte un gain en puissance qui serait ici de l'ordre de 1 000*.

D'une manière plus exacte, on pourrait remarquer que les impédances d'entrée et de sortie sont dans le rapport de 1 à plusieurs milliers — on peut même atteindre 10 000. Il en résulte, par conséquent, un gain en puissance qui est dans le même rapport. Toutefois, il est naturellement impossible de profiter de la totalité de ce gain puisque la résistance interne de l'élément est relativement élevée. En pratique, on peut atteindre facilement des gains en puissance de l'ordre de 20 à 40 décibels.

29. Explication du fonctionnement.

Avant d'aller plus loin, il faut comprendre le fonctionnement. Le sens de branchement de la première jonction est tel que la barrière de potentiel est abaissée par la source V_e .

Le passage du courant est dû à la présence de « trous » positifs dans le germanium P. La fonction de l'électrode de branchement est d'injecter des « trous » dans le semi-conducteur — d'où le nom d'émetteur.

Ces trous positifs franchissent facilement la barrière de potentiel (fig. 21). En réalité, les « trous » diffusent dans la base où ils se recombinent avec les électrons libres du germanium type N. Mais — et c'est là le fait essentiel — cette recombinaison n'est pas instantanée. La charge d'espace développée par la présence des trous est neutralisée par un afflux d'électrons. L'augmentation de la densité des porteurs de charge dans la zone de transition a pour conséquence une diminution de résistivité de la seconde jonction — d'où augmentation de courant. On peut considérer logiquement que l'électrode de droite recueille la charge injectée par l'émetteur — d'où son nom de *collecteur*.

Il y a naturellement intérêt à recueillir la plus grande partie des porteurs injectés. Il faut, pour cela, que les deux régions de transition empiètent l'une sur l'autre, et, en conséquence, que la base soit aussi mince que possible. En pratique, son épaisseur est inférieure à 100 microns (0,1 mm.) et, pour certains modèles, ne dépasse guère 25 microns.

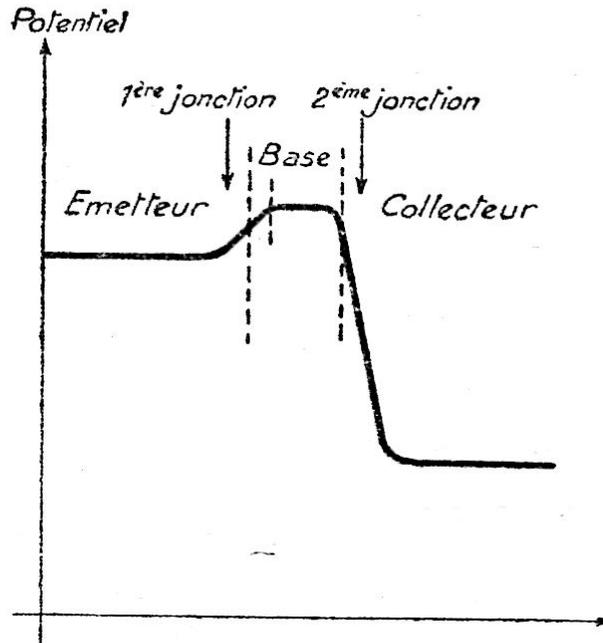


FIG. 21

30. Constantes des transistors P-N-P.

Le rapport entre la variation de courant dans l'émetteur et le collecteur est désigné par la lettre α . Il est nécessairement inférieur à 1. Il est, en pratique, généralement compris entre 0,97 et 0,995.

L'impédance d'entrée (émetteur) est de l'ordre de 500 ohms. L'impédance de sortie est au moins de plusieurs dizaines de milliers d'ohms et peut même dépasser le mégohm.

31. Transistor N-P-N. Transistor P-N-P-N. Transistors tétrodes.

On peut, tout aussi bien, constituer un transistor dit « complémentaire », comportant une base de germanium flanquée de deux régions N. Le fonctionnement s'explique exactement de la même manière. Il faut naturellement inverser les rôles joués par les trous et les électrons.

L'émetteur est alors négativement polarisé par rapport à la base et il injecte non plus des trous, mais des électrons (fig. 22).

Les constantes sont pratiquement du même ordre de grandeur que pour les modèles P-N-P.

Notons que l'alpha des transistors à quatre éléments P-N-P-N peut éventuellement être supérieur à 1. Ces transistors n'ont aucun intérêt quand il s'agit des fréquences élevées. En revanche il en est tout autrement des transistors dits « tétrodes » qui comportent deux liaisons symétriques faites sur la base (fig. 23).

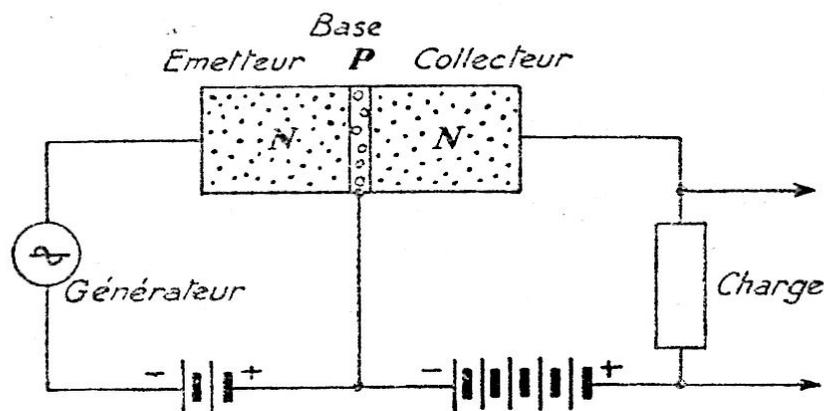


FIG. 22

32. Transistor à pointes (fig. 24).

L'élément essentiel est une petite pastille de germanium du type N sur laquelle viennent s'appuyer deux pointes de tungstène ou de bronze phosphoreux. Ces deux électrodes doivent prendre contact avec le cristal à une très faible distance l'une de l'autre — de l'ordre de quelques dizaines de microns.

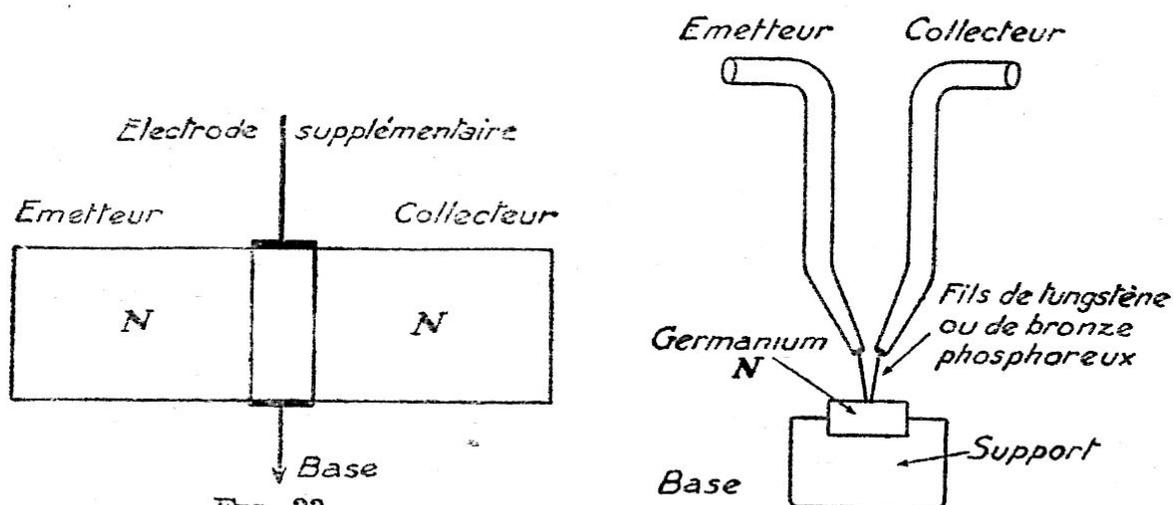


FIG. 23

Espacement des pointes: 50μ environ
Diamètre de la pastille de germanium
 $1,5\text{ mm à }2\text{ mm}$

FIG. 24

Une formation consistant en une brève impulsion de courant confère des propriétés rectifiantes aux contacts. Nous avons reconnu plus haut que cette opération provoque la formation d'une couche de germanium type P sous le contact.

Dans ces conditions, le fonctionnement s'explique de la même manière que pour le transistor à jonction. L'émetteur, polarisé positivement (fig. 25), injecte des trous dans le cristal. La diffusion de ceux-ci provoque une charge d'espace positive dans la zone de transition de la seconde électrode — le collecteur qui est polarisé dans le sens de non-conduction. La barrière de potentiel subit un abaissement important et, par conséquent, on observe une augmentation d'intensité de courant.

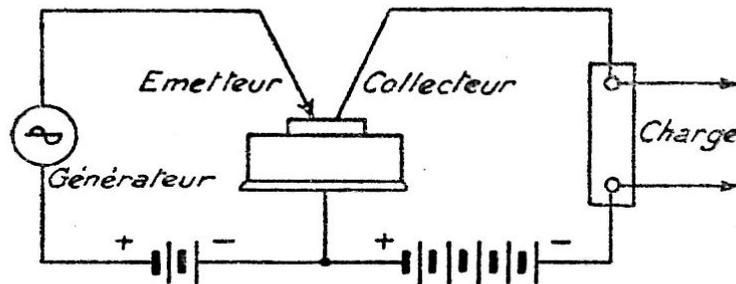


FIG. 25

Il y a, cependant, une différence essentielle avec le transistor à jonction. La variation de courant dans le circuit du collecteur est plus grande que celle du circuit de l'émetteur. Il y a ici un gain de courant (désigné encore par α) qui peut atteindre 2 ou même 2,5.

Il faut donc admettre que chaque trou qui pénètre dans la zone de transition peut libérer plusieurs électrons au voisinage du collecteur. Le mécanisme exact de cette action n'est clairement expliqué nulle part. Il faudrait admettre que la mobilité des trous est beaucoup moins grande que celle des électrons. Mais ce fait semble contredit par d'autres expériences.

33. Constantes générales des transistors à pointes.

Impédance d'entrée	100 à 600 ohms
Impédance de sortie	15 000 à 20 000 ohms
Gain en courant (α)	1,5 à 2,5

A l'heure actuelle, les transistors à pointes sont pratiquement abandonnés, à cause de leur fragilité et de leur instabilité.

34. Différents types de transistors - Fabrication.

On peut dire que le transistor à jonction remplace aujourd'hui d'une manière totale les premiers transistors à pointes. Les techniques de fabrication sont extrêmement nombreuses et nous ne pouvons pas les décrire ici. Nous nous bornerons à donner quelques indications générales.

On a fabriqué des transistors par « tirage », au moment de la formation du monocristal. On peut partir d'un bain « N », puis, dès qu'une certaine longueur de cristal est formée, on ajoute au semi-conducteur liquide, un dopage (accepteur) qui le transforme en « type P ». Après quoi, on ajoute de nouveau un dopage « donneur » pour obtenir une nouvelle « zone N ». Le cristal ainsi obtenu présentera donc alternativement des zones N et P. Après repérage de ces zones, on pourra, après découpage, obtenir des transistors PNP ou NPN en soudant des connexions aux endroits convenables. Bien qu'il ait été employé, on peut dire que ce procédé est du domaine de la théorie. En effet, le bain liquide devient très rapidement exagérément pollué et, d'autre part, le repérage des zones, le sondage des connexions sont des opérations extrêmement délicates.

On peut procéder, comme nous l'indiquerons plus loin, par *diffusion d'alliage*. De chaque côté d'une plaquette « N » on dépose deux parcelles d'indium. Par passage au four on provoque la fusion de l'indium qui diffuse dans le semi-conducteur et crée ainsi deux zones « P » encadrant une zone N.

Le contrôle de l'épaisseur de la base est délicat. Il est ainsi difficile de fabriquer des transistors dont le comportement est convenable en très haute fréquence.

On a recours alors à d'autres techniques : base diffusée, procédés électrolytiques, transistors à barrière de surface, transistor dans lesquels le taux d'impureté est variable dans l'épaisseur du semi-conducteur (transistor « DRIFT », transistor MESA, etc...).

Grâce à ces procédés on sait fabriquer aujourd'hui des transistors permettant d'obtenir des gains intéressants jusqu'à des fréquences dépassant 200 mégahertz.

Après fabrication, mise en place des connexions, décapage et lavage, les transistors sont placés dans une enveloppe opaque, parfaitement étanche, emplie d'une atmosphère neutre. Ils sont, en effet, extrêmement sensibles aux agents atmosphériques et, en particulier, à la vapeur d'eau. L'étanchéité de l'enveloppe a autant d'importance que pour un tube à vide.

La connexion du collecteur est repérée au moyen d'un point de couleur. On pourrait cependant croire qu'un transistor à jonction est parfaitement symétrique et que — par conséquent — émetteur et collecteur sont parfaitement interchangeables. Ce n'est exact qu'en théorie. En pratique, la puissance dissipée au collecteur est beaucoup plus grande qu'à l'émetteur. Or, l'échauffement doit être évité à tout prix. Le montage est donc prévu pour permettre une plus grande dissipation de puissance au collecteur.

Quand il s'agit de transistors du type courant, cette puissance se chiffre en milliwatts. Les indications données par le constructeur sont des limites qu'il ne faut dépasser sous aucun prétexte.

On fabrique également des *transistors de puissance* pouvant dissiper plusieurs watts, voire des dizaines de watts. Dans ce cas, il est nécessaire de prévoir des dispositifs accessoires de dissipation thermique : clips, ailettes, radiateurs, etc...

35. Triode et transistor.

Il faut se garder des comparaisons séduisantes en apparence. Si nous rapprochons triode à cathode chaude et transistor, c'est pour les opposer plutôt que pour leur trouver des analogies.

Dans le transistor, une variation de l'intensité de courant à l'entrée entraîne une variation de chute de tension dans la jonction, alors que, dans un tube triode, c'est une variation de *tension* de grille qui provoque une variation d'*intensité anodique*.

Le circuit de commande d'un transistor est polarisé *positivement*, celui d'un tube triode (grille) est polarisé *négativement* (sauf pour le transistor à jonction N-P-N).

Le circuit de charge d'un transistor (collecteur) est polarisé *négativement*, celui d'un tube triode (anode) est polarisé *positivement* (même remarque que ci-dessus).

La résistance d'entrée d'un transistor est très faible, celle d'un tube triode est très grande. Inversement, la résistance de sortie d'un transistor est élevée et celle d'un tube triode relativement faible.

Il faut d'ailleurs encore noter que l'on polarise un tube électronique au moyen d'une *tension*, alors qu'on polarise un transistor au moyen d'une *intensité*. Un tube électronique est, par essence, un amplificateur de *tension*, alors qu'un transistor est un amplificateur d'*intensité*.

On peut résumer ces observations dans le tableau suivant, véritable pont aux ânes des techniciens du transistor.

	TUBE ÉLECTRONIQUE	TRANSISTOR
Circuit de commande ..	grille	base
Circuit récepteur	anode	collecteur
Élément de commande .	tension V_g	courant I_e
Effet obtenu	variation de I_p	variation de V_c
Polarisation d'entrée ...	négative	positive
Polarisation de sortie ..	positive	négative
Impédance d'entrée	élevée	faible
Impédance de sortie	faible	élevée

Dans la plupart des applications la constante essentielle d'un tube électronique est la *pente* de la caractéristique.

Elle exprime la variation de courant anodique pour une variation de grille de 1 volt. On dira, par exemple, que la pente du tube EF80 est de 7,2 mA/volt. Il s'agit, en fait, d'une *transconductance* qui est, ici, de 7 200 microhms.

Pour un transistor, on exprimera la variation de l'impédance de sortie en fonction du courant d'entrée. On dira, par exemple, que la *transrésistance* est de 50 volts par milliampère.

CHAPITRE III

UTILISATIONS DES DIODES A SEMI-CONDUCTEURS

Généralités.

Il faut bien comprendre que c'est à peine si l'on commence à connaître les propriétés des semi-conducteurs. Les applications déjà nombreuses se développeront considérablement dans l'avenir. Il serait bien téméraire de vouloir fixer des limites à ce développement. Parmi les corps simples, il y a seulement trois semi-conducteurs. *Mais il y a des milliers de corps composés qui peuvent se comporter comme des semi-conducteurs.* C'est d'ailleurs des corps composés qui ont été l'objet des premières applications : *galène, zincite, oxyde de cuivre, etc.*

Il serait d'ailleurs aussi absurde de supposer que les dispositifs à semi-conducteurs remplaceront un jour les tubes électroniques dans toutes les applications. En réalité, ces domaines ont des territoires communs où l'on peut choisir à volonté...

Nous ne pouvons examiner ici toutes les applications. Nous citerons spécialement celles qui ont trait à la technique des courants faibles.

1. Diodes à pointe.

On construit des éléments diodes à pointe à germanium ou à silicium. Les premiers sont, de beaucoup, les plus usuels.

Les diodes au silicium sont beaucoup plus fragiles et beaucoup plus coûteuses. Elles ne sont pratiquement employées, pour le moment, que dans les circuits spéciaux fonctionnant sur des fréquences extrêmement élevées (ondes centimétriques par exemple).

C'est ainsi, par exemple, que les circuits mélangeurs des récepteurs de radars sont généralement équipés par une diode au silicium. L'avantage sur la diode au germanium, c'est que le souffle ou bruit de fond est moins élevé. Mais la fragilité est aussi beaucoup plus grande. En revanche le courant inverse des diodes à silicium est beaucoup plus faible.

Suivant la pureté du semi-conducteur, le traitement de surface qu'il a subi, la formation, les constantes essentielles peuvent être plus ou moins différentes. Par exemple, la pente de la caractéristique du courant direct peut être plus ou moins grande, ou le courant inverse, pour une tension donnée, peut prendre telle ou telle valeur. Ainsi la diode peut être plus ou moins bien adaptée à une fonction particulière.

Les différences essentielles par rapport à une diode à cathode chaude sont les suivantes :

a) Il y a un courant inverse et la tension inverse que peut supporter la diode est limitée.

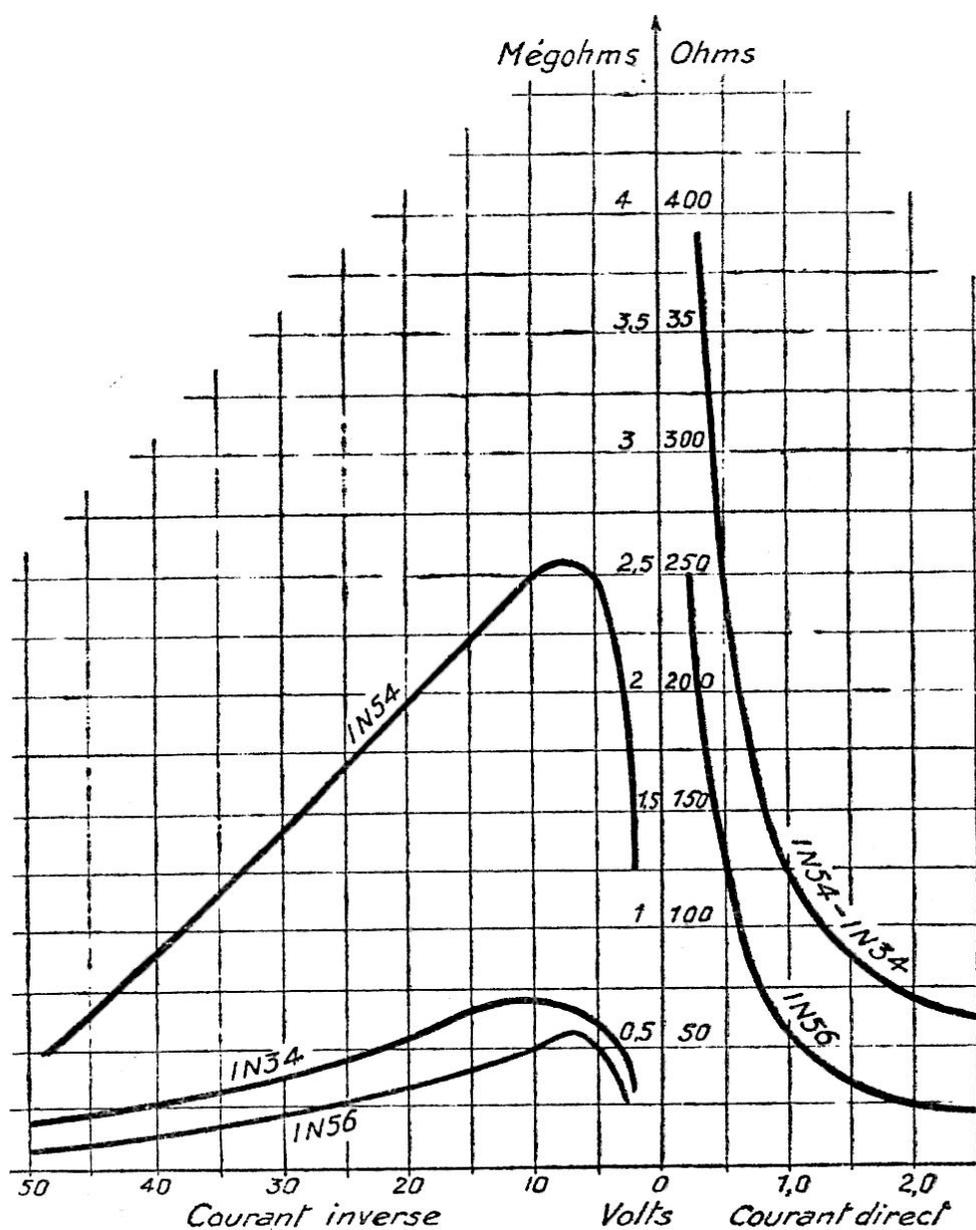


FIG. 26. — Courbes de variations de résistance inverse et directe, en fonction de la tension, pour quelques types de diodes (Doc. Sylvania).

b) La résistance interne est plus faible : 50 ohms, par exemple, au lieu de plusieurs centaines d'ohms.

c) La capacité est beaucoup plus faible : inférieure à 1 picofarad.

d) Le départ de la caractéristique dans le sens direct est plus net.

Examinons les conséquences de ces différences.

1) Les diodes à cathode chaude peuvent supporter sans aucun inconvénient des tensions inverses de plusieurs centaines de volts. Il n'y a jamais de courant inverse. Mais il en est tout autrement pour les diodes à germanium. Certains modèles ne peuvent supporter que des tensions inverses de 30 volts alors que d'autres modèles supportent 200 volts.

Dans certaines applications, il faut naturellement tenir compte du fait que *la résistance inverse n'est pas une constante, mais varie fortement avec la tension inverse*. Nous donnons figure 26 quelques courbes permettant de connaître les variations de résistance inverse et directe pour quelques types de diodes. On constate, en particulier, qu'une faible résistance directe correspond à une faible résistance inverse.

2) La faible valeur de résistance interne est un avantage pour de nombreuses applications. On peut, en effet, utiliser une charge faible tout en conservant une efficacité de détection convenable. Il est alors possible d'élargir la bande passante.

3) La capacité parasite d'une diode à cathode chaude est d'environ 3 à 4 picofarads. Mais ce chiffre ne raconte qu'une partie de l'histoire, car il faut tenir compte de la capacité du support et des connexions. En réalité, il faut au moins doubler les valeurs précédentes. En revanche, la diode au germanium se soude directement à l'endroit du circuit où elle doit être utilisée. Il y a ainsi ni inductance, ni capacité parasite. Les conséquences sont les mêmes que pour le paragraphe précédent.

2. Grandeurs caractéristiques.

Les diodes au germanium commerciales sont définies par un certain nombre de caractéristiques dont les principales sont :

1) *Tension inverse* admissible en permanence (courant continu).

2) *Tension de claquage*, c'est-à-dire correspondant à une résistance dynamique nulle. C'est la tension qu'il ne faut pas dépasser, ni même atteindre dans aucun cas.

3) *Intensité directe sous 1 volt*.

4) *Intensité anodique moyenne maximum admissible en permanence*.

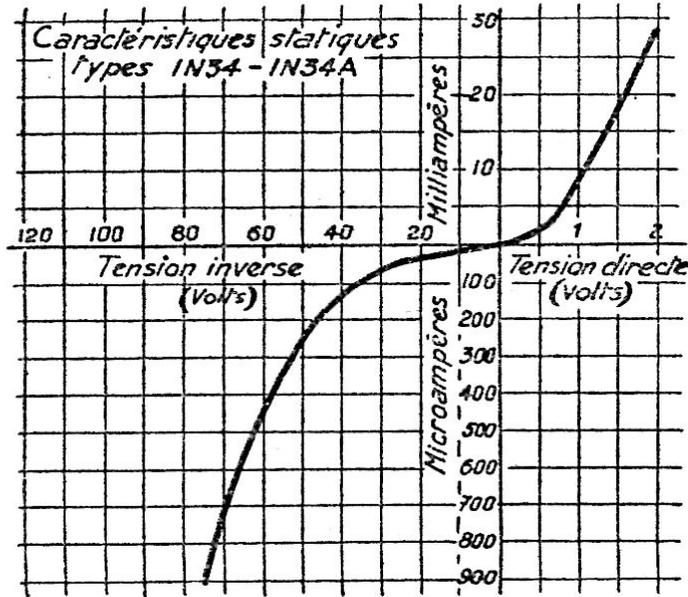


FIG. 27

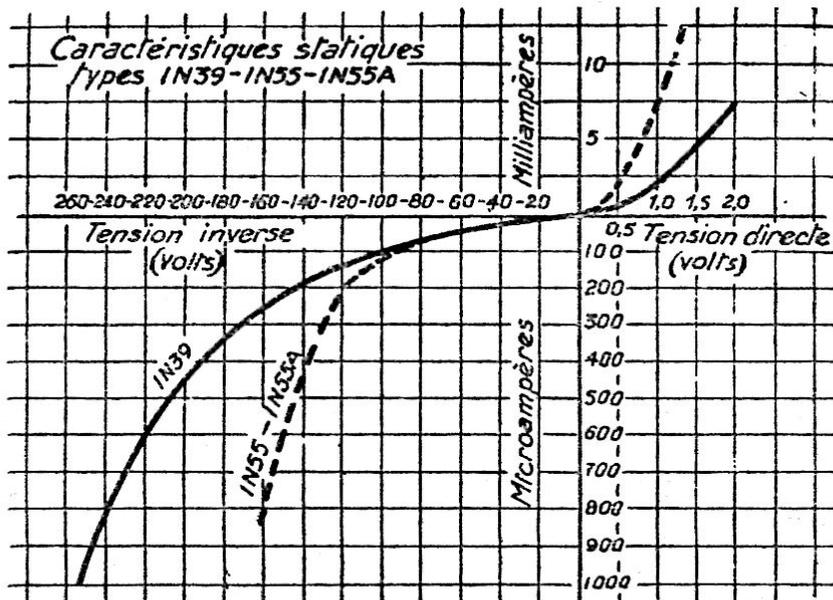


FIG. 28

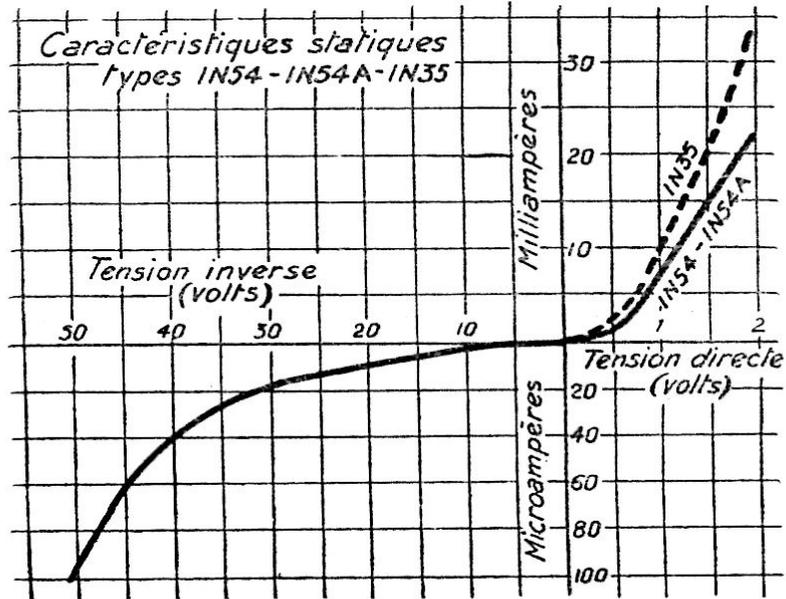


FIG. 29

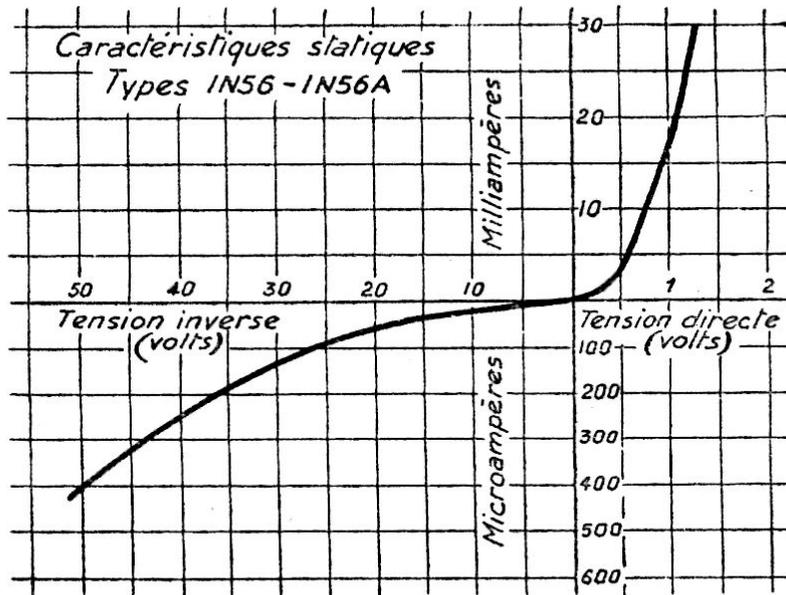


FIG. 30

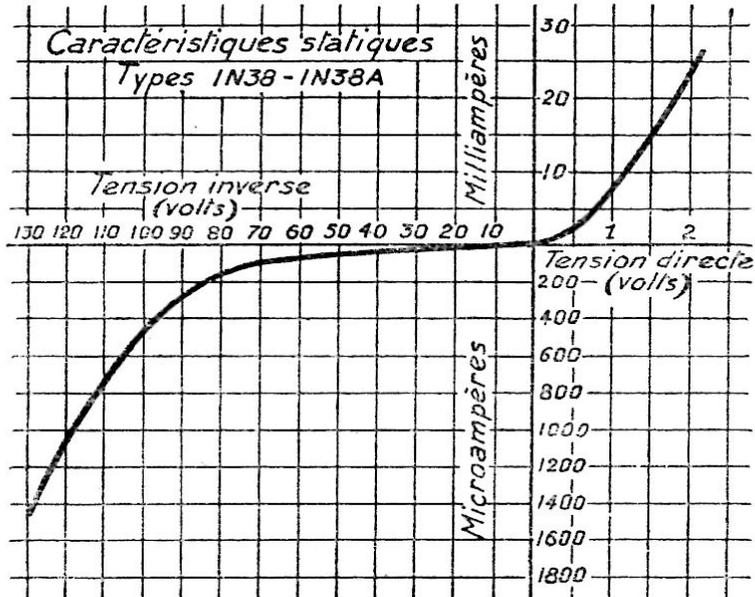


FIG. 31

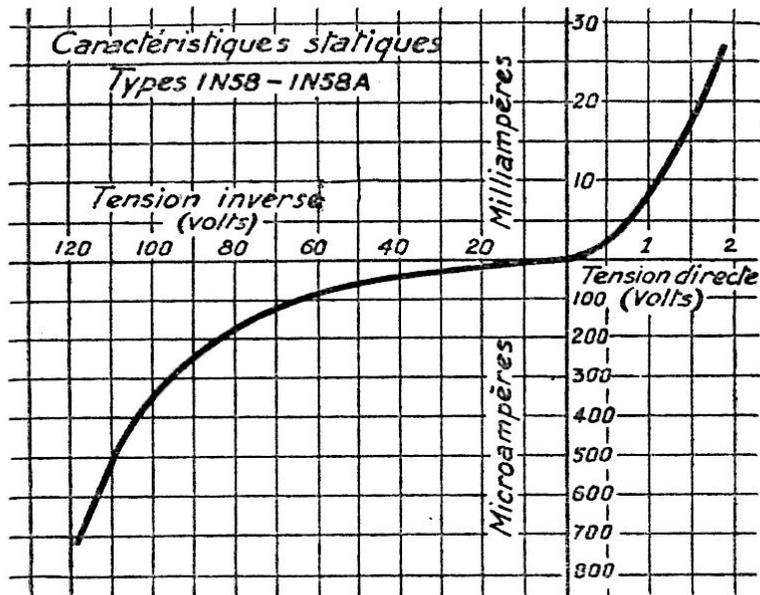


FIG. 32

5) *Intensité de crête* maximale en régime périodique (pour une fréquence supérieure à 25 hertz).

6) *Surintensité admissible* pendant une durée maximale d'une seconde.

7) *Intensité de courant inverse* pour une ou deux valeurs de tension.

Nous donnons figures 27, 28, 29 et 30, 31, 32 les caractéristiques de quelques-uns des types commerciaux.

3. Présentation.

Les diodes sont présentées sous enveloppe étanche de céramique, de verre ou de matière plastique (fig. 33 et 34). Elles sont munies de

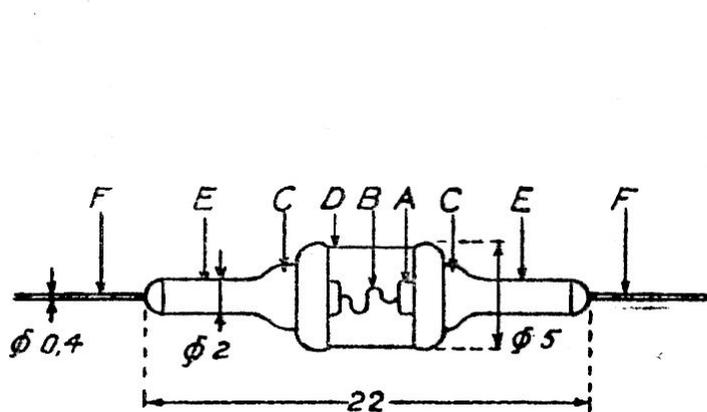


FIG. 33

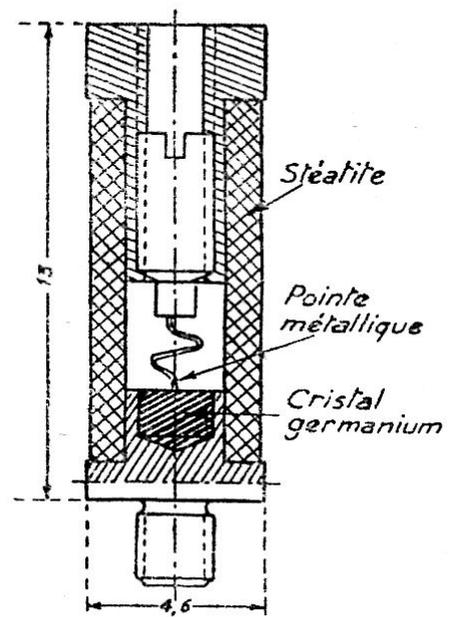


FIG. 34

deux fils destinés à être soudés directement à l'endroit d'utilisation. Eventuellement, elles peuvent être prévues pour être insérées dans un support spécial.

Le côté cathode (germanium ou silicium) est indiqué au moyen d'un trait marqué sur l'enveloppe. Ce trait est parfois remplacé par les indications « cathode » et « anode » (ou pointe).

Chez certains constructeurs, le repérage est obtenu au moyen d'une tache de couleur du côté cathode ou du symbole classique d'un redresseur.

Enfin, l'enveloppe porte l'indication du type de redresseur.

On se souviendra que la température a une action très importante sur le comportement des semi-conducteurs. Il convient donc de placer les diodes de telle manière qu'elles demeurent à une température aussi basse que possible. Il faut éviter, par exemple, de mettre une diode à germanium en contact avec un tube amplificateur de

puissance ou au voisinage immédiat d'un transformateur d'alimentation.

Quand on fixe une diode en position par soudure, il faut procéder de manière à ne pas échauffer anormalement la partie active de la diode. Il faut donc souder rapidement la connexion avec un fer très propre pour que l'opération se fasse sans retard. Il est conseillé d'interposer une pince entre la partie active et l'endroit de la soudure de manière à absorber les calories produites sans élévation de température.

Certains constructeurs présentent des doubles diodes qui sont formées de deux éléments parfaitement symétriques et même des groupements de quatre redresseurs (varistor) montés en « pont » pour la modulation (modulateur en anneau) ou d'autres applications particulières (fig. 35).

On trouvera à la fin de cet ouvrage les caractéristiques des principales diodes à germanium du commerce.

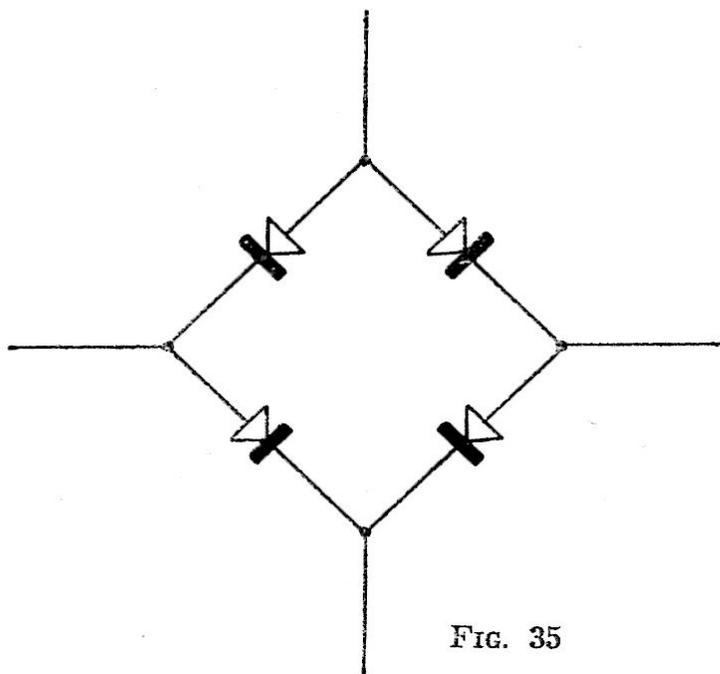


FIG. 35

4. Indications générales concernant l'utilisation.

Les diodes au germanium peuvent être employées pour les mêmes fonctions que les diodes à cathode chaude.

Il n'y a évidemment pas à prévoir de circuits de chauffage ; la capacité parasite étant beaucoup plus faible, on peut généralement élargir la bande des fréquences tout en augmentant la sensibilité.

La résistance directe étant beaucoup plus faible, il y a généralement lieu de diminuer l'impédance de charge.

On notera que les diodes à semi-conducteurs peuvent se brancher indistinctement dans un sens ou dans l'autre. Il n'en est pas exactement ainsi des diodes à cathode chaude, car il y a toujours une capacité entre cathode et filament chauffant. D'autre part, la tension admissible entre cathode et filament est toujours limitée.

5. Quelques exemples d'application.

a) *Détection normale.* — Nous donnons un exemple de montage figure 36. Les valeurs données permettent d'obtenir une détection parfaitement linéaire pour des signaux d'au moins 0,5 volt. Pour obtenir le maximum de sensibilité à bas niveau, il pourrait être intéressant de prévoir une légère polarisation positive de la diode (0,2 volt, par exemple).

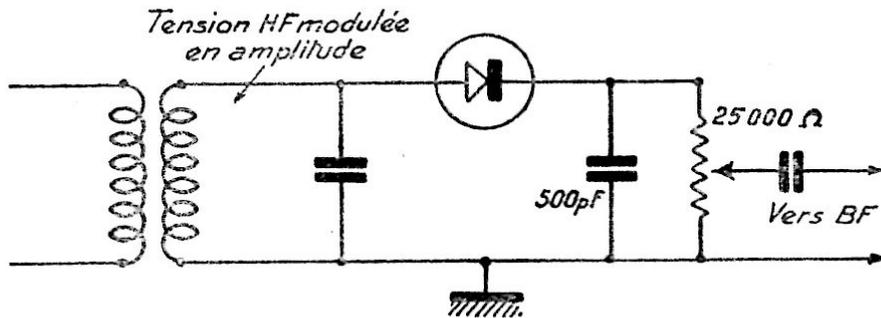


FIG. 36

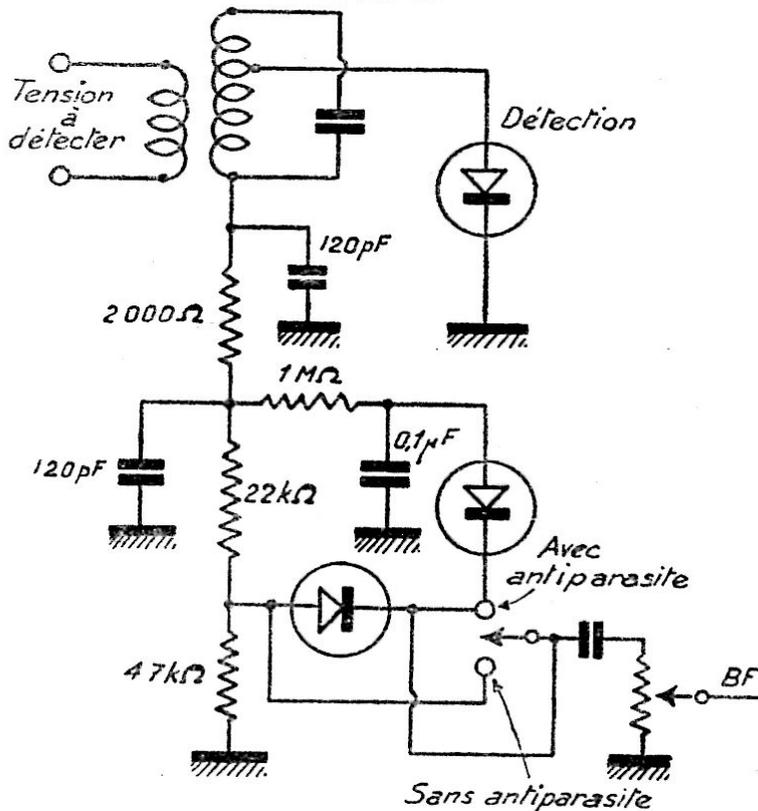


FIG. 37

L'amortissement produit par le détecteur avec diode au germanium est plus important que celui d'un détecteur à cathode chaude. On peut le réduire en augmentant la grandeur de la résistance de charge. Ce serait au détriment de la linéarité de détection.

On peut aussi n'insérer qu'une partie du circuit accordé dans la branche de détection.

b) *Limiteur de parasites impulsionnels.* — Nous donnons figure 37

le schéma d'un détecteur complété par un dispositif limiteur série parallèle qui réduit automatiquement les impulsions dont la tension de crête est supérieure à l'amplitude moyenne. Il y a intérêt à choisir un cristal à très faible résistance directe pour l'écrêtage parallèle.

c) *Discriminateur à déphasage* (fig. 38). — Il y a intérêt à choisir

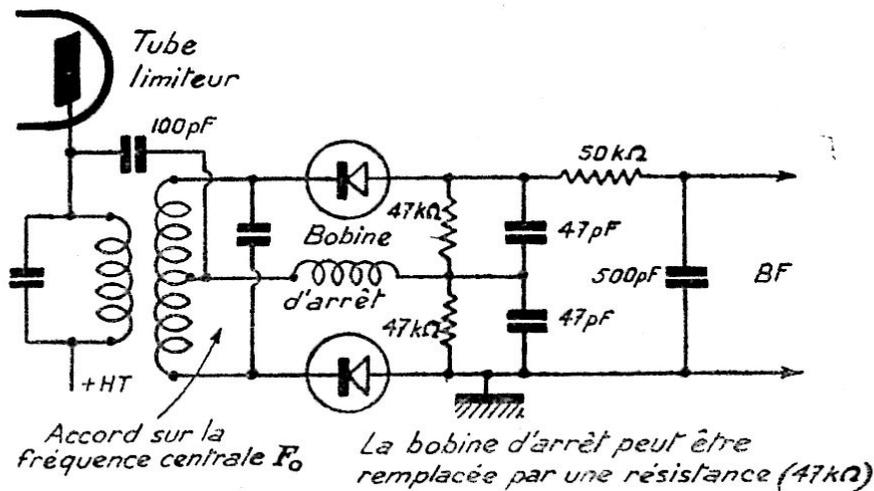


FIG. 38

deux cristaux aussi identiques que possible. Le discriminateur est précédé d'un tube écrêteur ou limiteur. La bobine d'arrêt a pour fonction d'éviter l'amortissement du circuit primaire par les diodes. Elle doit donc être déterminée en fonction de la fréquence centrale de fonctionnement.

Le discriminateur doit être suivi d'un dispositif de désaccentuation dont la constante de temps est déterminée par la loi de préaccentuation fournie par l'émetteur.

d) *Détecteur de rapport* (fig. 39). — La fonction est la même que celle du circuit précédent. Le montage fournit une efficacité beaucoup moins élevée (50 %), mais il a l'avantage d'être, en même temps, un

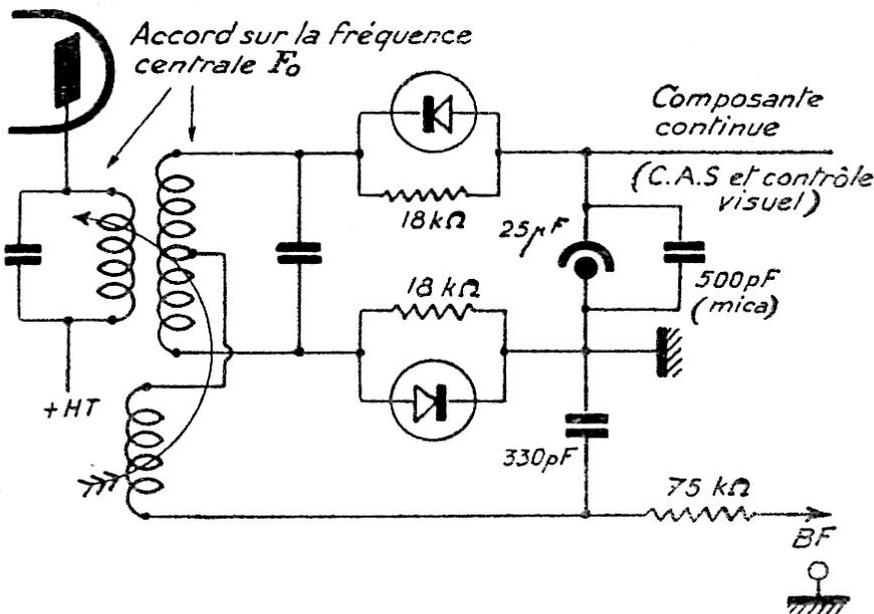


FIG. 39

limiteur-écrêteur. De plus, il fournit une tension continue qui peut être utilisée pour un réglage automatique de sensibilité et pour commander un dispositif d'accord visuel.

e) *Détecteur pour video-fréquence* (fig. 40). — Nous donnons figure 40 un schéma de détection à video-fréquence pour télévision

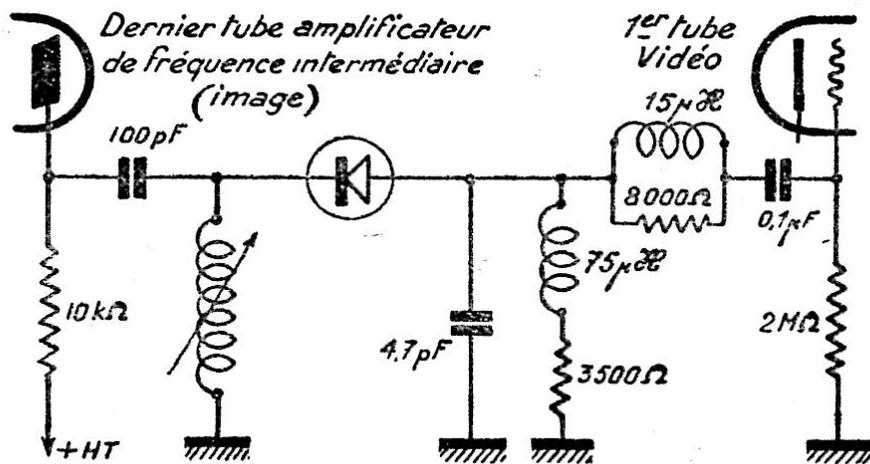


FIG. 40

à haute définition. Il y a une correction shunt et une correction série. La bande passante dépasse 10 mégahertz.

Le détecteur, branché comme nous l'indiquons, fournit une tension à video-fréquence négative.

f) *Restitution de composante continue* (fig. 41). — Cette restitution peut se faire soit dans le circuit de sortie du dernier étage à video-

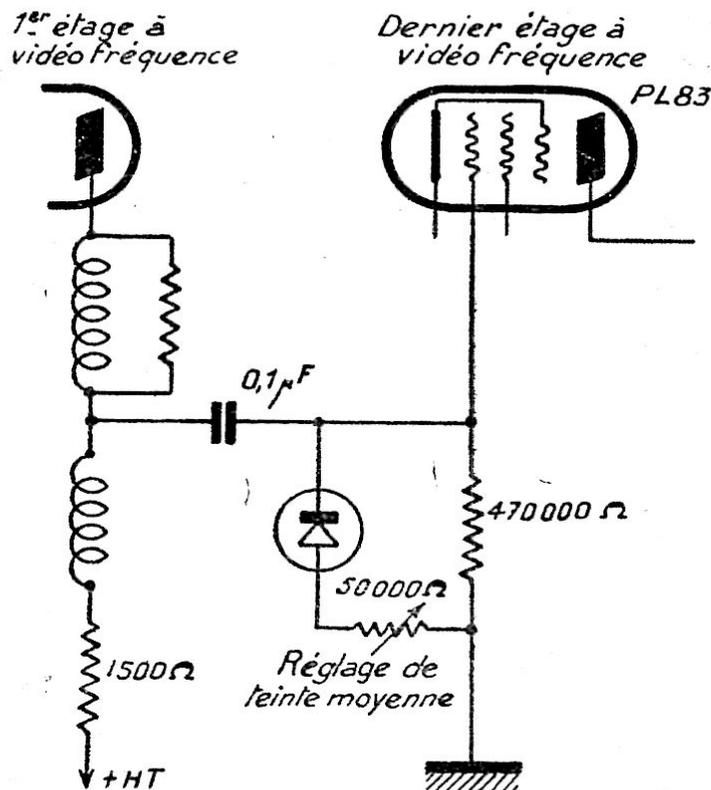


FIG. 41

fréquence, soit dans le circuit d'entrée. Nous donnons figure 41 un schéma dans lequel la restitution est opérée dans le circuit de grille du dernier étage amplificateur à video-fréquence.

Il faut choisir un type de cristal pouvant supporter une tension inverse assez grande. S'il en était autrement, la diode pourrait être mise hors d'usage éventuellement par les parasites.

La résistance variable permet de doser avec exactitude la composante moyenne.

Le branchement indiqué sur notre schéma correspond à un étage de sortie fournissant une tension à video-fréquence négative (attaque du tube à rayons cathodiques par la cathode).

g) *Ecrêteur de parasite en télévision.* — Il est facile de réduire la gêne produite par les parasites de diverses origines en télévision — parce que le niveau du blanc est fixe. Il suffit, en effet, de provoquer un écrêtage efficace au niveau du blanc (fig. 42).

Une diode à germanium est extrêmement efficace, grâce à sa faible résistance directe. On choisira naturellement un modèle présentant une résistance directe particulièrement faible.

Le schéma à utiliser est indiqué figure 43. La capacité d'intégration doit présenter une résistance série aussi faible que possible et n'avoir aucune inductance. C'est pour cette raison qu'il est recommandable d'employer un condensateur électrolytique en parallèle avec un excellent condensateur au mica.

Dans cet emploi, on profite encore de la très faible capacité équivalente de la diode à cristal. L'emploi d'un tube à cathode chaude se traduirait nécessairement par l'introduction d'une capacité notable

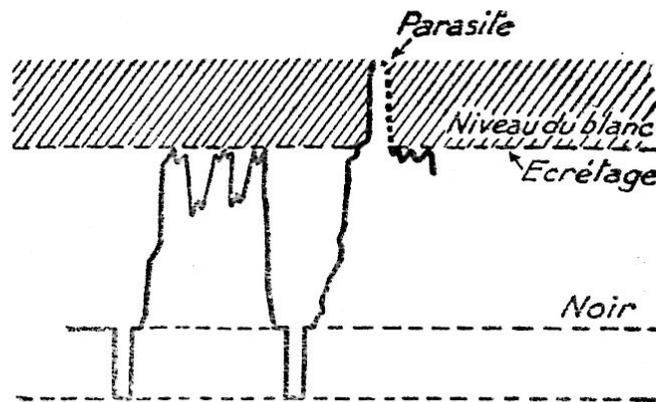


FIG. 42

en parallèle avec la charge du tube amplificateur de video-fréquence et, par conséquent, provoquerait une perte de définition.

h) *Changement de fréquence en hyperfréquence* (fig. 44). — C'est le changement de fréquence utilisé dans les récepteurs des radars. Les circuits accordés sont remplacés par des cavités accordées, les couplages se font au moyen de simples boucles. Les oscillations locales sont généralement produites au moyen d'un tube à modulation de

vitesse (klystron reflex). On utilise de préférence une diode au silicium qui donne un meilleur rapport signal/bruit de fond.

Le gain de conversion d'un tel dispositif est inférieur à 1. Notons que certains modèles de récepteurs de télévision en couleurs utilisés aux États-Unis et fonctionnant sur ondes décimétriques utilisent un tel circuit.

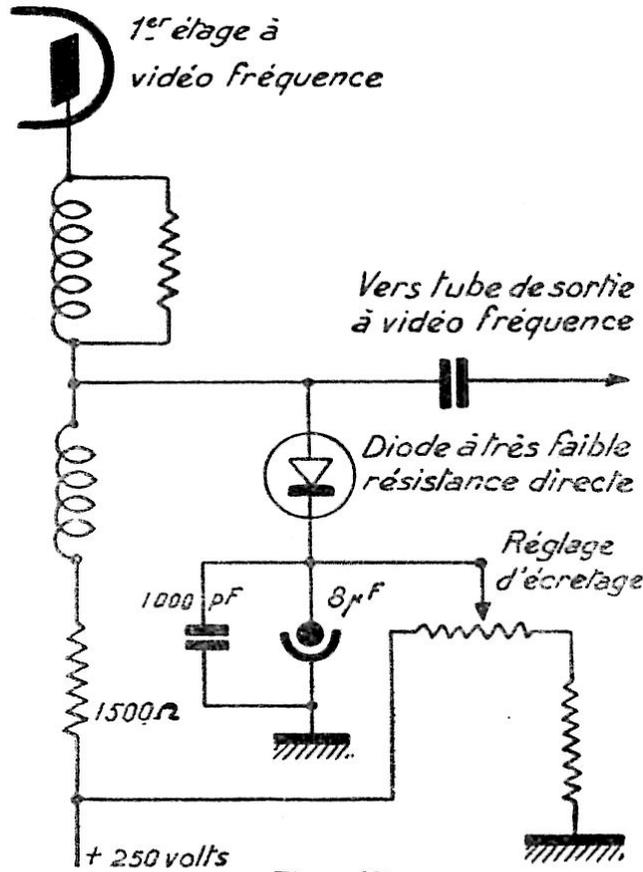


FIG. 43

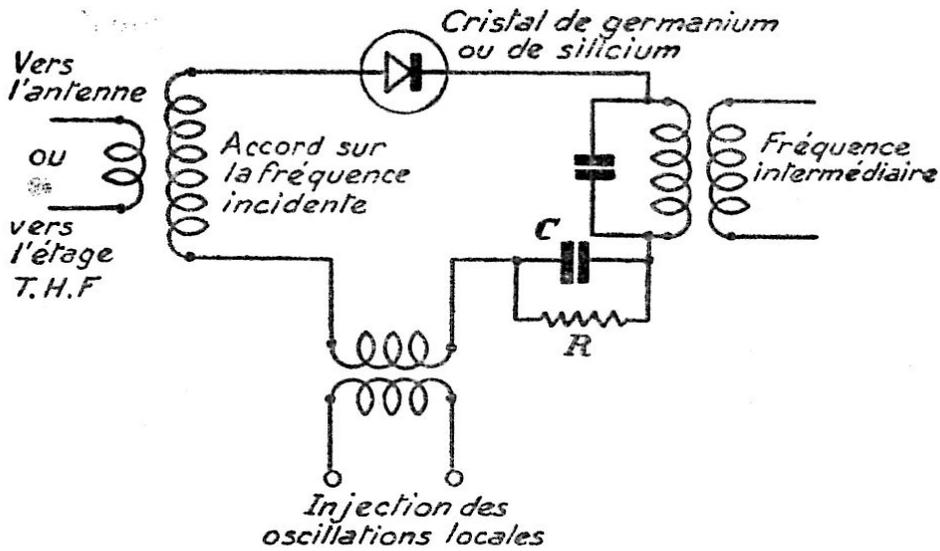


FIG. 44

DIODES A SEMI-CONDUCTEURS POUR APPLICATIONS SPECIALES

6. Redresseurs de puissance.

Les redresseurs de puissance sont des jonctions de grande surface. Comme il s'agit de redresser des courants à fréquence industrielle de 50 hertz, la présence d'une capacité importante aux bornes de l'élément redresseur est sans grands inconvénients.

Aujourd'hui on utilise à peu près exclusivement les jonctions à silicium, parce qu'elles permettent d'obtenir un fonctionnement correct jusqu'à des températures de l'ordre de 150°C et qu'elles peuvent supporter une tension inverse plus élevée. Pour tirer le maximum de puissance de l'élément redresseur, il est nécessaire de prévoir des dispositifs évacuant la chaleur : ailettes de refroidissement, et, éventuellement, circulation d'un fluide. C'est uniquement la température de la jonction qui limite la puissance maximale.

Les rendements dépassent très notablement ceux qu'on peut obtenir par tous les autres procédés : ils sont compris entre 95 et 99 %.

Nous décrirons plus loin le principe des redresseurs à électrode de commande ou thyatron qui sont des éléments à semi-conducteurs permettant de réaliser les mêmes combinaisons techniques qu'avec les thyatron à gaz.

7. Diodes dites « Zener ».

Nous avons décrit plus haut l'effet de Zener. Quand on applique une tension inverse croissante à une diode à semi-conducteur on observe, d'abord, une intensité inverse faible qui est due à la présence de porteurs libérés par agitation thermique et qui est, par conséquent, fonction de la température. Mais, pour une certaine tension dite « de Zener », ou encore de claquage qui dépend de la

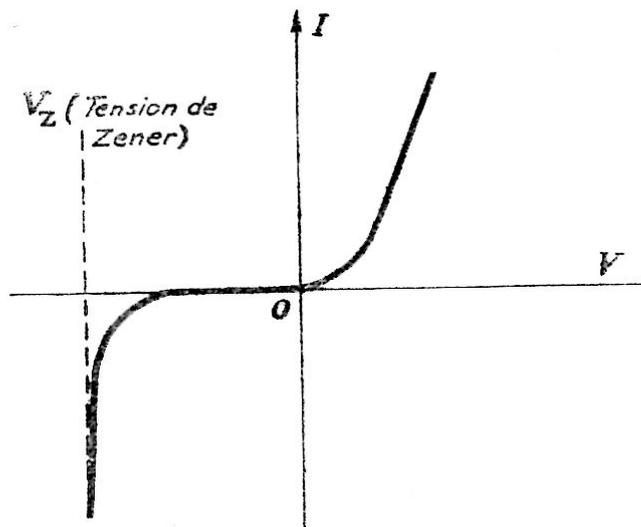


FIG. 45

contamination des éléments de la jonction, on observe un véritable effondrement de la résistance dynamique (fig. 45).

Cet effet est dû à la rupture des liaisons covalentes des atomes de la zone de transition. C'est un phénomène d'avalanche de même nature que celui qui provoque l'ionisation d'un gaz.

Dès qu'on atteint la zone de Zener, on constate que la moindre variation de tension a pour conséquence de grandes variations d'intensité. Cela traduit le fait que la résistance dynamique :

$$R = \frac{\Delta V_z}{\Delta I_z}$$

est très faible.

Du fait que la résistance dynamique est extrêmement réduite (quelques ohms) il est possible d'admettre une intensité de courant relativement élevée dans la jonction sans que la puissance dissipée ne prenne des valeurs excessives. La tension de Zener étant parfaitement définie pour une température donnée on peut utiliser le phénomène pour obtenir un effet de régulation ou pour déterminer, avec précision, une tension de référence.

La diode « Zener » peut ainsi trouver les mêmes applications que les tubes régulateurs à gaz. Elle présente sur eux des avantages précieux : on peut créer des éléments régulateurs pour des tensions extrêmement faibles.

Le principe d'un régulateur très simple est représenté sur la fig. 46. Il va sans dire que la diode utilisée et la résistance R_s (dont le rôle est capital) doivent être choisies en fonction de la tension d'entrée, d'une part, et de la tension stabilisée, d'autre part, et des variations de l'intensité dans la charge R .

Les diodes de Zener ne sont généralement pas utilisées directement comme élément régulateur, comme sur la fig. 46, mais plus souvent, comme tension de référence dans des systèmes régulateurs de tension.

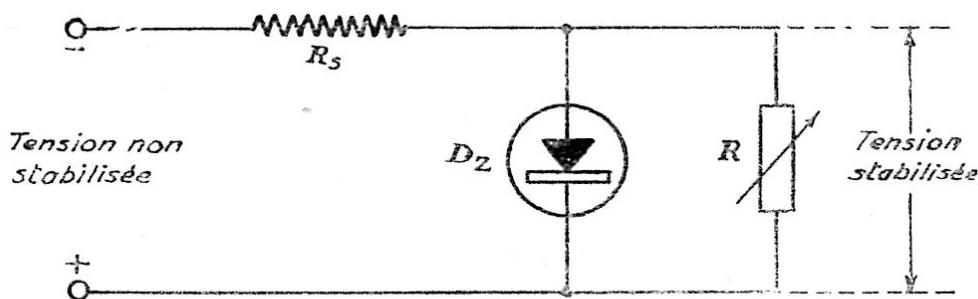


FIG. 46

Il existe des diodes régulatrices prévues pour différentes tensions, comprises entre quelques volts et quelques dizaines de volts :

Pour la stabilisation de tensions plus importantes, il est possible de monter plusieurs éléments diodes en série.

8. Diodes photoconductrices ou photo-diodes.

L'intensité inverse d'une jonction est déterminée par la présence de porteurs de charge dans la zone de transition. Nous avons reconnu que ceux-ci peuvent être simplement libérés par agitation thermique. Mais d'autres formes d'énergies peuvent agir de la même manière et — en particulier — l'énergie lumineuse.

Nous avons déjà eu l'occasion de signaler ce fait plus haut.

D'ailleurs, c'est précisément pour cette raison que les dispositifs utilisant les semi-conducteurs : diodes, transistors, etc..., sont placés dans des enveloppes opaques à la lumière, car l'illumination d'une jonction a pour conséquence l'augmentation du courant inverse.

Il s'agit d'un véritable effet photo-électrique qui est précisément utilisé dans les « diodes photo-électriques » ou « photo-diodes ».

Ces éléments sont disposés comme l'indique la fig. 47. La jonction P-N présente une surface très faible, de l'ordre du millimètre carré. Elle est placée sous une lentille qui concentre la lumière sur la surface active. Une enveloppe sert de protection et de blindage. Le tout a été scellé sous vide ou sous atmosphère inerte.

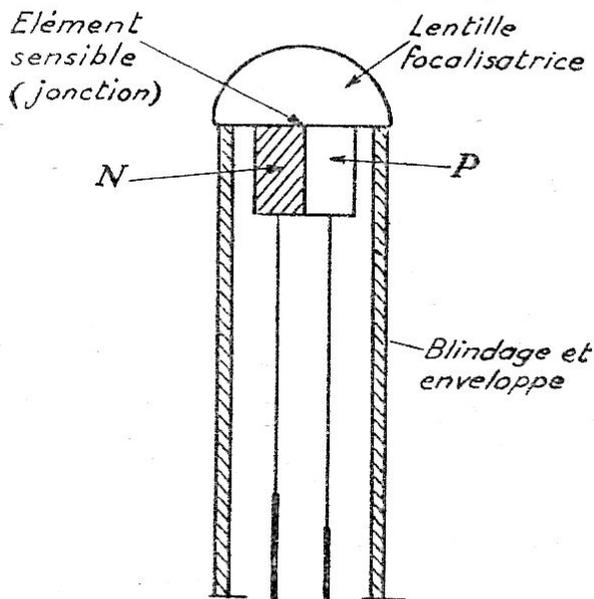


FIG. 47

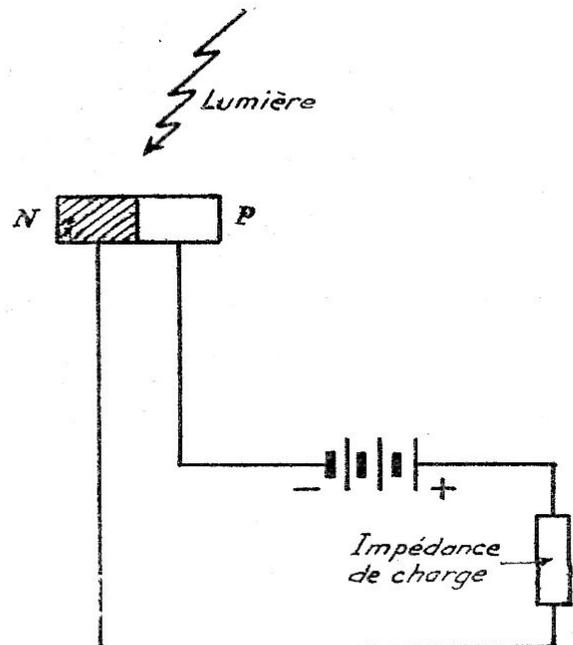


FIG. 48

Pour l'utilisation, la diode est polarisée inversement, comme nous l'indiquons sur la fig. 48. Pour une température donnée l'intensité de courant est proportionnelle à l'éclairement, ainsi qu'on peut le voir sur la fig. 49. La sensibilité est suffisante pour qu'il soit possible d'actionner directement un relais sensible. La réponse est instantanée et la limitation de fréquence est apportée par la capacité de jonction. Avec les diodes actuelles elle ne devient importante qu'au-delà des fréquences acoustiques.

(Par exemple : 3 décibels à 30 000 hertz). Il est donc parfaitement possible d'utiliser la cellule en lumière modulée. On peut ainsi constituer des lecteurs de cinéma sonore présentant une sensibilité suffisante pour permettre l'élimination des étages de préamplification.

Les tensions d'alimentation sont comprises entre quelques volts et une cinquantaine de volts.

Il faut naturellement tenir compte de l'influence de la température. Nous publions une courbe caractéristique sur la fig. 50.

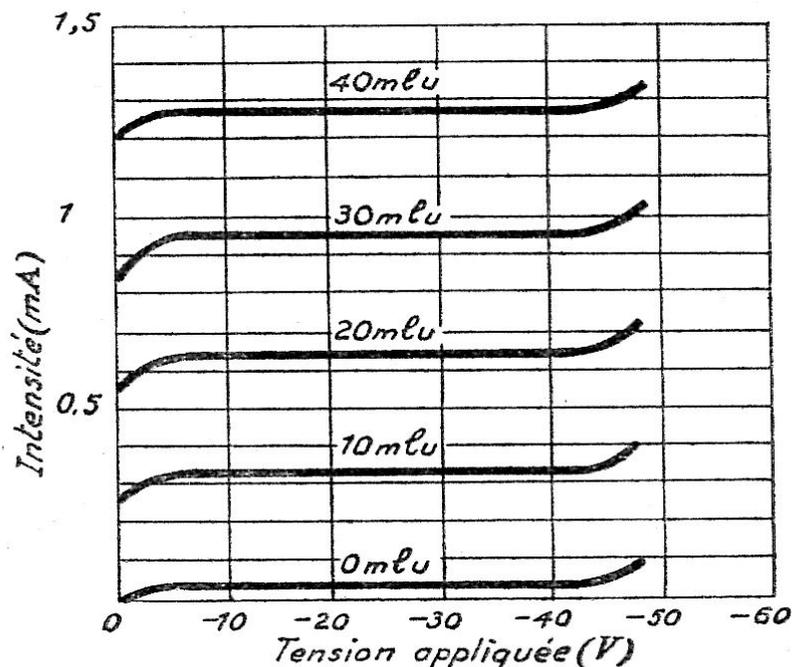


FIG. 49

9. Diodes à capacité variable avec la tension.

Dans une jonction inversement polarisée, on peut considérer que les zones N et P constituent deux surfaces conductrices séparées par une région non conductrice qui est la zone de transition. Nous avons déjà reconnu que, par suite de la forte constante diélectrique des semi-conducteurs, il existait une capacité relativement importante entre les zones N et P. Mais l'épaisseur de la zone de transition est fonction de la tension appliquée.

Il en résulte que la diode inversement polarisée se comporte comme un condensateur dont la capacité serait variable en fonction de la tension. En pratique, la capacité peut varier du simple au double et même au-delà.

Dans ce cas encore, la réponse est pratiquement instantanée, si bien que le dispositif peut être utilisé pour les applications de très haute fréquence. Pour réduire l'intensité de courant inverse et diminuer l'influence de la température, on utilise des jonctions au silicium.

Il va sans dire qu'un tel dispositif ne se comporte pas exactement comme un condensateur idéal. Le schéma équivalent comporte, en série, une inductance, une résistance et une capacité pures.

Le dispositif peut recevoir de nombreuses applications parmi lesquelles nous pouvons citer : la commande ou contrôle automatique de fréquence d'un oscillateur, la modulation de fréquence, l'accord automatique des récepteurs, etc...

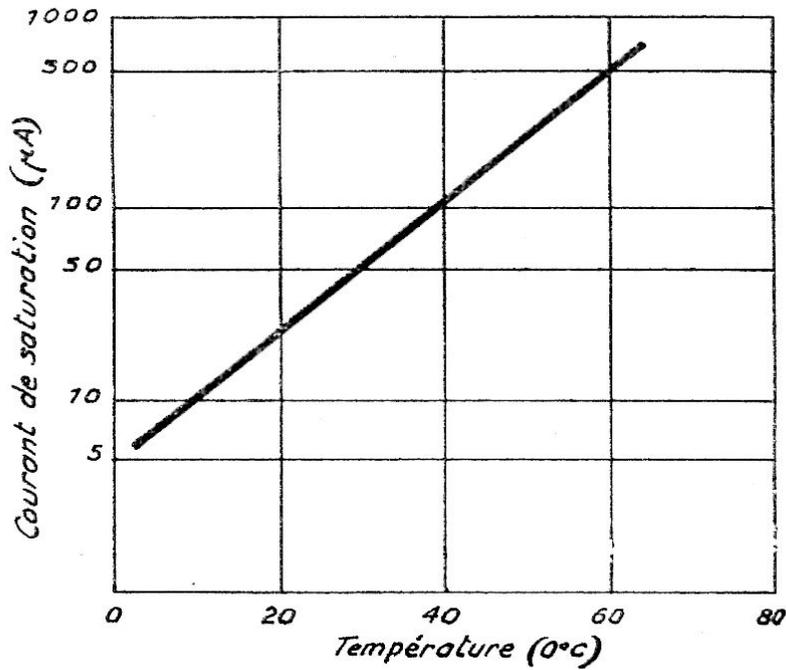


FIG. 50

10. Diodes tunnels.

Pour obtenir un bon comportement des diodes en très haute fréquence, c'est-à-dire pour diminuer la capacité parasite, on est amené à augmenter le taux d'impureté. C'est ainsi, par exemple, que

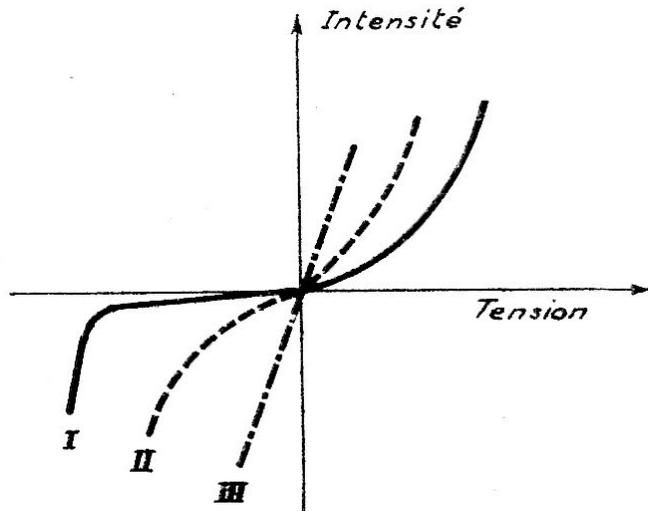


FIG. 51

les diodes utilisées pour la détection « video » en télévision sont fabriquées avec un dopage très important du semi-conducteur. Une diode à faible taux d'impureté présentera une caractéristique comme I sur la fig. 51. En augmentant exagérément le taux d'impureté on obtiendrait la caractéristique II.

D'après cela, on supposait qu'en augmentant encore le dopage on supprimerait tout effet de redressement et que la jonction se comporterait purement et simplement comme une résistance ohmique (III).

C'est en voulant vérifier cette supposition que le Japonais L. ÉSAKI a découvert « l'effet de tunnel ». On constate bien que la caractéristique est linéaire au voisinage du zéro, mais elle cesse bientôt de l'être. C'est ce qui apparaît immédiatement si on examine la fig. 52 relative à une diode tunnel à germanium du type 1 milliampère.

On constate que l'intensité croît d'une manière à peu près linéaire jusqu'au point B. A cet endroit, appelé le « point de pic », pour d'évidentes raisons, l'intensité décroît très rapidement d'abord, puis plus lentement jusqu'à une valeur minimale, correspondant au point C, appelé *point de vallée*. Après quoi, l'intensité croît de C, au-delà du point D, d'une manière régulière. La branche CD correspond à une diode normale et se poursuivrait comme nous l'avons indiqué sur le croquis fig. 52, s'il n'y avait l'effet de tunnel.

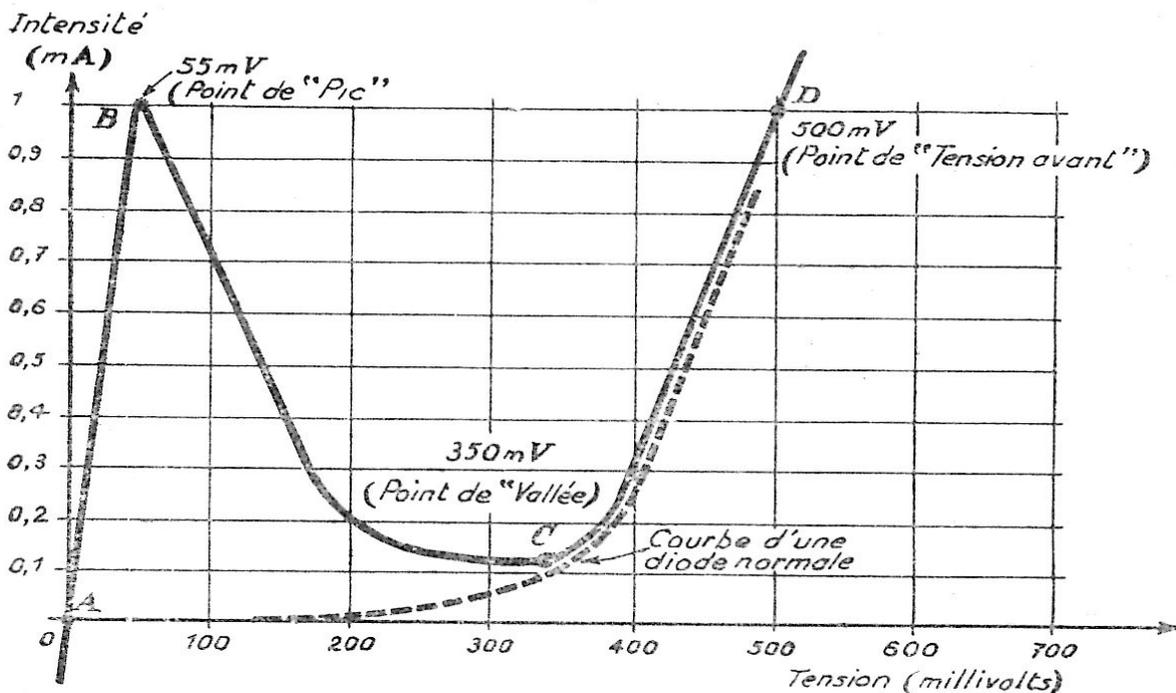


FIG. 52

Pour donner une démonstration complète de ce phénomène, il faudrait avoir recours à la MECANIQUE QUANTIQUE.

Nous pouvons cependant expliquer en quoi il consiste. Nous avons expliqué plus haut que la zone de transition d'une jonction était le siège d'une *barrière de potentiel*. D'après les lois de la mécanique

ordinaire, une barrière de potentiel de 1 volt ne peut être franchie que par des électrons qui possèdent au moins une énergie d'un électron-volt. D'après la mécanique quantique, la question n'est pas aussi simple. Tout électron peut franchir une barrière, même si sa hauteur correspond à une énergie plus grande que celle qu'il possède. C'est une question de *probabilité*. Bien entendu, la probabilité devient de plus en plus petite à mesure que l'énergie des électrons devient plus faible. Mais elle ne s'annule pas.

Ainsi certains électrons peuvent franchir la crête ou barrière de potentiel sans être contraints à s'élever au-dessus de cette barrière. Tout se passe comme s'ils creusaient un tunnel sous la crête de potentiel (fig. 53).

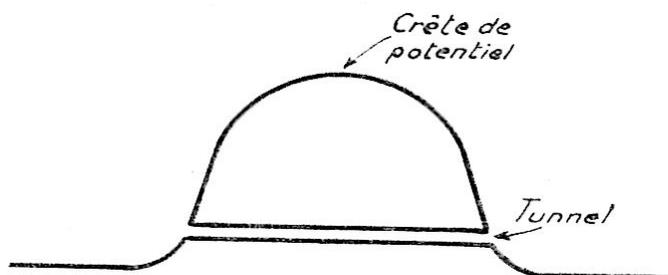


FIG. 53

On peut encore examiner la chose sous un angle différent. Il est impossible de localiser avec précision un électron. Or, dans une diode à dopage important, l'épaisseur de la zone de transition devient si faible, qu'il est impossible de savoir si un électron est d'un côté ou de l'autre.

Quand l'effet de tunnel est amorcé, c'est-à-dire à partir du point B, les électrons se précipitent dans la brèche. L'intensité traversant la jonction est alors la différence entre l'intensité normale, constituée par des *porteurs minoritaires* traversant la jonction, et l'*intensité de tunnel*, constituée par des *porteurs majoritaires* se déplaçant en sens inverse, avec une vitesse qui est voisine de celle de la lumière.

A partir du point C, le tunnel se bouche et les choses reprennent leur cours normal. La tension correspondant aux trois points caractéristiques :

- B (point de pic)
- C (point de vallée)
- D (point de tension avant)

ne dépend que de la nature du semi-conducteur utilisé. On trouve respectivement : 55 millivolts, 350 et 500 millivolts pour le germanium à 25° C. On fabrique des diodes tunnel dont le point de « pic » correspond à 1 milliampère, mais on en fabrique aussi dont les intensités sont de 0,1 mA et d'autres de plusieurs ampères.

Dans tous les cas les valeurs de tensions indiquées plus haut sont

les mêmes. Pour des diodes au silicium on trouverait respectivement 75 mV, 450 mV et 750 millivolts. Pour des éléments à l'arséniure de gallium les valeurs sont 150, 500 et 1 200 millivolts.

11. Intérêt des diodes tunnels.

La zone normale d'utilisation est la branche BC qui correspond à une *résistance négative*, puisque la tension appliquée et l'intensité varient en sens inverse. On connaît beaucoup d'autres moyens d'obtenir des effets de résistances négatives. Mais il s'agit de résistances négatives dont la valeur absolue est toujours supérieure à 10 000 ohms. Or, il est bien évident qu'une résistance négative est d'autant plus efficace qu'elle est mesurée par un chiffre plus faible. Or les diodes tunnels permettent d'obtenir des résistances comprises entre — 100 et — 200 ohms par exemple.

Un autre avantage fort important, c'est que le dispositif fonctionne jusqu'à des fréquences extrêmement élevées. Les fréquences de coupure sont de l'ordre de 700 à 800 mégahertz.

Les emplois des diodes tunnels sont extrêmement nombreux. La forme de la courbe caractéristique permet de réaliser des « bascules » extrêmement rapides. C'est tout particulièrement intéressant pour les machines à calculer électroniques. Les diodes tunnels peuvent être utilisées comme élément de comptage, ou comme élément de mémoire.

Elles peuvent aussi être employées pour réaliser des circuits oscillateurs à très haute fréquence. Enfin, elles permettent d'obtenir l'amplification de tension ou d'intensité des courants à fréquence très élevée, avec un rapport signal/bruit extrêmement favorable.

La diode tunnel peut être aussi utilisée comme référence d'intensité.

CHAPITRE IV

ETUDE GENERALE DES TRANSISTORS

INTRODUCTION

1. Généralités.

Nous avons déjà remarqué combien il est tentant, a priori, de comparer le transistor au tube triode. C'est évidemment un élément dans lequel on peut distinguer trois électrodes : *base*, *émetteur* et *collecteur*. On peut distinguer un circuit d'entrée comportant le collecteur et la base. Toute modification électrique dans le circuit d'entrée provoque un immédiat changement dans le circuit de sortie. Lorsque cette modification implique l'apparition d'une puissance plus grande, celle-ci est empruntée à la source qui alimente le collecteur. Le dispositif est donc, finalement, un relais, tout comme un tube triode.

Mais il est hors de doute que l'expérience qu'on peut avoir du tube triode est plutôt gênante, en cette matière. Elle conduit, en général, à de désastreuses conclusions. On peut même se demander s'il ne serait pas souvent préférable de faire « table rase » de tout ce que nous avons acquis dans le domaine des tubes.

Nous avons l'occasion de constater bien souvent l'exactitude de cette remarque au cours de cette modeste étude.

Dans la technique des tubes multi-électrodes, il est courant de considérer que tel étage est « amplificateur en tension ». *En réalité, cela ne veut strictement rien dire.* Ce qu'on doit toujours rechercher c'est assurément un *gain de puissance*, même quand il s'agit d'un étage de préamplification fournissant des microwatts. S'il s'agissait réellement d'amplification de tensions, on pourrait remplacer le tube électronique par un simple transformateur statique. Un transformateur de rapport 1 000 donne un gain de tension de 1 000. C'est indiscutable.

La confusion provient du fait qu'on considère, en général, que le circuit d'entrée d'une lampe amplificatrice présente une impédance d'entrée infiniment grande. Ceci étant admis, il est évident que la

puissance $\frac{E^2}{Z}$ transmise au tube est nulle, puisque Z est infiniment grand.

Il faut, d'ailleurs, revenir à des conceptions plus raisonnables quand il s'agit de fréquences aussi grandes que celles qui sont employées en télévision ou en modulation de fréquence. On ne cherche plus à exprimer un gain en tension. On traduit tout cela en « décibels » et, qu'on le veuille ou non, quand on introduit le décibel, on introduit des *rappports de puissance*.

Quand on écrit que le gain de tel amplificateur cascode, ou symétrique, est de 12 décibels, on traduit implicitement le fait qu'on doit tenir compte des impédances. Il serait absurde de prétendre que le relais constitué par un étage ne consomme aucune puissance alors que le montage avec grille à la masse a, en fait, une impédance d'entrée de l'ordre de 200 ohms !

Mais cette manière plus saine de poser le problème n'intervient qu'en très haute fréquence, et le technicien conserve le sentiment que le circuit de grille est pratiquement « ouvert ».

Avec le transistor, cette simplification n'est jamais permise. Il en résulte que les méthodes d'études doivent être très différentes.

Par exemple, l'étude d'un étage amplificateur équipé d'un tube multi-électrodes peut se faire avec une grande précision au moyen d'un réseau de caractéristiques et d'un diagramme de charge...

On peut essayer de procéder de la même manière avec un transistor. Mais nous reconnaitrons rapidement que toute transposition est impossible.

2. Surface caractéristique.

Dans un transistor, les éléments variables peuvent être, par exemple :

- 1° courant « émetteur » : i_e ;
- 2° courant « collecteur » : i_c ;
- 3° tension « collecteur » : v_c .

On peut dire que la tension au collecteur est une fonction des deux variables. On pourrait donc fixer chaque valeur de V_c en fonction de i_e et i_c . On utiliserait les trois plans de coordonnées de la géométrie dans l'espace, définis par Ox , Oy , Oz , et l'on tracerait une surface caractéristique : exactement comme pour un tube triode.

Mais, pour les mêmes raisons, une telle représentation ne serait absolument pas commode et, en pratique, on préfère découper en tranche le volume défini par la surface, puis reporter ces différentes tranches sur un plan. On obtient ainsi les réseaux I_p/V_g et I_p/V_p qui sont analytiquement équivalents.

On peut procéder exactement de la même manière avec un transistor et tracer, par exemple, un réseau qui donne la tension au collecteur en fonction de l'intensité de courant dans le circuit du collecteur pour différentes valeurs du courant dans le circuit de l'émetteur (paramètre).

Nous donnons un exemple sur la figure 54. On reconnaît immédiatement que les caractéristiques sont parfaitement droites et également espacées. On peut donc, à priori, espérer un fonctionnement avec une distorsion très réduite. Cette conclusion risque d'être infirmée, en pratique, parce qu'il faut tenir compte d'autres facteurs.

Si l'on se donne un point de fonctionnement au repos P , qui correspond à :

- intensité émetteur : 2 mA,
- tension collecteur : 15 volts,

on peut tracer le diagramme correspondant à une résistance de

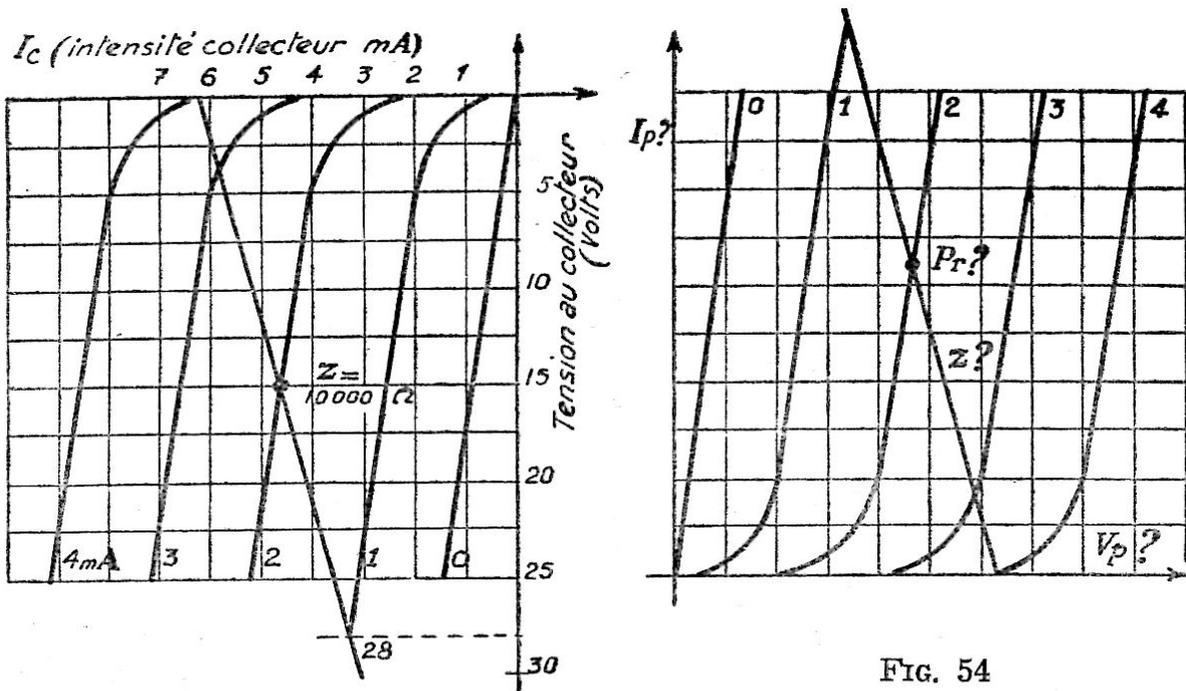


FIG. 54

charge déterminée. Prenons, par exemple, une charge telle que la chute de tension soit de 15 volts pour une variation de courant de 1,5 mA, ce qui correspond évidemment à :

$$15/1,5 \times 10^3 = 10\,000 \text{ ohms.}$$

On peut observer qu'une variation d'intensité de l'émetteur de 2 milliampères (de 1 à 3) se traduit par une variation de tension d'environ 28 à 3 volts, soit de 25 volts.

La puissance apparaissant dans la charge est alors de $25^2/10\,000$, soit $625/10\,000$, c'est-à-dire 62,5 milliwatts.

Si l'impédance d'entrée est de 500 ohms, la puissance transmise à l'entrée est de :

$$R_e I^2,$$

c'est-à-dire $500 (2 \times 10^{-3})^2$ watts

soit 2 milliwatts.

Le gain en puissance est de 31,25, c'est-à-dire de l'ordre de

15 décibels. Notons d'ailleurs qu'en pratique ce chiffre peut être facilement dépassé.

La figure 54 montre la curieuse et complète réciprocity qui existe entre transistors et triodes. Nous avons représenté sur la partie droite de la figure le réseau simplement retourné. C'est un réseau de triode, avec sa droite de charge.

Nous donnons figure 55 les caractéristiques d'un transistor telles

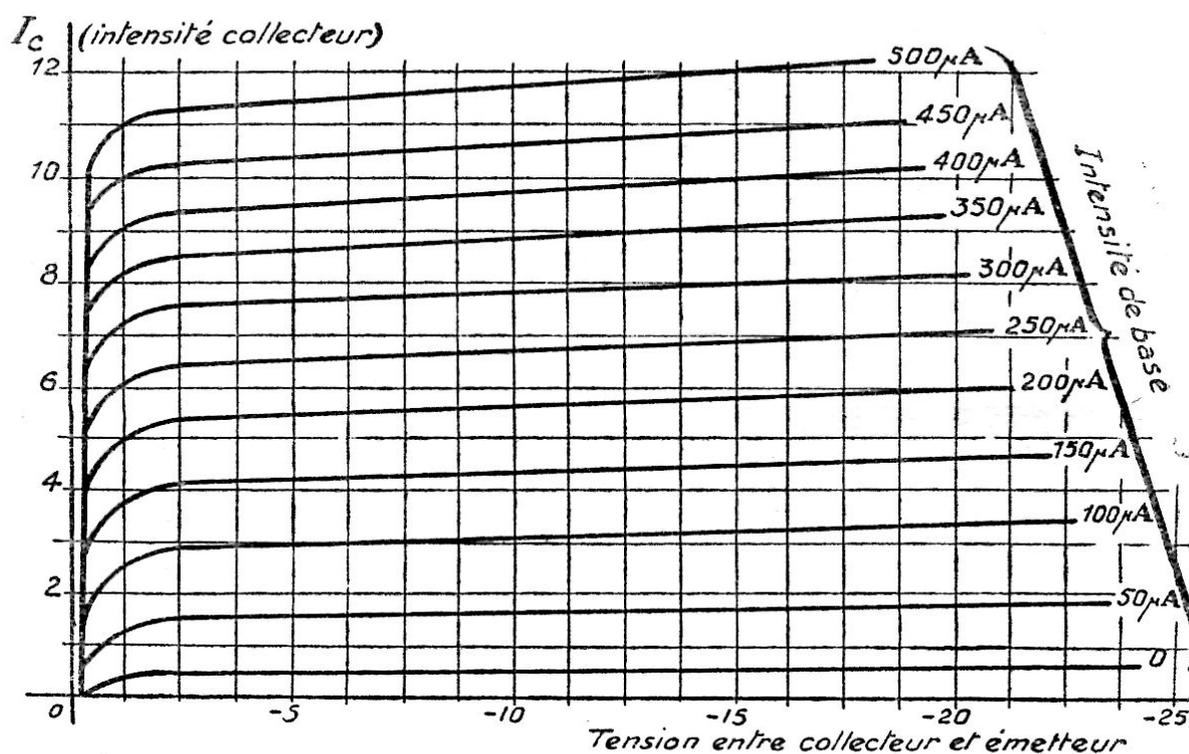
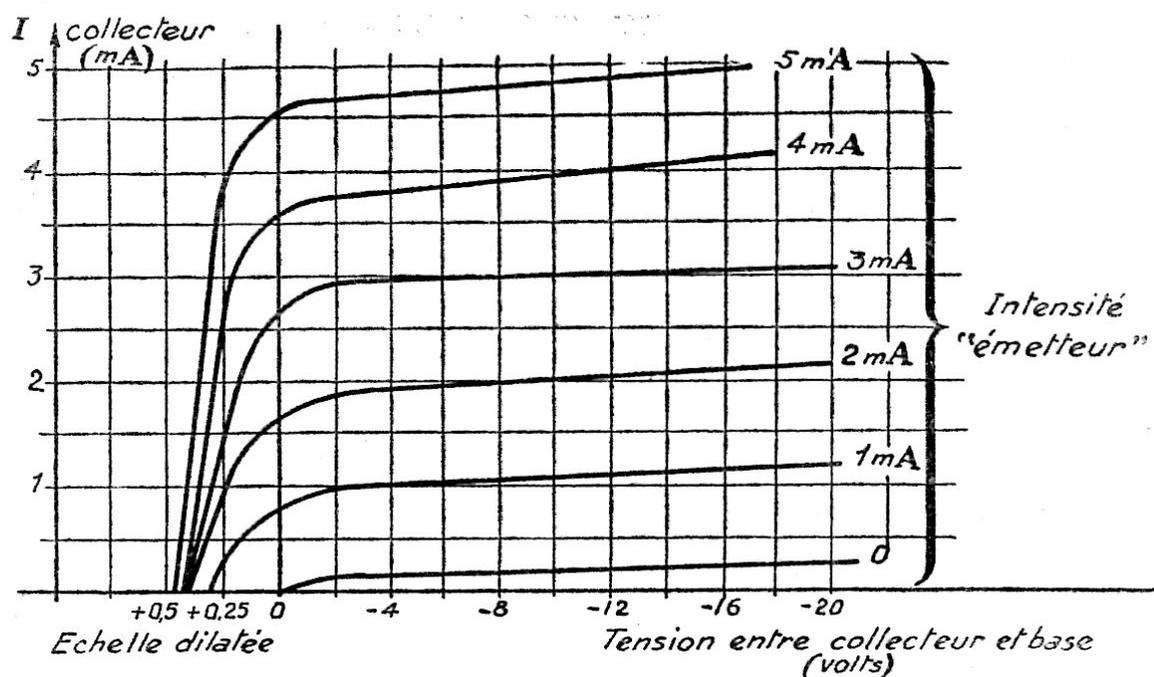


FIG. 55. — (Raytheon CK 723.)

qu'elles sont souvent fournies dans la documentation industrielle (Raytheon CK 723). On notera que certaines échelles sont inversées et que certaines sont « dilatées ».

3. Etage amplificateur.

Nous pouvons maintenant tracer le schéma d'un étage amplificateur utilisant un transistor (fig. 56). Il faut évidemment que l'impédance de la source de courant à amplifier soit adaptée à celle du transistor — soit environ 500 ohms. Ce résultat est obtenu, par exemple, au moyen du transformateur T_1 .

Le rapport de transformation sera calculé en accord avec la for-

mule facile à établir : $n = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$

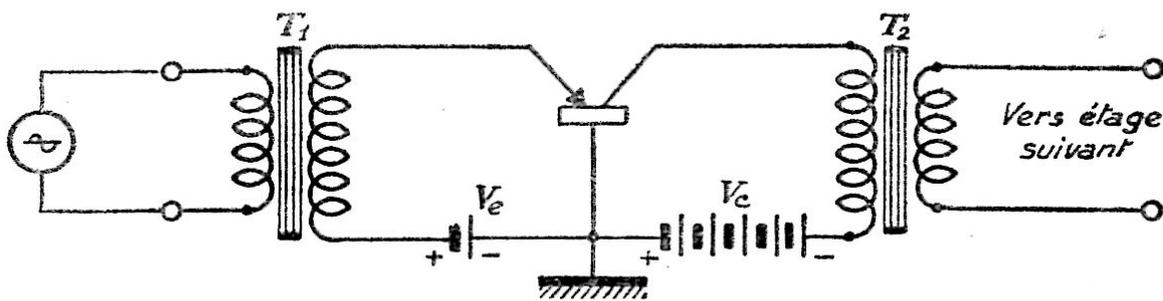


FIG. 56

On peut ainsi adapter un microphone, un lecteur de disque dont les impédances peuvent être de plusieurs milliers d'ohms avec les 500 ohms de l'entrée.

On peut faire la même remarque en ce qui concerne T_2 . L'impédance de sortie peut être de plusieurs centaines de milliers d'ohms. Si l'on veut prévoir un second étage équipé d'un transistor, il est indispensable de prévoir encore une transformation d'impédance. C'est précisément la fonction de T_2 . Ce sera, dans ce cas, un transformateur abaisseur. Il faut polariser l'émetteur positivement par rapport à la base, une tension de l'ordre de 0,5 à 2 volts convient en général (V_e).

Enfin il faut prévoir la source de tension du collecteur qui peut être comprise entre 1 et 30 volts suivant les cas. On arrive au schéma de la figure 56. Nous avons ainsi constitué un étage d'amplification avec le montage *base à la masse*.

4. Analogies et différences.

Une fois de plus, il est extrêmement tentant de rapprocher ce schéma du montage classique d'un tube triode... Essayons cette comparaison (fig. 57).

Les deux schémas semblent, peut-on dire, tout à fait parallèles. Les polarités des batteries sont inversées. On note immédiatement un avantage précieux du transistor : une tension d'une vingtaine de volts au maximum lui suffit. Mieux : on obtiendra souvent un résultat intéressant avec une tension inférieure de 2 volts. Il faut beaucoup plus pour le tube triode. Notre schéma ne raconte d'ailleurs qu'une partie de l'histoire. Nous n'avons point représenté le circuit de chauffage de la cathode. Le tube est, en effet, à cathode chaude. Une puissance électrique relativement grande est nécessaire pour amener la cathode à la température normale de fonctionnement... De plus il y a une inertie calorifique.

Il y a aussi les questions de volume et de poids. Un transistor pèse environ 1 gramme et certains modèles ne sont guère plus volumineux qu'un grain de blé... On peut ainsi réaliser des amplificateurs miniatures.

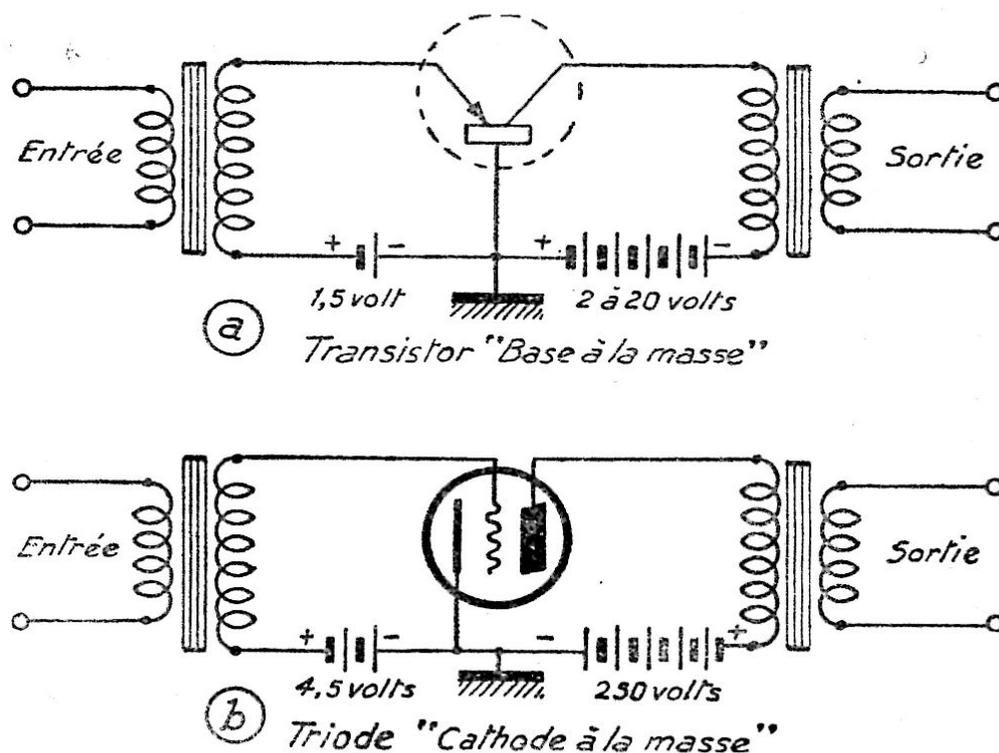


FIG. 57

5. Polarisation automatique. Cas de la triode.

En pratique, l'amplificateur à tube électronique ne serait pas réalisé comme en b) (fig. 57). La technique actuelle a répudié complètement l'emploi d'une batterie de polarisation. On transforme le schéma de manière à emprunter la tension de polarisation à la source anodique. On arrive ainsi au schéma dit à *polarisation automatique*, très largement employé dans toutes les branches de l'électronique.

On introduit (fig. 58) une résistance de valeur convenable dans le retour de cathode, entre la masse et la cathode. La chute de tension qui se produit dans le sens indiqué par les signes + et - porte la cathode à une tension V_g , positive par rapport à la grille.

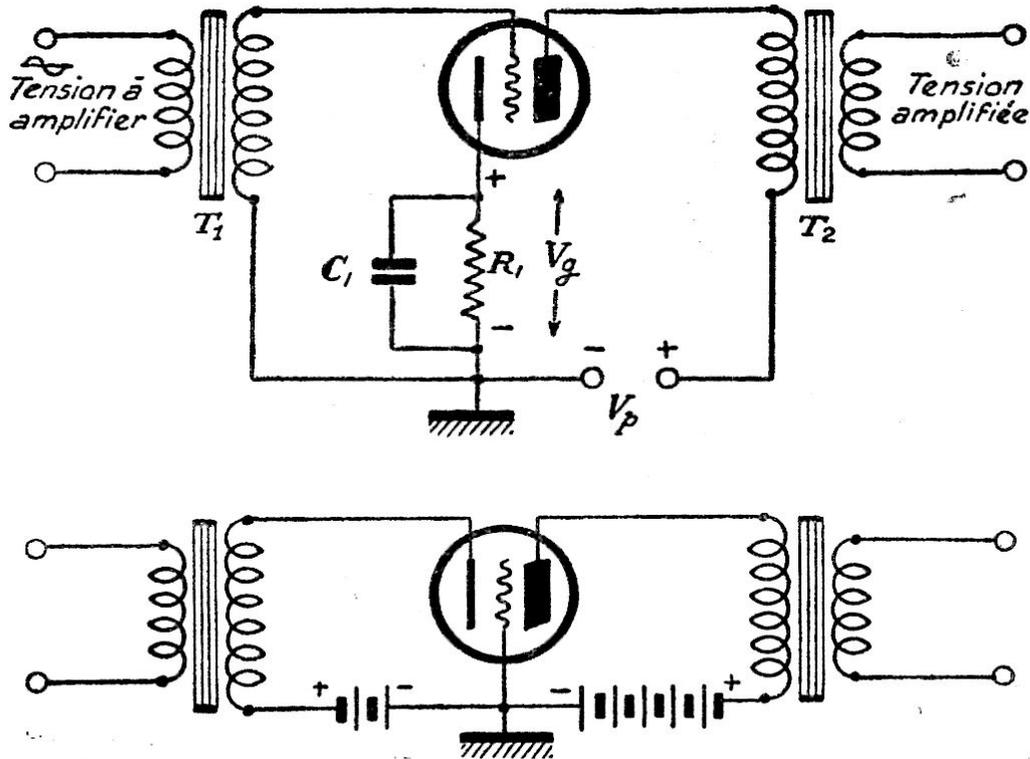


FIG. 58

C'est précisément ce qu'il fallait obtenir. Il est évident que la différence de potentiel effective entre anode et cathode est diminuée de la valeur V_g , ce qui est pratiquement sans importance dans la majorité des cas. On sait que la présence de R_1 apporte une réduction de gain quand il s'agit de tensions alternatives. Il y a un effet de contre-réaction, puisqu'une partie des tensions amplifiées apparaît entre les extrémités de R_1 . On supprime cet effet en shuntant la résistance par une capacité assez grande pour que sa réactance soit négligeable par rapport à R_1 . Mais, comme il n'existe point de capacité infiniment grande, il ne faut pas oublier que cet effet réactif existe pour les fréquences basses et, quoi qu'on fasse, pour les composantes dites « continues ». Mais cela n'est pas bien grave puisqu'il s'agit, en réalité, d'un effet d'auto-stabilisation. C'est ainsi, par exemple, que toute augmentation accidentelle de tension anodique entraîne une augmentation de polarisation de la grille, ce qui protège efficacement le tube et, dans bien des cas, dispense le technicien de prévoir des dispositifs de régulation des tensions...

6. Polarisation automatique. Cas du transistor.

Transformons le schéma de l'amplificateur à transistor comme sur la figure 59. La résistance R_1 est introduite dans le retour du circuit collecteur, entre la base et la masse. Elle apporte, en principe, la polarisation dans le sens voulu. Il faut une polarisation inverse de

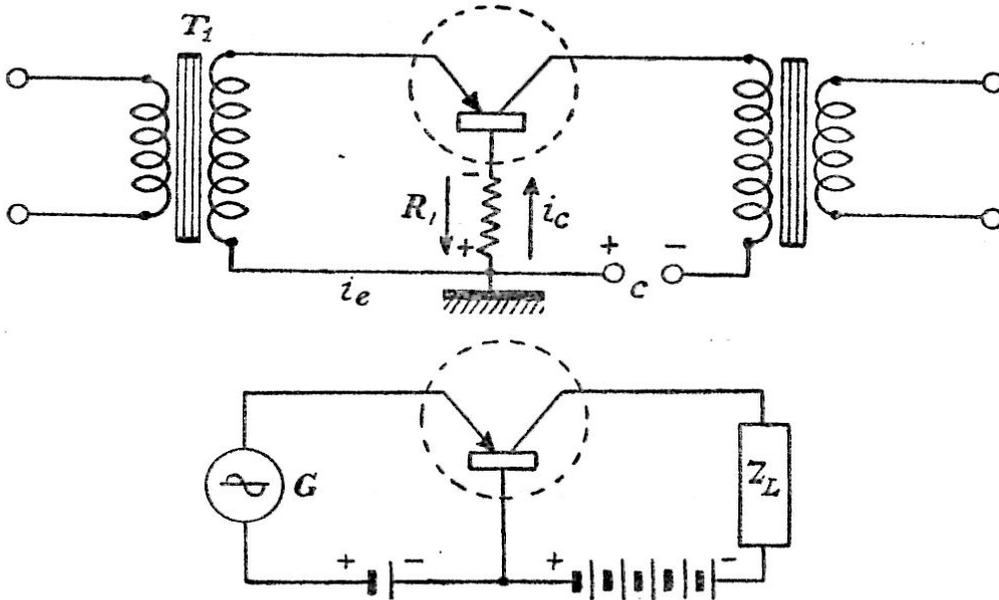


FIG. 59

celle d'un tube électronique, mais l'intensité est, elle aussi, dans l'autre sens. Donc, il semble que le montage soit rationnel. Le calcul de la valeur correcte est bien facile. La polarisation positive pour le point P doit être de 2 volts. L'intensité de courant dans le circuit du collecteur est de 4,6 mA, alors que le courant de l'émetteur est de 2 mA. Ces deux intensités sont en opposition. La résistance R_1 sera donc traversée par une intensité de 2,6 mA.

La valeur de R_1 devra donc être de :

$$\frac{2}{2,6 \times 10^{-3}}$$

soit environ 770 ohms.

Mais je ne vous conseille nullement de faire l'expérience. Ce qui ne manquerait pas de se produire dans ces conditions, c'est que le circuit se transformerait en oscillateur et que la puissance électrique dissipée dans le transistor dépasserait de beaucoup les limites de sécurité. Il serait à peu près instantanément « grillé »...

Pourquoi cette différence avec le tube électronique ?

Tout simplement parce que le monde du transistor est le symétrique de celui du tube électronique.

La résistance R_1 introduit, cette fois, une réaction positive. En

effet, toute augmentation de polarisation positive amène une augmentation de courant dans le circuit du collecteur et, par conséquent, une augmentation de polarisation... *Et, cette fois, la présence d'une capacité ne servirait qu'à supprimer cette réaction, pour les fréquences élevées. Le mal existerait toujours pour les fréquences basses et pour la composante continue.*

Toutefois, le montage peut être utilisé à condition de contrôler soigneusement la valeur de la résistance de polarisation. Pour obtenir un fonctionnement stable, il faut que la résistance de polarisation ait une valeur nettement inférieure à la résistance d'entrée du transistor.

D'autre part, le circuit de l'émetteur et surtout celui du collecteur doivent comporter des composantes ohmiques assez élevées pour limiter les intensités aux valeurs admissibles pour le type de transistor utilisé. Remarquons aussi que la résistance ohmique de la base ne peut jamais être considérée comme nulle, *même en l'absence de résistance extérieure.*

La conclusion qu'on peut tirer des remarques précédentes, c'est que l'analogie de la figure 57 ne doit pas être retenue. En fait, le montage qui pourrait être comparé à celui d'un transistor serait celui d'une triode avec grille à la masse (fig. 58). La même réaction existe alors entre les circuits d'entrée et de sortie.

7. Distorsion et impédance.

Si l'on réalise un montage comme celui que nous avons représenté sur la figure 57, on peut obtenir un fonctionnement correct en basse fréquence. Mais l'introduction inévitable d'une réaction positive réagit fortement sur les caractéristiques des transformateurs de liaisons.

D'autre part, on peut observer une distorsion considérable dès que l'amplitude des tensions variables augmente. Le taux de réaction positive est, en effet, variable avec l'amplitude instantanée. On peut même observer la production d'oscillations spontanées pendant les pointes d'amplitude.

En réalité, les impédances d'entrée et de sortie ne sont pas constantes, mais varient avec l'amplitude des intensités soumises à l'amplification.

LES TROIS CONFIGURATIONS

Nous avons écrit plus haut qu'il faudrait aborder l'étude des transistors en éliminant complètement toutes les connaissances qu'on peut avoir sur les tubes électroniques. En pratique, ce n'est guère possible. Aussi, tout en maintenant les réserves faites plus haut, on peut essayer d'établir quelques comparaisons entre les montages à tubes électroniques et les montages utilisant les transistors.

8. Les différents montages ou configurations.

a) « Base à la masse » ou « base commune ».

C'est le montage qui nous a servi à définir plus haut l'effet transistor. Nous en donnons le schéma fig. 60 a. L'intensité d'entrée est introduite dans le circuit d'émetteur. La base est mise à la masse (d'où le nom du montage). L'intensité de sortie est recueillie dans le circuit de collecteur.

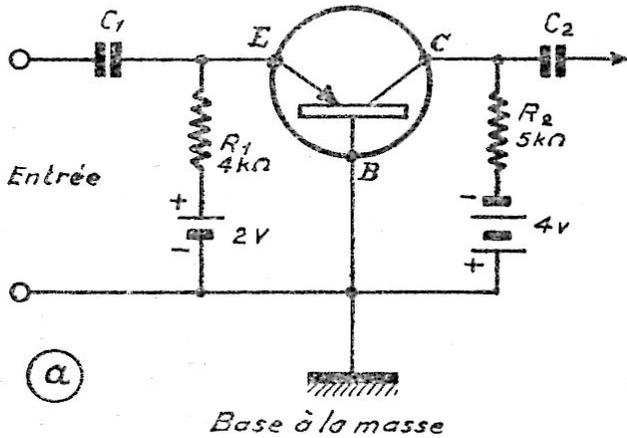


FIG. 60 a

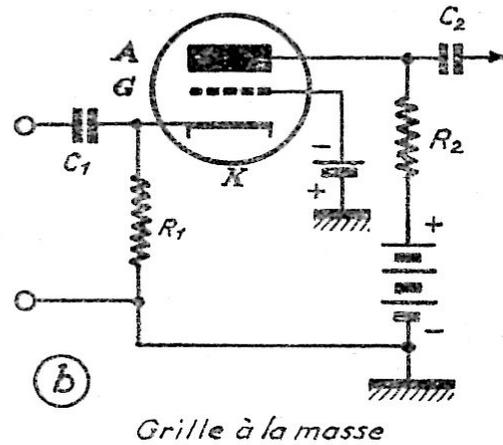


FIG. 60 b

Ce montage nous a servi à définir « l'alpha » (ou α) du transistor. Cette lettre grecque désigne le gain en intensité obtenu quand la résistance de collecteur R_2 est nulle, c'est-à-dire, quand le collecteur est en court-circuit.

Ce gain en intensité est toujours inférieur à 1. Il est généralement compris, en pratique, entre 0,95 et 0,98.

En conséquence, c'est un gain en tension que l'on obtient.

On peut dire qu'une variation d'intensité d'émetteur entraîne une variation de tension du collecteur.

L'impédance d'entrée est très basse et l'impédance de sortie très élevée. Il en résulte qu'on ne peut pas directement coupler un étage « base à la masse » avec un étage suivant monté de la même manière. Il faut nécessairement placer entre les deux un dispositif pour adapter les impédances et qui peut être, tout simplement, un transformateur.

Le montage peut, lui-même, servir d'adaptation car il permet de coupler une faible impédance avec une impédance plus grande. Dans ce montage, le circuit de base est commun au circuit d'entrée et au circuit de sortie. C'est pour cette raison qu'on le désigne encore par les termes : montage à base commune.

Le gain en intensité en court-circuit « alpha » diminue quand la fréquence augmente. Par définition, la fréquence de coupure alpha est la fréquence qui correspond à un alpha inférieur de 3 décibels à celui qu'on observe en courant continu (fréquence zéro) ou pour les très basses fréquences.

Cette fréquence de coupure, désignée par F_α ou $F_{c\alpha}$, était de

quelques kilohertz dans les premiers transistors à jonction. On sait fabriquer aujourd'hui des transistors dont les fréquences de coupure sont supérieures à 200 mégahertz. Le montage « base à la masse » peut, avec les transpositions indispensables, être comparé au montage « grille à la masse » d'un tube électronique (fig. 60 b).

Dans ce cas également, on trouve une impédance d'entrée faible et une impédance de sortie élevée. Et, dans les deux cas, les signaux d'entrée et de sortie sont en phase.

b) *Emetteur à la masse ou émetteur commun* (fig. 61 a et 61 b).

Le signal d'entrée est introduit dans le circuit de base (entre base et émetteur) et le signal de sortie est recueilli dans le circuit de collecteur. On peut dire que l'émetteur fait partie du circuit d'entrée et du circuit de sortie, d'où la dénomination : *montage à émetteur commun*.

On obtient ici un gain en intensité. La valeur en court-circuit est désignée soit par α' soit par bêta (β).

On peut montrer que :

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

α étant plus petit que 1, il en résulte que β est supérieur à 1. Il est d'autant plus élevé que α est plus voisin de 1. Par exemple, pour 0,98, on aurait :

$$\beta = \frac{0,98}{0,02} = 49$$

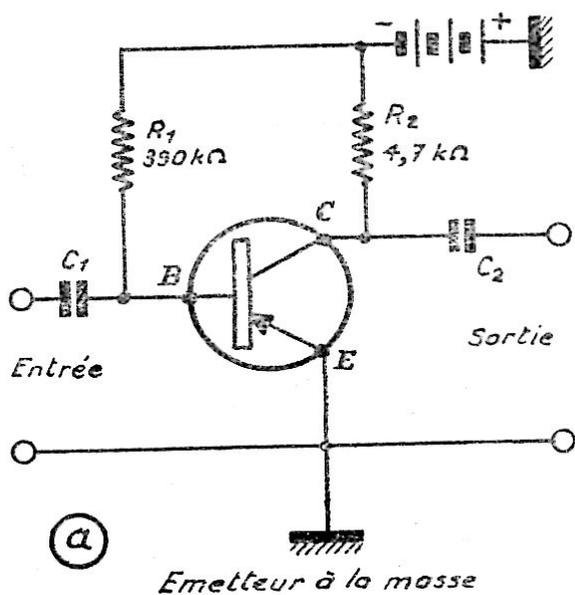


FIG. 61 a

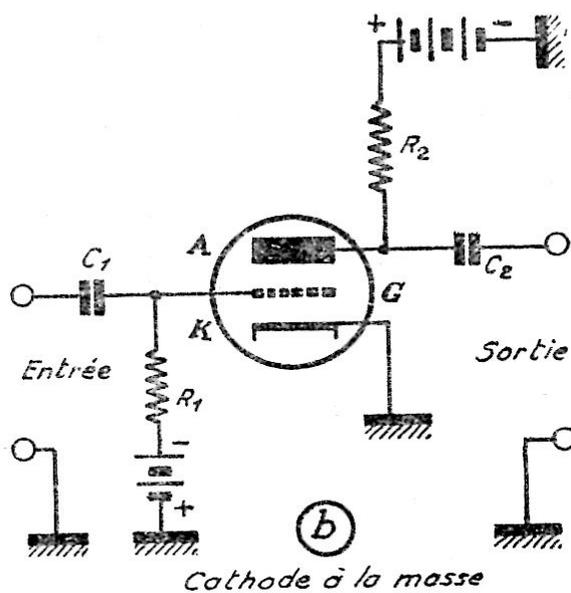


FIG. 61 b

C'est, à beaucoup près, le montage le plus utilisé. Il donne, en effet, non seulement un gain en intensité, mais aussi un gain en tension.

On définit la fréquence de coupure « bêta » de la même manière que la fréquence de coupure alpha. Elle est toutefois notablement moins élevée. Par exemple, tel transistor présente une fréquence de coupure « alpha » de 400 kilohertz, alors que sa fréquence de coupure « bêta » est de 30 kilohertz.

Le montage triode qu'on peut comparer est l'arrangement classique : cathode à la masse (fig. 61 b). Dans les deux cas il y a inversion de phase entre le signal d'entrée et le signal de sortie.

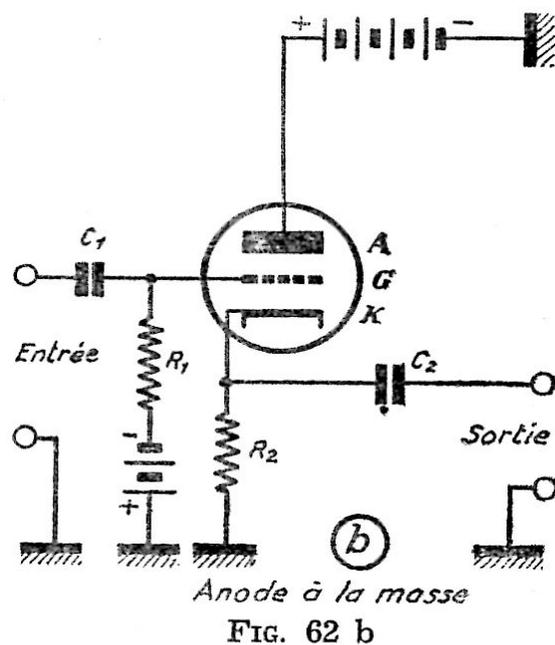
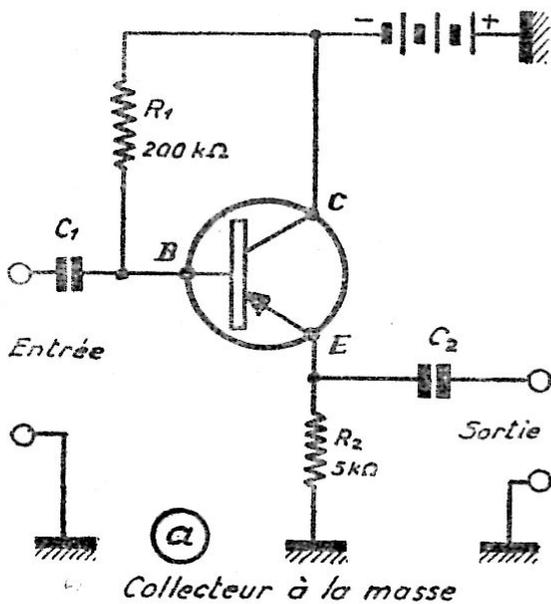
c) *Collecteur à la masse ou collecteur commun.*

Le montage est représenté fig. 62 a. Le signal d'entrée est introduit entre base et collecteur, le signal de sortie est recueilli entre émetteur et collecteur (ou masse). Dans ces conditions, l'impédance d'entrée est très élevée et l'impédance de sortie très faible. Le gain en intensité « α' », toujours inférieur à 1, peut être comparé à α .

Le montage peut convenir comme élément d'adaptation. En intercalant un étage à collecteur commun, on peut adapter la forte impédance de sortie d'un étage à émetteur commun à la faible impédance d'entrée de l'étage suivant. Il devient ainsi possible de réaliser des amplificateurs à couplage résistance-capacité. Il est toutefois évident que l'efficacité est faible si l'on tient compte du nombre de transistors utilisés.

Cette disposition peut être comparée au montage « anode à la masse », plus connu généralement sous le nom de « cathode follower ».

D'ailleurs, on le désigne parfois par les termes « émetteur-follower ». Il est utilisé pour les mêmes applications, car il possède les mêmes propriétés.



CHAPITRE V

ETUDE THEORIQUE DES TRANSISTORS

1. Généralités.

L'étude théorique du transistor peut être faite en employant les mêmes procédés que pour un tube électronique.

Nous employons les notations et schémas qui sont aujourd'hui classiques et nous suivons en cela les auteurs dont les travaux sont cités dans les références bibliographiques.

Considérons le montage figure 59 qui est le schéma de principe du montage d'un transistor avec base à la masse.

Il s'agit d'imaginer un schéma équivalent conçu pour permettre un calcul facile des principaux éléments.

Un générateur G alimente le circuit de l'émetteur convenablement polarisé. Les composantes amplifiées sont recueillies entre les extrémités de l'impédance de charge Z_L .

Le générateur fournit des tensions alternatives. Pour établir un schéma équivalent, nous pouvons faire abstraction des courants permanents et des tensions continues.

Nous devons tenir compte des faits suivants :

- a) Le générateur présente une certaine impédance (Z_g).
- b) Il en est de même du circuit « émetteur », soit Z_{11} cette impédance.
- c) Il y a une réaction des courants de sortie sur l'impédance d'entrée. On peut admettre que cette réaction prend la forme d'une force électromotrice proportionnelle à l'intensité de courant de sortie i_2 . Cette réaction peut donc commodément prendre la forme du produit d'une certaine impédance de couplage Z_{12} par i_2 .
- d) Dans le circuit du collecteur, il y a aussi nécessairement une action du courant i_1 qui prendra la forme d'une force électromotrice $i_1 Z_{21}$.

On doit distinguer les bornes d'entrée 1 et 2 et les bornes de sortie 3 et 4.

Un premier schéma équivalent peut être ainsi établi (fig. 63).

L'application des lois élémentaires de l'électricité nous donne :

$$\begin{cases} v_g = i_1(Z_g + Z_{11}) + i_2 Z_{12} \\ 0 = i_2(Z_{22} + Z_L) + i_1 Z_{21} \end{cases}$$

Il est intéressant de calculer l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie de ce dispositif.

En appliquant les règles habituelles dans ce genre de calcul, on détermine facilement les impédances « vues » des bornes 1 et 2 (entrée) et des bornes 3 et 4 (sortie).

Impédance d'entrée :

$$Z_E = Z_{11} - \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_L + Z_{22}}$$

L'impédance de sortie entre 3 et 4 est :

$$Z_S = Z_{22} - \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_{11} + Z_g}$$

Ces expressions mettent en évidence une des différences capitales qui existent entre le tube électronique, tel qu'on l'utilise habituellement, et le transistor. On remarque en effet que l'impédance d'entrée varie avec la charge et que, réciproquement, l'impédance de sortie est fonction de celle du générateur.

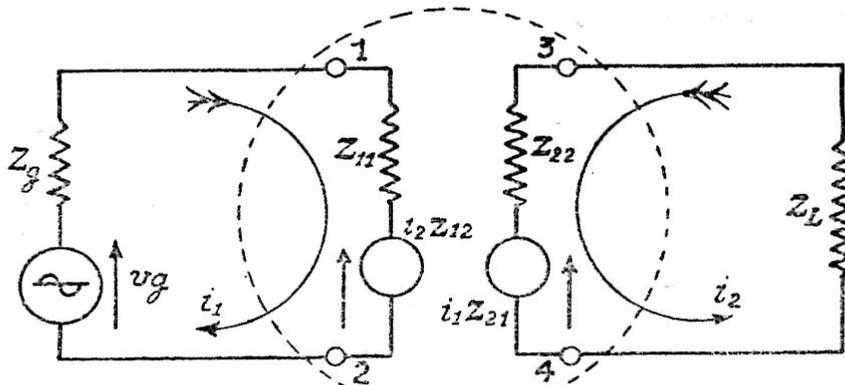


FIG. 63

Une autre remarque essentielle : c'est que l'impédance d'entrée devient négative quand :

$$Z_{11} < \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_L + Z_{22}}$$

Or le second nombre devient d'autant plus grand que l'impédance de charge est plus petite. Si l'impédance de charge devient suffisamment faible, la résistance négative qui apparaît dans le circuit d'entrée se traduit par la production d'oscillations spontanées. Mais une impédance est, en pratique, toujours fonction de la fréquence et sa valeur peut tomber à des valeurs très faibles dans certaines gammes. Bien souvent, l'impédance présente une réactance de capacité dont la valeur tend vers zéro quand la fréquence augmente.

2. Mesure des constantes de fonctionnement.

Pour plus de commodité, on peut assimiler les impédances à des résistances pures. Cette simplification est légitime tout au moins entre certaines limites de la fréquence.

Pour mesurer les constantes R_{11} , R_{22} , R_{21} et R_{12} , on procédera de la manière suivante :

a) Le secondaire étant à circuit ouvert (pour les tensions alternatives seulement), l'intensité du courant i_2 est nulle. En conséquence, la tension que nous mesurons entre 1 et 2 est égale à :

$$i_1 Z_{11}$$

La tension entre les bornes de sortie (3 et 4) est :

$$i_1 Z_{21}$$

b) De la même manière, en laissant le circuit de l'émetteur ouvert, nous pouvons mesurer :

$$\begin{cases} i_2 Z_{22} \\ i_2 Z_{12} \end{cases}$$

En faisant varier les différents paramètres, nous obtiendrons ainsi les éléments de construction de quatre réseaux de courbes qui nous fourniront tous les renseignements nécessaires sur le transistor soumis aux essais. Ce sont des caractéristiques statiques obtenues en courant alternatif. Elles en disent évidemment beaucoup plus que le réseau relevé précédemment.

L'inclinaison de chacune de ces courbes nous fournit une mesure d'une de ces impédances. En effet, il est évident, par exemple, qu'en chaque point d'une courbe du réseau I on a :

$$Z_{11} = \frac{dV_c}{di}$$

Nous donnons figure 64 l'ensemble des quatre réseaux obtenus ainsi avec un transistor à pointes.

3. Représentation en z.

Le schéma équivalent de la figure 63 se prêterait mal aux déterminations courantes et au calcul des éléments de fonctionnement.

D'une manière plus générale, le transistor est, comme nous l'avons indiqué, caractérisé par quatre bornes.

On doit donc tenter d'en établir la théorie en partant de la représentation symbolique de la figure 65.

Dans le début de ce chapitre nous avons considéré :

a) Impédance z_{11} existant entre les bornes 1 et 2 quand 3 et 4 sont en circuit ouvert ;

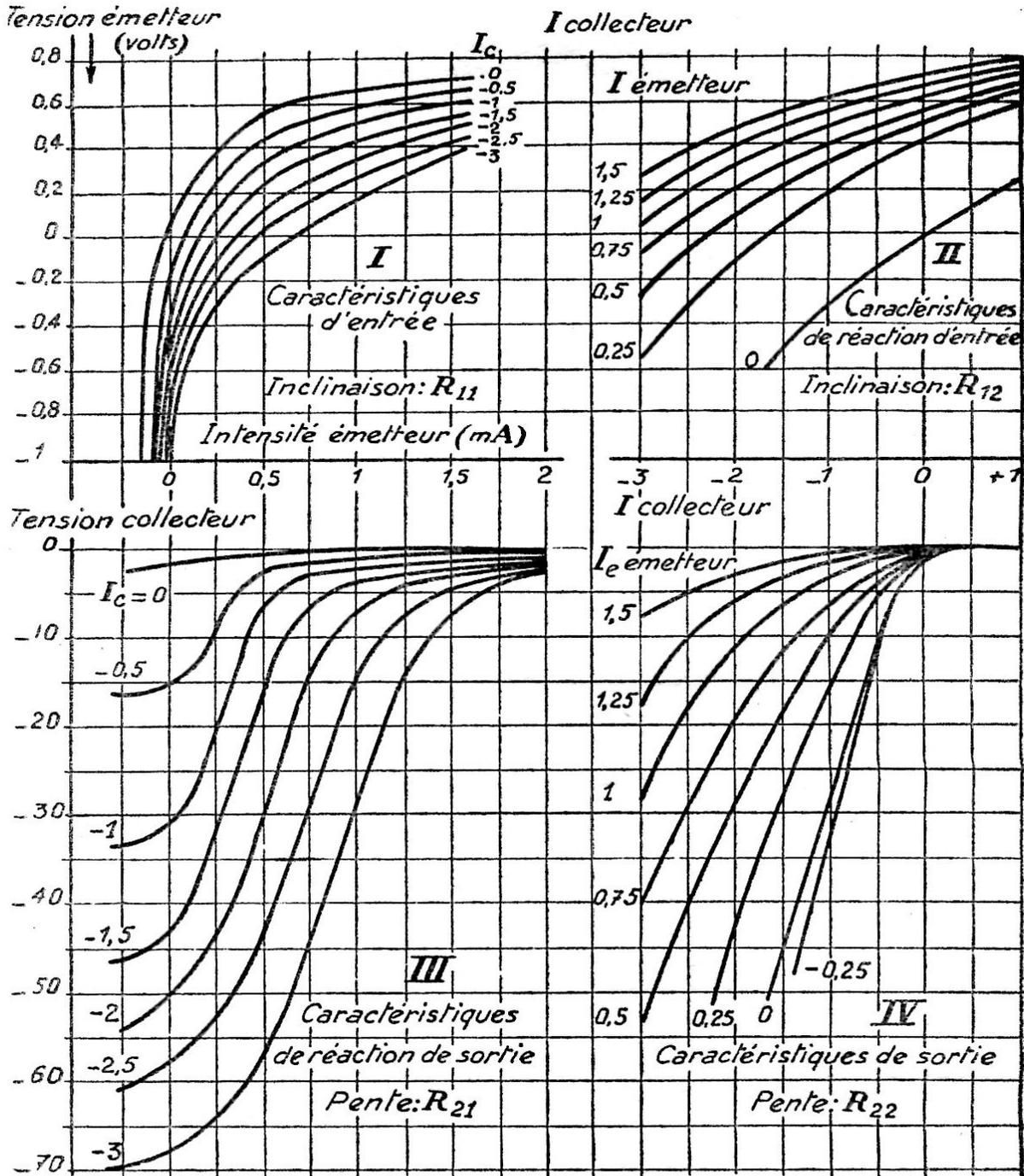


FIG. 64

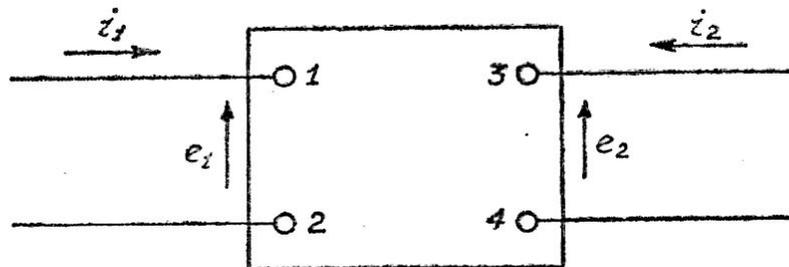


FIG. 65

b) Impédance z_{22} existant entre 3 et 4 quand 1 et 2 sont mis en circuit ouvert.

L'effet transistor proprement dit consiste en une force électromotrice supplémentaire qui prend naissance dans le circuit du collecteur. Cette tension est proportionnelle à l'intensité de courant dans l'émetteur. Il en résulte que le coefficient de proportionnalité est homogène à une résistance. On est ainsi amené à définir une résistance r_m qui prend naissance dans le circuit du collecteur sous l'influence d'une modification dans le circuit d'entrée. Par analogie avec la pente d'un tube électronique qui est une *transconductance*, on lui donnera le nom de *transrésistance*.

Nous pouvons ainsi imaginer une première représentation symbolique du transistor, ne comportant qu'un seul générateur (fig. 66).

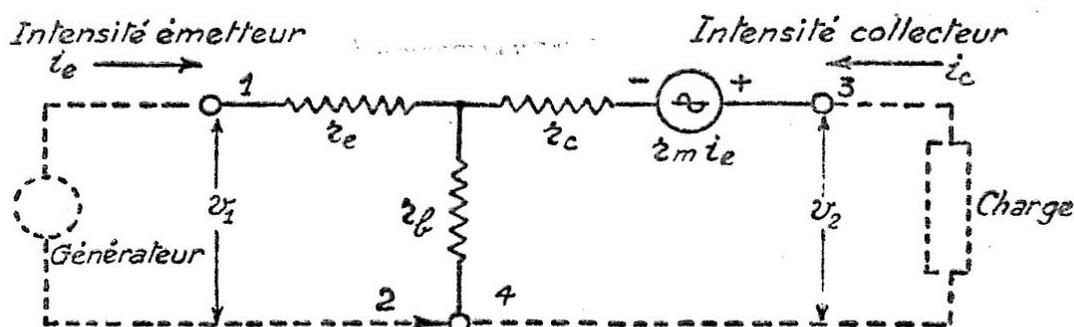


FIG. 66

Les circuits de l'émetteur et du collecteur ont en commun la résistance de base r_b . Quand le générateur d'entrée provoque le passage d'un courant i_e dans le circuit qui contient r_e et r_b , une différence de potentiel apparaît entre les extrémités de r_b . D'où la composante de courant qui apparaît dans le circuit collecteur.

Grâce au générateur $r_m i_e$, la puissance recueillie à la sortie peut dépasser largement celle qui existait à l'entrée.

4. Représentation en y .

Il ne faudrait pas supposer que la représentation précédente soit la seule possible. Nous sommes partis de la notion d'impédances d'entrée et de sortie avec les bornes opposées en circuit ouvert.

On peut aussi logiquement considérer les admittances d'entrée et de sortie y_{11} et y_{22} , avec les bornes de sortie et d'entrée *en court-circuit*. On serait naturellement amené à définir les impédances (ou transadmittances) de transfert y_{12} et y_{21} dans les mêmes conditions.

La représentation symbolique doit alors comporter un générateur non plus de tension, mais d'intensité, fournissant une intensité $a i_e$ pour une intensité i_e de l'émetteur (fig. 67). Le facteur de proportionnalité a est ici le facteur de multiplication d'intensité dans les

conditions d'emploi. Le symbole α dont il a été question plus haut désigne le même coefficient quand le collecteur est en court-circuit.

Le schéma équivalent est donné figure 67.

Cette représentation peut être comparée à celle d'un tube multi-électrodes dans lequel on ne considère plus la pente ou transconductance, mais le coefficient d'amplification.

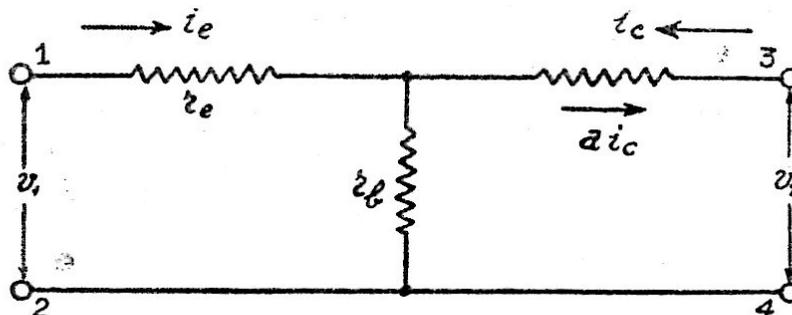


FIG. 67

5. Représentation en h.

La représentation dite « en h » utilise un système mixte ou hybride. En effet h_{11} est l'impédance d'entrée quand les bornes de sortie sont en court-circuit. D'autre part h_{22} est l'admittance de sortie, quand les bornes d'entrée sont à circuit ouvert, et h_{12} est le rapport entre les tensions d'entrée et de sortie, les bornes de sortie étant à circuit ouvert, et h_{21} est le rapport des intensités entre sortie et entrée quand les bornes d'entrée sont en court-circuit. Il en résulte d'ailleurs que h_{21} est pratiquement égal à $-\alpha$, en respectant la convention de signe habituellement admise pour le sens des intensités.

Dans le schéma équivalent qui correspond à cette représentation, il faut introduire un générateur fournissant une tension $h_{12}e_2$ ainsi qu'un générateur de courant fournissant une intensité $h_{21}i_1$ (fig. 68).

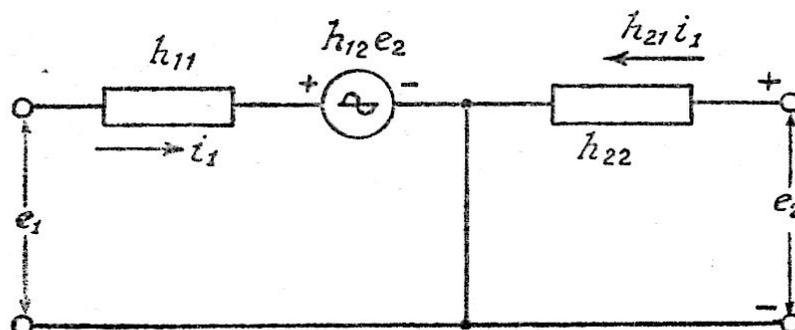


FIG. 68

6. Choix de la représentation.

Selon les cas, on peut considérer que telle convention est plus ou moins commode. Par exemple, on a généralement avantage à utiliser

la représentation en z quand on utilise plusieurs groupes d'éléments en série. La représentation en y conduit, au contraire, à des calculs plus simples quand il s'agit de groupements parallèles.

L'emploi de la convention en h est plus recommandable pour les transistors à jonction. On sait que ceux-ci présentent une capacité interne importante. On peut alors tenir compte de la capacitance en prévoyant une capacité convenable entre les bornes de sortie (fig. 69).

D'ailleurs, les différents paramètres pour le montage « base à la masse » sont liés par les relations suivantes (1) :

$$r_e = h_{11} - \frac{h_{12}}{h_{22}} (1 + h_{21}) ;$$

$$r_b = \frac{h_{12}}{h_{22}} ;$$

$$r_c = \frac{1 - h_{12}}{h_{22}} ;$$

$$\approx \frac{1}{h_{22}} ;$$

$$a = - \frac{h_{21} - h_{12}}{1 - h_{12}} ;$$

$$\approx - h_{21} ;$$

$$r_m = ar_c$$

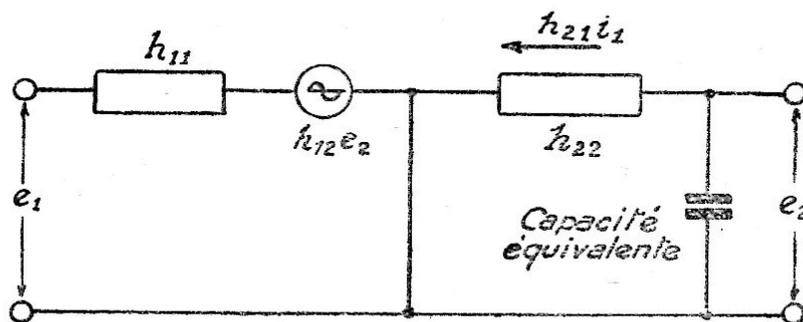


FIG. 69

(1) D'après Richard F. Shea, transistors audio-amplifiers. John Wiley and Sons, éditeurs, New York.

Réciproquement:

$$h_{11} = \frac{r_e r_b + r_c [r_e + r_b (1 - a)]}{r_b + r_c};$$

$$\approx r_e + r_b (1 - a);$$

$$h_{12} = \frac{r_b}{r_b + r_c};$$

$$\approx \frac{r_b}{r_c};$$

$$h_{21} = - \frac{r_b + a r_c}{r_b + r_c};$$

$$= - \alpha;$$

$$\approx - a;$$

$$h_{22} = \frac{1}{r_b + r_c};$$

$$\approx \frac{1}{r_c}.$$

A titre d'exemple, nous indiquerons le calcul des paramètres en utilisant la notation en « z ».

7. Calcul des éléments de fonctionnement (base à la masse).

Cherchons maintenant à préciser le fonctionnement d'un étage amplificateur (fig. 70).

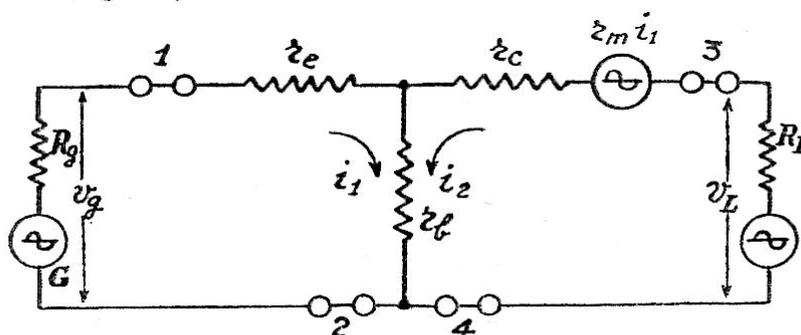


FIG. 70

L'application des lois de KIRCHOFF nous conduit aux deux équations suivantes :

$$\begin{cases} v_g = i_1 (R_g + r_e) + r_b (i_1 + i_2) ; \\ v_L = i_2 (r_c + R_L) + (i_1 + i_2) r_b + i_1 r_m, \end{cases}$$

Ou encore :

$$\begin{cases} v_g = i_1 (R_g + r_e + r_b) + i_2 r_b ; \\ v_L = i_2 (R_L + r_b + r_c) + i_1 (r_b + r_m). \end{cases}$$

Calculons l'impédance d'entrée. C'est celle qui existe entre les bornes 1 et 2 quand la tension de sortie est nulle. C'est-à-dire :

$$v_L = 0.$$

Nous avons évidemment :

$$R_{11} + R_g = \frac{v_g}{i_1},$$

et en résolvant pour $v_L = 0$

D'où finalement :

Impédance d'entrée : $R_{11} = r_e + r_b - \frac{r_b (r_b + r_m)}{R_L + r_c + r_b}.$
--

Une méthode de calcul générale (générateur en série dans la charge) nous donne :

Impédance de sortie : $R_{22} = r_e + r_b - \frac{r_b (r_b + r_m)}{r_g + r_e + r_b}.$

8. Condition de stabilité.

Le système ne pourra évidemment être stable que si les résistances totales d'entrée et de sortie sont positives. La résistance totale d'entrée est constituée par la résistance du générateur et la résistance R_{11} que nous avons précédemment calculées. Il faut donc, en définitive, que :

$$(R_g + r_e + r_b) (R_L + r_c + r_b) > r_b (r_b + r_m). \quad (1)$$

On simplifie l'écriture en posant :

Résistance totale du circuit émetteur :

$$R_e = R_g + r_e ;$$

Résistance totale du circuit collecteur :

$$R_c = R_L + r_c ;$$

Résistance totale dans le circuit de base (c'est-à-dire : $R_B = r_b +$ résistance extérieure) :

$$\frac{r_m}{r_c} < 1 + \frac{R_E}{R_B} + \frac{R_E}{R_C}$$

Enfin le gain en puissance fourni par le transistor peut être facilement déduit des précédentes équations. C'est le rapport entre la puissance transmise entre 1 et 2 et celle qui apparaît entre 3 et 4.

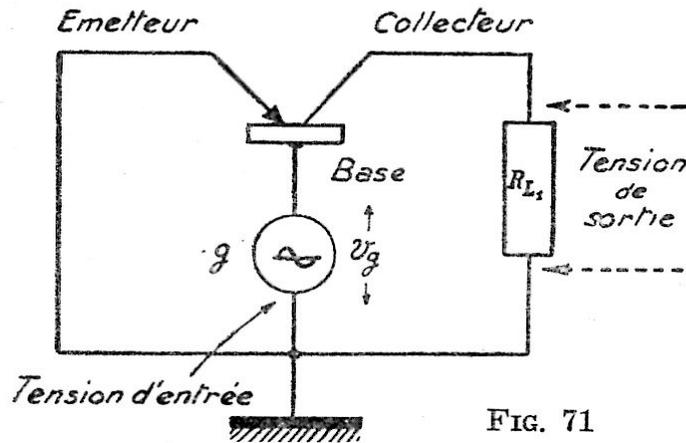
On arrive aussi à l'expression :

$$G = 4 R_g R_L \frac{-(r_b + r_m)}{(R_g + r_e + r_b) R_L + r_c + r_b - r_b (r_b + r_m)}$$

Comme dans tous les systèmes réactifs, ce gain devient de plus en plus grand à mesure que la stabilité devient plus faible. Il devient infini quand la condition d'oscillation est réalisée, c'est-à-dire quand les deux membres de (1) sont égaux, car le dénominateur de la fraction s'annule.

9. Montage avec émetteur à la masse (fig. 71).

Le schéma de principe ramené à l'essentiel est donné figure 71. Nous avons naturellement fait abstraction des sources de polarisation.



Il est inutile de reprendre les considérations déjà exposées à propos du montage « base à la masse ». Nous pouvons immédiatement tracer le schéma équivalent, en utilisant le même symbolisme (fig. 72). On notera que le courant est maintenant $-(i_1 + i_2)$. Pour trouver cette valeur, il suffit d'appliquer la loi de KIRCHOFF relative aux sommets.

Les deux relations de départ seront, cette fois, les suivantes :

$$\begin{aligned} v_g &= i_1 (R_g + r_e + r_b) + i_2 r_e ; \\ v_L &= i_2 (R_L + r_e + r_c - r_m) + i_1 (r_e - r_m) . \end{aligned}$$

On peut déterminer les impédances d'entrée et de sortie en appliquant les mêmes règles que précédemment.

On trouve alors :

Impédance d'entrée : $R_{11} = r_b + r_e + \frac{r_e (r_m - r_e)}{R_L + r_e + r_c - r_m}$
Impédance de sortie : $R_{22} = r_c + r_e - r_m + \frac{r_e (r_m - r_e)}{R_g + r_b + r_e}$

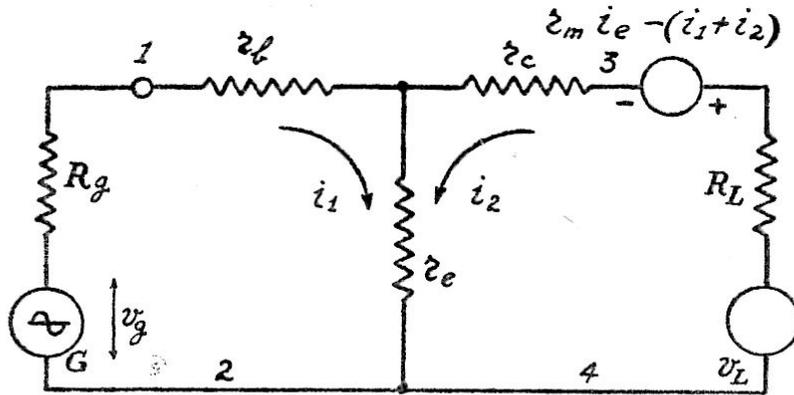


FIG. 72

La condition de stabilité sera également déterminée de la même manière. Il faut que l'impédance résultante soit positive, aussi bien à l'entrée qu'à la sortie. Ce qui nous amène à :

$$(R_L + r_c + r_e - r_m) > - \frac{r_e (r_m - r_e)}{R_g + r_b + r_e},$$

ou encore :

$(R_L + r_c + r_e - r_m) (R_g + r_b + r_e) + r_e (r_m - r_e) > 0.$
--

Pour simplifier, on peut désigner le premier membre par la lettre S.

En pratique, on peut souvent négliger r_e et r_b par rapport à r_m . On arrive ainsi à une expression simplifiée de S :

$S = R_g (R_L + r_e - r_m) + r_e r_m > 0$

qui permet de mettre en évidence l'influence stabilisatrice de R_L .

D'autre part, on peut aussi augmenter la stabilité en insérant volontairement un élément résistant dans l'émetteur, ce qui revient à augmenter la valeur de r_e . On introduit ainsi l'équivalent d'une contre-réaction.

L'expression du gain en puissance est :

$$G_{AV} = 4R_g R_L \left(\frac{r_m - r_e}{S} \right)^2$$

En inversant les connexions, c'est-à-dire en appliquant la tension à amplifier au collecteur et en prélevant la tension de sortie dans le circuit de base, on obtiendrait :

$$G_{AR} = 4R_g R_L \left(\frac{r_e}{S} \right)^2.$$

10. Montage avec collecteur à la masse.

Le schéma de principe est donné figure 73 et sa traduction symbolique figure 74.

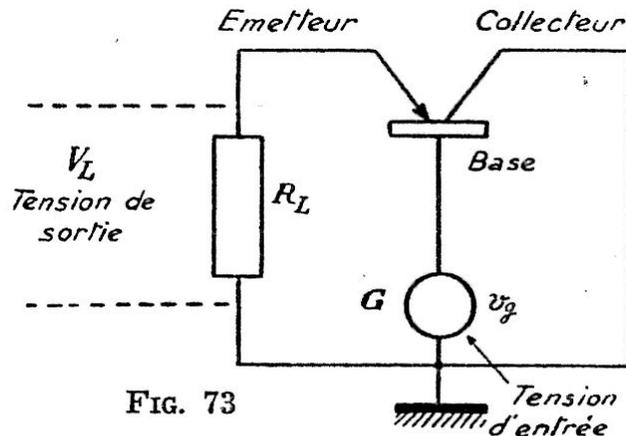


FIG. 73

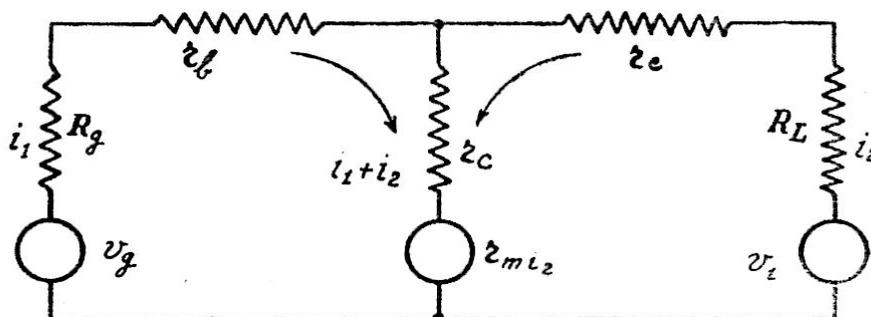


FIG. 74

Comme précédemment, on écrirait :

$$\begin{cases} v_g = i_1 (R_g + r_b + r_c) + i_2 (r_c - r_m), \\ v_L = i_2 (R_L + r_e + r_c - r_m) + i_1 r_c. \end{cases}$$

$$\text{Impédance d'entrée : } R_{11} = r_b + r_c + \frac{r_e (r_m - r_e)}{R_L + r_e + r_c - r_m}.$$

$$\text{Impédance de sortie : } R_{22} = r_e + r_c - r_m + \frac{r_c (r_m - r_c)}{R_g + r_b + r_c}.$$

Condition de stabilité :

$$S = (R_g + r_b + r_c) (R_L + r_e + r_c - r_m) + r_c (r_m - r_c) > 0.$$

$$\text{Gain en puissance } G_{AV} = 4R_g R_L \left(\frac{-r_c}{S} \right)^2.$$

Il est à remarquer que le montage peut être inversé, c'est-à-dire qu'on remplace la source d'entrée par la charge. Le gain qui donne le montage est alors donné par :

$$G_{AR} = 4R_g R_L \left(\frac{r_m - r_c}{S} \right)^2.$$

Valeur qui est peu différente de la précédente. Il en résulte qu'on peut facilement constituer ainsi des répéteurs ou amplificateurs à double entrée, trouvant tout naturellement leur application dans les lignes téléphoniques. L'alimentation peut également se faire facilement par la ligne elle-même.

CHAPITRE VI

DISPOSITIFS SPECIAUX

1. Redresseurs à électrode de commande ou thyatron.

En première approximation on peut se représenter un thyatron à gaz (1) comme un tube triode à cathode chaude avec une atmosphère intérieure (néon, argon, vapeur de mercure, etc...).

Si la grille est polarisée suffisamment par rapport à la cathode, l'application d'une tension positive sur l'anode ne déclenche pas le passage du courant. Il faut diminuer provisoirement la polarisation négative de grille — par l'intermédiaire d'une impulsion, par exemple — pour que l'arc s'amorce. La résistance intérieure du tube devient alors négligeable et l'intensité de courant n'est limitée que pour la résistance du circuit extérieur.

La décharge s'amorce très rapidement par l'intermédiaire d'une ionisation en avalanche. Quand elle est amorcée, la grille perd totalement son action de contrôle. Pour qu'elle la retrouve, il faut faire cesser le passage du courant dans le tube pendant un certain intervalle de temps. Si l'alimentation a lieu en courant alternatif, la grille retrouve son pouvoir de contrôle à la fin de chaque alternance positive, quand la tension anodique s'annule. S'il s'agit de courant continu, il faut avoir recours à des dispositifs spéciaux amenant l'annulation de l'intensité pendant les quelques millisecondes nécessaires pour la recombinaison des ions gazeux.

Un thyatron est un redresseur à électrode de commande. Dans le domaine des semi-conducteurs, on a imaginé des dispositifs qui jouissent exactement des mêmes propriétés.

2. Diode à quatre couches.

Une diode normale à jonction est constituée comme nous l'indiquons en *a*) sur la figure 75. Le courant passe librement dans le sens indiqué sur la figure. Il ne passe pas dans le sens contraire. Toutefois, si la tension appliquée dépasse la tension de claquage ou de Zener,

(1) Pour plus de détail, voir « Physique électronique et nucléaire » ou « Tubes à gaz » du même auteur à la même librairie.

l'effet d'avalanche se produit et le courant passe librement puisque la résistance dynamique devient pratiquement nulle.

La caractéristique a donc la forme déjà signalée plus haut et que nous reproduisons en b) sur la figure 75.

Considérons maintenant l'arrangement c) figure 1 constituant une diode à quatre couches. Il est immédiatement apparent que le passage du courant est bloqué dans les deux sens. C'est ce que traduit la courbe ABC sur la figure 75 d). Toutefois, si l'on augmente la tension jusqu'à provoquer le claquage de la jonction intermédiaire, celle-ci n'opposera plus aucune résistance au passage du courant et une discontinuité se produira de C en D. On retrouvera exactement la même courbe qu'en b) et la diode à quatre couches se comportera exactement comme une diode ordinaire.

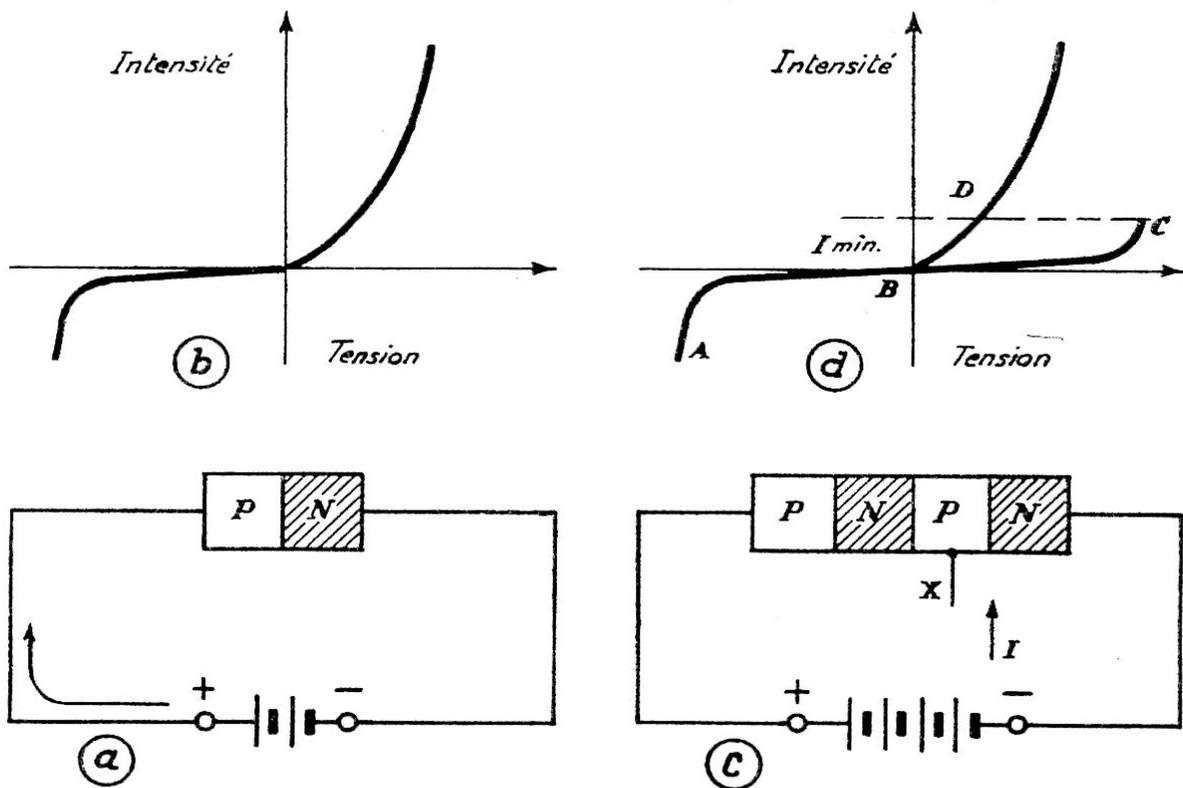


FIG. 75

Pour que le dispositif demeure à l'état de conduction, il faut que l'intensité minimale qui le traverse corresponde à celle du point D. Pour toute valeur inférieure, le dispositif retourne spontanément à l'état de blocage.

Mais on peut aussi provoquer le « claquage » de la jonction intermédiaire par un autre procédé, si l'on a pris soin de prévoir une connexion X, sur la zone P intermédiaire. Il suffit, en effet, d'appliquer une impulsion positive sur cette électrode pour rendre le dispositif conducteur. Il restera conducteur aussi longtemps que l'intensité demeurera supérieure à $I_{min.}$ (appelée encore : *intensité de maintien*).

Le dispositif est donc, en définitive, tout à fait comparable à un thyatron que l'on peut rendre conducteur par application d'une impulsion positive sur la grille. C'est un redresseur à électrode de commande dont l'efficacité est très supérieure à celle d'un thyatron à gaz puisque la chute interne n'est que le 1/10 de celle d'un tube à gaz.

La disposition pratique des redresseurs industriels est indiquée sur la figure 76.

En *a*, il s'agit d'un redresseur ordinaire.

En *b*, il s'agit d'un redresseur à électrode de contrôle. A la partie supérieure nous avons indiqué la disposition symbolique habituellement utilisée.

Dans un cas comme dans l'autre, le dispositif est enfermé dans une enveloppe protectrice étanche emplie d'une atmosphère neutre.

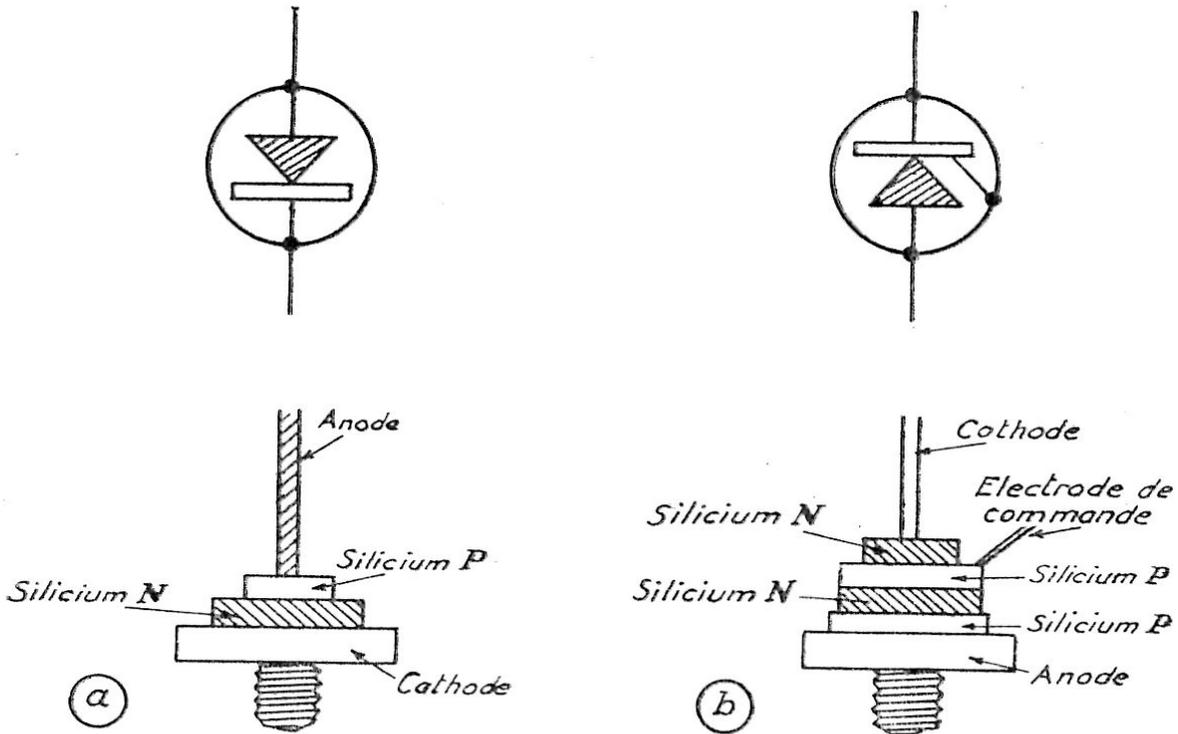


FIG. 76

3. Transistor unijonction.

Le transistor unijonction est un dispositif très fréquemment utilisé pour fournir les signaux de commande des redresseurs à électrode de commande. Il permet de réaliser très facilement des oscillateurs de relaxation fournissant des impulsions.

Il est constitué par une barre de silicium comportant deux connexions ohmiques (et non des jonctions) nommées « Base 1 » et « Base 2 ».

Entre les deux connexions de base, le bâtonnet de silicium se

comporte comme une simple résistance ohmique qui est la *résistance d'interbase*.

Le long du bâtonnet, entre les deux bases, généralement au voisinage de la base II est disposé un troisième contact, réalisé au moyen d'une région « P » et qui constitue, par conséquent, une *jonction*. Cette troisième électrode est l'*émetteur*. La seule jonction que comporte le dispositif est celle qui existe entre l'émetteur et le bâtonnet, d'où le nom de *transistor unijonction*. La représentation symbolique du dispositif est donnée en b) sur la figure 77.

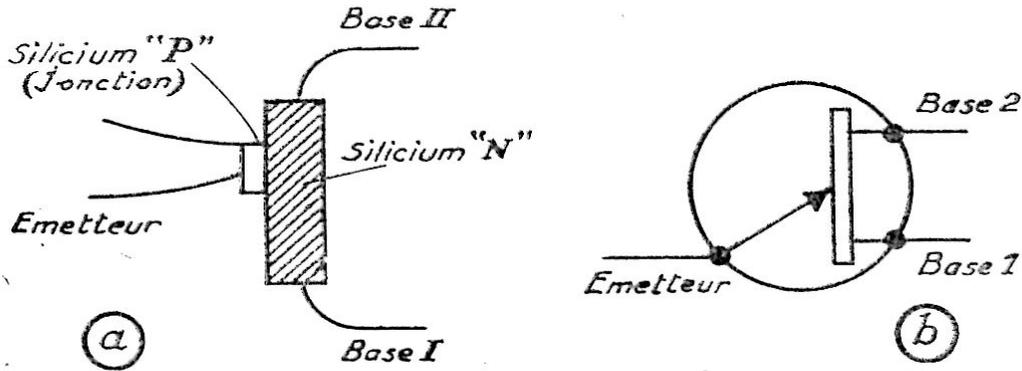


FIG. 77

4. Fonctionnement et caractéristiques.

Réalisons le montage de la fig. 78 qui nous permet de mesurer le courant dans le circuit d'émetteur en fonction de la tension entre émetteur et base. Ces mesures permettent de tracer la caractéristique

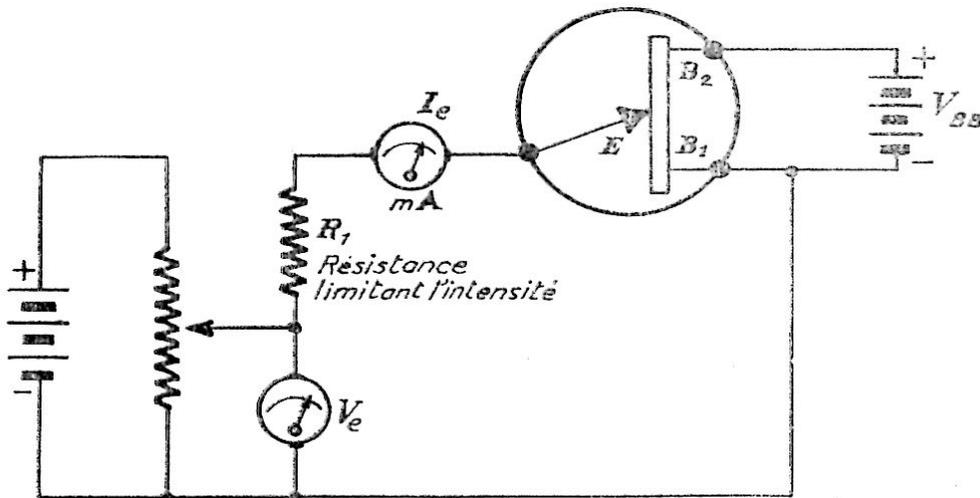


FIG. 78

représentée sur la fig. 79. L'application de la tension interbase V_{BB} a pour conséquence la création d'un gradient de potentiel le long de la base. Ainsi le point E, où est située la jonction d'émetteur, correspond à une certaine tension positive par rapport à B1. La valeur relative de cette tension ne dépend d'ailleurs que de la position géométrique de E par rapport à B1 et B2.

Pour de faibles tensions positives appliquées à l'émetteur, la jonction est inversement polarisée. Il en résulte que l'intensité de courant est très faible. La chute de tension dans la résistance RI est très faible. On obtient ainsi la branche AB de la caractéristique. Le point B (ou point de « Pic ») correspond à l'égalité entre la tension positive appliquée à l'émetteur et celle qui résulte de la chute de tension le long du barreau de silicium.

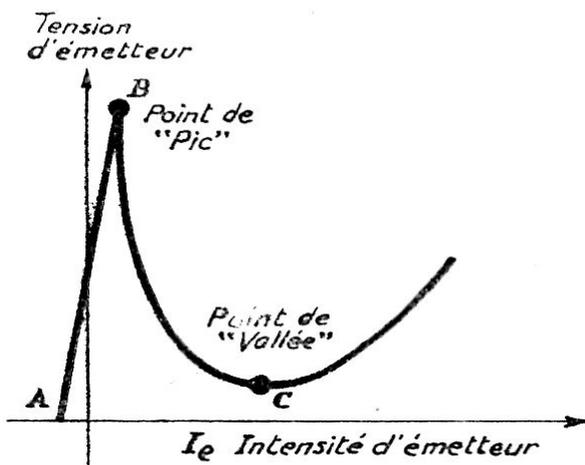


FIG. 79

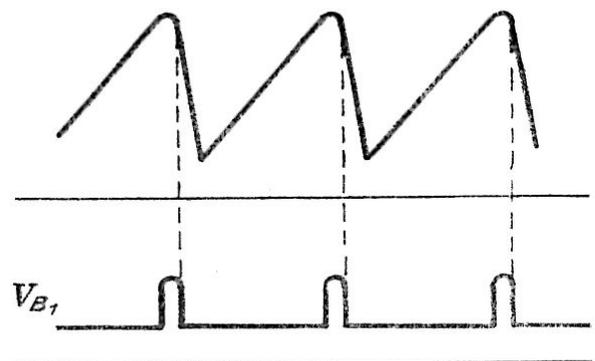
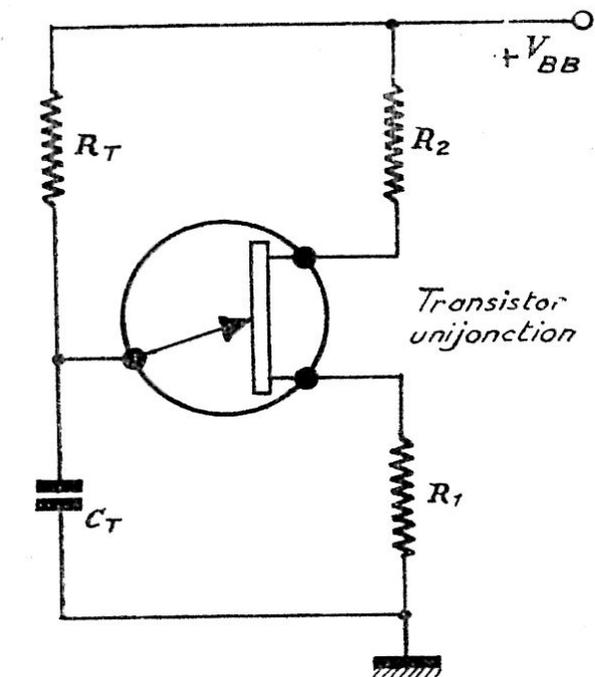


FIG. 80

Au-delà, la jonction devient directement polarisée, d'où une augmentation considérable de la chute de tension. Celle-ci passe par un maximum, correspondant à la valeur minimale de l'intensité d'émet-

teur au point C ou *point de Vallée*. Après quoi la tension remonte régulièrement.

Il y a donc encore ici un effet de résistance négative. Il ne faudrait d'ailleurs pas se laisser abuser par une similitude de la forme des courbes et admettre que le dispositif est comparable à une diode tunnel (voir plus haut). C'est d'autant plus différent que, dans ce dernier cas, les *échelles de tension et d'intensité occupent des positions réciproques*.

Le transistor unijonction prête facilement à la réalisation d'oscillateurs de relaxation, de bascule, etc... Nous donnons un exemple de montage sur la fig. 80. Le condensateur C se charge exponentiellement à travers R. Quand la tension de « pic » est atteinte, le condensateur se décharge brusquement. Après quoi le cycle recommence.

A la base I, on peut recueillir des impulsions très courtes, correspondant à la décharge du condensateur et qui conviennent parfaitement pour la commande des redresseurs au silicium étudiés précédemment.

CHAPITRE VII

SCHEMAS D'UTILISATION DES TRANSISTORS

1. Généralités.

Il ne saurait être question de décrire ici toutes les applications possibles des transistors. Nous sommes en présence d'éléments qui en sont encore au stade de l'étude et du développement industriel. On ne peut absolument prétendre que les types actuels de transistors soient définitifs.

D'ailleurs, beaucoup de caractéristiques sont données « à titre provisoire ».

Il résulte de cette simple constatation que les schémas d'utilisation ne peuvent pas être considérés comme définitifs. Ils ne sont donnés qu'à titre indicatif.

Dans l'état actuel des choses, le transistor ne peut être substitué purement et simplement aux tubes multi-électrodes. C'est autre chose. C'est une solution différente de l'amplification. Il est à prévoir que chacune des solutions aura ses domaines d'application bien particuliers.

Les considérations qui peuvent guider dans le choix de la solution transistor sont les suivantes :

a) Le transistor est extraordinairement léger (moins de 1 gramme pour certains modèles) et de petit volume ;

b) Pas de courant de chauffage, fonctionnement instantané ;

c) Tension d'alimentation faible, pouvant ne pas dépasser 1,5 volt dans certains cas ;

d) Solidité. Les vibrations sont sans action sur lui. Il n'y a point d'effet microphonique ;

e) Il faut tenir compte des faits suivants :

1° La puissance produite est assez faible ;

2° Les caractéristiques ne sont pas parfaitement reproductibles ;

3° Les transistors ne peuvent point supporter une élévation de température. Le maximum tolérable est de l'ordre de 70 à 75° centigrades pour le germanium ; il faut atteindre 150 à 175° pour le silicium.

Enfin, il faudra toujours se souvenir que le transistor doit être

considéré comme un amplificateur de puissance, d'où découle la nécessité de prévoir l'adaptation des impédances. De plus, il y a toujours des réactions importantes entre les circuits d'entrée et de sortie. Cet inévitable couplage entraîne des instabilités de fonctionnement.

2. Fabrication des transistors à jonction.

Il semble bien que la technique actuelle s'oriente surtout vers le développement des transistors à jonction. Ils sont plus faciles à construire, beaucoup moins délicats. Ils peuvent dissiper une certaine puissance et supporter des surcharges de courte durée. Les vibrations et les chocs sont sans action sur eux. Il semble qu'il soit beaucoup plus facile d'en réaliser une fabrication industrielle, fournissant des éléments possédant les mêmes constantes.

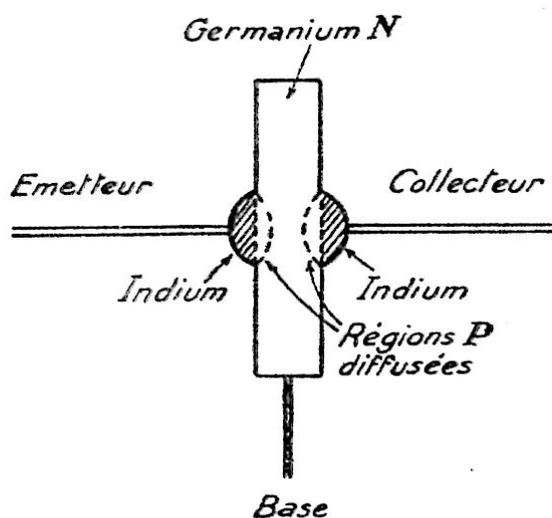


FIG. 81

Ils ont l'inconvénient de ne pas convenir pour les courants de haute fréquence, du moins sous leur forme actuelle. Signalons toutefois que le transistor tétrode permet déjà de lever une partie de cette hypothèque.

Le transistor à jonction n'est évidemment pas construit en soudant des plaquettes de germanium P et N. La chose serait complètement irréalisable.

Deux procédés sont actuellement utilisés :

- a) Procédé par diffusion d'impureté (fused junction transistor) ;
- b) Procédé par croissance contrôlée (rate grown transistor).

a) Pour fabriquer un transistor P-N-P. — Avec le procédé par jonction d'impureté, on part d'une mince plaquette de germanium N (fig. 81). On soude de part et d'autre de cette plaquette deux gouttes du corps simple qui a été choisi pour fournir les atomes *accepteurs*. Ce sera, par exemple, de l'indium ; on peut aussi utiliser du bore, du gallium, de l'aluminium, etc.

On porte ensuite l'ensemble à une température convenable, pendant un certain temps. Les atomes « accepteurs » diffusent dans la masse de germanium N et le transforment localement en germanium P.

L'épaisseur de la base dépend de la durée du traitement thermique.

Des connexions sont ensuite soudées sur la plaquette de germanium (base) et sur chacune des régions P (émetteur et collecteur).

Le même procédé permet de fabriquer des transistors N-P-N. Il faut alors partir d'une plaquette de germanium P. Les impuretés sont alors des « donneurs » qui peuvent être du phosphore, de l'arsenic, de l'antimoine.

b) Le principe est très nettement différent. C'est au moment de la fabrication du monocrystal que l'on provoque la naissance des régions P. On utilise le fait des différences de solubilité des différentes impuretés dans la phase solide ou dans la phase liquide. En modifiant la température, la vitesse de croissance, on peut obtenir successivement des régions P, N, P, etc.

Le lingot ainsi obtenu est ensuite débité en barres de dimensions convenables. La partie la plus délicate est évidemment la soudure dans la région P (fig. 82).

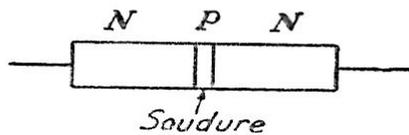


FIG. 82

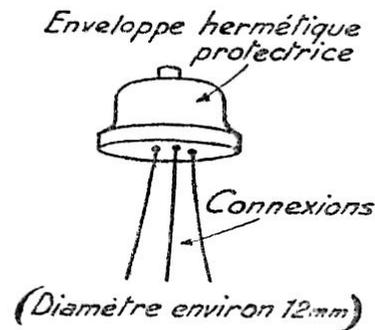


FIG. 83

Les transistors sont ensuite enfermés dans une enceinte hermétiquement close pour les mettre à l'abri des actions extérieures (fig. 83).

Bruit de fond dans les transistors. — Le bruit de fond produit par un transistor a des caractéristiques très différentes du « souffle » parfait de l'agitation thermique qui est caractérisé par une égale énergie dans tous les intervalles spectraux d'égale étendue.

On constate que la puissance du bruit de fond est pratiquement constante par octave. Il en résulte évidemment des difficultés de plus en plus grandes à mesure qu'on veut atteindre les fréquences les plus basses.

Le bruit de fond se chiffre par le rapport entre les puissances du bruit de fond dues au transistor et celle qui est due à la source elle-même (agitation thermique).

Le chiffre fourni par les constructeurs correspond généralement à une largeur de 1 hertz mesurée à 1000 hertz, à la température normale.

Les valeurs usuelles sont comprises entre 10 et 30 à 40 décibels.

Les soins apportés à la fabrication, la qualité des matériaux employés permettent de réduire le bruit de fond.

3. Le transistor comme oscillateur.

Une des principales difficultés dans l'emploi des transistors est précisément d'éviter la production des oscillations spontanées. Il ne faut donc pas s'étonner si les schémas d'oscillateurs sont nombreux.

Il faut d'ailleurs souligner que le transistor ne permet guère, dans les conditions actuelles, de réaliser d'excellents oscillateurs.

En effet, la stabilité de fréquence est nécessairement mauvaise. En principe, un oscillateur est constitué par un élément amplificateur dans lequel une fraction des tensions de sortie est ramenée à l'entrée, en respectant la condition de phase classique. Pour que les réactions défavorables soient réduites à un minimum, il faut que la tension réintroduite soit aussi faible que possible. Cela suppose un gain élevé, ce qui n'est pas le cas d'un amplificateur à transistor.

De plus, l'impédance équivalente du système amplificateur doit être très grande. C'est encore une condition qui n'est pas réalisée ici.

Si l'on désire obtenir une très grande stabilité de fréquence, il faut — ce qui est fort possible — stabiliser l'oscillateur au moyen d'un quartz, par exemple. Encore faut-il prendre des précautions pour que l'ensemble produise bien des oscillations à la fréquence normale du quartz, et non pas sur une des nombreuses autres combinaisons de fréquences qui peuvent se présenter avec un cristal.

4. Oscillateur avec circuit accordé dans la base.

On peut utiliser la résistance négative qui apparaît dans le circuit de base ainsi que nous l'indiquons sur la figure 84. La valeur des résistances est déterminée de manière à éviter toute surcharge de

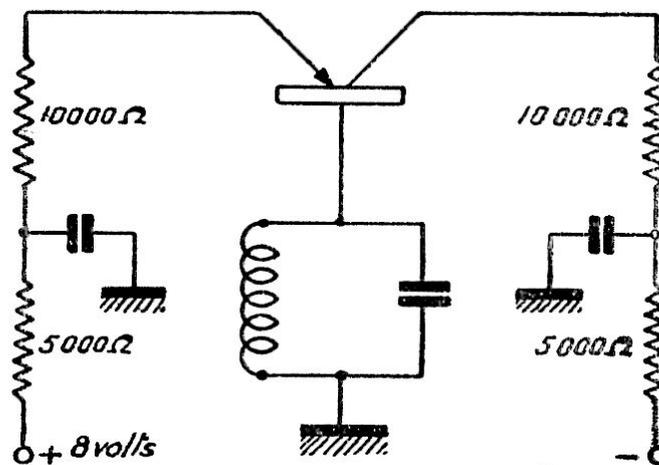


FIG. 84

transistor. La puissance produite par ce circuit est très petite. De plus, la fréquence est fortement influencée par la température et les tensions d'utilisation.

On peut réduire ces influences en n'insérant qu'une fraction du

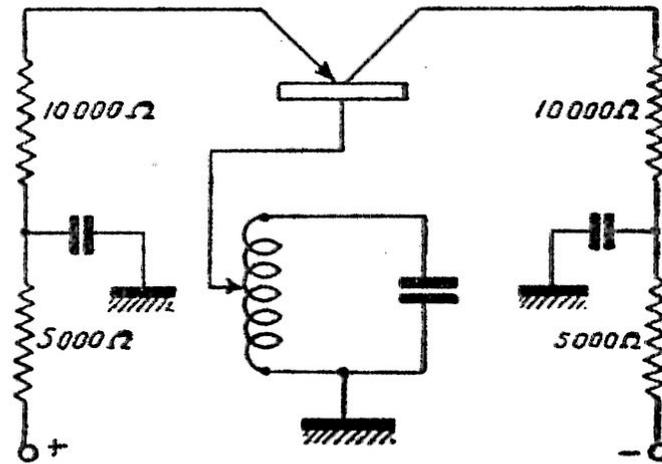


FIG. 85

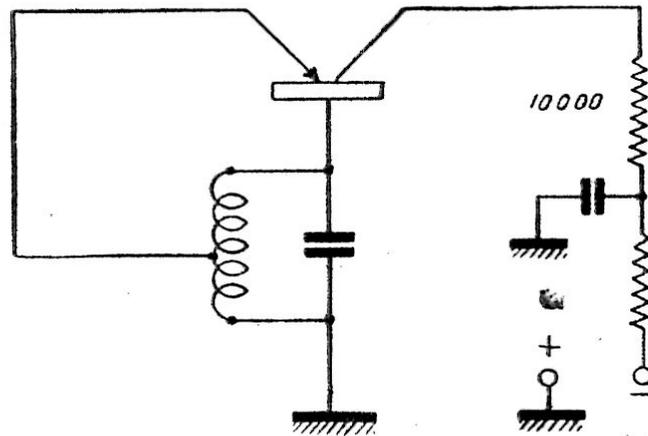


FIG. 86

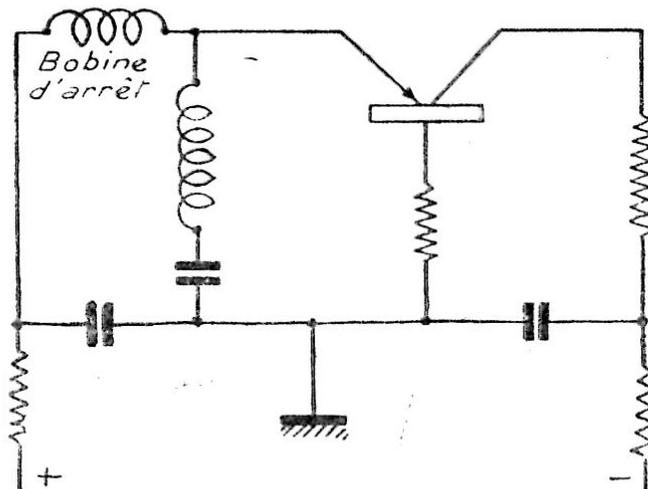


FIG. 87

circuit accordé dans la base de manière à réduire l'impédance apparente du circuit (fig. 85).

Ces circuits peuvent naturellement se prêter à de nombreuses variantes. Nous en donnons un exemple figure 86.

5. Circuit utilisant la résistance négative de l'émetteur.

Un montage est donné à titre d'exemple sur la figure 87.

6. Oscillateur piloté par quartz.

Nous donnons un premier schéma sur la figure 88.

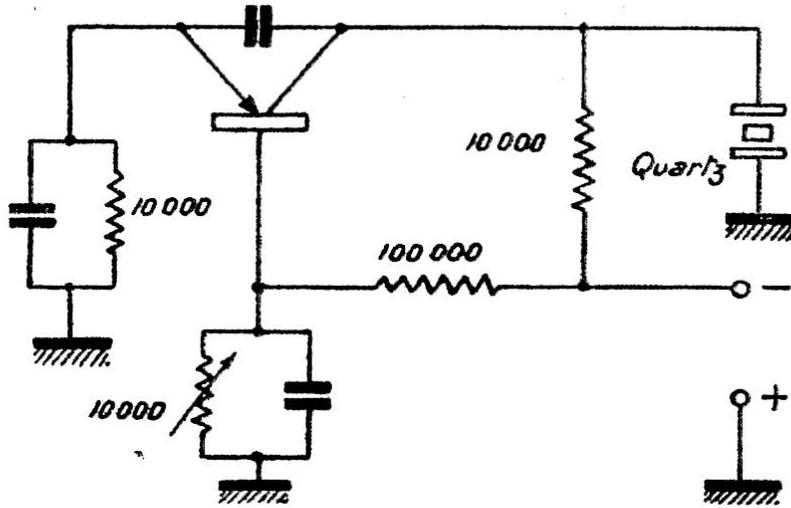


FIG. 88

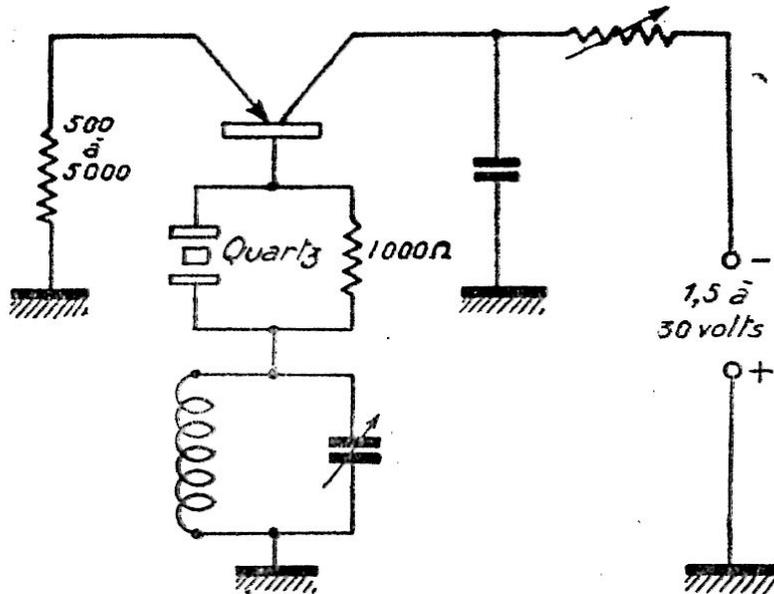


FIG. 89

Il est fort simple et ne comporte aucun circuit accordé. Mais l'inconvénient, c'est qu'il est difficile d'être certain que la fréquence produite est bien celle qu'on désire. Un cristal de quartz présente, en effet, un certain nombre de « modes » de vibrations (confondus souvent

avec des harmoniques) et les oscillations peuvent se produire sur un mode quelconque. Il est donc toujours prudent de prévoir un circuit accordé qui filtre les fréquences indésirables.

C'est ce qui a été prévu, par exemple, sur la figure 89. L'amplitude des oscillations est contrôlée au moyen d'une résistance variable.

7. Oscillateur de relaxation.

Pour cette application, on peut évidemment imaginer de très nombreux schémas qui sont, plus ou moins, la transposition des montages utilisés avec les tubes multi-électrodes.

Nous nous limiterons encore à quelques exemples précis.

8. Montage avec un seul transistor.

Un montage particulièrement simple et pouvant fournir des oscillations en dents de scie de forme convenable entre quelques hertz et 10 kilohertz est donné figure 90.

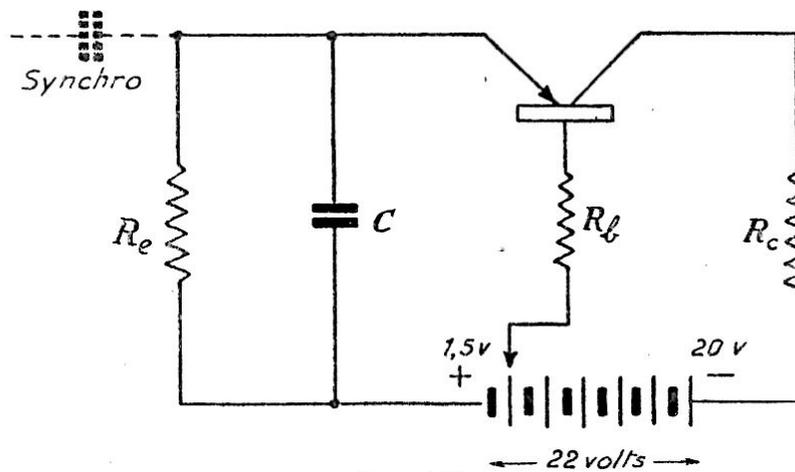


FIG. 90

La résistance du collecteur doit être réglée de telle sorte que la valeur effective de la résistance du circuit de base soit négative. Dans ces conditions on observe que le condensateur se charge et se décharge alternativement entre deux valeurs fixes. Les oscillations de relaxation ainsi obtenues peuvent être facilement synchronisées avec une tension extérieure.

Il faut utiliser un transistor à pointes, fournissant un facteur α supérieur à 1.

9. Oscillateur à blocage (fig. 91).

La fréquence produite est déterminée par la constante de temps CR .

La synchronisation peut être appliquée soit sur la base, soit sur un collecteur.

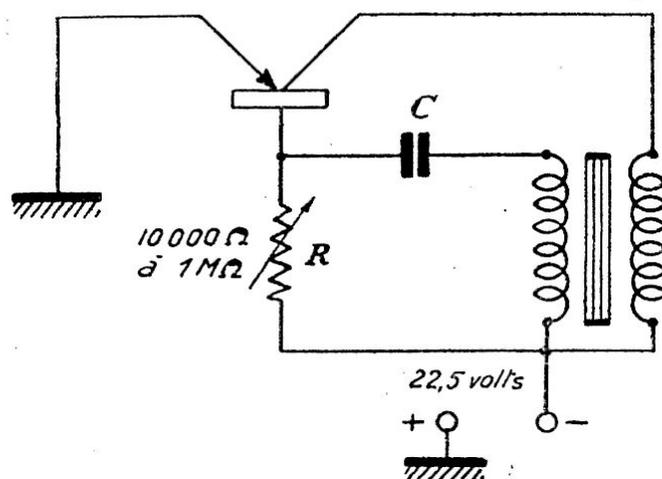


FIG. 91

10. Multivibrateur (fig. 92).

C'est la transposition du montage d'ABRAHAM et BLOCH. On peut, suivant les constantes utilisées et suivant l'endroit de prélèvement des tensions, obtenir des signaux symétriques ou non, des dents de scie ou des impulsions pratiquement rectangulaires.

La synchronisation est facile.

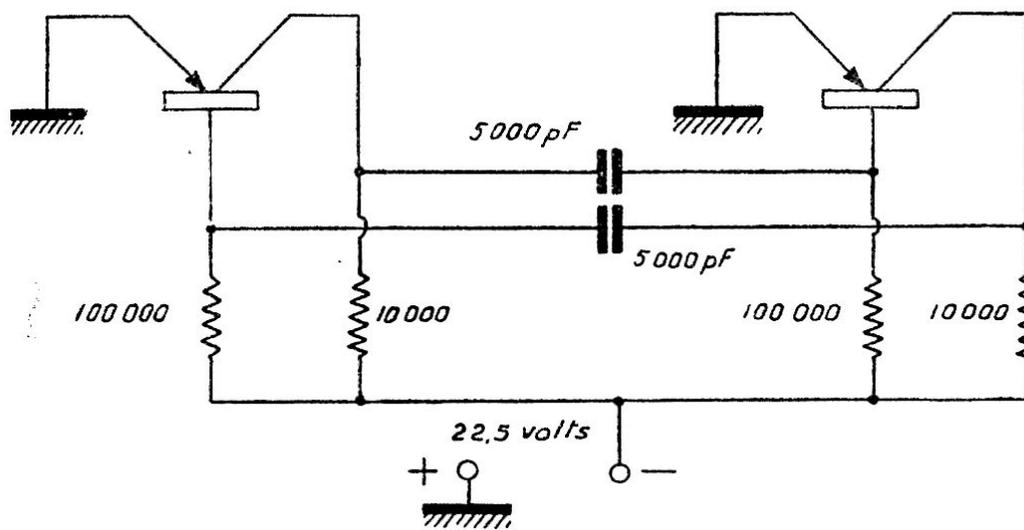


FIG. 92

11. Bascule électronique ou trigger.

En court-circuitant une capacité de liaison dans le montage de la figure 92, on peut obtenir un circuit « flip-flop », c'est-à-dire comportant un seul état stable. On obtient ainsi un balayage déclenché par une impulsion, avec un retour plus rapide.

En adoptant une liaison directe entre les deux éléments, on peut obtenir un montage présentant deux états stables et pourtant passer de l'un à l'autre au moyen d'une commande par impulsion. C'est donc un « trigger » ou une « bascule » — du type employé aujourd'hui comme élément de comptage binaire dans les machines électroniques à calculer.

C'est, pour le moment, une des applications les plus sensationnelles des transistors. Il est, ici, indifférent que la puissance fournie soit beaucoup plus faible qu'avec un tube électronique. La suppression du courant de chauffage est d'un énorme intérêt si l'on veut se souvenir que la consommation de certaines usines à calcul est supérieure à 150 kilowatts. Les éléments de comptage sont standardisés et sont enrobés dans une matière plastique qui les soustrait complètement aux influences extérieures. La durée de vie pratiquement illimitée des transistors est encore un facteur déterminant.

On améliore la sécurité et la vitesse de commande de l'élément de comptage en interposant des diodes de pilotage pour la commande.

Nous donnons un exemple de réalisation figure 93.

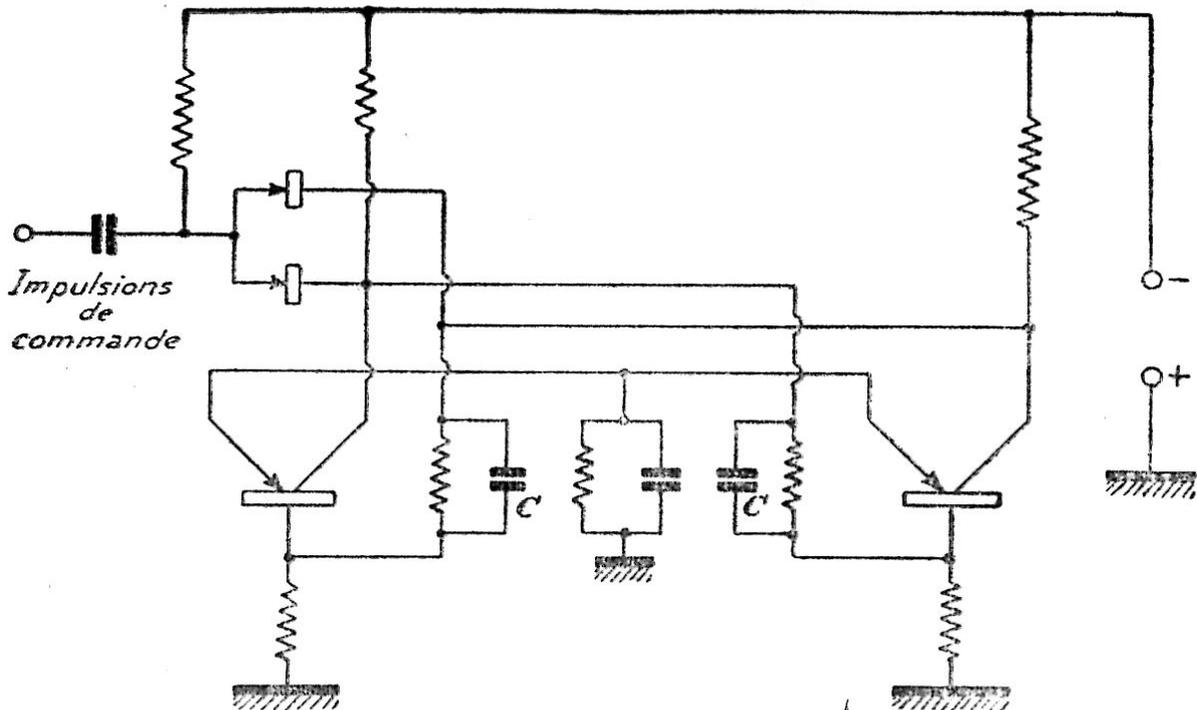


FIG. 93

MONTAGES AMPLIFICATEURS

12. Généralités.

Les modèles usuels de transistors ne peuvent produire qu'une petite puissance, ce qui limite évidemment leurs applications ; il est parfaitement possible de les employer pour les étages de préamplification.

Mais on sait aussi fabriquer des transistors de puissance pouvant dissiper plusieurs watts, voire plusieurs dizaines de watts. Ils ont l'inconvénient d'être encore très coûteux.

On constate aussi que les fréquences de coupure deviennent de plus en plus élevées. Les premiers transistors à jonction ne pouvaient fonctionner qu'en basse fréquence. Les techniques modernes permettent de fabriquer des transistors convenant, par exemple, pour les circuits d'entrée des téléviseurs et donnant des résultats comparables à ceux des tubes électroniques aussi bien en ce qui concerne le gain que le rapport signal/bruit.

Les téléviseurs entièrement « transistorisés » se font de moins en moins rares. Leur diffusion se ferait beaucoup plus rapidement si ce n'était une question de prix de revient. Ceux-ci ont beaucoup baissé ; ils baisseront encore davantage...

Il est juste d'ajouter que l'on commence à présenter quelques modèles de transistors à jonction dits « de puissance ». En France « La Radiotechnique » fabrique des modèles fournissant 1 ou 2 watts. Citons encore les modèles X2 des *Texas Instruments* et X78 des *Transistors Products* ; avec deux éléments de ce dernier modèle on obtient 2 watts avec une alimentation sous 45 volts. On fera mieux dans l'avenir.

On notera aussi que certains modèles — particulièrement les transistors à jonction — présentent une capacité équivalente relativement grande. Leur emploi en très haute fréquence n'est donc pas particulièrement indiqué. Signalons toutefois que des progrès constants sont réalisés dans cette direction. Ce domaine sera sans doute conquis un jour. Pour l'instant, les réalisations pouvant fonctionner jusqu'à 200 mégacycles ne sont que des expériences d'un grand intérêt, mais qu'il faut se garder de confondre avec des résultats absolument usuels.

Les ingénieurs de la *Radio Corporation of America* ont réalisé une maquette de téléviseur n'utilisant que des transistors et des diodes à germanium... Il y avait naturellement un tube à rayons cathodiques (de petit modèle). Ce résultat est remarquable. Mais il s'agit, pour l'instant, d'une acrobatie technique dont les lendemains ne sont pas assurés.

Restons donc dans la réalité. Aussi insisterons-nous surtout sur les emplois des transistors en basse fréquence.

Dans le domaine de l'amplification, il faut veiller surtout aux adaptations d'impédance. Il ne faut pas oublier que ces impédances sont *souvent variables avec les tensions d'entrée*. Il en résulte, en conséquence, la production d'une distorsion d'amplitude.

Il faut aussi noter que la variation d'impédance peut facilement aller jusqu'à son changement de signe et que le montage peut être instable. Ces oscillations peuvent n'affecter qu'une partie de la période des courants soumis à l'amplification et se traduire, encore, par la production de distorsion.

On peut éviter la distorsion et l'instabilité en provoquant une désadaptation systématique. C'est au détriment du gain obtenu. Un moyen plus intéressant est l'introduction d'une contre-réaction.

13. Amplificateur de microphone ou de « pick-up ».

Dans ce domaine, le transistor peut donner d'excellents résultats, car les tensions sont de quelques millivolts.

L'alimentation peut être réduite à un unique élément de pile sèche et l'amplificateur tout entier y compris son alimentation peut être placé dans la tête même du microphone.

On évite ainsi la possibilité d'induction parasite.

Nous donnons un exemple de schéma figure 94. Le rapport de transformation dépend naturellement du microphone.

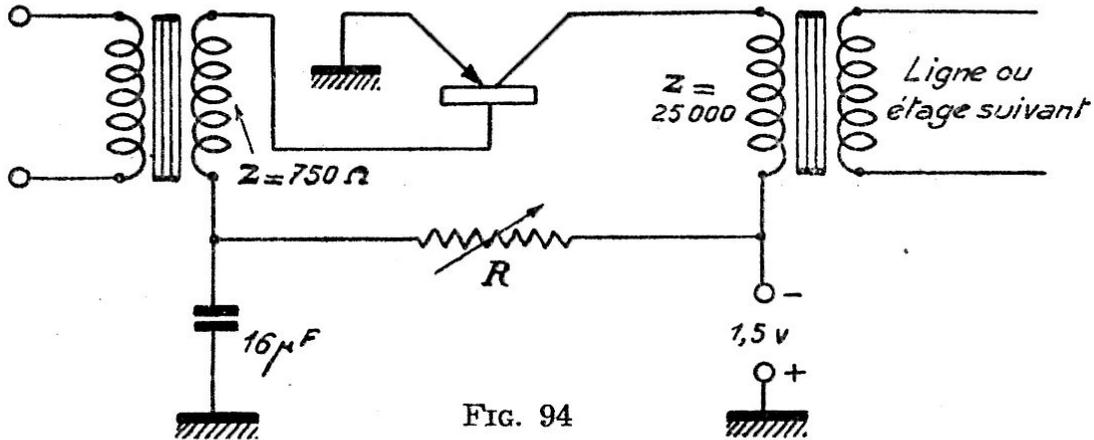


FIG. 94

L'impédance « vue » de la base doit être de l'ordre de 500 à 1 000 ohms.

L'impédance de transformateur de sortie doit être de l'ordre de 20 000 à 25 000 ohms avec un transistor à pointes.

On peut naturellement prévoir plusieurs étages en cascade.

14. Amplificateur de prothèse auditive.

C'est évidemment une application pour laquelle les transistors sont spécialement bien adaptés. On peut réaliser des appareils pouvant

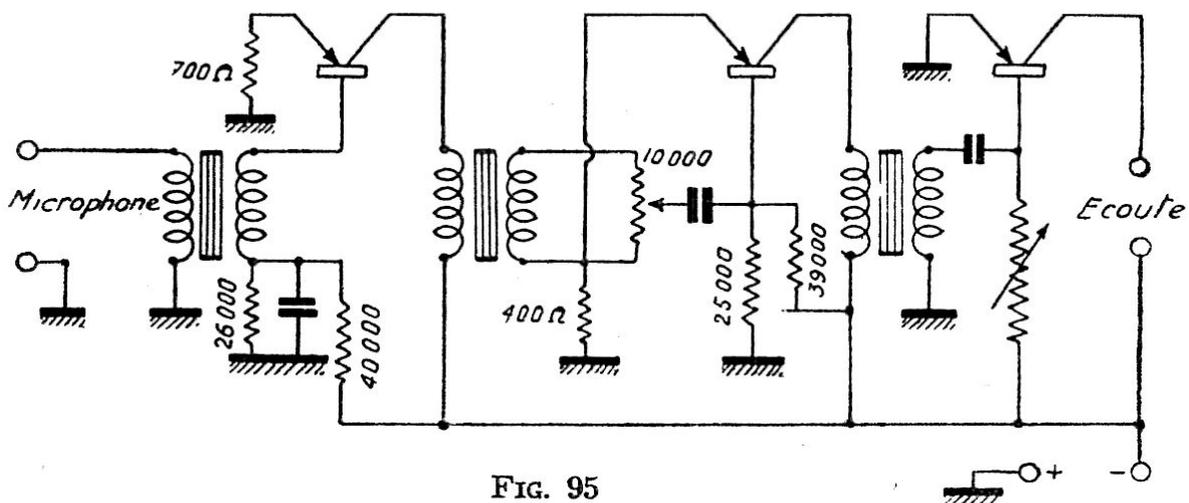


FIG. 95

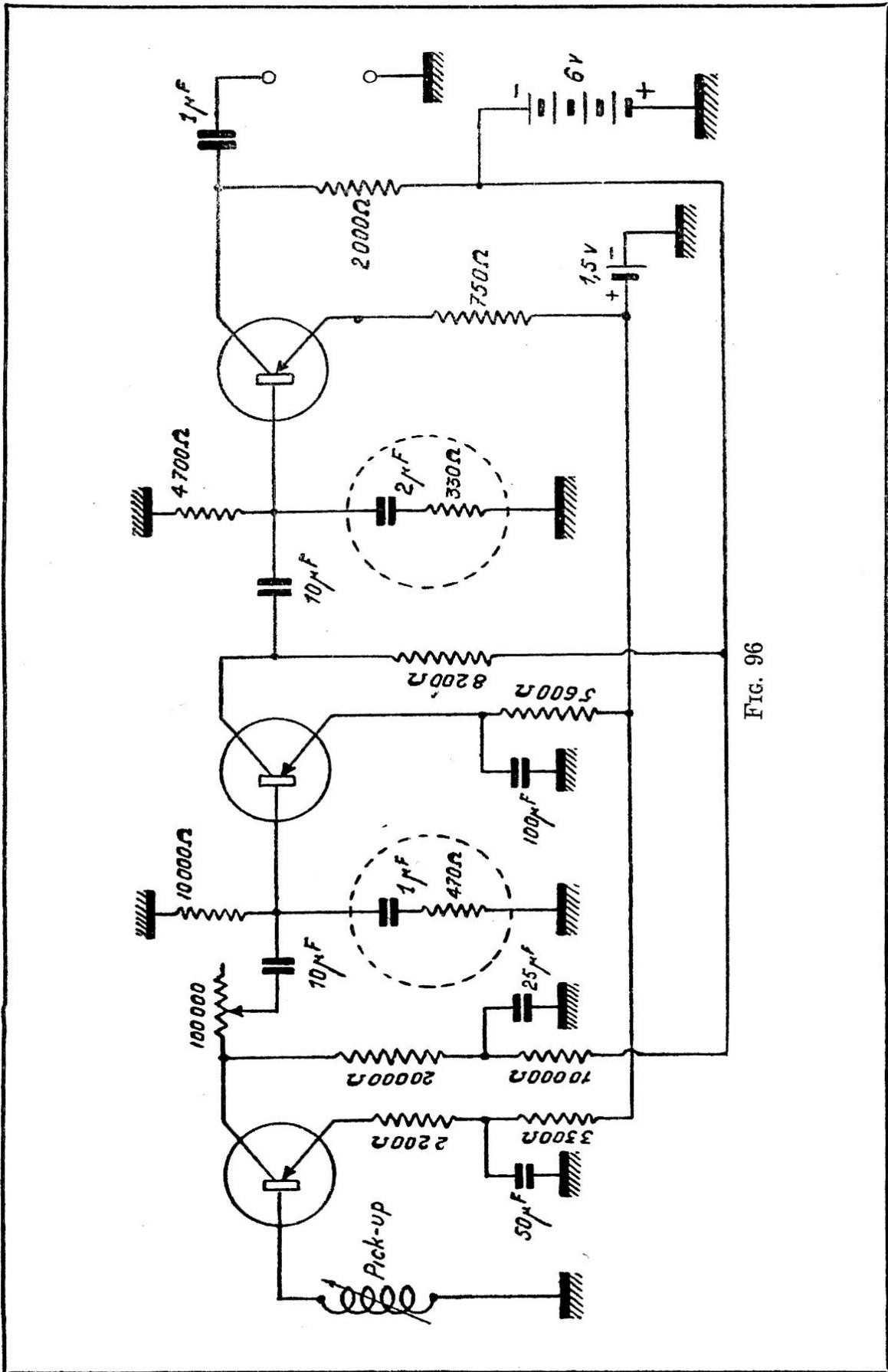


FIG. 96

être dissimulés dans les cheveux, sous un chapeau ou dans une monture de lunettes. Nous donnons un exemple figure 95. Les transformateurs miniatures sont abaisseurs avec un rapport de l'ordre de 1/20.

15. Préamplificateur de phonographe (d'après Shea, op. cit.).

Il s'agit d'un amplificateur pouvant être utilisé avec un lecteur à très haute fidélité. Il fournit une tension de sortie de 1 volt pour une tension d'entrée de 10 millivolts.

De plus, il est prévu pour fournir un taux d'accentuation des fréquences basses de l'ordre de 20 décibels.

Les transistors utilisés sont du modèle 2N43 ou 2N44 de la General Electric, l'alimentation comporte une pile de 6 volts et une pile de 1,5 volts ou, ce qui revient au même, une pile de 7,5 volts.

Les dispositifs de compensation sont constitués par des groupes résistance-capacité entourés d'un pointillé. Il est facile d'en modifier la valeur si l'on désire obtenir une courbe de transmission différente (fig. 96 et 97).

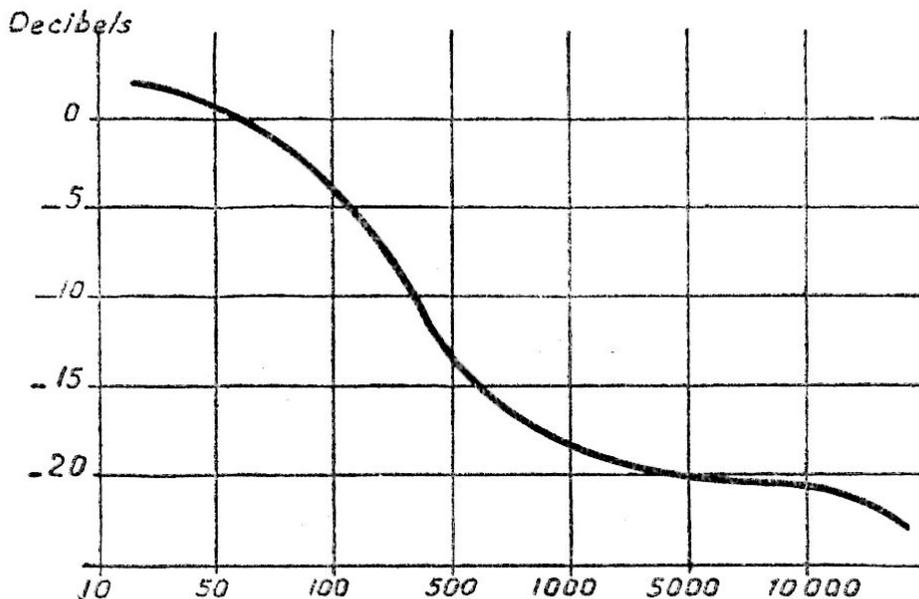


FIG. 97

16. Amplificateur de puissance (d'après Shea, op. cit.).

Cet amplificateur est équipé de transistors spéciaux. Il peut fournir 18 watts avec une distorsion de 10 %.

Il comporte un étage final en classe B attaqué par un étage symétrique d'attaque. Nous en donnons le schéma figure 98.

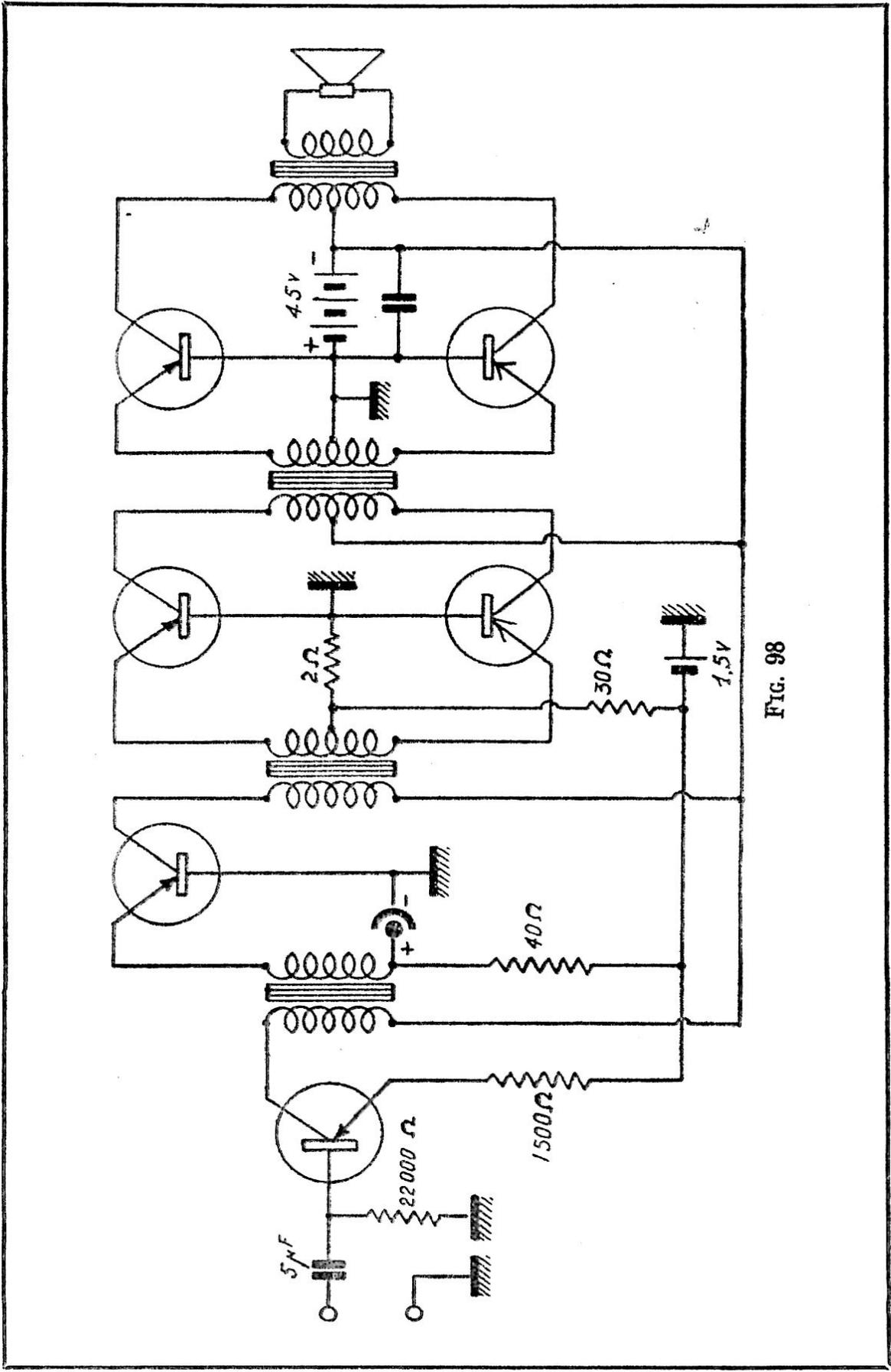


FIG. 98

CONCLUSIONS

Dans un domaine comme celui-là, on ne peut évidemment prétendre tirer qu'une conclusion extrêmement provisoire.

L'état actuel des choses sera peut-être modifié demain. Qui aurait osé prévoir le développement des tubes thermo-électroniques aux temps lointains de la triode TM, vers l'an de grâce 1919 ?

Il faudrait prétendre avoir le don de clairvoyance, ou n'avoir pas toute sa raison pour se risquer à conclure d'une manière définitive. L'auteur, étant convaincu qu'il n'est ni médium ni aliéné mental, ne se risquera donc pas sur ce terrain brûlant.

Toutefois, sans prétendre à l'absolu, on peut toujours exprimer une opinion en se retranchant, par avance, derrière l'assurance que seuls les imbéciles n'en changent jamais.

Vouloir, comme cela a été fait, opposer le tube thermoionique au transistor est parfaitement absurde. Nous ne sommes qu'à l'aube du développement des transistors et, déjà, se dessine, très nettement, ce qu'on pourrait appeler leur terrain de chasse. C'est le domaine des petites puissances, des basses fréquences, des impulsions de faible amplitude, donc des machines à calculer.

Il est hors de doute que les domaines d'application du tube électronique et celui des transistors ne sont pas séparés, mais, au contraire, qu'il y a des régions indivises. Dans certains cas, vraisemblablement assez rares, le technicien pourra hésiter... Et l'art de l'ingénieur, c'est, en grande partie, celui de savoir choisir entre plusieurs solutions.

Il va sans dire que, si ces quelques remarques générales ont un sens précis au moment où elles sont rédigées, elles peuvent parfaitement être sans aucun objet quelques mois, quelques semaines, ou même quelques jours, après que le « bon à tirer » du présent ouvrage aura été signé. Le dernier mot n'a pas été dit sur cette question. Il s'en faut même de beaucoup.

L. C.

BIBLIOGRAPHIE

- Imperfections in nearly perfect Crystals*, par W. SHOCKLEY, J. H. HOLLOMON, R. MAURER, F. SEITZ, John Wiley and sons, New-York.
- Electrons and Holes in Semi-conductors*, par W. SHOCKLEY, D. Van Nost and Co., New-York.
- Transistor Electronics - Imperfections Unipolar and Analog Transistor*, par W. SHOCKLEY, P. I. R. E., novembre 1952.
- Present Status of Transistor Development*, par J. A. MORTON, P. I. R. E., novembre 1952.
- Properties of Silicon and Germanium*, par ESTHER M. CONWELL, P. I. R. E., novembre 1952.
- Preparation of Germanium single Crystals*, par LOUISE ROTH et W. E. TAYLOR, P. I. R. E., novembre 1952.
- Four Terminals P.N.P.N. Transistors*, par J. J. EBERS, P. I. R. E., novembre 1952.
- A Junction Transistor Tetrode for High Frequency Use*, par R. L. WALLACE, L. G. SCHIMPF, E. DICKEN, P. I. R. E., novembre 1952.
- Transistors*, par THOMAS RODDAM, « Wireless World » février, mars, avril 1953.
- The A B C of Germanium*, par J. P. JORDAN, « Electrical Engineering », juillet 1952.
- Technologie du Germanium*, par J. M. MERCIÉ, « Onde Electrique », juillet 1954.
-

RECUEIL DE SCHÉMAS

SCHEMA I (Sesco-Paris)

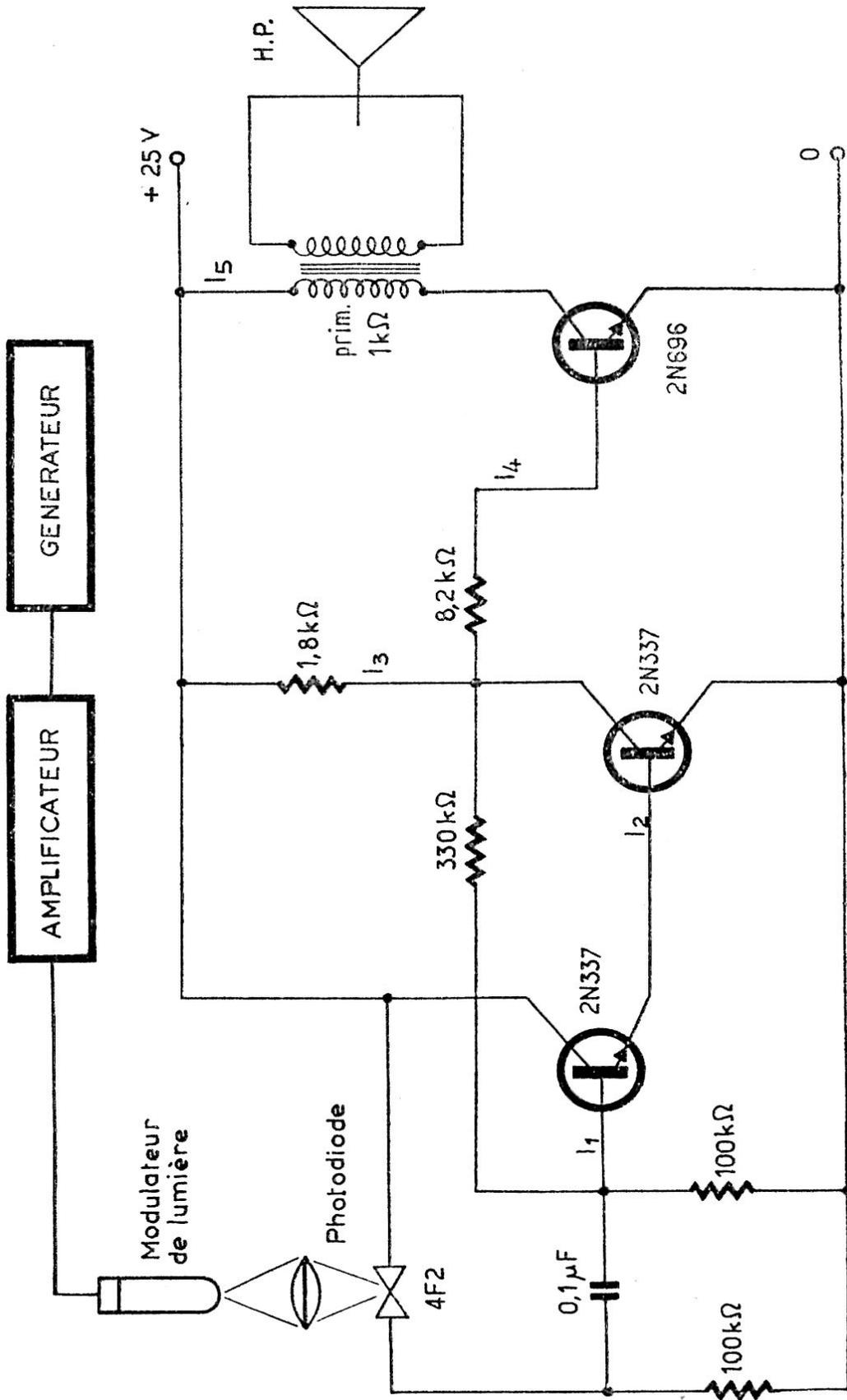


SCHÉMA III

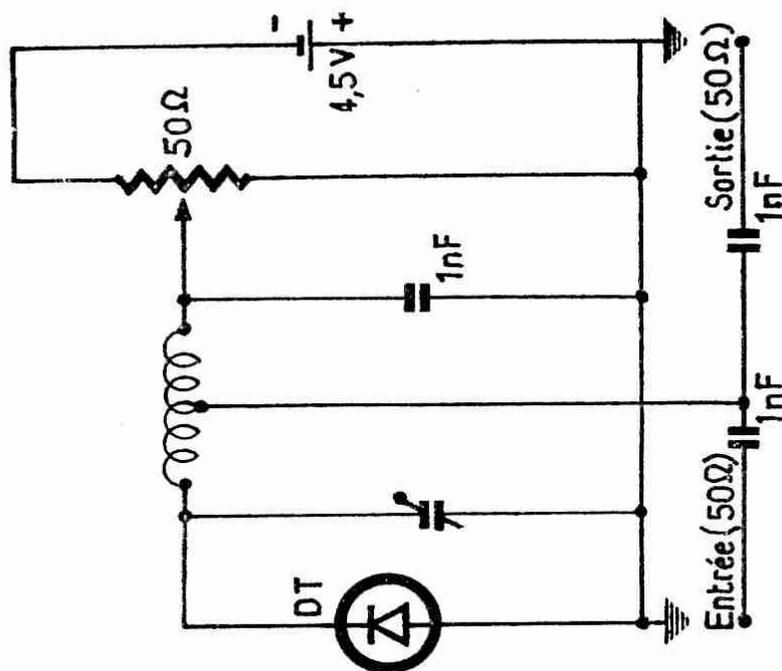
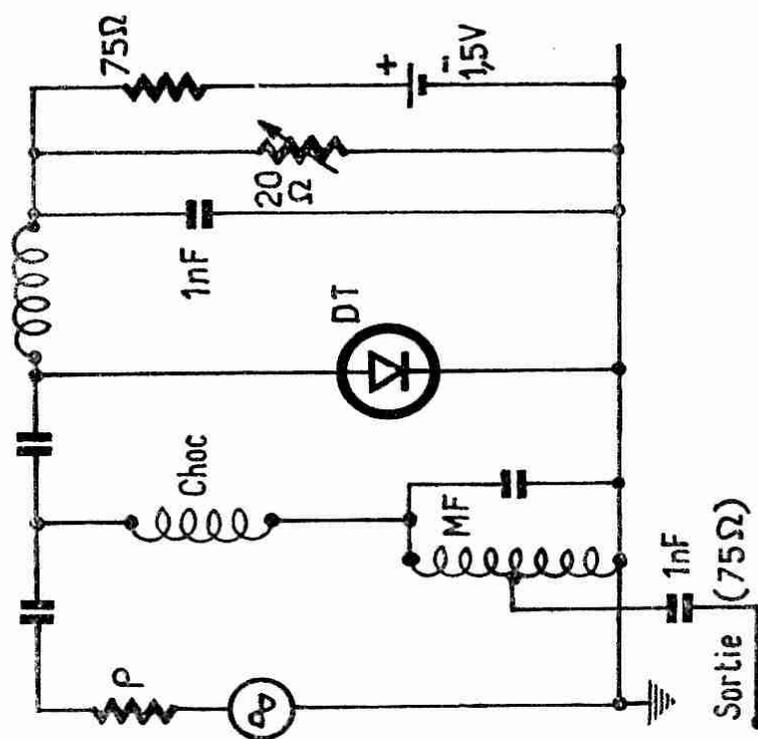


SCHÉMA II



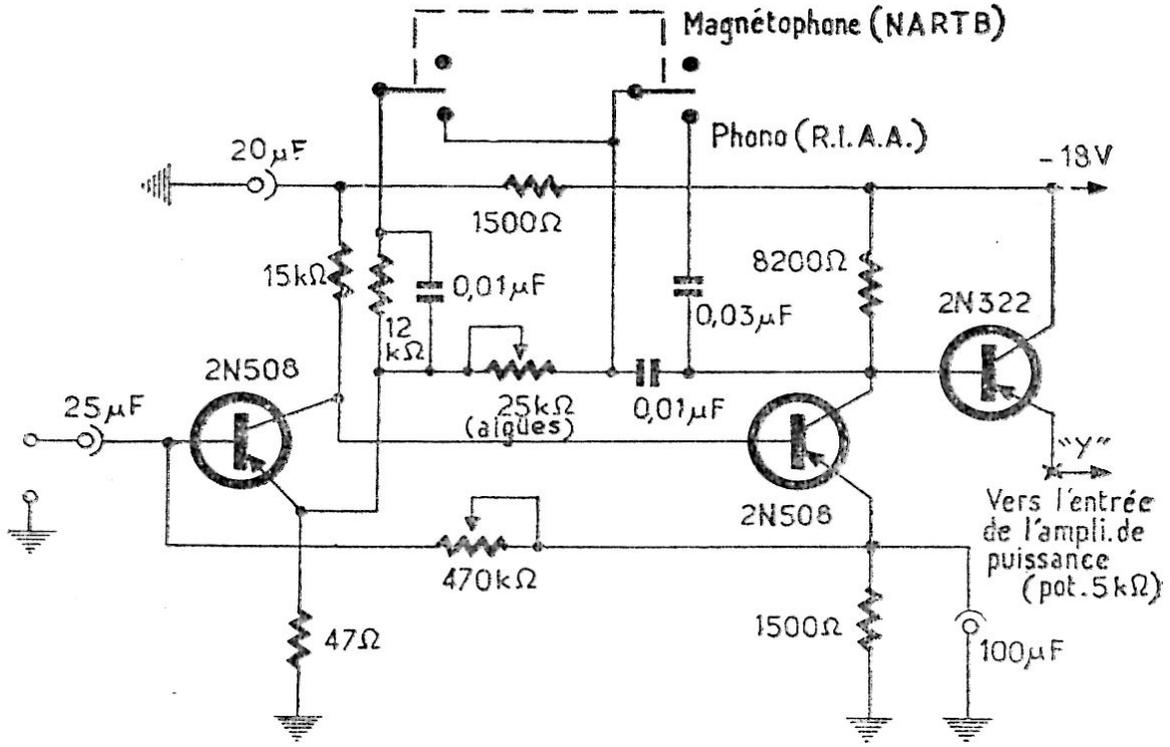


SCHÉMA IV

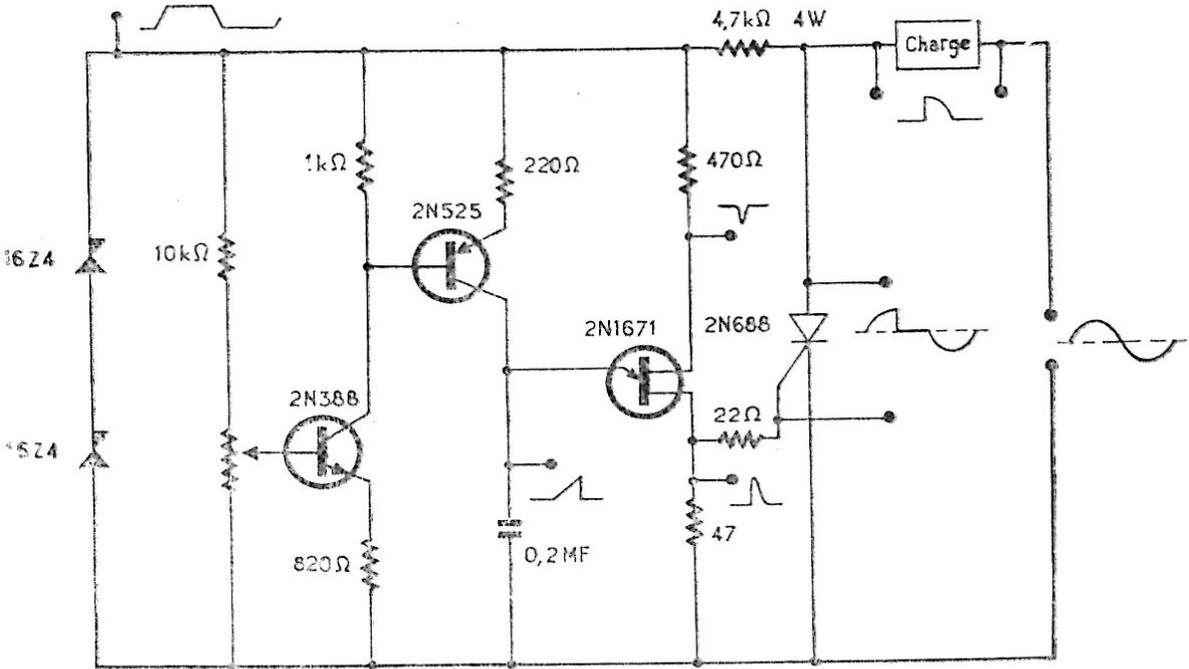
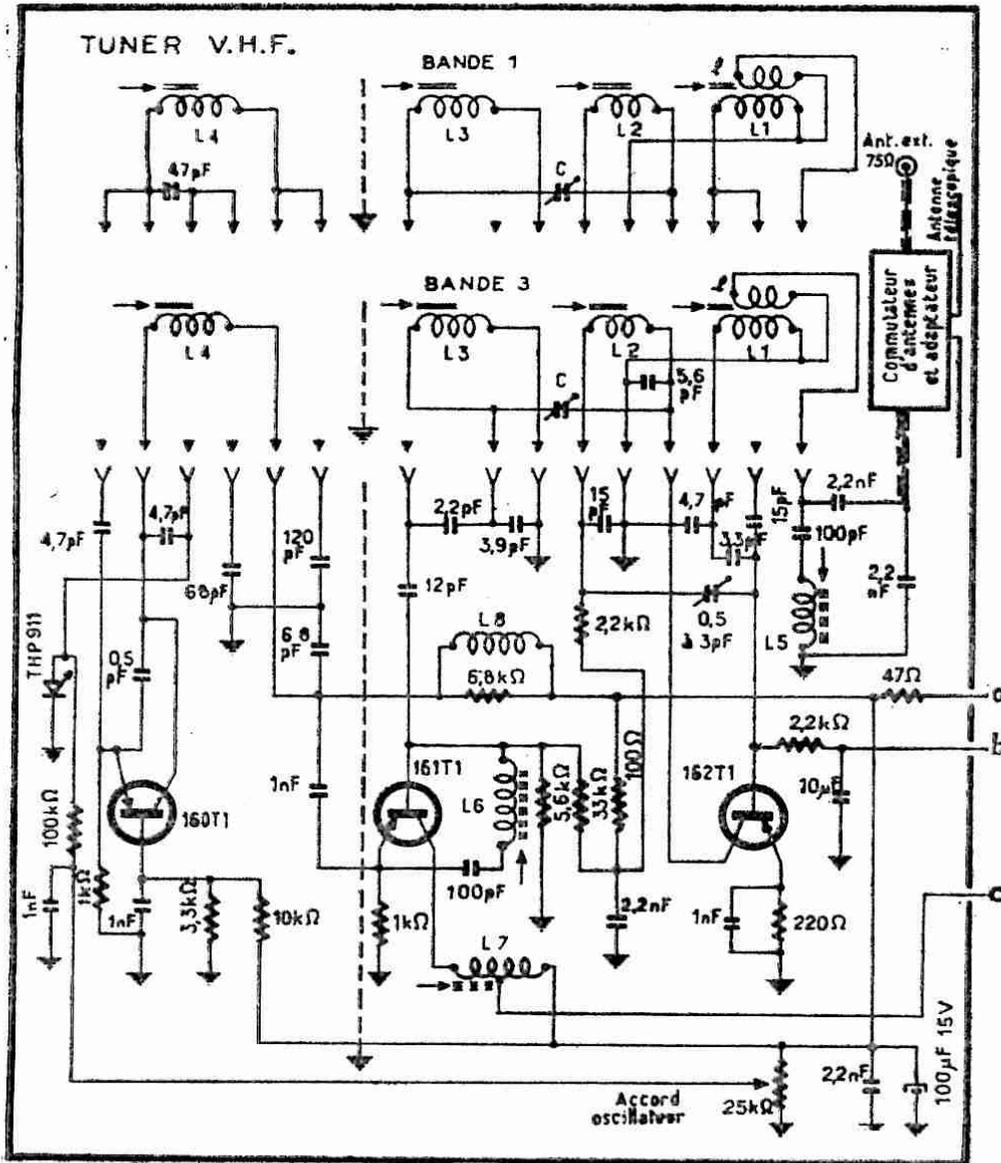
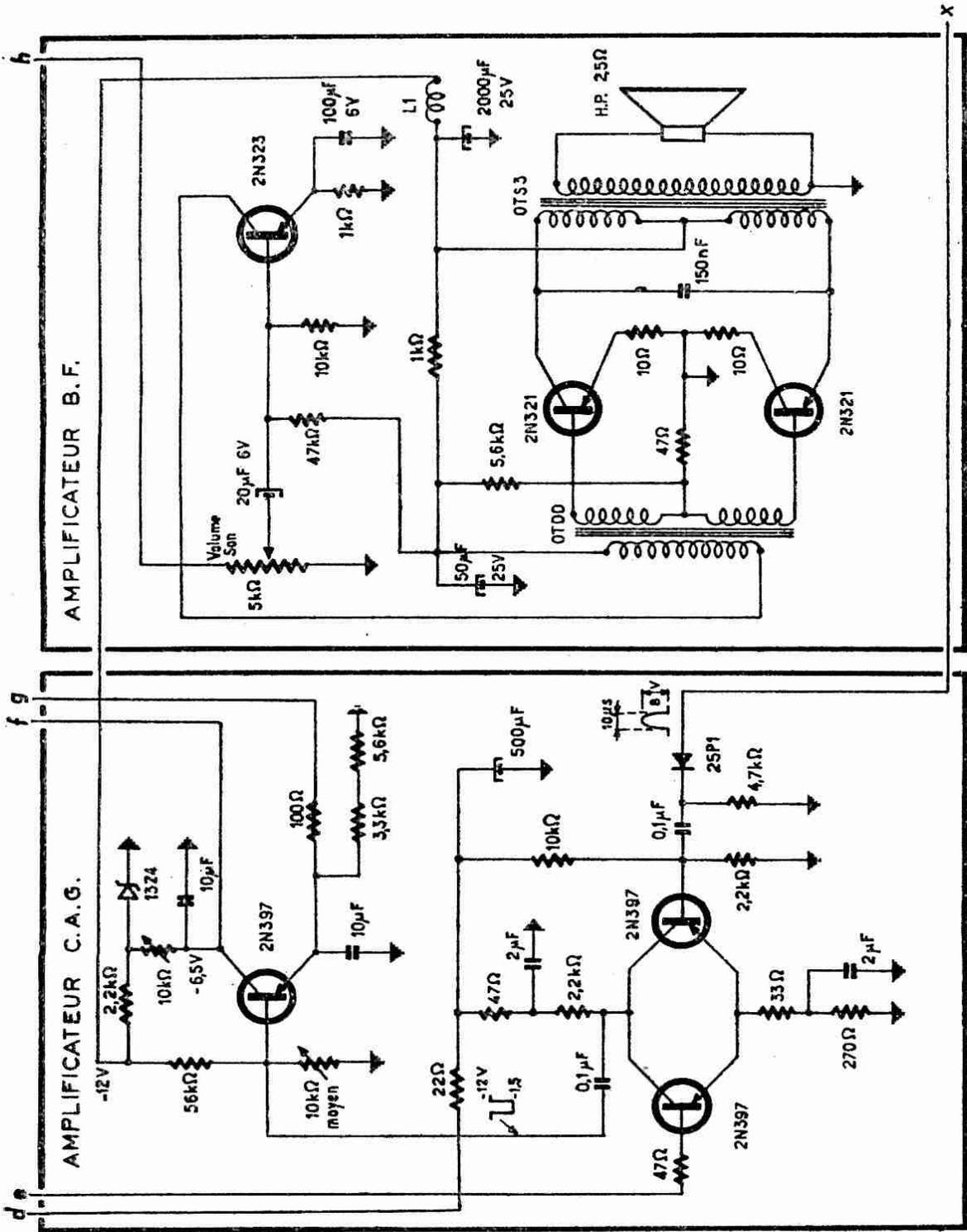
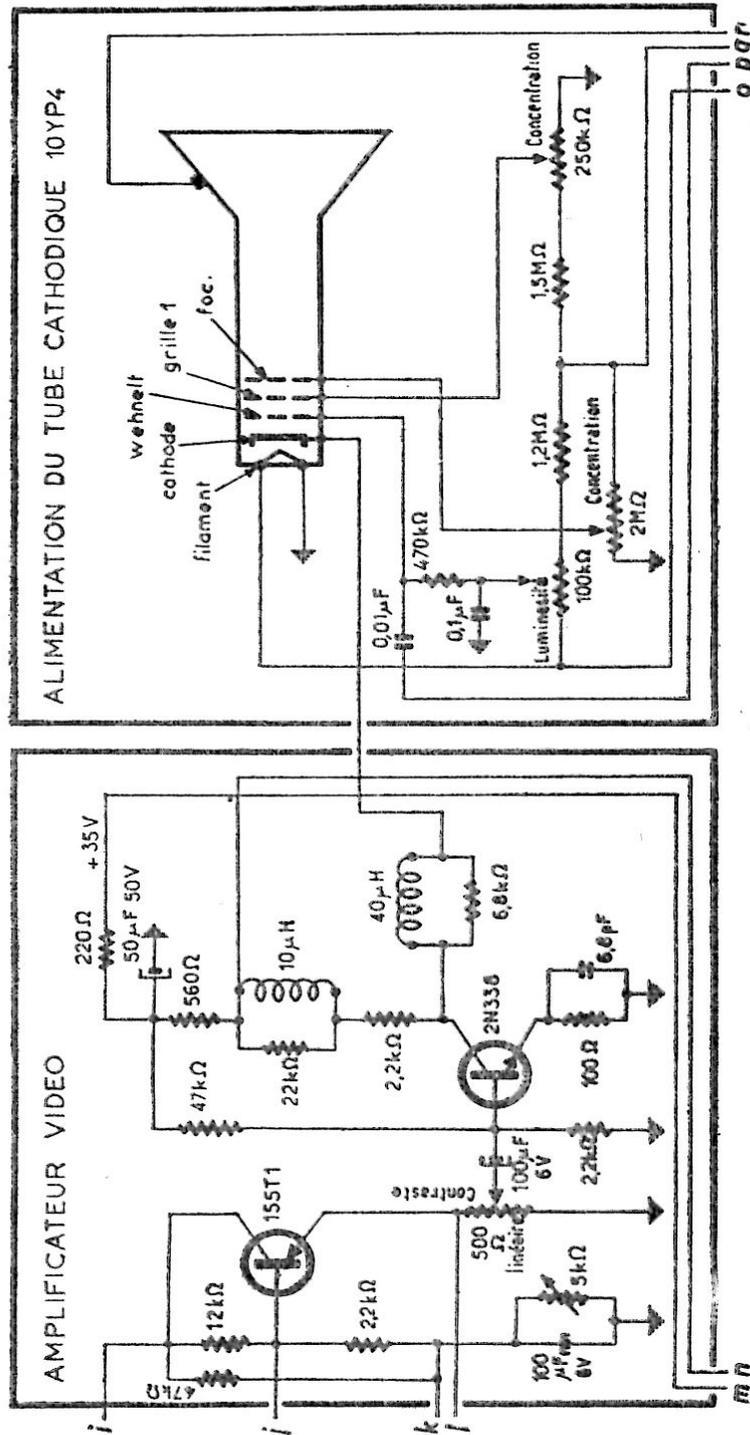
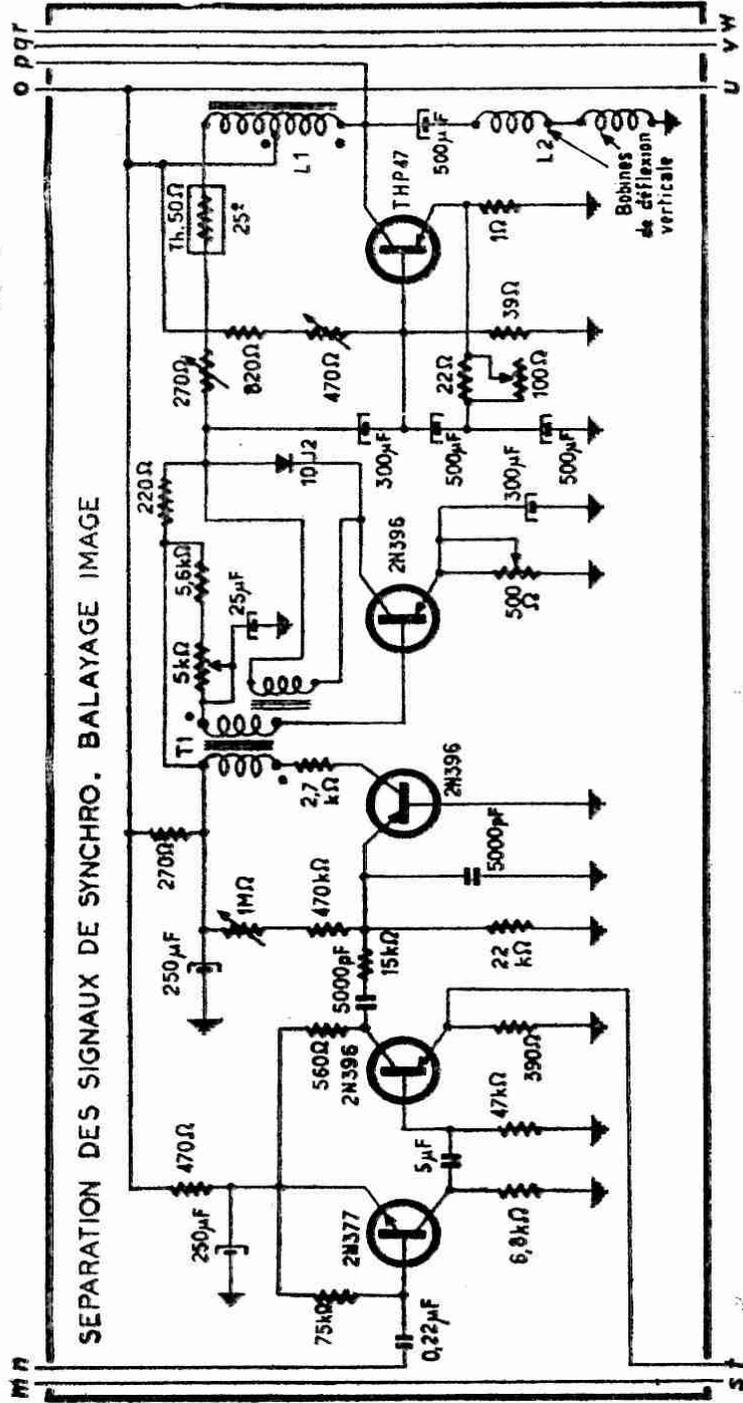


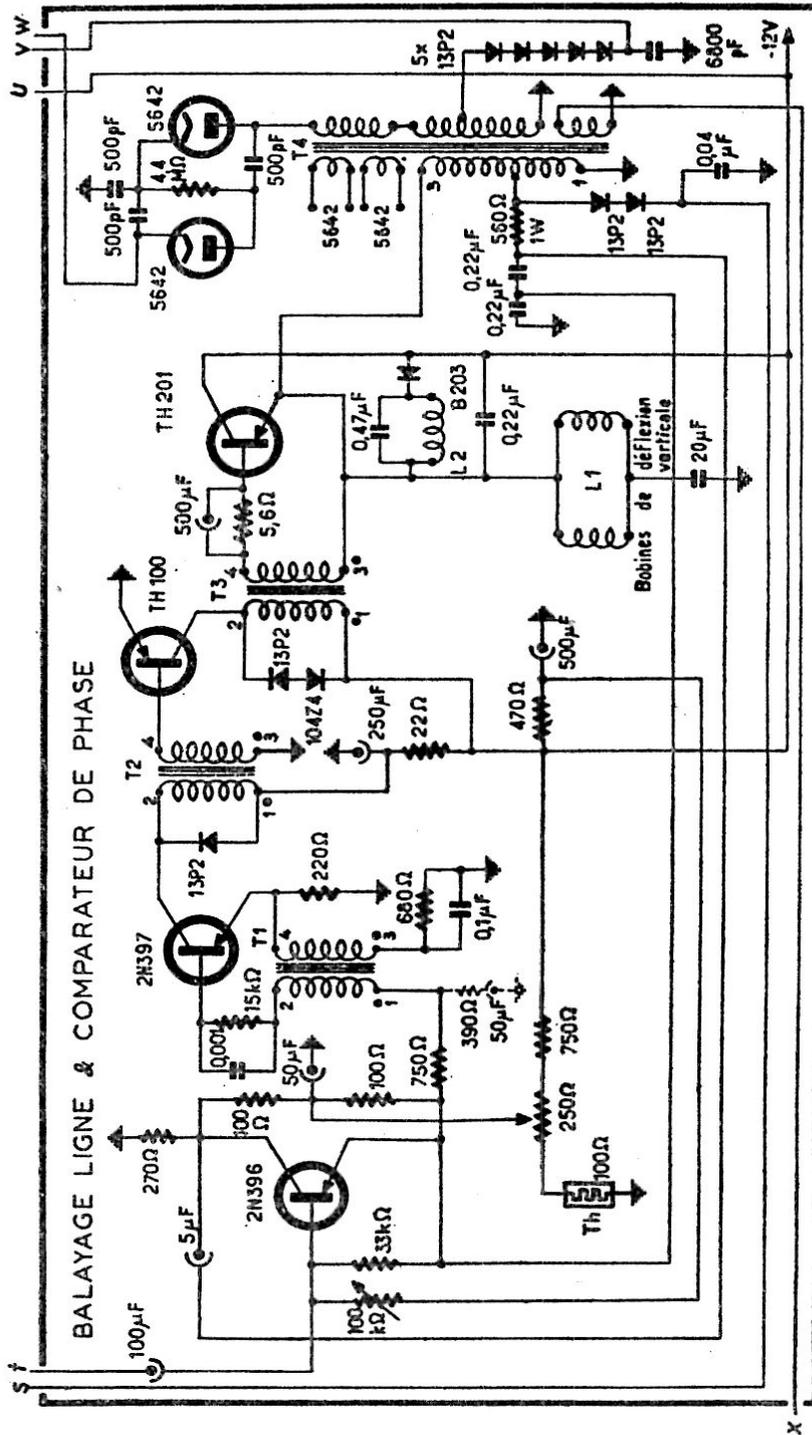
SCHÉMA V

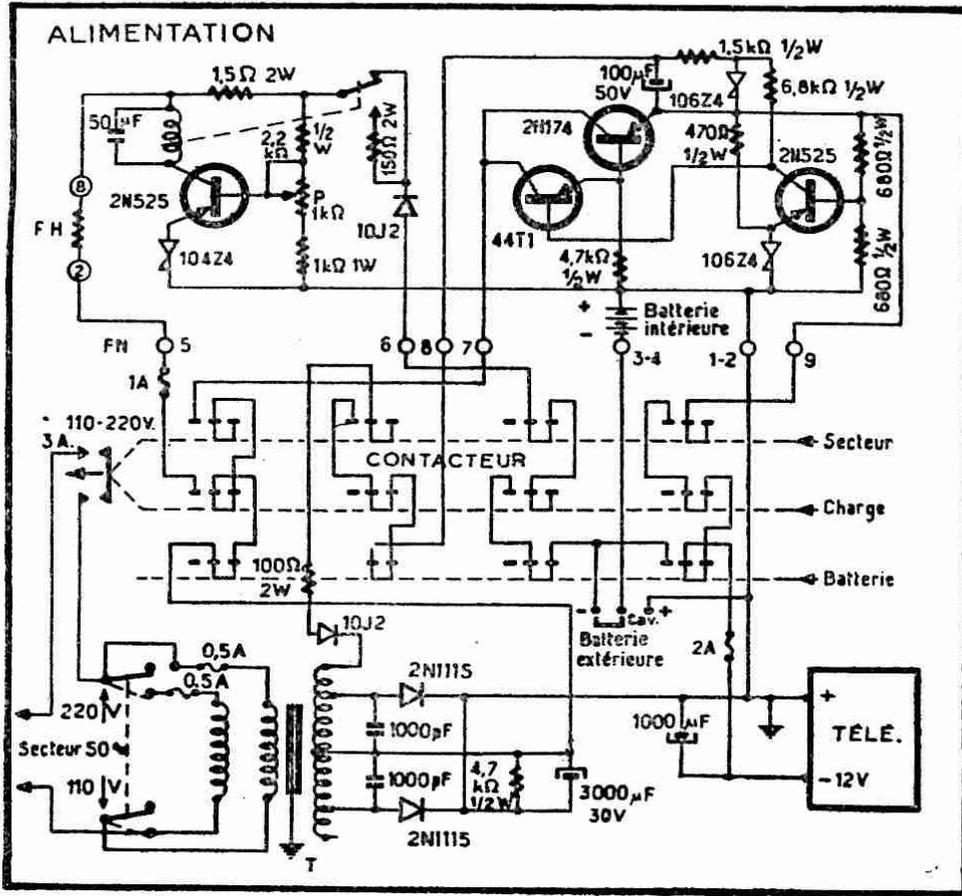












DOCUMENTATION
SUR LES TYPES
DE SEMI-CONDUCTEURS
(diodes et triodes)

actuellement sur le marché

DIODES à jonction pour courants faibles

Type	Structure	Marque	Tension inverse max. (V)	I inverse max. (mA)	Tension service eff. (V)	I redr. max. (mA)	I crête max. à 25° (mA)	I crête max. à 60° (mA)	
AAZ 12	Ge	Philips	30	0,005	1	100	1 000	500	
OA 92	Ge	Philips	15	—	15	10	50	100	
1 N 48	Ge	Mazda	85	0,833	70	50	—	—	pour FM et comparateur de phase TV
1 N 63	Ge	Mazda	125	0,05	100	50	—	—	
1 N 64	Ge	Mazda	20	0,025	—	—	—	—	détection vidéo
1 N 65	Ge	Mazda	85	—	70	—	—	—	usages généraux
40 P 1	Ge	Mazda							pour détection radio avec polar
46 P 1	Ge	Mazda							pour détection radio sans polar

DIODES à pointe

Type	Structure	Marque	Tension inverse max. (V)	I inverse max. (mA)	Tension service (V)	I redr. max. (mA)
1 N 63	Ge	Sesco	100	0,05	—	50
14 P 1	Ge	Sesco	60	0,05	—	70
26 P 1	Ge	Sesco	50	0,05	—	50
85 P 1	Ge	Sesco	50	0,1	—	75
12 P 2	Si	Sesco	200	0,0005	—	60
19 P 2	Si	Sesco	10	0,0005	—	60
SD 150	Si	Sesco	50	0,00005	—	75
AAZ 17	Ge	La Radiotechnique	50	0,012	—	110
OA 9	Ge	La Radiotechnique	—	—	—	400
OA 47	Ge	La Radiotechnique	30	0,010	—	110
OA 7	Ge	La Radiotechnique	30	0,010	—	140
AAZ 13	Ge	Philips	8	—	—	30
AAZ 15	Ge	Philips	75	—	—	140
AAZ 18	Ge	Philips	20	—	—	180
AAZ 11	Ge	Mullard	90	0,13	—	150
OA 70	Ge	Mullard	150	0,03	—	150
OA 5	Ge	Mullard	100	0,008	—	115
OA 6	Ge	Mullard	60	0,003	—	115

DIODES TUNNEL (valeurs moyennes)

Type	Marque	Courant « pic » (mA)	Tension « pic » (mV)	Courant « vallée » (mA)	Tension « vallée » (mV)	Tension pic directe (mV)
THP 926	Sesco	1,0	65	0,13	350	500
THP 927	»	2,2	65	0,29	350	500
THP 928	»	4,7	65	0,60	350	500
THP 929	»	10,0	65	1,30	350	500
THP 930	»	22,0	65	2,90	350	500
1 N 2 939	»	1,0	65	0,1	350	500
1 N 2 941	»	4,7	65	0,6	350	500
HT 1	Hoffman	1,0	65	—	—	420
HT 5	»	2,2	65	—	—	420
HT 10	»	5,6	65	—	—	420
1 N 2 928	»	0,47	65	0,13	440	780

DIODES ZENER

Type	Structure	Marque	I zener max. à 25° (mA)	I zener max. à 100° (mA)	I moy. (mA)	Tensions de référence		R dyn moy. Ω	Dissipat. max. (mW)
						min.	max.		
11 Z 4	Si	Sesco	125	75	10	3,5	5,5	30	
12 Z 4	Si	Sesco	110	65	10	4,5	6,5	10	
13 Z 4	Si	Sesco	90	55	10	5,5	7,5	5	
52 Z 4	Si	Sesco	—	195	100	4,5	6,5	4	
53 Z 4	Si	Sesco	—	165	100	5,5	7,5	1	
57 Z 4	Si	Sesco	—	72	100	12,2	16,0	4	
72 Z 4	Si	Sesco	1 150	570	400	4,5	6,5	1	
80 Z 4	Si	Sesco	320	160	300	18,0	22,0	10	
1 N 471	Si	Hoffman A 2 C	—	—	10	3,0	3,9	65	200
1 N 472	Si	Hoffman A 3 C	—	—	10	3,7	4,5	60	200
1 N 473	Si	Hoffman A 4 C	—	—	10	4,3	5,4	50	200
1 N 474	Si	Hoffman A 5 C	—	—	10	5,2	6,4	40	200
1 N 475	Si	Hoffman A 6 C	—	—	10	6,2	8,0	25	200
1 N 225	Si	Hoffman A 7 C	—	—	10	7,5	10,0	—	150
1 N 233	Si	Hoffman A 33 C	—	—	33	37	45	—	150
1 N 465	Si	Hoffman	50	—	50	2	3,2	60	200
1 N 466	Si	Hoffman	50	—	50	3	3,9	55	200
1 N 467	Si	Hoffman	35	—	35	3,7	4,5	45	200
1 N 470	Si	Hoffman	55	—	55	6,2	8,0	10	200
1 N 430	Si	Hoffman	—	—	10	8	8,8	15	250
HR 2,3	Si	Hoffman	—	—	5	2,1	2,4	60	400
HR 11	Si	Hoffman	—	—	5	10,4	11,6	30	400
1 N 702	Si	Hoffman	—	—	5	2,0	3,2	60	250
1 N 761	Si	Hoffman	—	—	10	4,3	5,4	55	250
1 N 769	Si	Hoffman	—	—	5	20,0	27,0	300	250
1 N 1769	Si	Hoffman	—	—	100	8,2	—	2,4	1 000
1 N 2808 A	Si	Hoffman	—	—	1 200	10,0	—	—	50 000
BZZ 10	Si	Mullard	50	—	25	5,3	6,6	—	230
BZZ 11	Si	Mullard	50	—	25	5,8	7,2	—	230
OAZ 222	Si	Mullard	50	—	25	5,3	6,0	—	1 500

DIODES REDRESSEURS

Type	Structure	Marque	Tension inv. max. (V)	I inv. max. (mA)	Tension service eff. (V)	I redr. max. à 25° (mA)	I redr. max. à 120° (mA)
1 N 539	Si	Sesco	300	0,3	210	750	250
1 N 646	Si	Sesco	300	—	210	400	150
1 N 649	Si	Sesco	600	—	420	400	150
12 R2	Si	Sesco	200	5	150	5 000	1 000
15 R2	Si	Sesco	500	5	370	5 000	1 000
5 15	Si	Sesco	750	—	550	15 000	7 500
23 R4	Si	Sesco	300	—	210	70 000	11 000
BY 22	Si	Philips-La Radiotechnique	200	2	150	—	10 000
BY 100	Si	Philips-La Radiotechnique	350	—	260	360	—
1 NI 191 A	Si	Delco	—	5	50	—	22 000
1 NI 192 A	Si	Delco	—	5	100	—	22 000
1 NI 194 A	Si	Delco	—	5	200	—	22 000
1 NI 183 A	Si	Delco	—	5	50	—	40 000
1 NI 184 A	Si	Delco	—	5	100	—	40 000
1 NI 186 A	Si	Delco	—	5	200	—	40 000
1 N 659 A	Si	Rheem	50	2,5	30	100	30
1 N 661 A	Si	Rheem	200	2,5	150	100	30
1 N 684	Si	Rheem	400	—	270	400	150
25 HB5	Si	Lessel	50	10	20	20 000	5 000
45 L10	Si	Lessel	100	20	40	45 000	10 000
45 L70	Si	Lessel	700	20	280	45 000	10 000
45 L100	Si	Lessel	1 000	20	400	45 000	10 000
70 S20	Si	Lessel	200	20	80	80 000	20 000
BY 15	Si	Philips	400	—	280	20 000	—
BYZ 14	Si	Philips	200	—	140	20 000	—
OA 210	Si	Mullard	400	0,045	240	5 000	—
OA 211	Si	Mullard	800	0,015	550	4 000	—

TRANSISTORS à jonction Germanium, base fréquence (jusqu'à 0,35 W de puissance max. dissipée)

Type	Structure	Marque	Wc (mW)	Vcb max. (V)	Ic max. (mA)	Vce max. (V)	Usage	h 21		h 21	
								gain pour Ic =	mA	gain pour F	coupure Ic (MHz)
2N 319	PNP	Ge	240	30	200	20	BF	33	20	30	2
2N 320	PNP	Ge	240	30	200	20	BF	48	20	44	2,5
2N 321	PNP	Ge	240	30	200	20	BF	80	20	70	3
2N 322	PNP	Ge	140	20	100	16	BF	48	20	—	2
2N 324	PNP	Ge	140	20	100	16	BF	90	20	—	3
2N 508	PNP	Ge	140	20	100	16	BF	125	20	—	3,5
2N 524	PNP	Ge	225	45	500	30	BF	35	20	31	2
2N 527	PNP	Ge	225	45	500	30	BF	91	20	86	3,3
2N 1 057	PNP	Ge	240	45	300	45	BF	58	20	52	1,3
SFT 125	PNP	Ge	350	30	500	30	BF	80	20	70	2,0
SFT 144	PNP	Ge	350	45	500	45	BF	70	20	60	1,8
SFT 221	PNP	Ge	225	30	250	30	BF	34	20	30	1,3
SFT 223	PNP	Ge	225	30	250	30	BF	90	20	80	2,6
SFT 241	PNP	Ge	225	45	500	35	BF	50	20	45	2
OC 72	PNP	Ge Radiotechnique	160	32	50	-10 à -30	BF	70	10	50	2
OC 74	PNP	Ge Radiotechnique	160	20	300	20	BF	80	10	60	1,5
OC 76	PNP	Ge Radiotechnique	160	32	125	32	BF	100	10	80	1
OC 77	PNP	Ge Radiotechnique	160	60	125	60	BF	45	10	30	0,35
OC 79	PNP	Ge Radiotechnique	550	26	300	26	BF	60	50	45	0,02
OC 80	PNP	Ge Radiotechnique	550	32	600	32	CE	180	50	85	2
ES 3 110	PNP	Ge Ebauches	27	30	10	15	BF min.	16	1	—	0,3
ES 3 116	PNP	Ge Ebauches	27	30	10	15	BF min.	100	1	—	2
ES 3 120	PNP	Ge Ebauches	36	30	10	15	BF	16	1	—	0,3
ES 3 126	PNP	Ge Ebauches	36	30	10	15	BF	100	1	—	2
AC 107	PNP	Ge Philips	—	15	10	-5 à -15	BF*	60	0,3	—	2*
OC 75	PNP	Ge Mullard	75	30	10	—	—	—	—	—	—

* Pour entrée magnétophone.

TRANSISTORS DE PUISSANCE

Type	Structure	Marque	Wc (W)	Wcb max. (V)	Ic max. (A)	Vce max. (V)	Usage	h 21 E Gain en courant	Puiss. sortie classe A (W)	Valeurs	Puiss. sortie 2 x C1 B (W)	Puiss. dissipée 1 x C1 B (W)	Z entrée BB Ω	Z sortie CC Ω
44 T 1	PNP	Sesco	0,400	45	0,3	12	BF	54	0,1	9	2	0,3	2000	130
146 T 1	PNP	Sesco	40	40	3	30	BF	42	10	24	50	25	11	—
147 T 1	PNP	Sesco	30	60	3	40	BF	42	10	24	50	25	11	—
2 N 441	PNP	Sesco	70	40	15	40	BF-CE	30	20	30	80	50	—	—
2 N 1 100	PNP	Sesco	70	100	15	80	BF-CE	35	20	—	—	—	—	—
2 N 1 200	NPN	Sesco	85	60	6	60	BF-CE	45	15	—	—	—	—	—
2 N 1 74	PNP	Sesco	70	80	15	60	BF-CE	20	15	—	—	—	—	—
SFT 212	PNP	Cosem	30	30	3	25	BF-CE	40	4	12	6	—	11	36
SFT 232	PNP	Cosem	0,45	40	1	30	BF-CE	30	0,3	12	1	—	—	—
SFT 213	PNP	Cosem	40	40	3	30	BF-CE	40	4	12	10	—	—	—
SFT 238	PNP	Cosem	45	40	6	30	BF-CE	30	8	12	15	—	—	—
SFT 250	PNP	Cosem	45	80	3	60	BF-CE	40	4	24	10	—	—	—
SFT 265	PNP	Cosem	70	40	15	40	BF-CE	45	10	30	80	—	—	—
SFT 267	PNP	Cosem	70	80	15	60	BF-CE	45	15	30	80	—	—	—
2 N 1 358	PNP	Cosem	70	80	15	40	BF-CE	35	15	30	80	—	—	—
2 N 1 046	PNP	Texas	150	80	10	80	HF-BF	—	—	30	—	—	—	—
2 N 721	PNP	Texas	1,5	50	30	50	BF-CE	30	0,5	—	—	—	—	—
2 N 1 523	Ge	Delco	200	80	50	60	indust.	35	60	—	—	—	—	—
2 N 1 022	Ge	Delco	250	120	7	50	indust.	65	20	—	—	—	—	—
2 N 553	Ge	Delco	50	80	4	40	BF-CE	60	10	24	—	—	—	—
2 N 1 73	Ge	Delco	70	60	15	45	BF-CE	55	15	12	—	—	—	—
2 N 2 78	Ge	Delco	70	40	15	25	BF-CE	55	6	12	—	—	—	—
7 D 1	NPN	Génér. Electric	15	80	0,2	60	BF-CE	25	4	48	—	—	—	—
2 N 2 203	NPN	Génér. Electric	15	120	0,2	100	BF-CE	90	6	100	—	—	—	—
ADZ 11	PNP	Radiotechniq.	45	50	15	40	BF-CE	—	—	—	—	—	—	—
ADZ 12	PNP	Radiotechniq.	45	80	15	60	BF-CE	—	—	—	—	—	—	—
OC 22	PNP	Radiotechniq.	15	45	1	36	BF-CE	—	—	—	—	—	—	—
OC 23	PNP	Radiotechniq.	15	55	1	40	CE	—	—	—	—	—	—	—
OC 24	PNP	Radiotechniq.	15	47	1	32	BF-CE	—	—	—	—	—	—	—
ASZ 15	PNP	Radiotechniq.	30	80	6	60	CE	—	—	—	—	—	—	—
OC 30	PNP	Radiotechniq.	30	16	1,4	10	BF	32	—	—	—	—	—	—
OC 36	PNP	Mullard	—	80	6,0	60	BF	32-110	—	—	—	—	—	—

TRANSISTORS haute fréquence, fréquence intermédiaire et très haute fréquence

Type	Structure	Marque	P_c (mW)	V_{cb} (V)	I_c max. (mA)	V_{ce} max. (V)	h_{21E} Gain pour $I_c = 1 \text{ mA}$	Usage	h_{21E} Gain pour $I_c = 150 \text{ mA}$	f_{limite} (MHz)	$f_{serv.}$ (MHz)	Gain (dB)	A la fréquence (MHz)	Facteur bruit (dB)	C sortie (pF)
159 T1	PNP	PEB* Thomson						TV		1 000	280	32	33	6	2
162 T1	PNP	PEB* »	30	—	5	—	30	TV		1 000	280	15	200	6	2
154 T1	PNP	Sesco						AM - FM			70	—	—	—	—
155 T1	PNP	»	30	—	5	—	40	—			70	—	—	—	—
156 T1	PNP	»	30	—	5	—	50	—			90	—	—	—	—
157 T1	PNP	»	30	—	5	—	50	—			90	—	—	—	—
158 T1	PNP	»						—				—	—	—	—
10 T2	NPN	Si	125	+	25	+ 30	31	—			10	—	—	—	—
11 T2	NPN	Si	125	+	25	+ 30	63	—			10	—	—	—	—
12 T2	NPN	Si	125	+	25	+ 30	100	—			10	—	—	—	—
2 N 1 565	NPN	Si Mesa Texas	600	+	25	+ 40	100	—				—	—	—	—
2 N 1 420	NPN	Si Mesa Hoffman	2 000	+	150	+ 30	—	TV	130	270	30-260	17	30	—	—
2 N 699	NPN	Si Mesa Hoffman	2 000	+	150	+ 80	—	TV	120	200	30-200	15	30	—	—
2 N 698	NPN	Si Mesa Hoffman	2 000	+	150	+ 80	—	TV	60	170	30	15	30	—	—
2 N 697	NPN	Si Mesa Hoffman	2 000	+	150	+ 40	—	TV	70	250	30-250	15	30	—	—
2 N 696	NPN	Si Mesa Hoffman	2 000	+	150	+ 40	—	TV	40	220	30-220	15	30	—	—
OC 44	PNP	Ge La Radiotec.	—	—	5	— 15	100	HF	—	30	—	—	—	—	—
AF 102	PNP	Ge Philips	50	—	10	— 12	20	TV	—	200	30-200	13	35	—	—
AF 114	PNP	Ge Philips	50	—	11	— 20	150	FM	—	—	100	14	100	—	—
AF 116	PNP	Ge Philips	50	—	10	— 20	—	OC-FI	—	200	10,7	25	10,7	—	—
AF 117	PNP	Ge Philips	50	—	10	— 20	—	OC - HFI	—	—	6	42	0,45	—	—
AF 118	PNP	Ge Philips	250	—	30	— 50	—	TV Vidéo	—	175	12	—	—	—	—
OC 45	PNP	Ge La Radiotec.	43	—	10	— 15	100	FI	—	—	170	50	6	—	—
AFZ 11	PNP	Ge Mullard	50	—	10	— 20	—	FM	—	200	100	10	100	6	—
AFZ 12	PNP	Ge Mullard	50	—	10	— 25	—	TV	—	200	200	10	200	9	—
OC 170	PNP	Ge Mullard	50	—	10	— 20	—	TV - FM	—	200	200	100	70	—	—
OC 171	PNP	Ge Mullard	50	—	10	— 20	—	FM	—	130	100	100	70	—	—

* Prolongement extérieur de la base

TRANSISTORS THYRATRONS au silicium

Type	Structure	Marque	V_{cb} max. (V)	I_c (pour 82° (A)	θ max.	Déclenchement		θ de référence
						Tension (V)	Courant (μ A)	
2N 1595		Sesco	50	1,6	125°	0,6	200	25°
2N 1596		Sesco	100	1,6	125°	0,6	200	25°
2N 1597		Sesco	200	1,6	125°	0,6	200	25°
2N 1598		Sesco	300	1,6	125°	0,6	200	25°
2N 1599		Sesco	400	1,6	125°	0,6	200	25°
C5U		Sesco	25	1,6	125°	0,5	50	25°
C5F		Sesco	50	1,6	125°	0,5	50	25°
C5A		Sesco	100	1,6	125°	0,5	50	25°
C5D		Sesco	400	1,6	125°	0,5	50	25°
2N 1770		Sesco	25	6	125°	2	8 000	125°
2N 1777		Sesco	400	6	125°	2	8 000	125°
2N 1916		Sesco	400	110	125°	3	40 000	59°

PHOTODIODES silicium et sulfure de cadmium

Type	Structure	Marque	Tension max. (V)	Tension service (V)	I à 0 lux (μ A)	I à 100 lux (μ A)	I à 1 000 lux (μ A)	I à 10 000 lux (μ A)	Température de référence
1 F 2	Si	Sesco	50	24	0,5	1	15	250	25°
2 F 2	Si	Sesco	40	24	0,5	2	30	500	25°
3 F 2	Si	Sesco	30	24	0,5	4	60	1 000	25°
4 F 2	Si	Sesco	20	16	0,5	8	120	2 000	25°
OAP 12	Cad.	Philips	30	10	15	5	—	3 000	25°
ORP 31	Cad.	Philips	250	10	2,5	14 500	100 000	—	25°
ORP 50	Cad.	Philips	175	20	20	10 000	—	—	25°
ORP 60	Cad.	Philips	350	30	1,5	500	4 000	7 500	25°
ORP 61	Cad.	Philips	350	30	1,5	500	4 000	7 500	25°
ORP 62	Cad.	Philips	350	30	2	700	—	—	25°
ORP 62	Cad.	Philips	350	10	1	300	2 000	10 000	25°

PILES SOLAIRES

Types	Structure	Marques	Tension service (V)	I min. (mA)	I moy. (mA)	W min. (mW)	W moy. (mW)
H 5 B	Si	Hoffman	2	27	32	54	65
H 5 C	Si	Hoffman	2	36	42	72	84
120 C	Si	Hoffman	0,5	23	40	9	16

TABLE DES MATIERES

<i>Avant-propos</i>	5
CHAPITRE PREMIER. — Technologie	7
Métaux, métalloïdes, semi-conducteurs. — Qu'est-ce que le germanium ? — Pureté nécessaire. — Purification physique. Germanium monocristallin. — Le silicium. — Purification. Comparaison entre le germanium et le silicium. — Principales constantes du germanium et du silicium.	
CHAPITRE II. — Electronique des semi-conducteurs	15
Atomes et bandes d'énergie. — Diagrammes d'énergie. — Cas des corps conducteurs. — Cas des diélectriques. — Cas des semi-conducteurs. — Photoconductivité. — Centres de combinaisons. — Mobilité des porteurs de charge. — Le cristal à l'état parfait. Liaisons covalentes. — Imperfections. Donneurs et accepteurs. — Atomes « donneurs » germanium type N. — Atomes « accepteurs » germanium type P. Actions physiques. — Mesures des coefficients essentiels. Notions sur les barrières de potentiel. — Barrières spontanées. — Jonction N-P. — Courant direct. — Courant inverse. — Courbe caractéristique d'une jonction. — Limite de tension inverse. — Redresseurs à pointe. — Intensité traversant une jonction. — Effet Zener. — Comportement des jonctions en haute fréquence. — Cas des diodes à pointe.	
<i>Transistors</i>	41
Principe. — Expérience fondamentale. — Explication du fonctionnement. — Constantes des transistors P-N-P. Transistor N-P-N. Transistor P-N-P-N Transistors trétrodes — Transistor à pointes. — Constantes générales des transistors à pointes. — Différents types de transistors. Fabrication. Triode et transistor.	
CHAPITRE III. — Utilisations des diodes à semi-conducteurs	50
Généralités. — Diodes à pointe. — Grandeurs caractéristiques. — Présentation. — Indications générales concernant l'utilisation. — Quelques exemples d'application.	
<i>Diodes à semi-conducteurs pour applications spéciales</i>	63
Redresseurs de puissance. — Diodes dites « Zener ». — Diodes photoconductrices ou photo-diodes. — Diodes à capacité variable avec la tension. — Diodes tunnels. — Intérêt des diodes tunnels.	
CHAPITRE IV. — Etude générale des transistors	71
Généralités. — Surface caractéristique. — Etage amplificateur. — Analogies et différences. — Polarisation automatique. — Cas de la triode. — Polarisation automatique. Cas du transistor. — Distorsion et impédance. — Les différents montages ou configurations.	

CHAPITRE V. — <i>Etude théorique des transistors</i>	83
Généralités. — Mesure des constantes de fonctionnement. — Représentation en z. — Représentation en y. — Représentation en h. — Choix de la représentation. — Calcul des éléments de fonctionnement (base à la masse). — Condition de stabilité. — Montage avec émetteur à la masse. — Montage avec collecteur à la masse.	
CHAPITRE VI. — <i>Dispositifs spéciaux</i>	96
Redresseurs à électrode de commande ou thyatron. — Diode à quatre couches. — Transistor unijonction. — Fonctionnement et caractéristiques.	
CHAPITRE VII. — <i>Schémas d'utilisation des transistors</i>	102
Généralités. — Fabrication des transistors à jonction. — Le transistor comme oscillateur. — Oscillateur avec circuit accordé dans la base. — Circuit utilisant la résistance négative de l'émetteur. — Oscillateur piloté par quartz. — Oscillateur de relaxation. — Montage avec un seul transistor. — Oscillateur à blocage. — Multivibrateur. — Bascule électronique ou trigger.	
<i>Montages amplificateurs</i>	111
Généralités. — Amplificateur de microphone ou de « pick-up ». — Amplificateur de prothèse auditive. — Préamplificateur de phonographe. — Amplificateur de puissance.	
Conclusions	116
Bibliographie	117
Recueil de schémas	119
Documentation : Sur les types de semi-conducteurs (diodes et triodes) actuellement sur le marché	131 à 141