

## Chapitre III : LES COMPOSANTS ACTIFS

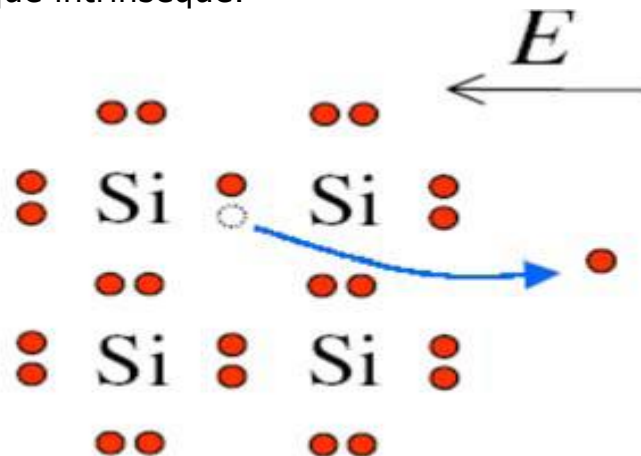
### III.1. INTRODUCTION

### III.2. NOTIONS ELEMENTAIRES SUR LA PHYSIQUE DES SEMI-CONDUCTEURS

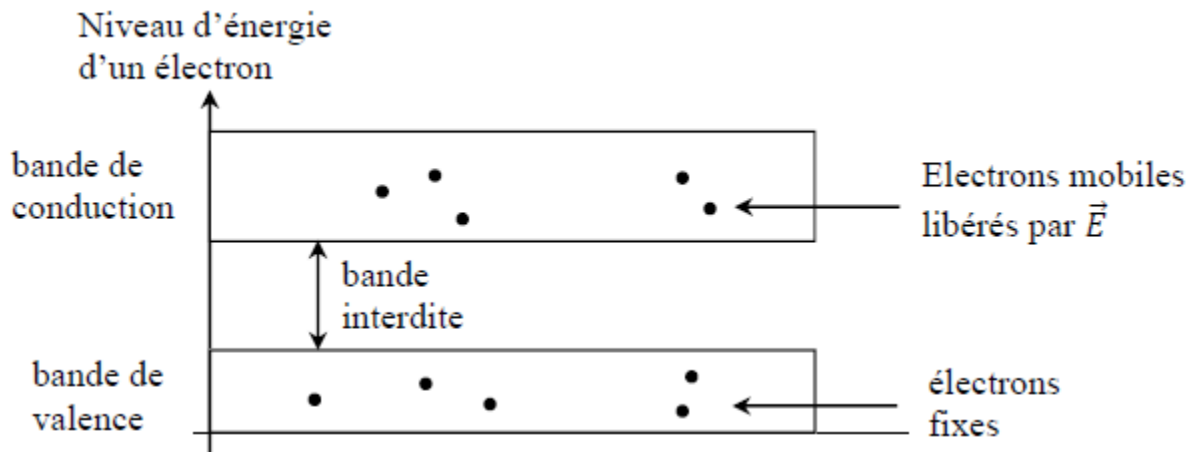
Dans cette partie, on va présenter sans approfondir une introduction aux semi-conducteurs et à la jonction PN. On s'intéressera à la base de fabrication et de fonctionnement d'une diode à jonction, les transistors bipolaires et à effet de champs tout en spécifiant leurs différentes méthodes de polarisation.

#### III.2.1. Conduction électrique intrinsèque

Dans un matériau à structure cristalline, les atomes sont liés entre eux par des liaisons dites covalentes. Si cette liaison entre électrons est faible, un apport d'énergie extérieure (un champ électrique) peut être suffisant pour mobiliser ces électrons : ces électrons sont dits « libres », libres de se déplacer dans la structure cristalline : c'est le phénomène de la conduction électrique intrinsèque.



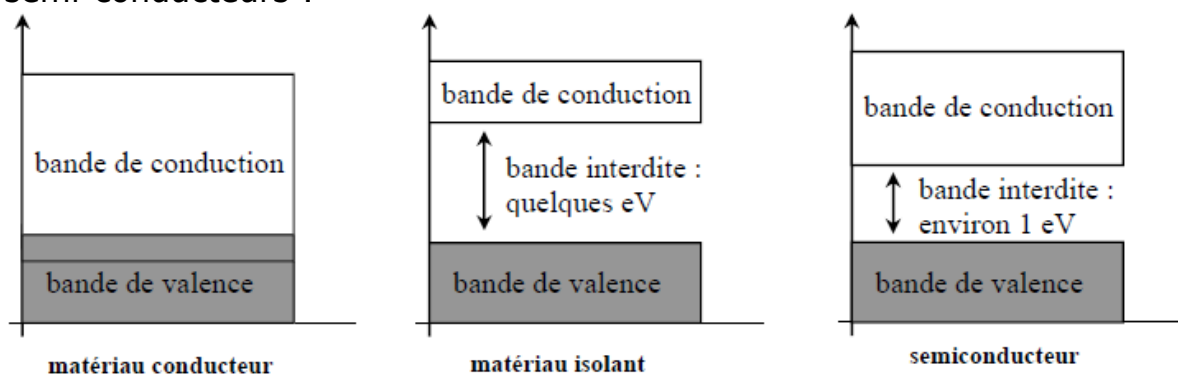
En quittant sa position initiale, un électron devenu libre laisse derrière lui un « trou ». L'atome étant initialement neutre, un trou est donc chargé positivement. Un trou peut bien sûr être comblé par un autre électron libre venu d'atome voisin. Dans ce cas, le trou se déplace en sens contraire du déplacement de l'électron. La conduction électrique peut aussi être interprétée comme un déplacement de trous que comme un déplacement d'électrons. Les électrons libres sont appelés **porteurs de charge négatifs**. Les trous sont les **porteurs de charge positifs**. On modélise la faculté des électrons à se mobiliser pour participer à un phénomène de conduction par des bandes d'énergies :



*Représentation des bandes d'énergie*

- **Bande de valence (BV)** : l'électron qui se trouve dans cette bande, participe à une liaison covalente au sein du cristal ;
- **Bande de conduction (BC)** : un électron ayant acquis suffisamment d'énergie peut se trouver dans cette bande ; il est alors mobile et peut participer à un phénomène de conduction ;
- **Bande interdite (BI)** : la mécanique quantique a montré que les électrons ne peuvent pas prendre des niveaux d'énergie quelconques, mais que ceux-ci sont quantifiés ; entre la bande de valence et la bande de conduction peut donc exister une bande interdite. Pour rendre un électron mobile, il faut donc apporter de l'énergie en quantité suffisante pour franchir ce gap.

En fonction de la disposition de ces bandes, et surtout de la largeur de la bande interdite, les matériaux peuvent être isolants, conducteurs ou semi-conducteurs :



- **Un conducteur** : la bande de conduction est partiellement remplie. Le solide contient donc des électrons mobiles susceptibles de participer aux phénomènes de conduction sans fournir d'énergie.

- **Un isolant** : la bande de conduction est vide et le gap est grand (ex : de l'ordre de 10 eV). Le solide ne contient alors aucun électron capable de participer à la conduction ;
- **Un semi-conducteur** : la bande de conduction est vide mais le gap est plus faible (de l'ordre de 1 à 2 eV). Le solide est donc isolant à température nulle ( $T=0K$ ), mais une élévation de température permet de faire passer des électrons de la bande de valence à la bande de conduction. La conductivité augmente avec la température.

De plus, les atomes du silicium purifié s'organisent entre eux de manière très régulière, suite aux traitements subis, ce qui nous amène à parler d'un cristal semi-conducteur, ou d'une structure cristalline du silicium. Cette organisation atomique donne des propriétés électriques particulières au silicium électronique. Grâce à l'organisation cristalline, chaque atome est entouré de quatre atomes voisins qui vont combiner ensemble leurs électrons de valence de fait que chaque atome se trouve entourer de huit électrons périphériques.

Ce qui donne la propriété d'un isolant parfait: A TRES BASSE TEMPERATURE, AU VOISINAGE DU ZERO ABSOLU (0 KELVIN) LE SILICIUM PUR EST UN ISOLANT PARFAIT.

Dès que la température augmente, l'agitation des atomes entre eux va bousculer cet ordre établi et des électrons périphériques peuvent se retrouver arrachés à la liaison cristalline des atomes. Ces électrons se retrouvent à une distance des noyaux qui leur permet de se déplacer dans la plaquette de silicium.

Les électrons ainsi libérés ont chacun rompu une liaison cristalline du silicium. Ils ont donc laissé derrière eux un emplacement vide, nous parlons d'un "trou". Ces électrons vont se déplacer librement dans la plaquette jusqu'au moment où ils rencontrent un "trou" et se fixer à nouveau dans le réseau.

Ce déplacement aléatoire d'électrons (dans n'importe quel sens) correspond à un courant électrique aléatoire qui représente ce que nous appelons du souffle électronique. Toutefois, ce courant est très, très faible et nous parlons de conduction intrinsèque. Cette conduction intrinsèque est pratiquement non mesurable pour un technicien de maintenance. Ces courants, souvent indésirables, sont de l'ordre du nano-ampère et appelés courants de fuites. Même non mesurable, ces courants de fuites existent néanmoins et deviennent trop important si la température n'est pas contrôlée.

UN SEMI-CONDUCTEUR EST DONC TRES SENSIBLE A LA TEMPERATURE ET NECESSITERA DES MOYENS EXTERNES DE STABILISATION. SANS

QUOI UN EMBALLEMENT THERMIQUE ENTRAÎNE TRES VITE LA DESTRUCTION DU SEMI-CONDUCTEUR.

Quant aux semi-conducteurs, on en distingue deux types, à savoir :

- les semi-conducteurs intrinsèques (purs, naturels, non dopés)
- les semi-conducteurs extrinsèques (impurs, dopés)

### III.2.2. Semi-conducteurs intrinsèques

Lorsqu'un semi-conducteur est pur, on dit qu'il est intrinsèque. Il existe autant d'électrons libres que de trous : soit **n** et **p** les nombres respectifs de porteurs négatifs (**électrons**) de la bande de conduction et de porteurs positifs (**trous**) de la bande de valence par unité de volume (**concentrations**) ; on montre que :

$$n = p = ni$$

$$n \cdot p = ni^2 = AT^3 e^{\frac{-\Delta Ei}{kT}}$$

avec :

- A : constante dépendant du matériau,
- T : température absolue en kelvins,
- $\Delta Ei$  : largeur de la bande interdite en eV (électron-volt),
- $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$  : constante de Boltzmann

Ces concentrations **n** et **p** sont appelées **concentrations en porteurs intrinsèques**. Pour le silicium qui est le semi-conducteur le plus utilisé on a :  $Ei = 1.2 \text{ eV}$  ;  $ni = 1.5 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$  à  $T = 300 \text{ K}$ .

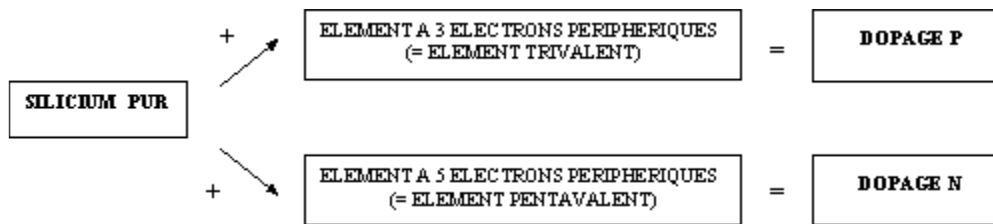
- A température ambiante,  $kT$  est de l'ordre de 0,025 eV. La densité d'électrons est alors très faible, et la **conductivité intrinsèque** est faible pour la plupart des semi-conducteurs.
- Les principales familles de semi-conducteurs sont les suivantes :

Tableau III.1 : Les familles des semi-conducteurs

Composés primaires	Composés binaires		Composés ternaires	
	Groupe III-V	Groupe II-VI	Groupe III-V	Groupe II-VI
Si Ge	GaAs AlAs GaP	ZnSe CdTe	$\text{Ga}_x\text{Al}_{1-x}\text{As}$	$\text{Cd}_x\text{Mn}_{1-x}\text{Te}$

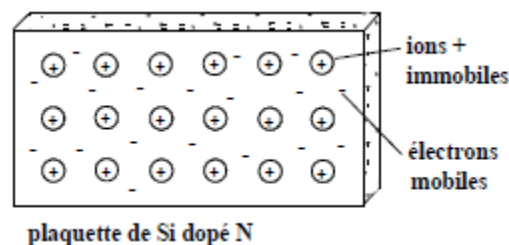
### III.2.3. Dopage d'un semi-conducteur

Afin d'améliorer la conduction d'un semi-conducteur, les fabricants injectent dans une plaquette semi-conductrice des matériaux étrangers, ou impuretés, qui possèdent un nombre d'électrons périphériques juste inférieur ou juste supérieur aux 4 électrons du semi-conducteur.



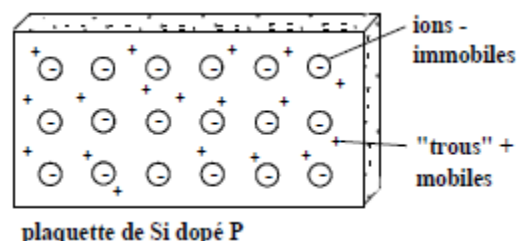
Le dopage N consiste à ajouter au semi-conducteur des atomes possédant 5 électrons périphériques. Quatre de ces électrons vont participer à la structure cristalline, et un électron supplémentaire va se retrouver libre et pouvoir se déplacer dans le cristal. Nous parlons de porteurs de charges mobiles. Les ions  $+$  sont fixes car ils font partie de la structure atomique cristalline de la plaquette de silicium.

Rappelons que les ions comprennent le noyau des atomes et qu'ils sont gros, lourds et solides par rapports aux porteurs de charges mobiles. Un électron est (1840) environ 2000 fois plus petit qu'un seul proton.



Le dopage P consiste à ajouter au semi-conducteur des atomes possédants 3 électrons périphériques. Ces trois électrons participent à la structure cristalline, mais un "trou" est créé par chaque atome étranger puisqu'il lui manque un électron périphérique.

Les "porteurs de charges électriques" mobiles sont responsables de la conduction d'une plaquette de silicium dopée. Si la proportion de dopage est de l'ordre de dix atomes de dopant P pour 100 atomes de silicium, la conductibilité du semi-conducteur est améliorée dans la même proportion, soit de 10%.



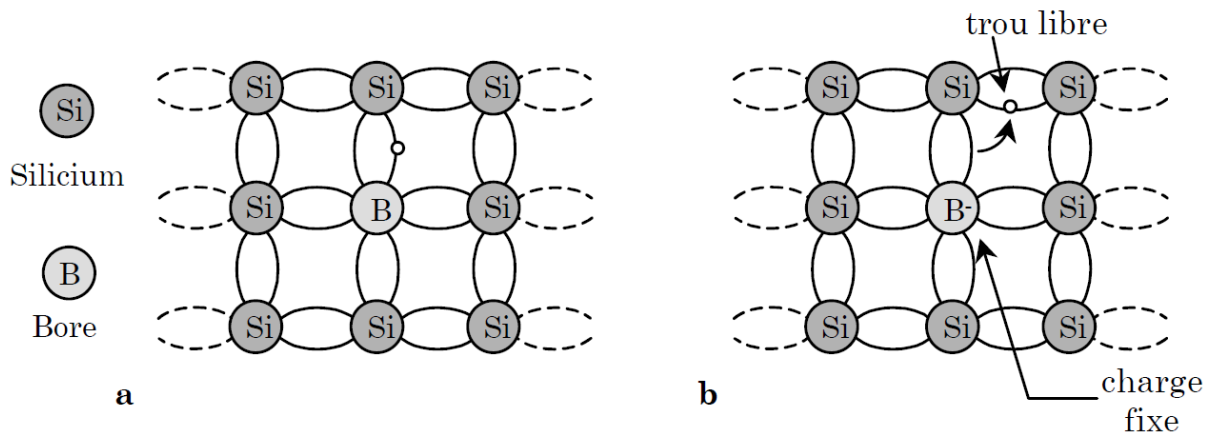
Il est donc possible de "régler" la conduction d'un semi-conducteur en choisissant la quantité de dopage. A l'intérieur d'un circuit intégré, il est aisé d'imaginer des zones plus ou moins dopées de manière à obtenir des résistances électriques.

### III.2.4. Semi-conducteurs dopés ou extrinsèques

Si on remplace dans un cristal pur, certains atomes par des atomes d'un autre corps simple, on dit que l'on dope le cristal avec des impuretés.

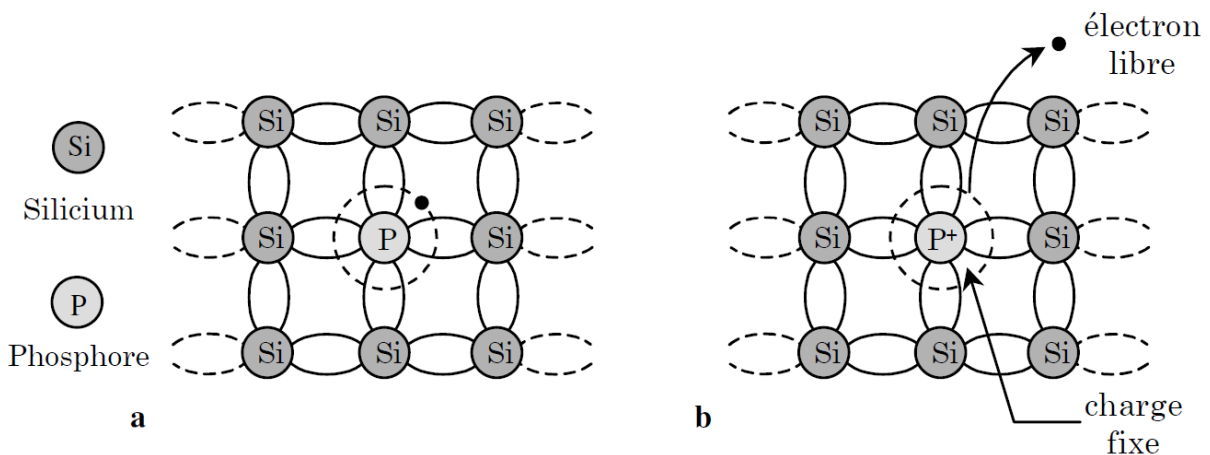
Exemple : le silicium (**Si**) est un matériau tétravalent (colonne IV), on peut effectuer le dopage avec des atomes :

- trivalents (Bore (**B**), Aluminium (**Al**) ou le Gallium (**Ga**) de la colonne *III* ). Dans ce cas on créera un apport de trous. On dit que le semi-conducteur est dopé **P** et que les impuretés introduites sont acceptrices d'électrons.



Silicium dopé au Bore ; (a)  $T=0K$ , (b)  $T \neq 0K$

- pentavalents (Phosphore (**P**), Arsenic (**As**) ou Antimoine (**Sb**) de la colonne V). On crée alors un apport d'électrons supplémentaires. Le semi-conducteur est dopé **N** et les impuretés sont dites donneuses d'électrons.



Silicium dopé au Phosphore ; (a)  $T=0K$ , (b)  $T \neq 0K$

La concentration en impureté dopante reste toujours très faible quel que soit le cas : de l'ordre de 1 atome d'impureté pour  $10^7$  atomes de silicium. Si le semi-conducteur est dopé **N**, il y a beaucoup plus d'électrons libres que de trous. On dit que les électrons sont les **porteurs de charge majoritaires**. Dans le cas d'un dopage **P**, ce sont les trous qui sont les

porteurs majoritaires. Dans les deux cas on a :  $n \neq p$ . En revanche, on a toujours :

$$n.p = ni^2$$

- Pour un semi-conducteur dopé **N**, soit  $N_D$  la concentration en impureté donneuses d'électrons. On a alors :

$$n \approx ND \text{ et } p \approx 0 \quad \text{à } T = 300K$$

- Pour un semi-conducteur dopé **P**, soit  $N_A$  la concentration en impureté acceptuses d'électrons. On a alors :

$$p \approx NA \text{ et } n \approx 0 \quad \text{à } T = 300K$$

La conduction dans ces matériaux est dite extrinsèque.

### III.3. LA DIODE A JONCTION

#### III.3.1. Jonction PN

La fonction "générique" d'une diode est d'une part, elle laisse passer le courant dans un sens, nous disons qu'elle est conductrice (dans le sens passant ou sens direct) et d'autre part, elle bloque le courant dans l'autre sens. Nous disons alors qu'elle est bloquée (dans le sens bloquant ou inverse).

En dopant respectivement **N** et **P** deux parties d'un même cristal semi-conducteur, on forme un dipôle appelé « **diode à jonction** ». La jonction est la surface de contact située entre les deux parties du cristal dopées différemment.

En d'autres termes, une « jonction PN » est la frontière entre les régions P et N, dont la conductibilité passe graduellement du type P au type N. Les figures ci-dessous illustrent une jonction PN ainsi que son symbole :

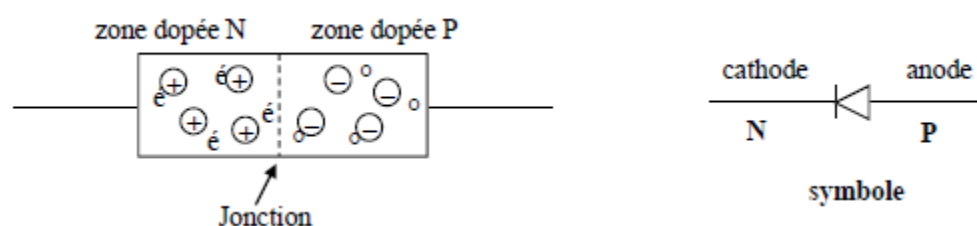


Schéma d'une diode à jonction PN

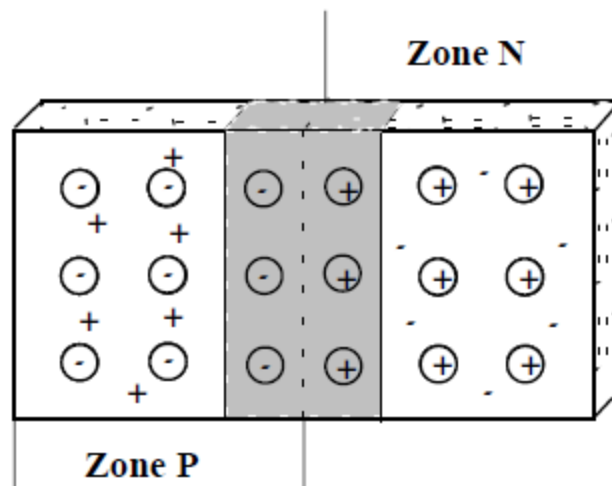
Bien qu'au départ chacune des deux zones soit électriquement neutre, la mise en contact des deux parties induit un phénomène de migration de porteurs majoritaires de part et d'autre de la jonction : certains trous de la zone **P** se déplacent vers la zone **N**, tandis que certains électrons de la zone **N** migrent vers la zone **P**.

Actuellement, pratiquement toutes les diodes sont réalisées à l'aide de silicium. Leur aspect diffère essentiellement en fonction des limites qu'elles peuvent supporter, à savoir le courant direct maximal et la tension inverse maximale.

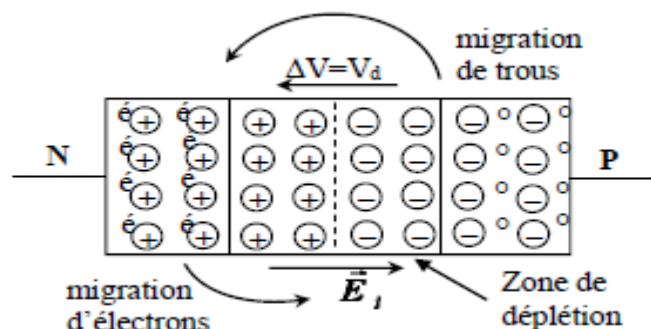
### a) De la jonction PN à la diode

Une diode est un élément en silicium formé de deux régions de dopage différent, à savoir dopage P et dopage N. La réunion des deux zones de dopage, sur une même plaquette de silicium, s'appelle une jonction PN.

A la jonction (réunion) des deux zones P et N, les porteurs de charges mobiles se combinent et il apparaît une zone d'espace vide de porteurs de charges mobiles, donc isolante. Les propriétés physiques qui résultent de cet espace donnent naissance aux phénomènes de conduction électrique particulière, comme la conduction dans un seul sens du courant électrique.



Une forte majorité d'éléments électroniques, du transistor aux circuits intégrés, sont composés de jonctions PN. Pour cette raison qu'il est utile de comprendre le mécanisme physique qui se déroule dans une jonction PN.



Un équilibre s'installe autour de la jonction, créant ainsi un champ électrique interne  $\vec{E}_i$ . La zone située autour de la jonction correspondant à ce champ électrique est appelée **zone de déplétion**. La présence de ce champ électrique se traduit également par la présence d'une différence de potentiel. Cette d.d.p.  $V_d$  est appelée **barrière de potentiel** (de l'ordre



de 0.7 V). La zone de déplétion se comporte comme un isolant et il devient très difficile pour un électron libre, de franchir cette zone.

### **b) Caractéristiques d'une diode**

Le comportement d'une diode peut se déduire de sa caractéristique courant-tension :  **$I_D = f(U_D)$** . La courbe obtenue n'étant pas une droite, nous parlons d'un élément non-linéaire. Ce qui signifie que le courant qui circule dans l'élément n'est pas proportionnel à la tension appliquée, donc ne dépend pas uniquement de la loi d'Ohm. Dans le sens direct, la tension de seuil est la tension nécessaire à appliquer à la diode pour qu'elle devienne conductrice.  $U_{SEUIL} \cong 0,6V$  pour le Si (0,3V pour le Ge).

Au-delà de la tension de seuil, le courant ne dépend pratiquement plus que de la résistance totale du circuit. La tension aux bornes de la diode est comprise entre 0,6V et 0,8V. Le courant inverse est très faible (de l'ordre du nano-ampère). Il augmente très fortement au-delà d'une certaine tension inverse, appelée tension de claquage. La tension inverse de claquage varie entre 10 et 1000 Volts suivant le type de diode. Dans la plupart des cas, l'emballement thermique entraîné par la tension de claquage détruit la diode.

Les caractéristiques varient considérablement avec la température et les concepteurs de circuits doivent en tenir compte. Nous n'entrerons pas ici dans plus de précisions concernant ces caractéristiques, car pour le dépanneur, de plus amples détails sont fournis dans les livres de correspondances (data-book) auxquels nous pouvons ici qu'encourager la lecture. Par contre, et avant d'analyser les divers circuits d'utilisations des diodes, voici quelques grandeurs que nous pouvons considérer comme importantes et qu'il faut garder en mémoire :

- **Courant direct maximum :  $I_F$**
- **Courant direct maximum de crête :  $I_{FM}$**
- **Tension inverse maximum :  $U_R$**
- **Tension inverse maximum de crête :  $U_{RM}$**

### **III.3.2. Polarisation de la diode**

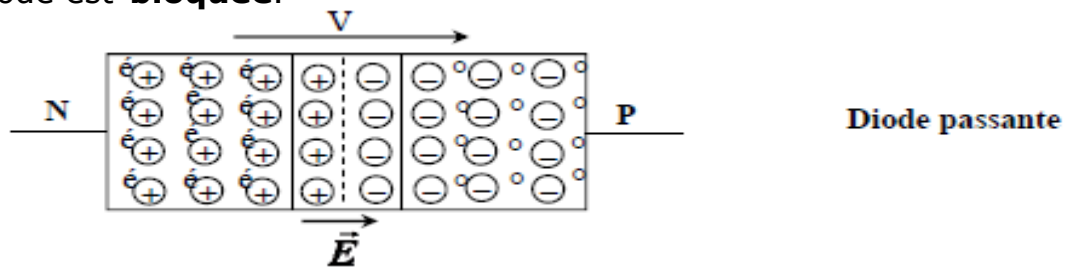
Il existe deux types de polarisation de la jonction PN (la diode) :

- La polarisation directe
- La polarisation inverse (indirecte)

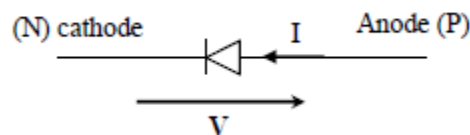
#### **a) Principe**

L'application d'une tension  **$V$**  dirigée comme indiquée sur la figure suivante ( $P \rightarrow N$ ) (polarisation inverse), crée un champ électrique qui

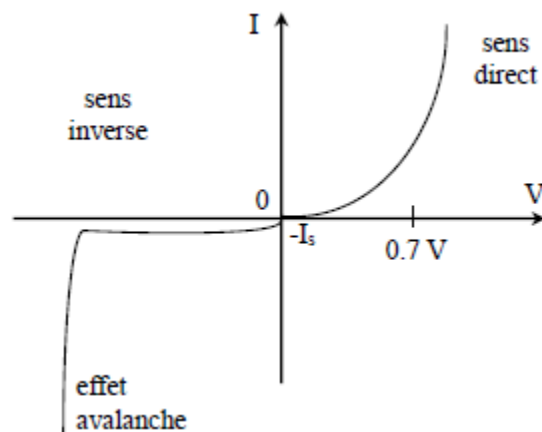
s'ajoute au champ électrique interne poussant ainsi les électrons de la zone **N** et les trous de la zone **P** à s'éloigner de la jonction : la zone de déplétion s'élargit ; la jonction devient pratiquement isolante. On dit que la diode est **bloquée**.



La circulation des électrons au travers de la jonction s'effectue de la zone **N** vers la zone **P** (de la cathode vers l'anode), c'est la **polarisation en direct** de la diode. Soit **V** la tension aux bornes de la diode et **I** le courant qui la traverse. Comme le courant circule de l'anode vers la cathode (sens inverse des électrons), on représentera tension et courant comme indiqué sur la figure suivante :



Si **V** est positif, on dit que la diode est **polarisée en sens direct**. Un courant **I** peut circuler dans la diode. Si **V** est négatif, la diode est **polarisée en sens inverse** et aucun courant ne peut y circuler. La caractéristique  $I=f(V)$  d'une diode est représentée sur la figure suivante :



$$I = I_s e^{\frac{eV}{kT}} = I_s e^{\frac{V}{V_0}}$$

Avec :

- $e = 1.6 \times 10^{-19} \text{C}$  : est la charge élémentaire de l'électron
- $k : 1.38 \times 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$  est la constante de Boltzmann

- $T$  : est la température absolue en Kelvin
- $I_s$  est l'intensité de saturation de l'ordre de  $10^{-12}$  A
- $V_0 = \frac{kT}{e} = 25 \text{ mV}$  à température ambiante

**En sens direct** : si  $V > 0$  et si  $V \gg V_0$  (par exemple pour  $V > 0.1V$ ) alors  $I = I_s e^{\frac{V}{V_0}}$

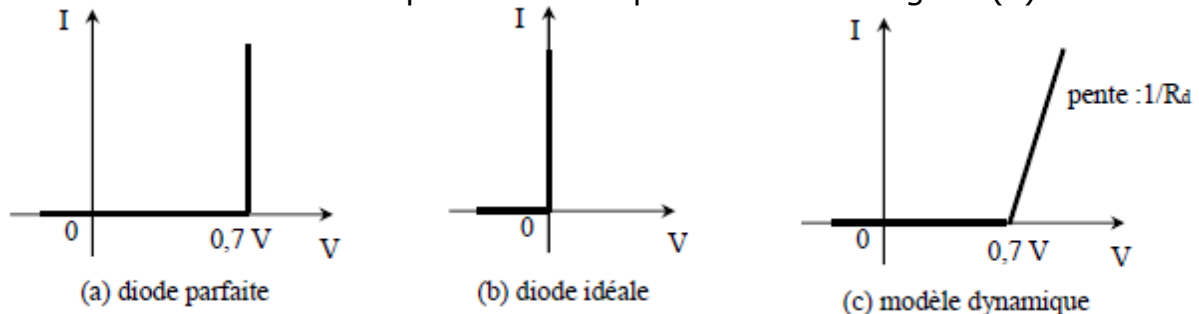
Le courant croît exponentiellement. On dit que la diode est passante ou polarisée en direct. Pour des valeurs importantes de  $I$ , la tension  $V$  varie peu et est de l'ordre de 0.6 à 0.7 V pour des diodes au silicium (0,2 V pour une diode au germanium). Cette tension est appelée **tension seuil** et se note  $V_s$ .

**En sens inverse** : Si  $V < 0$  et si  $V \gg V_0$ , alors  $I \approx -I_s$

On dit que dans ce cas la diode est polarisée en inverse. Pour des tensions inverses importantes (quelques dizaines de volts), on observe un effet de conduction forcé au travers de la jonction (**effet avalanche**) qui est en général destructeur. En général, on admet le fonctionnement suivant de la diode :

- **diode polarisée en sens direct** :  $V = 0.7V$ ,  $\forall I$  ; la diode est dite **passante** ;
- **diode polarisée en sens inverse** :  $I = 0$ ,  $\forall V$  ; la diode est dite **bloquée**.

Ce modèle de diode dite parfaite est représenté sur la figure (a) :



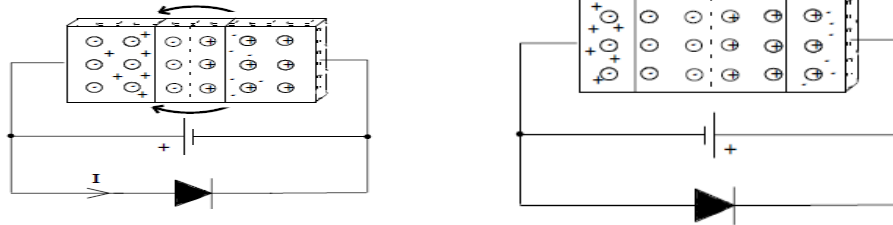
- Si on considère que la tension de 0,7 V est négligeable devant les autres tensions du circuit, on obtient alors le modèle de la diode dite idéale, dont la caractéristique est schématisée sur la figure (b).
- Si on souhaite un modèle plus proche de la caractéristique de la diode réelle, on peut adopter le modèle dit modèle dynamique représenté sur la figure (c) : on considère que cette caractéristique est formée de deux segments de droite :

$V < 0,7 \text{ volt} \Leftrightarrow I = 0$  (diode bloquée)

$V > 0,7 \text{ volt} \Leftrightarrow I = \frac{V - 0.7}{R_d}$  avec  $R_d$  : Résistance dynamique de la diode passante

## b) Mécanisme de conduction d'une diode

Lorsque l'on alimente une diode, donc une jonction PN, l'effet change selon la polarité de la tension appliquée. Une diode ne laisse passer le courant que dans un seul sens. Essayons de comprendre ce phénomène particulier.

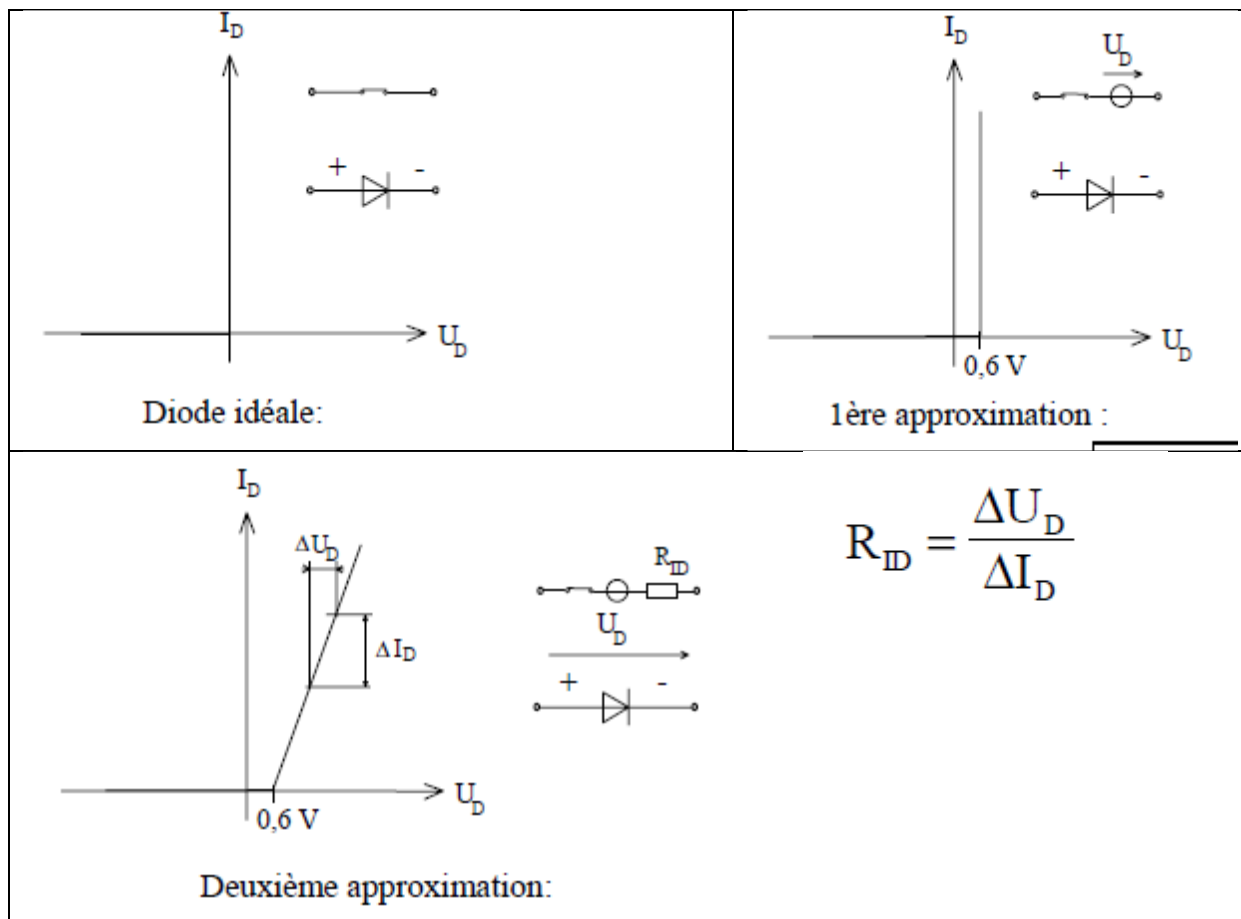


La borne plus (+) à la zone P	Le plus (+) à la zone N
$U_i = 0,6 - 0,7V$	$U_j = U_g$
Nous constatons qu'un courant électrique circule. La jonction est conductrice en présentant une différence de potentiel de 0,6 - 0,7 volts à ses bornes.	Nous constatons que la zone vide de porteurs de charges s'élargit. La jonction est isolante. La diode est bloquée et nous pouvons représenter cet état par un interrupteur ouvert.
La diode conduit et nous pouvons idéaliser ce fonctionnement en la remplaçant par un générateur DC (0,6 - 0,7V) et un interrupteur fermé.	Nous parlons ici de: polarisation dans le sens bloquant, ou dans le sens inverse; en anglais "reverse"

## c) Approximation d'une diode

En technique de maintenance, si nous désirons comprendre le fonctionnement d'un montage comprenant des diodes, il est souvent plus simple de considérer la diode de manière approximative. Pour illustrer ces approximations, nous utilisons une technique dite de schémas équivalents. Selon le besoin, nous pouvons avoir en tête, l'un ou l'autre des schémas équivalents ci-dessous.

Le choix de l'approximation dépend de la valeur des tensions présentes dans le circuit, de l'utilité du circuit à diode (développé dans les pages suivantes) ou encore des courants circulant dans le montage.



#### d) Utilisation :

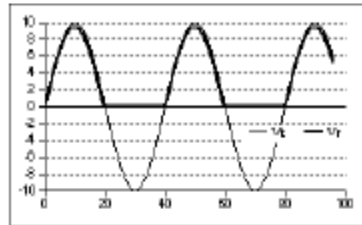
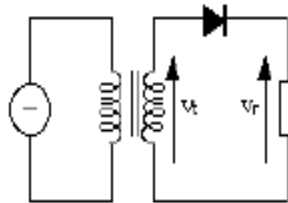
- Petits signaux : Commutations de commandes, petites protections, limitation, démodulation.
- Grands signaux : Redressements, protections d'électroaimants.

Les diodes sont utilisées principalement dans les circuits selon trois groupes de fonction différents:

<b>Les circuits de redressement</b>	qui permettent la conversion d'une tension alternative en une tension continue.
<b>Les circuits d'écrtage, ou circuits de limitation</b>	qui permettent d'empêcher un signal dépasser une valeur (amplitude) choisie.
<b>Les circuits de commutation</b>	qui permettent la commande ou le changement de normes, ou encore pour circuits logiques

### III.3.3. Diodes de redressement

Une des principales applications de la diode est le redressement de la tension alternative pour faire des générateurs de tension continue destinés à alimenter les montages électroniques.

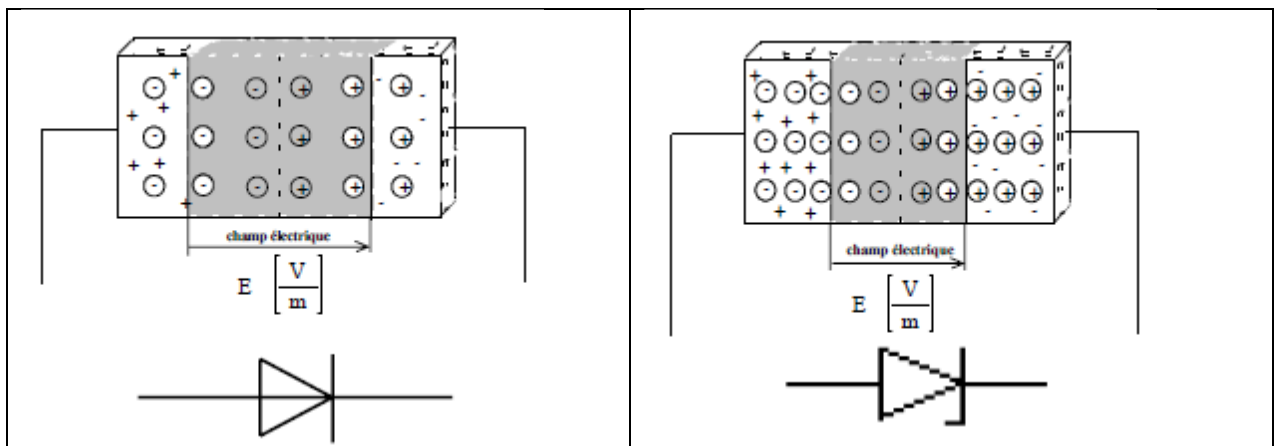


D'autres détails sur cette application seront vues dans les lignes qui suivent.

### III.3.4. Diodes Zener

#### a) De la diode conventionnelle à la diode Zener

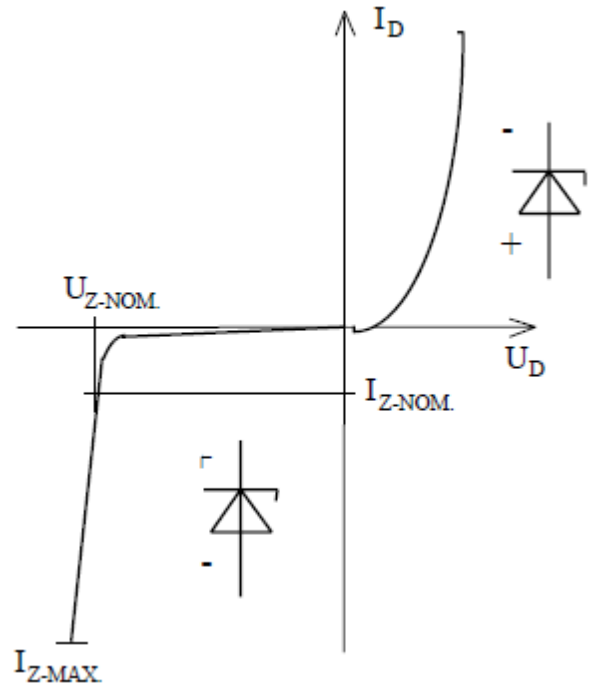
Plus fortement dopée que les diodes conventionnelles, un champ électrique relativement faible devient déjà suffisamment intense pour que les liaisons de covalence s'affaiblissent et se rompent. Les porteurs de charges (des éléments de dopage) ainsi libérés sont assez nombreux pour que le courant augmente brutalement et que la tension aux bornes de la diode ne varie pratiquement plus. C'est ce qui est appelé l'effet Zener.



Pour d'autres diodes Zener, il est possible que sous l'action du champ électrique interne, les porteurs de charges minoritaires (du silicium) de la zone isolante acquièrent une énergie suffisante pour qu'il puisse y avoir ionisation par choc, et, par effet d'avalanche, le courant croît extrêmement vite. La tension aux bornes de la diode ne varie pratiquement plus. C'est ce qui est appelé effet d'avalanche.

La caractéristique tension – courant d'une diode Zener montre ces phénomènes.

$$I_z = f(U_z)$$



### Dans le sens direct :

La diode Zener se comporte comme une diode conventionnelle.  $U_z \cong 0,6V$  et le courant maximum direct dépend du circuit externe à la diode.

### Dans le sens inverse :

La diode présente une résistance très petite dès que la tension de claquage, ou tension Zener, est atteinte. La diode est dans ce cas en conduction inverse, et il est impératif de limiter le courant dans celle-ci, avec une résistance en série, par exemple.

Dans ce cas,  **$U_z \cong U_z \text{ NOM (si } I_{z\text{MIN}} < I_z < I_{z\text{MAX}})$** . Nous pouvons également établir la valeur de la résistance interne que la diode présente au circuit. Nous parlons de résistance interne dynamique, qui se calcule selon la formule :

$$R_{IZ\text{DYN}} = \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z}$$

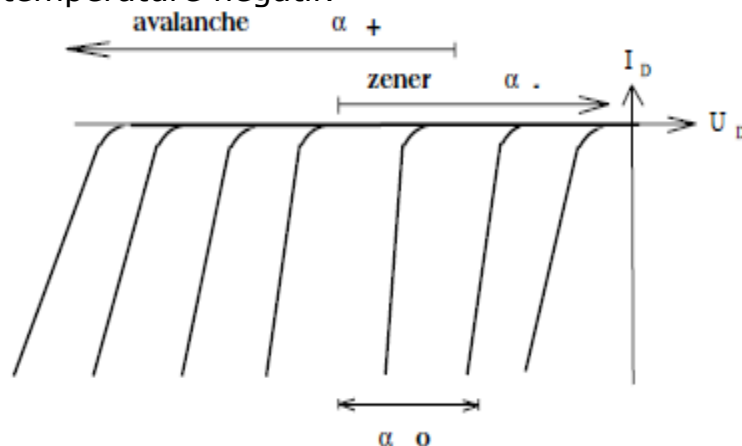
Si la tension inverse redescend en dessous de la valeur Zener, la diode se bloque à nouveau.

### **b) Valeurs pratiques des tensions Zener**

En pratique seul l'effet d'avalanche est possible pour les diodes dont la tension Zener dépasse 10V. Ce qui a deux conséquences, la

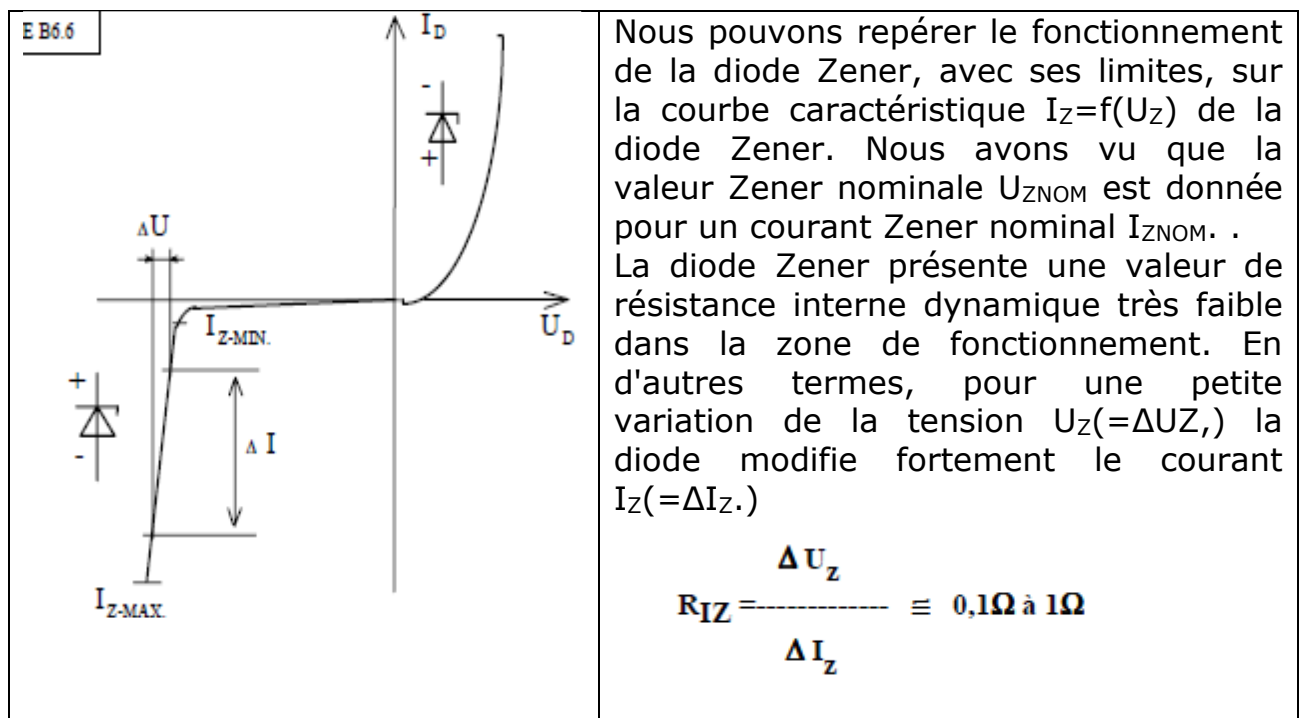
caractéristique de la diode est moins franche (la pente est plus grande) d'une part et le coefficient de température est positif d'autre part.

Les diodes dont la tension Zener est inférieure à 5V ont une jonction très mince et seul l'effet Zener peut avoir lieu, ce qui entraîne que la caractéristique de la diode est plus raide et, de plus, ces diodes ont un coefficient de température négatif.



Entre 5V et 10V, les deux effets se combinent. La caractéristique est la plus raide ainsi que le coefficient de température qui peut être proche de zéro. Les diodes Zener sont particulièrement indiquées pour les circuits dont la tension doit être très stable en température (V<sub>réf.</sub> par exemple).

### c) Principales caractéristiques d'une diode Zener





Enfin, en connaissant la puissance maximale que peut dissiper la diode, nous pouvons calculer le courant Zener maximal qui peut traverser la diode.

De la puissance maximale  $P_{ZMAX}$ , nous tirons le courant Zener maximum  $I_{ZMAX}$ .

$$I_{ZMAX} = \frac{P_{ZMAX}}{U_{ZNOM}}$$

Enfin, en connaissant la puissance maximale que peut dissiper la diode, nous pouvons calculer le courant Zener maximal qui peut traverser la diode.

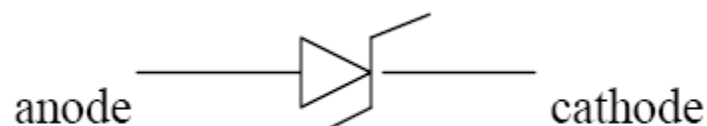
De plus, il est possible de déterminer, comme pour les diodes conventionnelles, une valeur de résistance interne de la diode, soit de manière statique  $R_{IZ\_STAT}$ , soit de manière dynamique  $R_{IZ\_DYN}$ , en fonction des besoins. Ce dernier point nous amène à considérer la diode Zener selon la même technique d'approximation utilisée pour les diodes conventionnelles.

Lors du dépannage, il peut être suffisant de considérer la diode Zener dans un circuit comme une diode Zener idéale. Par contre, dans la conception et le calcul de circuits électroniques, il est souvent nécessaire de prendre en compte la valeur de la résistance interne  $R_{IZ}$ .

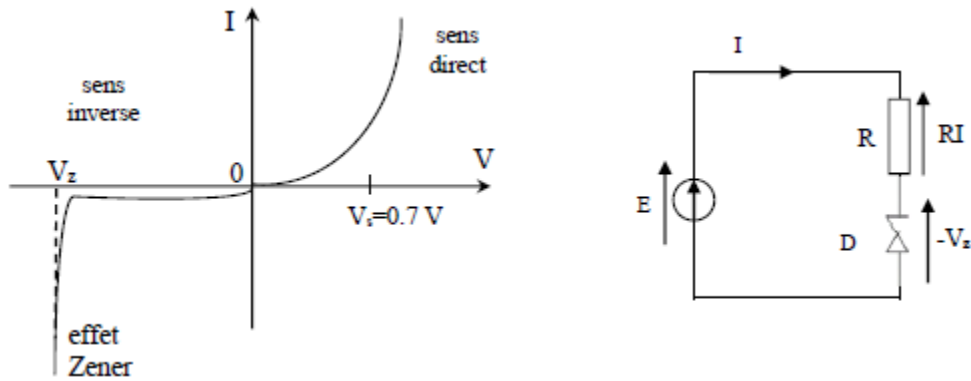
#### d) Fonctionnement

La fonction principale d'une diode Zener est de maintenir une tension constante à ses bornes. Ce sont des diodes stabilisatrices de tension.

Lorsque la diode est "polarisée en sens inverse" et la tension à ses bornes est trop forte on assiste au phénomène d'avalanche. Le courant inverse qui traverse la diode augmente subitement. On parle **d'effet Zener** et de telles diodes sont appelées diodes Zener dont le symbole est présenté ci-dessous :



Quel que soit le courant qui la traverse, la diode Zener présente à ses bornes, une tension quasiment constante appelée tension Zener et notée  $V_z$  ( $V_z = qq \text{ V}$  à  $qq \text{ 0,1 kV}$ ). Cette propriété est très utilisée dans les montages régulateurs de tension (protection des montages).



Toutes les diodes Zener sont réalisées à l'aide de silicium. Les Zener les plus courantes ont une  $P_{Z\text{ NOM.}} = 450\text{ mW}$ .

Ohmiquement, on mesure uniquement l'état de la jonction PN (ouvert ou court-circuit). Pour mesurer les valeurs de sa caractéristique tension - courant, il faut veiller à limiter le courant maximal admissible.

### e) Stabilisation de tension :

De par leurs caractéristiques, les diodes Zener sont idéales pour stabiliser des tensions continues ayant une ondulation résiduelle non négligeable (cas des tensions redressées filtrées). Le montage de la figure ci-dessous est un stabilisateur de tension. Il permet de maintenir la tension  $U$ , aux bornes de la charge  $R_U$ , sensiblement constante lorsque le courant  $I_U$ , varie entre 0 et  $I_{U\text{ max}}$  et/ou lorsque la tension d'entrée (non régulée)  $V_c$  varie entre  $V_{C\text{ min}}$  et  $V_{C\text{ max}}$ , c'est le cas des tensions redressées filtrées.

Pour que la diode Zener fonctionne et assure son rôle de stabilisateur, il faut qu'un courant  $I_z$  non nul circule en permanence dans ce composant, et ce quelles que soient les variations de la tension d'entrée  $V_c$  et de la charge  $R_U$ .

### f) Spécifications/Types :

- Puissance nominale  $P_{Z\text{ NOM.}}$  [W],
- Tension inverse (ou Zener) nominale  $U_z$  [V] et
- Courant Zener maximal  $I_{Z\text{ MAX.}}$  [A].

### g) Utilisation :

Les diodes Zener sont utilisées pour leur propriété de maintenir une tension constante à leurs bornes : Les circuits de stabilisation de tension ou "régulateur Zener" ou les circuits générateurs de tension de référence. Le schéma est toujours semblable et consiste à relier une résistance en série avec la Zener et de se connecter aux bornes de celle-ci pour obtenir une tension fixe.

La grosse majorité des diodes Zener sont utilisées dans des circuits de commande faible consommation. Egalement comme circuit de limitation ou écrêtage.

### III.3.5. Diodes Schottky

Les diodes Schottky, à jonction métal / semi-conducteur; elle est très rapide. Elle est très utilisée dans les circuits logiques rapides (TU Schottky).



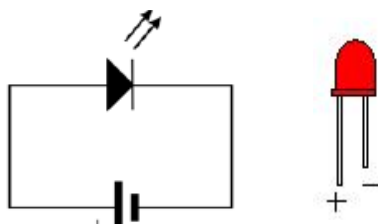
La diode Schottky est utilisée en haute fréquence. Elle est constituée par une zone métallique (or, argent ou platine) et une zone N. Les électrons libres sont les seuls porteurs majoritaires dans la jonction PN. Cette jonction hétérogène est très utilisée dans les circuits logiques rapides.

### III.3.6. Diodes électroluminescentes (LED)

#### III.3.6.1. Présentation

Ces diodes spécifiques à base d'arséniure de gallium ont la propriété d'émettre de la lumière dans une bande de fréquence déterminée par les caractéristiques du matériau employé quand elles sont traversées par un courant direct.

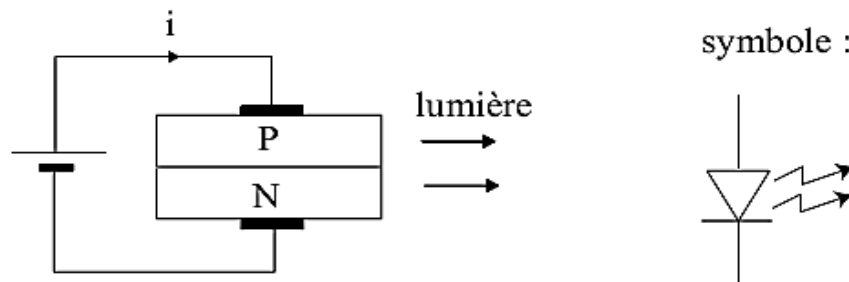
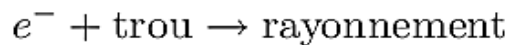
La LED (Light Emitting Diode), également appelée diode électroluminescente, est une diode prévue pour fonctionner en polarisation directe, afin d'émettre des radiations lumineuses invisibles (infrarouge) ou visibles (rouge, orange, jaune, vert ou bleu).



Il en existe de diverses couleurs (jaune, orange, rose, rouge, vert, infrarouges). Leur rendement lumineux est assez faible. On les utilise avec un courant direct d'environ 10 à 20 mA. La tension de coupe de ces composants est plus élevée que pour les diodes standard, et elle dépend de la couleur.

#### III.3.6.2. Fonctionnement

Une LED est une diode à jonction PN qui émet un rayonnement lorsqu'elle est polarisée en sens direct. Le rayonnement provient de l'émission d'un photon lors de la recombinaison électron/trou :



**Figure VIII.6** : Constitution interne et symbole d'un phototransistor

L'intensité du rayonnement émis augmente lorsque le courant  $i$  augmente. Sa couleur dépend de la nature du semi-conducteur. Ex. : Arsénio-phosphure de gallium (Ga P As) → rouge.

Les électrons libres traversant la jonction se recombinent avec des trous. Lors de cette recombinaison, ils perdent de l'énergie. Dans les autres diodes cette énergie est dissipée en chaleur, mais dans les diodes électroluminescentes (DEL, LED) elle est transformée en radiation lumineuse.

LED Rouge	$V_F \geq 1,6 \text{ V}$	pour $I_F = 20\text{mA}$
LED Verte	$V_F \geq 2 \text{ V}$	pour $I_F = 20\text{mA}$
LED Jaune	$V_F \geq 2,2\text{V}$	pour $I_F = 20\text{mA}$

Ces composants ont des caractéristiques intéressantes comme une durée de vie quasi illimitée (100000 heures) et une petite taille. On les rencontre partout : feux tricolores de circulation, panneaux d'affichage électroniques (heure, température...). Les diodes à infrarouges servent beaucoup dans les télécommandes d'appareils TV ...

### III.3.6.3. Applications

Les utilisations des LED sont de plus en plus nombreuses, car ces composants sont plus fiables que des lampes à incandescence, et leur rendement est un peu meilleur. On les rencontre partout où on a besoin de témoins lumineux, et de plus en plus, associées en matrices pour remplacer des grosses lampes (feux tricolores de circulation par exemple), ou pour faire des panneaux d'affichage électroniques (heure, température, publicités diverses). On les utilise généralement comme :

- Source de lumière dans les montages photo-électriques (LED + phototransistor) ;
- voyants;
- affichage numérique.

- Les diodes à infrarouges servent beaucoup dans les télécommandes d'appareils TV / HIFI. On les utilise alors avec des forts courants pulsés.

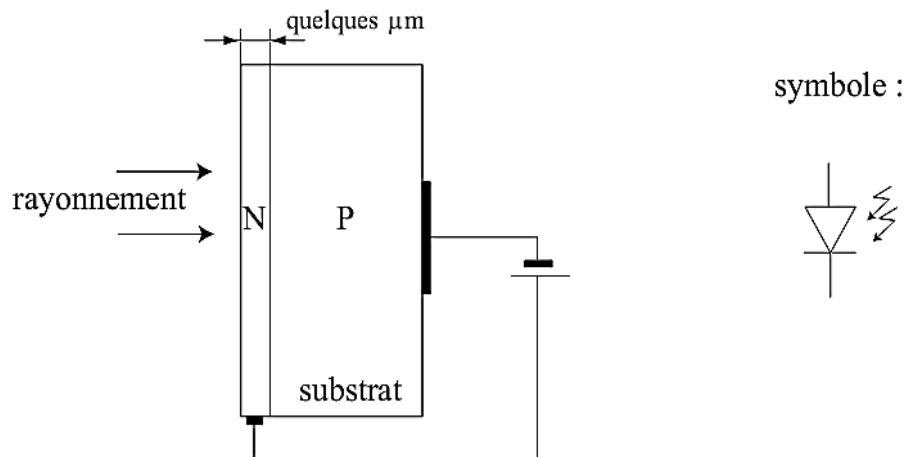
### III.3.7. PHOTODIODE

#### III.3.7.1. Constitution

Réalisation par la technologie PLANAR : sur un substrat de silicium P, on diffuse une mince couche N.

#### III.3.7.2. Fonctionnement

Une diode à jonction polarisée en sens inverse est parcourue par un courant très faible dû aux porteurs minoritaires des régions P et N : courant de saturation  $I_S \approx 1 \mu A$ .

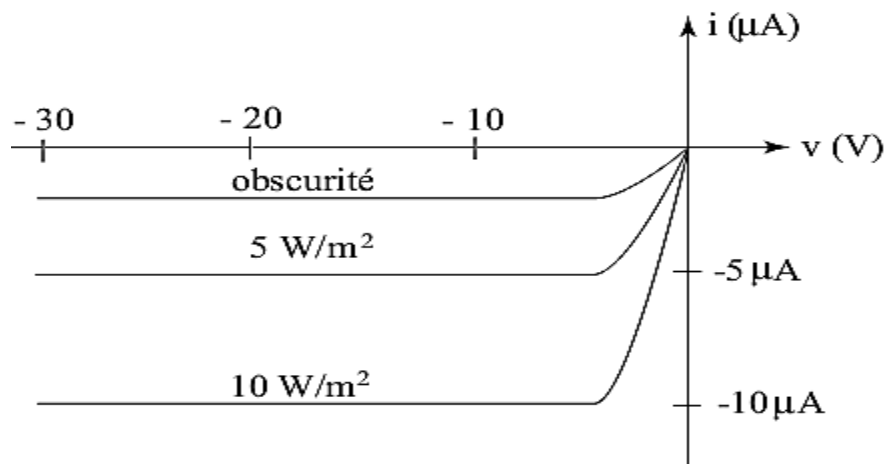


**Figure III** : Constitution interne et symbole d'une photodiode

Si le cristal est éclairé du côté N et si les photons ont une énergie suffisante, ils peuvent arracher des électrons aux atomes → création d'électrons libres et de trous supplémentaires = porteurs majoritaires (électrons) et minoritaires (trous).

Les majoritaires ne peuvent pas franchir la jonction, puisqu'elle est polarisée en sens inverse. Les minoritaires peuvent traverser la jonction → augmentation du courant inverse, d'autant plus important que l'éclairement du cristal est grand.

#### III.3.7.3. Caractéristique



**Figure III** : Caractéristique (inverse) d'une photodiode

Dans le domaine des radiations visibles, la sensibilité est de  $\approx 1 \text{ } \mu\text{A}/(\text{W/m}^2)$ . Le courant  $i$  suit facilement des variations brusques d'éclairement → utilisation aux hautes fréquences ( $> 1\text{MHz}$ ).

### III.3.8. Diodes varicap

On utilise la variation de la capacité de jonction avec la polarisation inverse dans des oscillateurs ou des circuits d'accord. On fait alors facilement varier la tension d'oscillation ou d'accord en modifiant la tension de polarisation. On obtient un condensateur dont la capacité est fonction de la tension inverse appliquée selon une loi du type :

$$C = C_0 + \frac{C_1}{\sqrt{1 + 2V_{inv}}}$$

Son symbole :

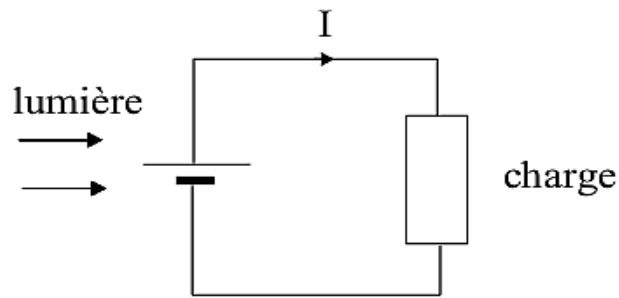


Une diode possède une capacité (très faible). La capacité d'une diode polarisée en inverse diminue quand la tension inverse augmente. Ainsi on a un condensateur variable qui est commandé par une tension.

### III.3.9. Photopiles

#### III.3.9.1. Présentation

Photopile = groupement de cellules photovoltaïques = diodes à jonction PN placées dans un boîtier dont une face est transparente.



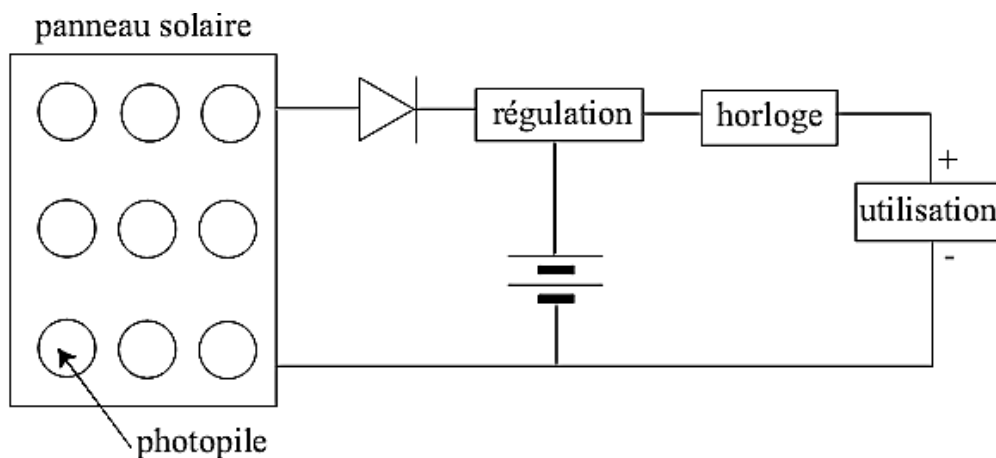
**Figure III :** Schéma de principe d'une photopile

Pour obtenir un courant et une puissance suffisants, on réalise des jonctions de surface importante (plusieurs  $\text{cm}^2$ ). La couche N doit être très mince ( $<1 \mu\text{m}$ ) pour éviter l'absorption de la lumière. Elle doit être fortement dopée  $\rightarrow$  diminution de la résistance interne de la photopile.

### III.3.9.2. Applications

- circuits sans générateurs ;
- alimentation en électricité de zones inaccessibles pour les lignes de transport, satellites, stations de télécommunications.

### III.3.9.3. Mise en œuvre : station solaire



**Figure III :** Mise en œuvre de la photopile dans une cellule photovoltaïque

Module (ou panneau solaire) = plusieurs dizaines de cellules placées sur un circuit imprimé, monté dans un cadre en aluminium, avec une face avant en verre spécial. Sa face arrière reçoit un enrobage de résine époxy. L'ensemble doit être parfaitement étanche.

### III.3.9.4. Limitations

- prix élevé;
- surface importante ( $1 \text{ m}^2 \rightarrow 60 \text{ W}$ ) ;
- faible rendement :  $\approx 10 \%$ .

### III.4. LE TRANSISTOR BIPOLAIRE

Les transistors sont des composants électroniques qui ont trois électrodes (pattes) contrairement aux diodes qui en ont deux. La troisième électrode permet de commander le transistor soit en tension soit en courant.

En conséquence, il existe plusieurs sortes de transistors, dans notre cas, nous allons en citer deux, à savoir : les transistors bipolaires qui sont commandés en courant, et les transistors unipolaires qui sont commandés en tension.

#### III.4.1. Présentation

Avant 1945, tout équipement électronique comportait des tubes à vide. Ces "lampes" lumineuses, dont le filament à lui seul consommait déjà quelques watts, nécessitaient une alimentation volumineuse et un dispositif de circulation d'air afin de dissiper la chaleur émise. Effectuant des recherches depuis 1947 aux Bells Telephone Laboratories, trois chercheurs mirent au point, vers 1948, un dispositif à semi-conducteur à deux jonctions appelé transistor (de l'expression anglaise TRANSfer resISTOR). Ces trois physiciens et techniciens américains, JOHN BARDEEN, WALTER BRATTAIN et WILLIAM SCHOCKLEY obtinrent d'ailleurs le prix Nobel de physique en 1956 pour leur invention.

L'impact de cette découverte sur l'électronique fut considérable et donna naissance à toute une industrie ainsi qu'au développement de composants électroniques allant jusqu'au microprocesseur actuel présent dans tout micro-ordinateur.

Un transistor est réalisé à partir d'une plaquette semi-conductrice, germanium ou silicium, dans laquelle trois zones de dopage P ou N, telles que nous l'avons déjà décrit pour les diodes, sont créées, ce qui représente la réalisation de deux jonctions P-N.

Il est donc possible d'obtenir des transistors PNP ou NPN qui sont complémentaires. Les courants et les tensions d'un transistor PNP sont opposés aux courants et tensions d'un transistor NPN, mais le principe de fonctionnement est exactement le même pour les deux types. Vu à l'aide d'un microscope, l'intérieur d'un transistor peut se visualiser (en simplifié, bien sûr) selon le dessin ci-dessous.

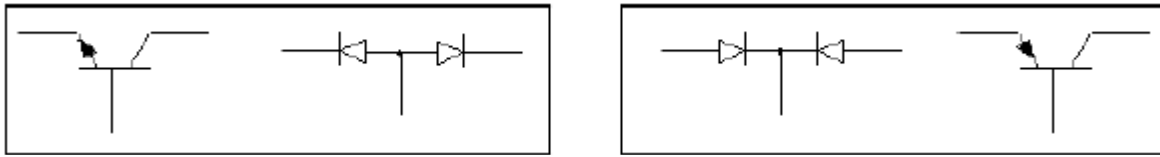


Les trois régions des transistors. a) Transistor NPN. b) Transistor PNP.

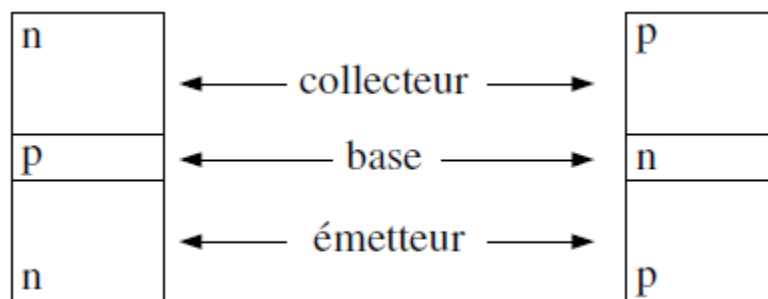
#### III.4.2. Constitution



Le transistor bipolaire est réalisé dans un monocristal comportant trois zones de dopage différentes. On reconnaît deux jonctions PN que l'on peut considérer comme deux diodes lorsque le transistor n'est pas polarisé.



Le transistor ressemble donc à deux diodes, l'une pouvant être appelée diode collecteur pour la jonction base-collecteur, et l'autre diode émetteur pour la jonction base-émetteur. Le transistor peut se comparer au schéma de deux diodes dont soit les anodes (cas du NPN) ou les cathodes (cas du PNP) sont reliées et symbolisent la base.



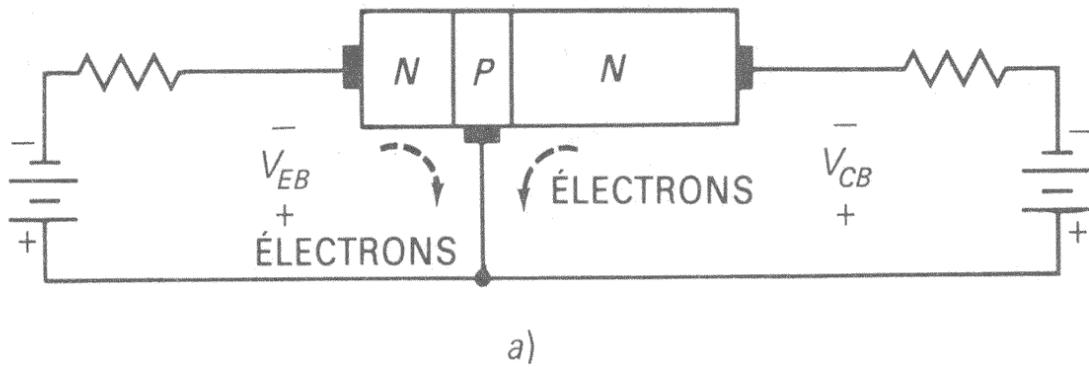
Ce schéma équivalent des deux diodes représente bien ce que nous pouvons mesurer à l'aide d'un ohmmètre, mais la comparaison s'arrête là car pour que l'effet transistor existe, il faut bien que la base soit très mince et faiblement dopée, le tout sur la même plaquette semi-conductrice. Il est utile de savoir que la zone d'émetteur est fortement dopée, la zone de base est très étroite (de l'ordre du  $\mu\text{m}$ ) et faiblement dopée, alors que la zone collecteur, dopée moyennement, est par contre la plus large des trois zones et dissipe le plus de chaleur.

### III.4.3. Effet transistor

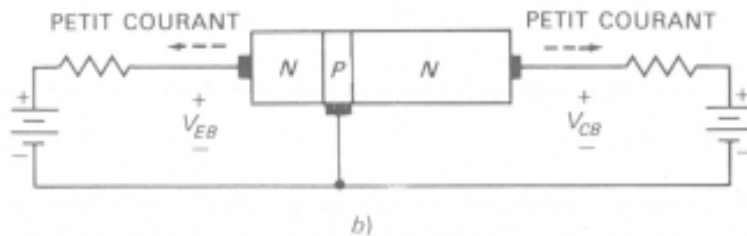
Pour polariser correctement un transistor, il faut que : la jonction entre B et E soit polarisée dans le sens direct, la jonction entre C et B soit polarisée dans le sens inverse.

#### III.4.3.1. du microscope à l'ampèremètre

Si nous alimentons le transistor de telle manière à polariser les diodes collecteur et émetteur dans le sens direct, nous constatons un grand courant du aux porteurs de charges majoritaires amenés par les atomes du dopage.



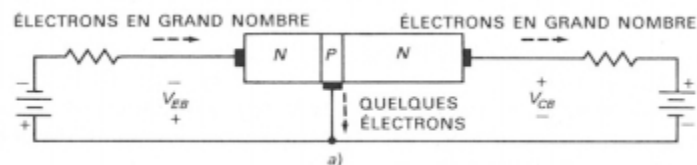
Si au contraire nous alimentons le transistor de manière à polariser les diodes collecteur et émetteur dans le sens inverse, nous constaterons un très faible courant, dû aux porteurs de charges minoritaires amenés par l'agitation thermique. Ce courant est souvent négligeable, mais il existe néanmoins.



Chacun des courants ci-dessus est dépendant de la température et augmente avec celle-ci. En effet, la résistivité des semi-conducteurs diminue avec l'augmentation de la température (le coefficient  $\alpha$  est négatif). Cette dépendance physique sera lourde de conséquence lorsqu'il faudra obtenir des montages électroniques stables quelle que soit la température de fonctionnement.

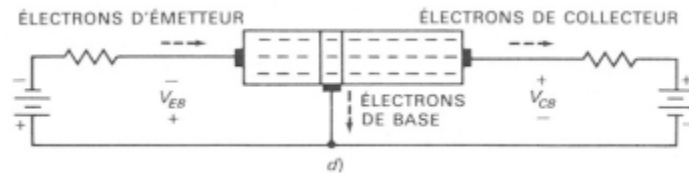
### III.4.3.2. du microscope à l'effet transistor

Rien d'inhabituel ne s'est produit lors de la polarisation directe ou inverse des deux jonctions. Ce que nous pouvons appeler l'effet transistor se produit lorsque le transistor est alimenté de manière à polariser la diode émetteur dans le sens direct et la diode collecteur dans le sens inverse:



Nous pouvons nous attendre à un courant d'émetteur provenant de la base, puisque la jonction base-émetteur est polarisée dans le sens direct, et à aucun courant de collecteur, car la jonction base-collecteur est polarisée en inverse. Mais ce serait oublier que la base est très mince et

faiblement dopée. L'effet transistor peut se résumer (et se simplifier) de la manière suivante: **les électrons venant de l'émetteur (cas du NPN) arrivent dans la région de la base. Deux trajets sont offerts, l'un vers la zone de la base, et l'autre à travers la jonction collecteur et ensuite dans la région du collecteur.**



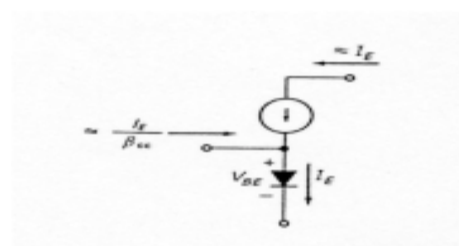
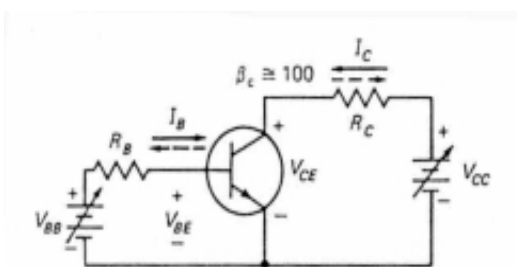
La base étant très mince et remplie d'électrons provenant de l'alimentation de l'émetteur, ceux-ci provoquent un champ électrique sur la jonction collecteur, renforcé par la polarisation inverse de l'alimentation de collecteur, qui entraîne une conduction par effet d'avalanche, à l'image d'une diode Zener.

En fait, dans la plupart des transistors, plus du 95% des électrons vont dans la région du collecteur, et moins de 5% des électrons vont dans la région de la base et passent au conducteur externe de la base.

L'effet transistor n'existe donc que si la diode émetteur est polarisée dans le sens direct et la diode collecteur dans le sens inverse. Si ces conditions sont remplies, nous constatons deux événements essentiels pour l'utilisation du transistor, à savoir :

- Le courant de collecteur est à peu près égal au courant d'émetteur. ( $I_E = I_C$  à 5% près) ;
- Le courant de collecteur n'est existant que si la jonction base-émetteur est polarisée dans le sens direct ( $U_{BE} = 0,6V$ ) ce qui implique un courant de base  $I_B$ .

En résumé, pour que l'effet transistor existe, il faut que la diode collecteur soit polarisée en inverse et que la diode émetteur soit polarisée dans le sens direct. Et seulement dans ce cas que le transistor devient une source de courant commandée : le faible courant de base commande un fort courant d'émetteur (et donc de collecteur), le transistor peut se représenter à l'aide d'un schéma équivalent composé d'une source de courant (commandée) et d'une diode.



La loi de Kirchhoff appliquée au transistor bipolaire :

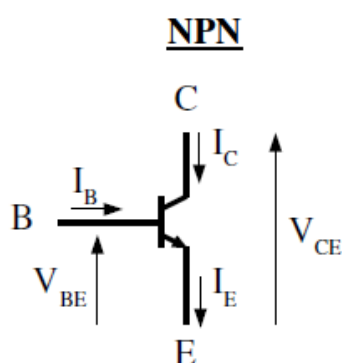
$$I_E = I_C + I_B$$

### III.4.4. Symboles, tensions et courants

Le transistor bipolaire est un composant électronique discret constitué de trois électrodes représentant la succession de trois semi-conducteurs, respectivement de type P-N-P ou N-P-N. dans les figures ci-dessous, il s'agit, dans le premier cas, d'un transistor NPN, et dans le deuxième cas, d'un transistor PNP. Par construction, les jonctions base - émetteur et base - collecteur ne sont pas identiques. Le transistor ne fonctionne pas de manière symétrique :

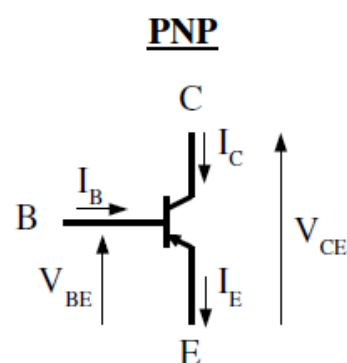
- Le collecteur et l'émetteur ont des dopages très différents.
- L'émetteur est beaucoup plus dopé que la base
- La base est plus mince.

La flèche qui repère l'émetteur indique le sens passant de la jonction base - émetteur, le type du transistor ainsi que le sens de parcours du courant.



grandeurs positives

L'émetteur est repéré par la flèche qui symbolise le sens réel du courant



grandeurs négatives

### III.4.5. Fonctionnement

#### III.4.5.1. Les montages fondamentaux

Le transistor ayant trois électrodes, l'une d'elles sera commune à l'entrée et à la sortie. Il en résulte trois montages principaux. Les montages correspondant à une permutation entrée sortie sont sans intérêt car ils ne permettent pas de gain.

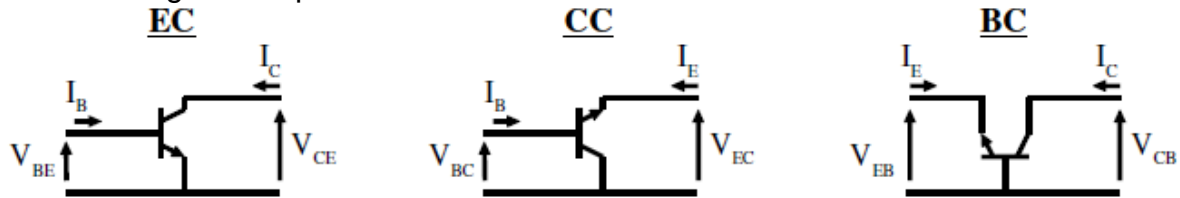
On considère le transistor comme un quadripôle dont une électrode est commune à l'entrée et la sortie. Trois montages sont donc à envisager :

- base commune utilisé en haute fréquence,
- collecteur commun utilisé en adaptation d'impédance,
- émetteur commun utilisé en amplification et le plus commun.

Montage	entrée	sortie
---------	--------	--------

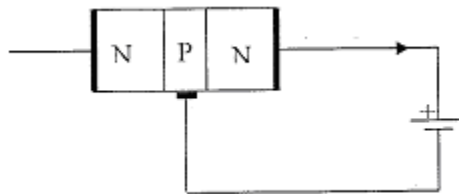
<b>Emetteur-commun (EC)</b>	base	collecteur
<b>Collecteur-commun (CC)</b>	base	Emetteur
<b>Base-commune (BC)</b>	Emetteur	Collecteur

Ces 3 montages sont présentés ci-dessous :

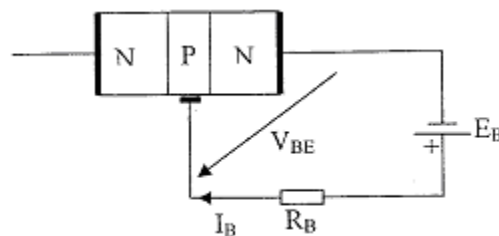


#### III.4.5.2. Fonctionnement en courant de base nul

Alimentons un transistor NPN comme indiqué à la figure ci-dessous. Le courant  $I_C$  est le courant inverse de la jonction base - collecteur, de l'ordre du nA et indépendant de  $V_{CB}$ , nous le noterons  $I_{C0B}$ .



#### III.4.5.3. Fonctionnement à collecteur ouvert



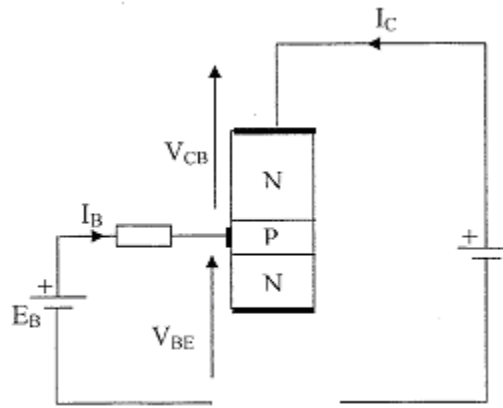
Alimentons un transistor NPN comme indiqué à la figure ci-dessus, la jonction base - émetteur est polarisée en direct,  $V_{BE} = 0,7V$  (pour le silicium) Le courant de base est donné par :

$$I_B = \frac{E_B - 0,7}{R_B} = \frac{E_B}{R_B}$$

Ce courant ne dépend que des éléments extérieurs et est indépendant du transistor. La caractéristique  $I_B = f(V_{BE})$  est celle d'une diode polarisée en direct. Le courant de collecteur est nul  $I_C = 0$ .

#### III.4.5.4. Fonctionnement à collecteur fermé :

Considérons le schéma de la figure ci-dessous :



La jonction base - émetteur est polarisée en direct. Des trous sont injectés de la base vers l'émetteur alors que des électrons passent de l'émetteur vers la base. Cette diffusion donne naissance à un courant  $I_E$ .

Ce courant est essentiellement dû aux électrons injectés de l'émetteur (plus dopé que la base). D'autre part, on a :

$$V_{CB} = V_{CC} - V_{BE} \approx V_{CC} \text{ est positive,}$$

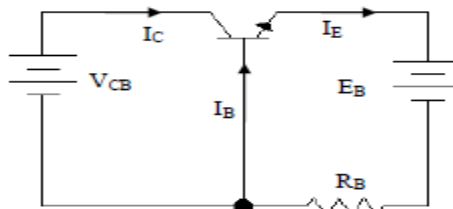
Donc, la jonction base - collecteur est polarisée en inverse. Par construction, le collecteur capte un nombre d'électrons (courant  $I_C$ ) beaucoup plus important que la base. Le courant de base,

$$I_B = \frac{E_B}{R_B} \text{ est indépendant du transistor.}$$

Il est nécessaire pour maintenir la concentration de trous dans la base. L'effet transistor consiste à contrôler, à l'aide du courant de base  $I_B$ , relativement faible, un courant de collecteur  $I_C$ , beaucoup plus important.

#### III.4.5.5. Mise en équation :

Considérons le schéma de la figure ci-dessous. La jonction base-collecteur est polarisée en inverse. La jonction base-émetteur est polarisée en direct.



Le courant  $I_C$  résulte :

- du courant de fuite en base commune  $I_{CBO}$  qui intervient sur le schéma de la figure (fonctionnement en courant de base nul).
- du courant  $\propto I_E$  provenant des électrons injectés par l'émetteur,  $0,9 < \alpha < 0,995$ .

Soit :

$$I_c = \alpha I_E + I_{CB0}$$

Et  $I_E = I_c + I_B$

De ces deux équations, on tire :  $I_c = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{I_{CB0}}{1-\alpha}$

Que l'on écrit sous la forme :  $I_c = \beta I_B + I_{CB0}$

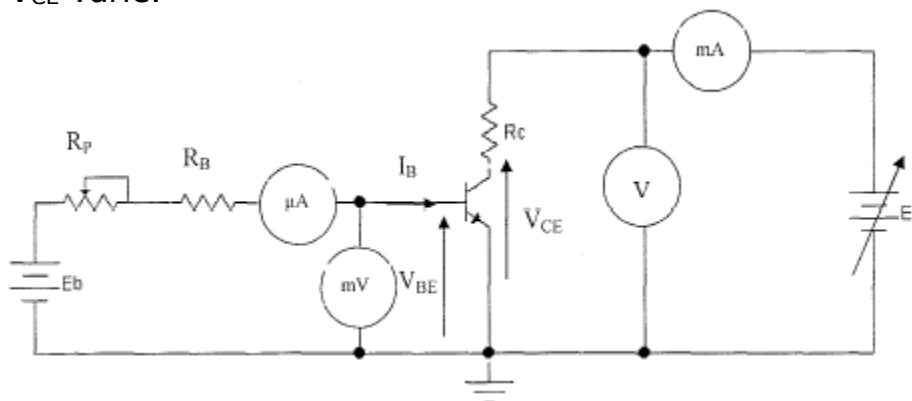
Avec :

$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$  : c'est le gain en courant en Emetteur-commun

$I_{CE0} = \frac{I_{CB0}}{1-\alpha}$  : C'est le courant de fuite en Emetteur-commun

### III.4.5.6. Réseau de caractéristiques (montage EC)

Pour caractériser complètement le fonctionnement d'un transistor, il faut déterminer six grandeurs :  $I_C$ ,  $I_B$ ,  $I_E$ ,  $V_{CE}$ ,  $V_{BE}$  et  $V_{CB}$ . Pour procéder au relevé des caractéristiques on utilise le montage ci-dessous. Les paramètres d'entrée  $I_B$  et  $V_{BE}$  sont maintenus constants et on mesure  $I_C$  lorsque  $V_{CE}$  varie.



On étudie un transistor au silicium de faible puissance. Pour les transistors au silicium la tension de seuil de la jonction base-émetteur est voisine de 0,7V.

**Réseau de sortie :** C'est le réseau  $I_C = f(V_{CE})$  à  $I_B = Ct$ . Dans ce réseau on distingue trois zones, à savoir :

- $V_{CE}$ : faible (inférieure à 0,7V), la jonction base - collecteur est polarisée en directe. Le courant  $I_C$  varie linéairement avec  $V_{CE}$ .
- $V_{CE}$  : grand, il y a claquage inverse de la jonction et croissance du courant par avalanche.

Selon les transistors, la tension de claquage varie de 30V à 250V.

- $V_{CE}$  intermédiaires, le courant collecteur est donné par la relation :

$$I_C = \beta I_B + I_{CB0} + k V_{CE}$$

Il y a une légère croissance de  $I_C$  avec  $V_{CE}$ . En pratique on utilise la relation simplifiée :

$$I_C = \beta I_B$$

Où  $\beta$  est le gain en courant du transistor. Suivant le type des transistors et les conditions de fabrication, sa valeur varie entre 20 et 200. Le gain varie avec le courant collecteur, la tension  $V_{CE}$ , et la température (terme  $I_{CEO}$ ).

$I_B$ , étant  $\beta$  fois plus faible que  $I_C$ , On peut considérer que la puissance dissipée dans le transistor est :

$$P = V_{CE} \cdot I_C$$

### **Réseau de transfert en courant :**

C'est le réseau  $I_C = f(I_B)$  à  $V_{CE} = Cte$ . La courbe est linéaire et passe par le point  $I_B = 0$  et  $I_{CEO}$ . C'est la courbe représentative de l'équation :

$$I_C = \beta I_B + I_{CEO}$$

### **Réseau d'entrée :**

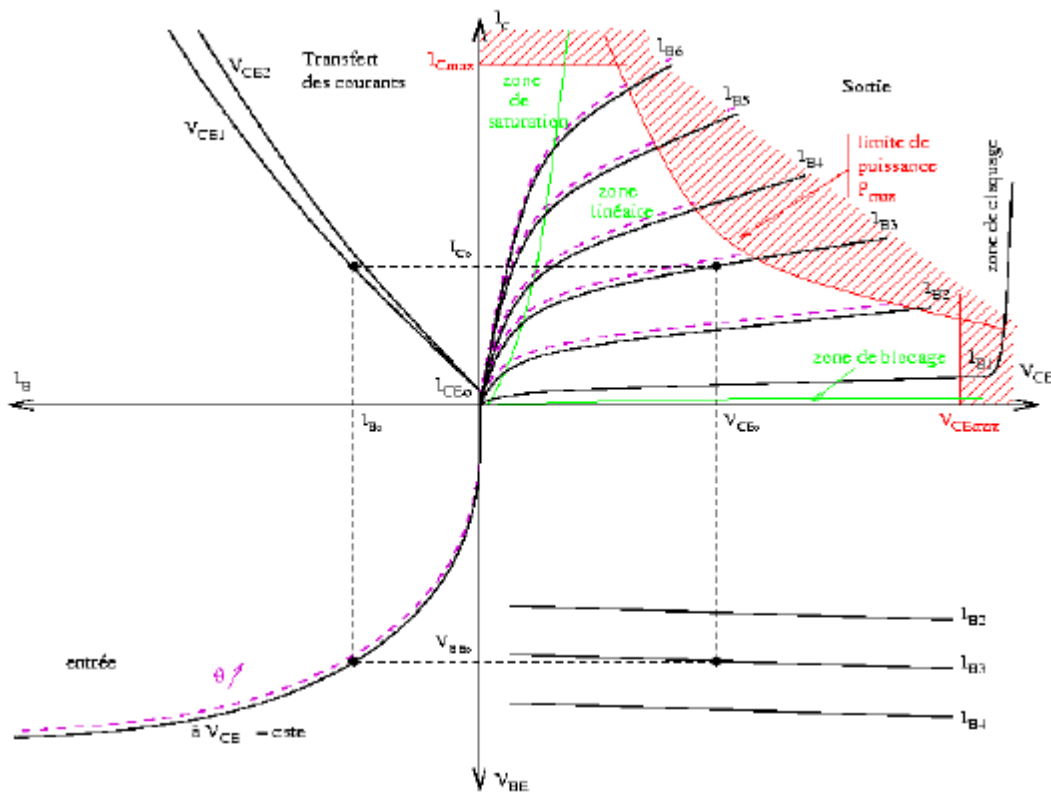
C'est le réseau  $I_B = f(V_{BE})$  à  $V_{CE} = Cte$ . Dès que  $V_{CE} > 0,7V$ , toutes les courbes sont pratiquement confondues. La courbe est identique à la caractéristique d'une diode (jonction base-émetteur).

Pour un transistor au silicium  $V_{BE}$  varie très peu et reste voisin de la tension seuil de la jonction base-émetteur, soit 0,7V.

### **Réseau de transfert en tension :**

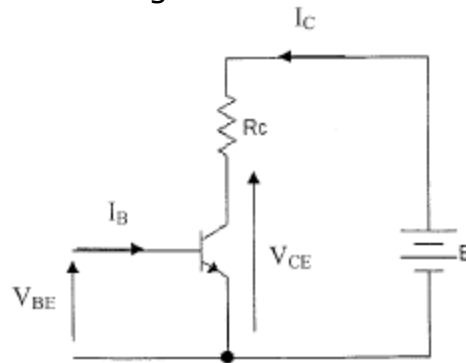
C'est le réseau  $V_{BE} = f(V_{CE})$  à  $I_B = Cte$ . On constate que les variations de la tension de sortie sont sans effet sur la tension d'entrée.





### III.4.5.7. Régimes de fonctionnement du transistor :

Considérons le schéma de la figure suivante :

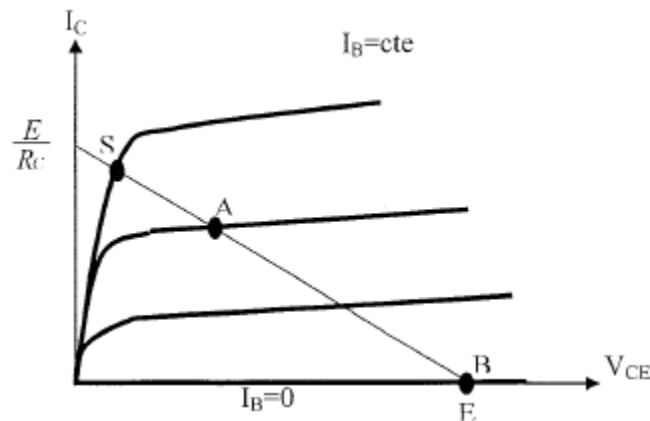


Nous allons chercher à déterminer la valeur du courant  $I_C$  et de la tension  $V_{CE}$  en fonction des éléments du montage. Nous disposons de deux équations :

- l'une provenant du transistor, donnée par le réseau de caractéristiques  $I_C = f(V_{CE})$  à  $I_B = \text{Cte}$  ;
- l'autre résultant de la loi des mailles :

$$E = R_C \cdot I_C + V_{CE}$$

La droite représentative de cette équation est appelée droite de charge statique. Traçons cette droite dans le système d'axes  $I_C = f(V_{CE})$ . Figure ci-dessous :



Les valeurs de  $I_C$  et de  $V_{CE}$  sont les coordonnées du point d'intersection de la droite de charge statique et de la caractéristique  $I_C = f(V_{CE})$  correspondant à la valeur de  $I_B$  imposée par le réseau d'entrée.

Nous distinguons trois positions remarquables correspondant à trois fonctionnements particuliers du transistor :

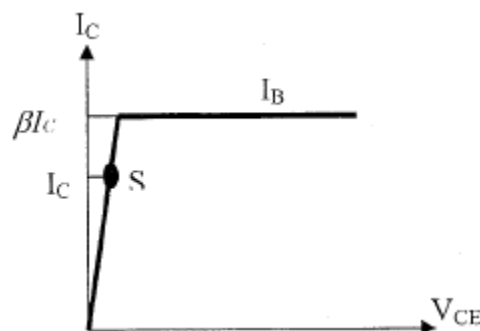
- le point A dans la partie linéaire et horizontale des caractéristiques. Ce point correspond à un fonctionnement linéaire en **amplification**.
- Le point S dans la partie montante des caractéristiques. Le transistor est **saturé**.  $V_{CE0} \approx$  (quelques dixièmes de volt). Toute augmentation de  $I_B$  est pratiquement sans effet sur la valeur de  $I_C$ .

Le transistor se comporte, entre collecteur et émetteur, comme un **interrupteur fermé**. On note :  $V_{CE} \approx V_{CEsat}$ .

- Le point B pratiquement sur l'axe des  $V_{CE}$ .  $I_C$  est très faible. Le transistor est **bloqué**. Il se comporte, entre collecteur et émetteur, comme un **interrupteur ouvert**.

### Détermination de la condition de saturation :

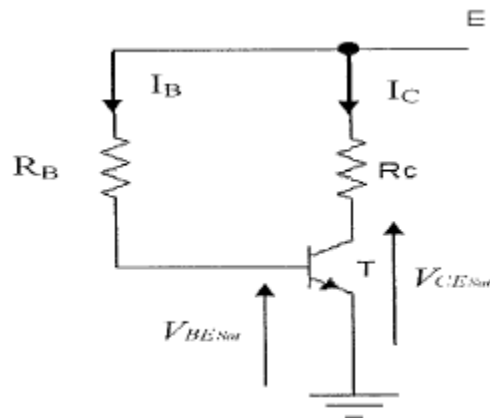
Idéalisons la caractéristique  $I_C = f(V_{CE})$ , correspondant à un courant  $I_B$  comme indiqué à la figure suivante. Le courant de base est fixé par le réseau d'entrée.



Pour que le transistor soit saturé (point de fonctionnement en S), il faut que son courant de collecteur  $I_C$  soit inférieur à  $\beta I_B$ , soit :

$$I_C < \beta I_B$$

**Exemple :**



Calculons les éléments du dispositif de la figure ci-dessus afin d'obtenir la saturation du transistor. Nous supposons que la tension d'alimentation est très supérieure à 0,6volt, c'est très grand par rapport à  $V_{BEsat}$  et  $V_{CEsat}$ . A partir des équations :

$$I_B = \frac{E - V_{BEsat}}{R_B} = \frac{E}{R_B}$$

$$I_C = \frac{E - V_{CEsat}}{R_C} = \frac{E}{R_C}$$

La condition de saturation s'écrit :

$$\frac{E}{R_B} \beta > \frac{E}{R_C}$$

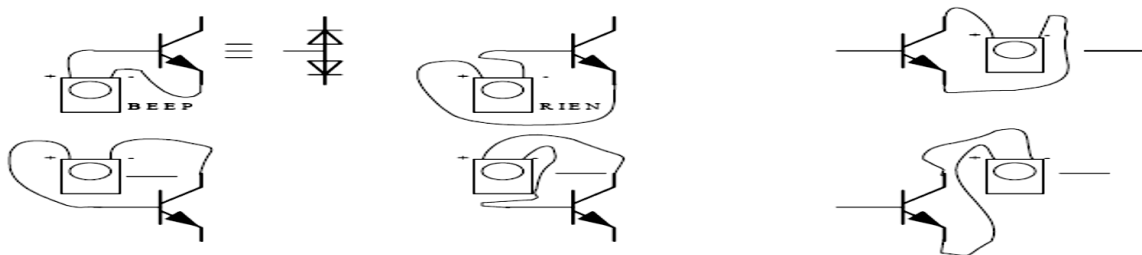
Soit :

$$R_B < \beta R_C$$

### III.4.6. Test statique d'un transistor

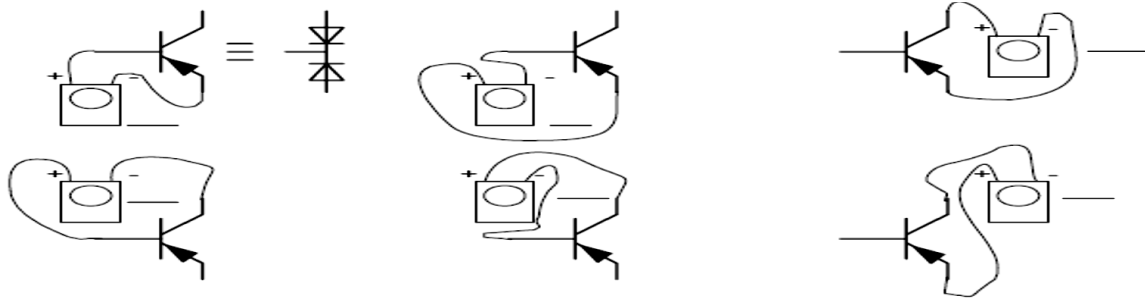
Le test peut se faire à l'aide d'un ohmmètre ou mieux avec un vibreur électronique ou la position "test diode" d'un multimètre numérique. Le courant délivré par l'appareil ne doit pas dépasser quelques dizaines de microampères.

#### III.4.6.1. Test du transistor NPN :



**Figure III** : Test d'un transistor du type NPN à l'aide d'un vibreur.

#### III.4.6.2. Test du transistor PNP :



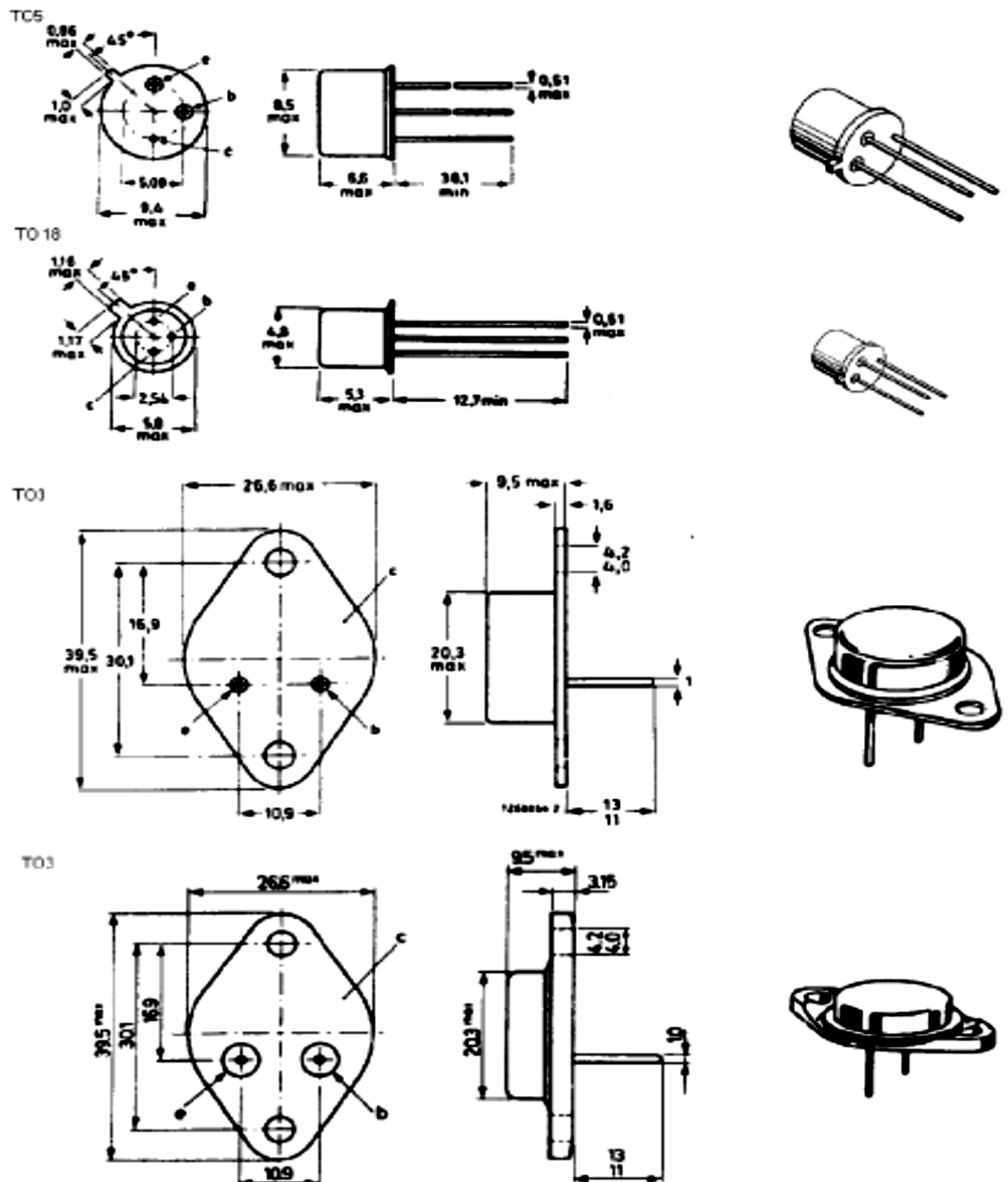
**Figure III** : Test d'un transistor du type NPN à l'aide d'un vibreur.

#### III.4.6.3. Identification des bornes :

Le montage dans un circuit ou le test du transistor ne peut se faire si l'on ne peut identifier les bornes de base, collectrice et émettrice. Le meilleur moyen d'identifier un transistor est de disposer du livre de données techniques d'un fabricant ou d'un lexique international.

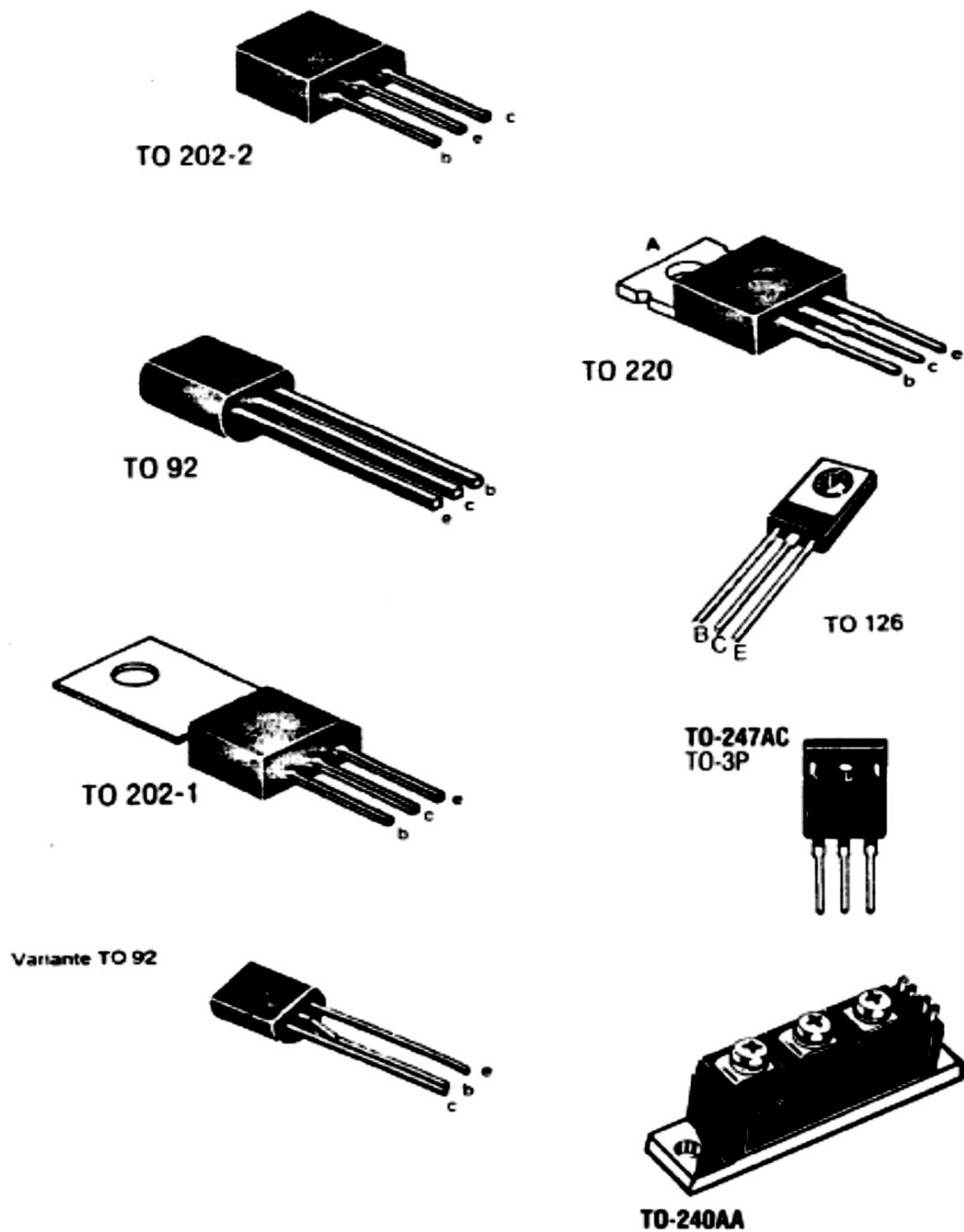
Les boîtiers les plus courants sont présentés ci-dessous :

### a) Les boîtiers métalliques :



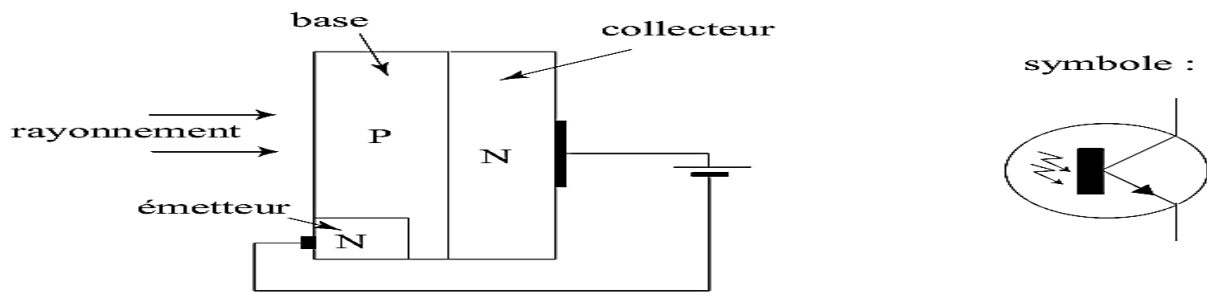
**Figure III:** Différents boîtiers métalliques des transistors bipolaires.

**b) Les boîtiers plastiques :**



**Figure III** : Différents boîtiers plastiques des transistors bipolaires.

**III.5. PHOTOTRANSISTOR**



**Figure III :** Constitution interne et symbole d'un phototransistor

Le phototransistor ressemble au transistor bipolaire sauf que la base est éclairée par un rayonnement au lieu d'être traversée par un courant de base → création de porteurs minoritaires dans la base et circulation d'un courant entre collecteur et émetteur. Sensibilité  $\approx 100$  à  $200 \mu\text{A}/(\text{W}/\text{m}^2)$ .

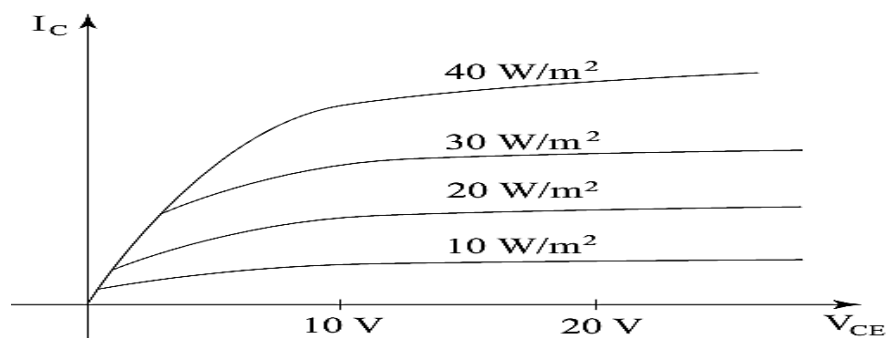
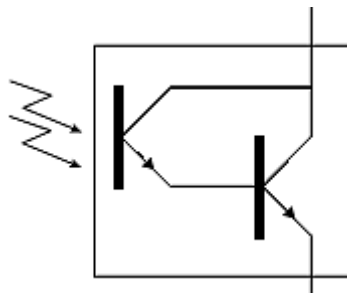


Figure III : Caractéristique (directe) d'un phototransistor

On augmente cette sensibilité en diffusant dans le même cristal un second transistor qui amplifie le courant de collecteur du phototransistor (montage Darlington).



**Figure III :** Symbole d'un phototransistor monté en Darlington

## III.6. LE TRANSISTOR UNIPOLAIRE (TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP)

### III.6.1. Présentation

Le Transistor à Effet de Champ (TEC) est un transistor dont le principe de fonctionnement est basé sur l'action d'un champ électrique  $E$  sur les porteurs de charge qui sont les électrons (les porteurs de charge

négative) ou les trous (les porteurs de charge positive). Lorsqu'ils sont soumis à un champ électrique, les électrons se déplacent dans le sens inverse du champ électrique alors que les trous quant à eux se déplacent dans le même sens que le champ électrique.

Le Transistor à Effet de Champ (TEC) en français, ou Field Effect Transistor (FET) en anglais, est un transistor unipolaire d'autant plus que le sens de conduction électrique n'est assuré que par un seul type de porteur de charge (électrons ou trous).

Suivant l'aspect technologique, on distingue deux types de TEC, à savoir :

- Le TEC à jonction ou Junction FET (JFET) ;
- Le TEC à grille isolée (avec MOS : Metal Oxyde Semi-conducteur), TEC-MOS ou MOSFET.

Dans la suite, il se conviendra que le régime de ces deux types de fonctionnement sera soit à appauvrissement, soit à enrichissement.

Les transistors à effet de champ sont des transistors utilisés pour réaliser des amplificateurs à grandes résistances d'entrée, des sources de courant ou des résistances variables commandées en tensions. Comme le transistor bipolaire, le transistor à effet de champ comporte trois (3) électrodes, à savoir :

- La grille ou gate
- La source
- Le drain

Tenant compte du régime de fonctionnement, les différents symboles de MOSFET seront représentant en se basant soit en régime d'appauvrissement ou en régime d'enrichissement. Dans les lignes qui suivent, nous étudierons chacun de ces deux types de transistors à effet de champ.

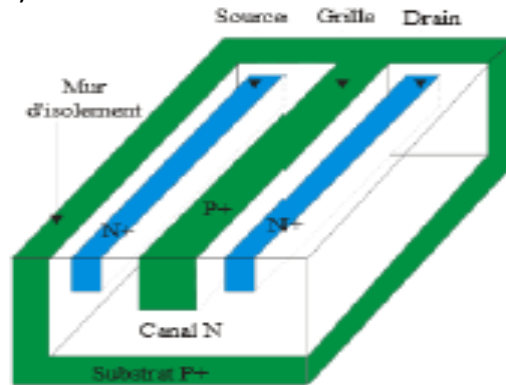
### **III.6.2. LE TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP A JONCTION (JFET)**

#### **III.6.2.1. Structure :**

Contrairement aux transistors bipolaires dont le fonctionnement repose sur deux types de porteurs les trous et les électrons, les transistors unipolaires fonctionnent avec un seul type de charges, les trous ou les électrons. Le transistor à effet de champ à jonction est un premier exemple de transistor unipolaire.

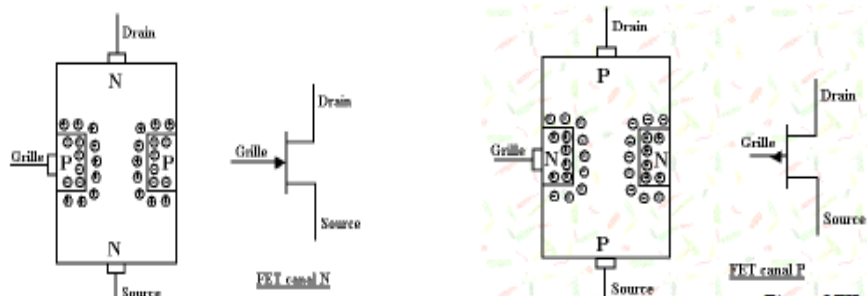


Sur un substrat (P+) très fortement dopé, on diffuse une zone dopée N : **le canal**. Au centre du dispositif, on diffuse une **grille** nommée aussi porte ou gate, dopée P+ reliée au substrat et de part et d'autre de cette grille, deux îlots très fortement dopés N+ : la **source** (zone d'entrée des électrons dans le dispositif) et le **drain** (zone de sortie des charges). Il existe aussi des JFET (acronyme pour Junction Field Effect Transistor) ayant un canal P qui sont complémentaires des transistors canal N. Pour ces transistors canal P, toutes les tensions et les courants sont à inverser.



Sur un substrat (P+) très fortement dopé, on diffuse une zone dopée N : **le canal**. Au centre du dispositif, on diffuse une **grille** nommée aussi porte ou gate, dopée P+ reliée au substrat et de part et d'autre de cette grille, deux îlots très fortement dopés N+ : la **source** (zone d'entrée des électrons dans le dispositif) et le **drain** (zone de sortie des charges). Il existe aussi des JFET (acronyme pour Junction Field Effect Transistor) ayant un canal P qui sont complémentaires des transistors canal N. Pour ces transistors canal P, toutes les tensions et les courants sont à inverser. (Figure ci-dessus).

Le symbole utilisé pour les représenter est donné ci-dessous. Le trait qui correspond au canal est continu. La grille et le canal forment une jonction PN ; la flèche correspondante est orientée dans le sens passant de cette jonction (Figures suivantes). Sur les schémas, elle est parfois décalée du côté de la source.

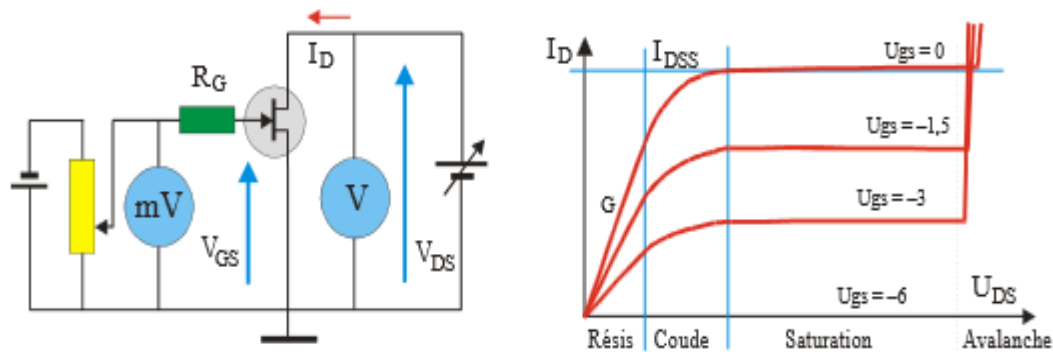


### III.6.2.2. Fonctionnement

#### a) Etude expérimentale

On procède au relevé des caractéristiques en utilisant le montage ci-après. En fonctionnement normal la jonction grille canal est polarisée en inverse : le courant d'entrée  $I_G$  est très faible et les courants drain et source sont identiques.

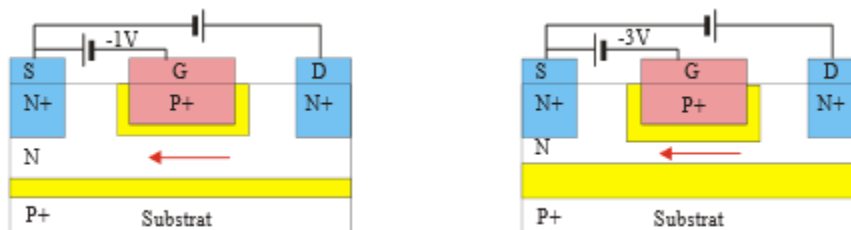
Dans le réseau des caractéristiques de sortie  $I_D = f(V_{DS})$ , on observe quatre zones différentes. Une zone linéaire dite résistive, un coude, une zone de saturation ( $I_D \approx \text{constant}$ ) et une zone d'avalanche. La figure ci-dessous illustre ce principe :



## b) Interprétation du fonctionnement

### Zone résistive :

Dans une jonction polarisée en inverse existe une zone isolante (sans porteurs libres) dont l'épaisseur  $e$  est fonction de la tension inverse ( $e \approx k\sqrt{V_{GS}}$ ). Cette zone isolante qui correspond aux jonctions grille canal et substrat-canal diminue la largeur effective du canal (Figure ci-dessous).



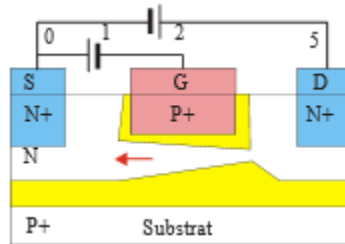
Pour les tensions  $V_{DS}$  faibles, le canal se comporte comme une résistance ohmique dont la valeur est fonction de sa section et donc de la tension inverse entre la grille et la source. Le JFET est alors équivalent à une résistance commandée par une tension. Pour une valeur  $V_P$  suffisamment négative de  $V_{GS}$ , la conduction s'annule. On dit que le canal est « pincé » et que  $V_P$  est la tension de pincement.

### Zone du coude :

La largeur de la zone isolante est également influencée par la tension entre le drain et la source.

- Du côté de la source sa largeur est :  $e_1 = k\sqrt{V_{GS}}$ .
- Du côté du drain, elle est :  $e_2 = k\sqrt{V_{GD}}$ .

Dans la figure ci-dessous, quand  $V_{DS}$  augmente, la valeur du courant drain résulte de deux phénomènes compétitifs : une croissance liée au caractère ohmique du canal et une diminution liée au pincement progressif de ce canal.



### **Zone de saturation :**

Dans cette zone tout accroissement de  $V_{DS}$  qui augmenterait le courant  $I_D$  augmente aussi le pincement. Quand le canal se pince, la densité du courant augmente jusqu'à ce que les porteurs atteignent leur vitesse limite : le courant drain reste constant et le transistor est dit saturé. La valeur maximum de  $I_D$  pour  $V_{GS}=0$ , qui correspond au pincement du canal est notée  $I_{DSS}$ .

### **Zone d'avalanche :**

Elle résulte d'un claquage inverse de la jonction drain-grille. Ce claquage est destructeur du dispositif si rien ne limite le courant drain.

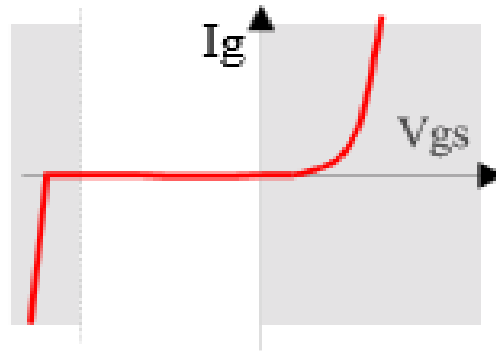
### **c) Influence de la température**

La largeur de la zone de déplétion diminue avec la température ce qui induit une croissance du courant drain. Mais la mobilité des porteurs diminue avec la température. C'est le second effet qui est prépondérant pour les courants drain élevés et il n'y a pas de risque d'emballement thermique avec les transistors à effet de champ.

## **III.6.2.3. Réseaux de caractéristiques**

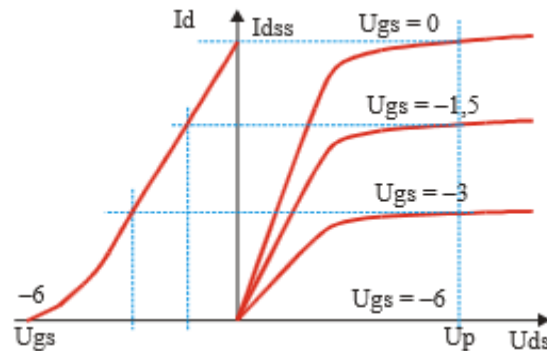
### **a) Réseau d'entrée**

Les transistors JFET doivent uniquement être utilisés avec des tensions  $V_{GS}$  négatives et inférieures à la tension de claquage inverse. La caractéristique d'entrée est celle d'une diode polarisée en inverse. On a donc toujours :  **$I_G=0$** .



### b) Réseau de sortie

C'est le réseau des courbes  $I_D = f(V_{DS})$  avec  $V_{GS} = \text{Constante}$ . Ce réseau est caractérisé par trois régions utiles : la région ohmique, la zone de coude, la zone de saturation. Dans cette zone, on note une légère croissance de  $I_D$  avec  $V_{DS}$  car la longueur effective du canal diminue.



### c) Réseau de transfert ou de transconductance

Ce réseau correspond aux courbes  $I_D = f(V_{GS})$  pour  $V_{DS} = \text{Constante}$ . Les caractéristiques sont des droites pour la partie ohmique. Dans la zone de saturation pour les valeurs supérieures de  $V_{DS}$ , la caractéristique est parabolique et on peut écrire en première approximation que :

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

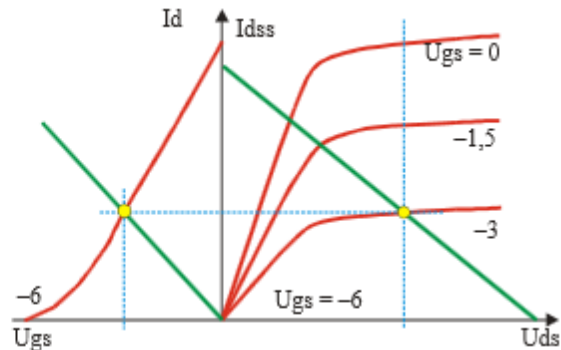
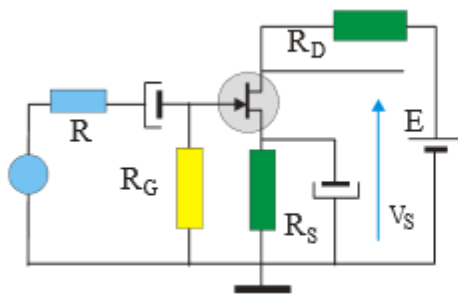
Les JFET sont caractérisés par une grande dispersion des valeurs des paramètres. Pour un même type, le courant drain maximum  $I_{DSS}$  et la tension  $V_{GS}$  de pincement  $V_P$  peuvent varier d'un facteur 4 à 5. Ainsi pour un 2N 5459, note-t-on les valeurs suivantes :  $4 \text{ mA} < I_{DSS} < 16 \text{ mA}$  et  $-2 \text{ V} > V_P > -8 \text{ V}$ .

#### III.6.2.4. Polarisation des transistors à effet de champ

A cause de cette dispersion des paramètres, il est impossible de régler le point de fonctionnement en imposant le potentiel de grille car  $I_D$  peut varier de manière trop importante pour un  $V_{GS}$  donné.

### a) Polarisation automatique

La grille est reliée à la masse par une résistance  $R_G$  de forte valeur. Comme le courant grille est nul, le potentiel de grille est nul.



Le courant drain produit dans la résistance de source une chute de tension égale à :

$$R_S \cdot I_D.$$

La tension grille-source vaut donc :

$$V_{GS} = V_{GM} - V_{SM} = -R_S \cdot I_D.$$

La grille est bien négative par rapport à la source. L'équation de la droite d'attaque est :

$$V_{GS} = -R_S \cdot I_D$$

et celle de la droite de charge est :

$$V_{DS} = E - (R_S + R_D) \cdot I_D$$

L'intersection de  $I_D = -V_{GS}/R_S$  avec la caractéristique de transfert définit la tension  $V_{GS}$  et la valeur de  $I_D$ . L'intersection de la droite de charge et de la caractéristique qui correspond à  $V_{GS}$  donne la valeur de  $V_{DS}$ .

Si le courant drain augmente, la chute de tension dans la résistance de source augmente ce qui diminue la conduction du canal et donc le courant drain. Il y a une contre-réaction qui stabilise le point de fonctionnement.

### b) Polarisation par pont diviseur

On utilise comme pour les transistors bipolaires une polarisation par pont de base et résistance de source. Le potentiel appliqué à la grille est :  $V_{GM} = R_2 / (R_1 + R_2)$  Le potentiel de la source est :

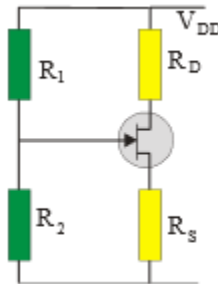
$$V_{SM} = R_S \cdot I_D$$

$$\text{Comme } V_{SM} = V_{GM} - V_{GS},$$

La valeur du courant drain est donc :

$$I_D = (V_{GM} - V_{GS}) / R_S.$$

Si l'on prend  $V_{GM}$  beaucoup plus grand que  $V_{GS}$ , la stabilisation sera assurée. Si l'on souhaite une stabilisation parfaite, il est possible d'utiliser un transistor bipolaire monté en source de courant constant dont la charge sera constituée par le transistor à effet de champ.



### III.6.2.5. Schéma équivalent en petits signaux

L'examen des caractéristiques d'un JFET polarisé dans la zone de saturation montre que les équations qui régissent le fonctionnement sont :

- En entrée :  $i_G = 0$
- En sortie :  $i_D = sS \cdot v_{GS} + 1/\rho \cdot v_{DS}$ . (ci-dessous)

On définit la pente ou transconductance par :

$$s = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} = \left( \frac{i_D}{V_{GS}} \right) \text{ à } V_{DS} \text{ constante.}$$

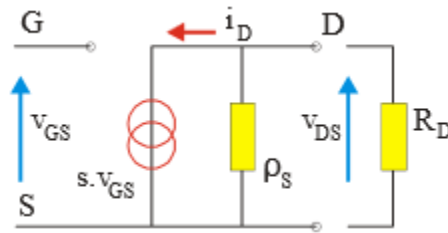
et la résistance interne par :

$$\rho = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} = \left( \frac{V_{DS}}{i_D} \right) \text{ à } V_{GS} \text{ constante}$$

En utilisant la relation  $I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$ , on obtient l'expression suivante pour la valeur de la pente :

$$s = 2I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) \left( \frac{-1}{V_P} \right)$$

Pour les transistors petits signaux, les valeurs typiques de la pente et de la résistance interne sont :  $s \approx \text{quelques } \frac{m}{AV}$ ;  $\rho \approx 10k\Omega \text{ à } 100k\Omega$ .

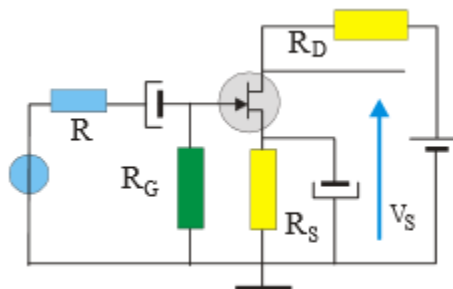


En entrée, on applique une tension  $V_{GS}$  et le courant consommé est nul. En sortie le FET se comporte comme un générateur de courant d'intensité  $S.V_{GS}$  en parallèle avec une résistance  $\rho_s$ . Ce schéma simplifié permet d'interpréter le fonctionnement des JFET montés en amplificateur.

La caractéristique de transconductance étant parabolique les FET déforment les signaux de grande amplitude. Il faut satisfaire la condition  $i_D \ll I_D$  pour limiter la distorsion du signal. On prend souvent  $i_D \approx I_D / 10$ . Comme pour les transistors bipolaires trois montages peuvent être envisagés. Le montage grille commune ne sera pas étudié car il n'est pratiquement pas utilisé.

### III.6.2.6. Montage source commune

Avec une polarisation automatique ou par pont de grille, il faut introduire une résistance de source dont la présence diminue le gain de l'étage. Il est possible de placer en parallèle sur la résistance  $R_S$  un condensateur de découplage. Pour les signaux variables la source est alors au potentiel de la masse.



Le schéma équivalent du montage est alors le même que celui du transistor. La résistance de sortie est :

$$R_{OUT} = \rho_{DS} // R_D // R_U ;$$

La tension d'entrée est  $V_E = V_{GS}$

Le gain en tension est donc :

$$V_S = - R_{OUT} \cdot i_D = -S \cdot R_{OUT} \cdot V_{GS}$$

$$AV = - S \cdot R_{OUT}$$

Ce montage est donc caractérisé par une très grande impédance d'entrée, une impédance de sortie moyenne et un gain en tension moyen et négatif : il existe un déphasage de  $180^\circ$  entre l'entrée et la sortie.

### **MONTAGE NON DECOUPLE :**

Soit  $r_S$  la partie non découplée de la résistance de source ( $R_S = R'_S + r_S$ ). La tension d'entrée est alors :

$$V_E = S \cdot V_{GS} + r_S \cdot i_D = S \cdot V_{GS} + r_S \cdot S \cdot V_{GS} = V_{GS}(1 + S \cdot r_S).$$

Le gain en tension devient :

$$A_V = -S \cdot R_D / (1 + S \cdot r_S) \approx -R_D / r_S$$

L'utilisation de la notion de transconductance ou pente permet de mettre en évidence l'analogie qui existe entre les montages source commune et les montages émetteur commun.

### **III.6.2.7. Montage drain commun**

Le signal de sortie est prélevé aux bornes de la résistance de source. L'impédance de sortie est :

$$\rho_S = R_S // \rho_{DS} // R_U$$

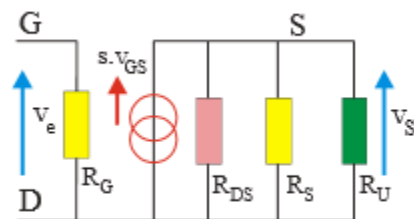
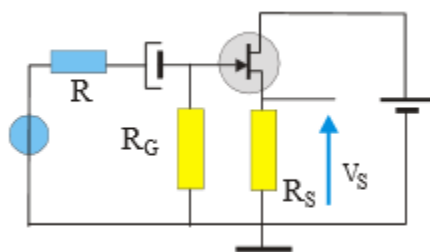
La tension de sortie est :

$$V_S = S \cdot V_{GS}$$

En entrée, on a :

$$V_{GS} = V_{GM} - V_{SM} = V_E - V_S$$

$$V_S = S \cdot \rho_S (V_E - V_S) \Rightarrow V_S (1 + S \cdot \rho_S) = S \cdot \rho_S \cdot V_E$$



La valeur du gain en tension est donc :

$$A_V = \frac{S \cdot \rho_S}{(1 + S \cdot \rho_S)} < 1$$



L'impédance d'entrée est :  $Z_E = R_G$

Le calcul de l'impédance de sortie est un peu plus délicat. Par définition, celle-ci est égale au quotient de la tension de sortie à vide par le courant de court-circuit.

$$Z_s = V_s / i_{cc} = (A_v \cdot V_e) / i_{cc} \text{ et } i_{cc} = S \cdot V_{GS} = S(V_e - V_s)$$

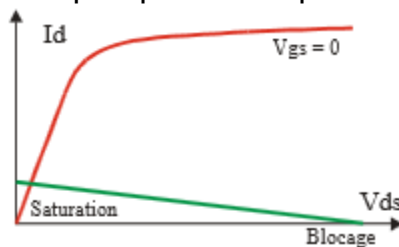
Si la sortie est en court-circuit, la tension de sortie est nulle et donc  $i_{cc} = S \cdot V_e$  d'où :

$$Z_s = \frac{\frac{S \cdot \rho_s}{1 + S \cdot \rho_s} V_e}{S \cdot V_e} = \frac{\rho_s}{1 + S \cdot \rho_s} < \rho_s$$

Ce montage est caractérisé par un gain en tension légèrement inférieur à l'unité, une très grande impédance d'entrée et une impédance de sortie faible. C'est un montage adaptateur d'impédance.

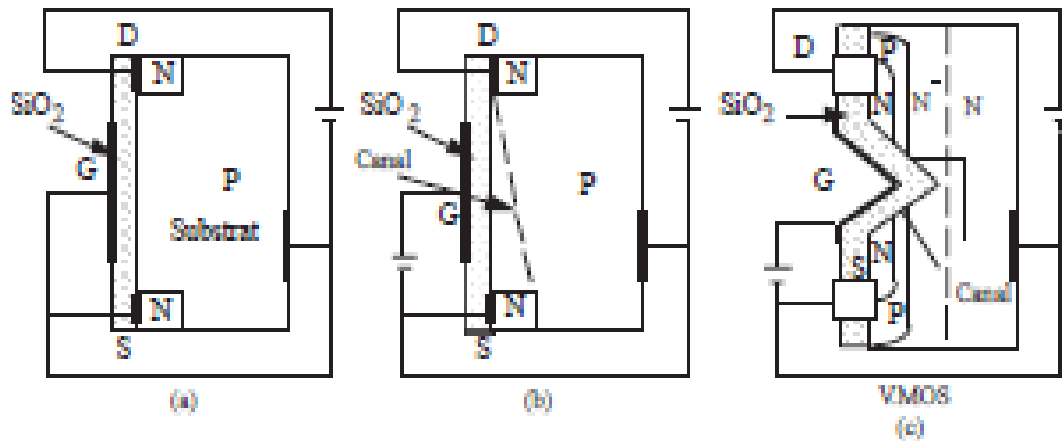
### III.6.2.7. Applications spécifiques des FET

On considère un FET dont la source est à la masse. Pour une tension  $V_{GS}$  nulle, le transistor étant saturé présente une résistance  $R_{DS}$  faible ( $\approx 100 \Omega$ ). Si par contre  $V_{GS}$  est très négatif il est bloqué et la résistance  $R_{DS}$  est très grande. Cette propriété est très utilisée dans les interrupteurs analogiques qui permettent la commutation de signaux alternatifs. On utilise soit la connexion « shunt » soit la connexion « série ». Dans les deux cas l'interrupteur n'est pas parfait et présente une résistance  $R_{DS}$ .



### III.6.3. LE TRANSISTOR A GRILLE ISOLEE OU LE MOSFET

Les MOS-FET fonctionnent suivant un principe basé sur un effet de champ. Ils ont des caractéristiques qui, à part le signe de la tension de commande, ressemblent beaucoup à celles des JFET. Le drain et la source sont reliés à des régions N disposées aux extrémités d'un barreau de semi-conducteur P appelé substrat. La grille est isolée du substrat par une couche de silice. Cette structure est présentée par la figure suivante :



**Figure VI.27 : Structure d'un MOS-FET**

Le MOSFET diffère du JFET parce qu'il ne possède pas de structure de jonction PN mais la grille du MOSFET est plutôt isolée du canal par une couche de dioxyde ou bioxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ). Il existe 2 types fondamentaux de MOSFET, à savoir :

- Le MOSFET à appauvrissement
- Le MOSFET à enrichissement

### **III.6.3.1. Le MOSFET à enrichissement ou E-MOSFET (Enhancement MOSFET)**

#### **a) Constitution et fonctionnement**

Pour un MOS-FET à enrichissement, la couche de silice est directement en contact avec le substrat. On relie le substrat à la source. Si la grille est aussi reliée à la source, ( $V_{GS} = 0$ ) et si la tension  $V_{DS}$  est positive, la jonction PN drain-substrat est polarisée en inverse et aucun courant ne passe. Portons la grille à une tension positive par rapport à la source.

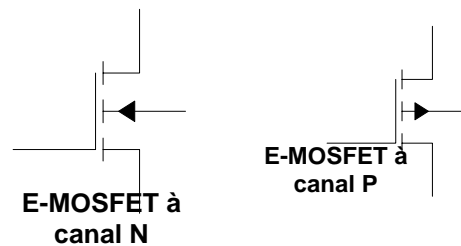
Sa conception diffère du D-MOSFET puisqu'il ne possède pas un canal structural. Pour un composant à canal N, une tension de grille positive au-dessus de la valeur de seuil introduit un canal attirant une couche de charge négative dans la région du substrat contigüe à la couche de  $\text{SiO}_2$ . La conductibilité du canal est enrichie en augmentant la tension entre la grille et la source pour ainsi attirer plus d'électrons vers le canal pour toute tension de grille située au-dessus du niveau de seuil, il n'y a pas création du canal.

Le champ créé par la grille positive repousse les porteurs majoritaires (trous +) de la zone P du substrat, et les éloigne de la couche de silice. Il reste au contact de cette couche un étroit canal N c'est-à-dire une zone de passage que peuvent emprunter les électrons. Le canal est plus large

du côté de la source que du côté du drain car :  $V_{GS} > V_{GD}$  ( $V_{GD} < 0$  si  $V_{DS} > V_{GS}$ ).

Pour qu'un canal soit ainsi induit par la tension grille, il faut que  $V_{GS}$  soit au moins égal à une tension seuil  $V_{th}$ . Le canal est alors tout juste formé du côté drain ( $V_{GS} = V_{DS} = V_{th}$ ,  $V_{GD} = 0$ ). À cet endroit, le canal présente l'équivalent de la zone de pincement des J-FET. De la même manière, la tension  $V_{GS}$  module la largeur du canal et le courant  $I_D$ .

## b) Symboles



**Figure VI.28** : Symboles d'un E-MOSFET

Les lignes brisées symbolisent l'absence d'un canal physique comme nous allons le voir avec le D-MOSFET. Certains composants présentent une borne séparée pour brancher le substrat.

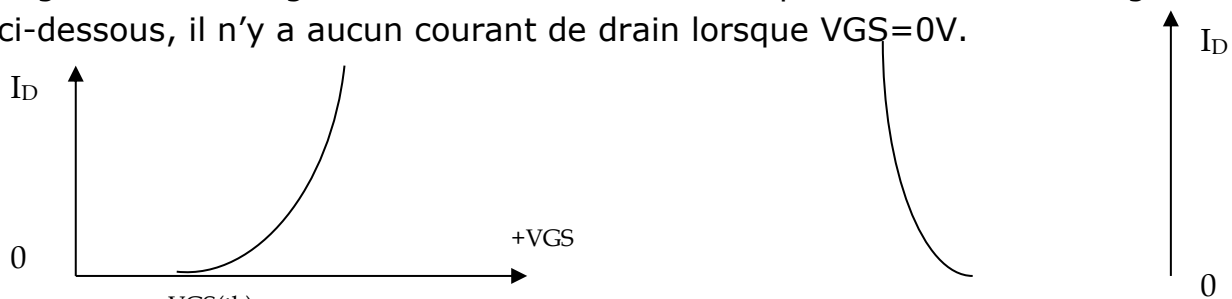
Contrairement au D-MOSFET, le E-MOSFET ne fonctionne qu'en régime d'enrichissement et ne possède pas la possibilité de fonctionnement en régime d'appauvrissement.

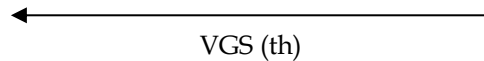
La tension  $V_{GS}$  est toujours positive, ce qui est la caractéristique d'un MOS à enrichissement. La tension de seuil est de 1,4 V pour le transistor étudié, le constructeur donne la valeur minimale : 0,8 V et la valeur typique : 1,7 V.

L'ordre de grandeur du courant  $I_D$  est 10 fois plus élevé que le courant d'un JFET, non parce que c'est un transistor MOS mais parce que c'est un transistor de puissance. Un VMOS peut dissiper 12 watts à 25° avec un radiateur approprié, soit 2A sous 6 V ou 300 mA sous 40 V, si l'on considère le courant ou la tension max. admissibles). La caractéristique  $I_D = f(V_{GS})$  n'a une allure parabolique que pour des courants inférieurs à 400 mA environ, ensuite, elle est linéaire.

### III.6.3.2. Caractéristique du E-MOSFET

Le E-MOSFET utilise seulement l'enrichissement du canal ; ainsi, un composant à canal N nécessite une tension positive entre la grille et la source, tandis que le composant à canal P, nécessite une tension négative entre la grille et la source. Comme on peut le voir dans la figure ci-dessous, il n'y a aucun courant de drain lorsque  $V_{GS}=0V$ .





**Figure VI.29 :** Caractéristiques d'un transistor

Vu ce qui précède, le E-MOSFET n'a pas un paramètre  $IDSS$  significatif comme c'était le cas pour le JFET. Il n'existe donc pas un courant de drain  $I_D$  tant que  $V_{GS}$  n'atteint pas une certaine valeur non nulle appelée **tension de seuil (threshold) ou  $V_{GS(th)}$** . D'où, l'équation pour la courbe caractéristique du E-MOSFET diffère de celle du JFET. Elle débute à  $V_{GS(th)}$  plutôt qu'à  $V_{GS(off)}$  sur l'axe horizontal et ne croise jamais l'axe vertical. Cette équation est donnée par la formule :

$$I_D = K(V_{GS} - V_{GS(th)})^2$$

avec  $K$  = constante qui dépend du E-MOSFET spécifique pouvant être déterminée par la fiche technique.

Pour les transistors MOS à enrichissement-appauvrissement, qui ont un canal initial déjà formé par une mince couche N sous la couche de silice en l'absence de polarisation, les caractéristiques ont encore même allure mais  $V_{GS}$  prend des valeurs positives et négatives. On retrouve les paramètres spécifiques à l'effet de champ :

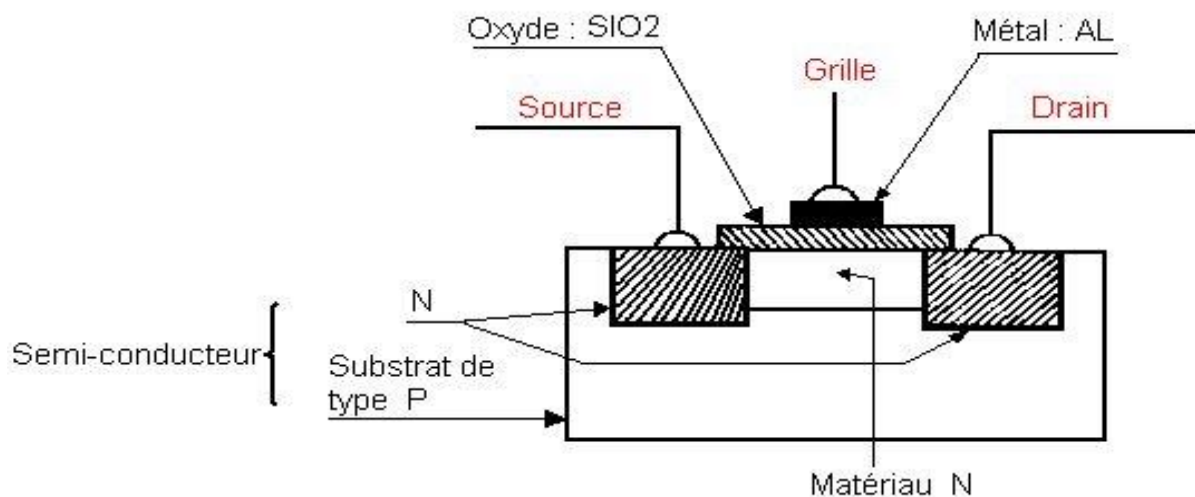
$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = g_{m0} \frac{\sqrt{I_D}}{\sqrt{I_{DSS}}}$$

$r_{DS}$  est quasi-infinie et la conductance drain-source  $r_{ds}$  est nulle. C'est à peu près le cas pour le transistor étudié, mais pas pour l'ensemble des MOS. La résistance d'entrée est infinie car le courant d'entrée est de l'ordre du nanoampère.

### III.6.3.3. Le MOSFET à appauvrissement (D-MOSFET)

#### a) Constitution et fonctionnement

D : comme déplétion, le drain et la source sont coulés dans un matériau substrat et ensuite connectés à la grille isolée par un canal contigu. La figure ci-dessous illustre le D-MOSFET. Le D-MOSFET à canal P opère de la même façon que le D-MOSFET à canal N à l'exception des polarités de tension qui sont contraires.

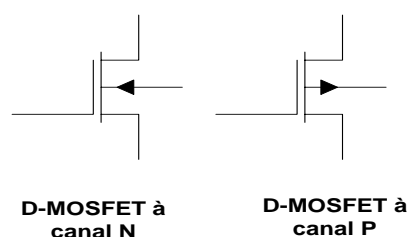


**Figure VI.30** : Structure MOS à appauvrissement

Le MOSFET à appauvrissement peut fonctionner sous deux régimes : appauvrissement et enrichissement contrairement au E-MOSFET. C'est pour cette raison qu'il est appelé **MOSFET d'appauvrissement/enrichissement**.

Vu que la grille est isolée du canal, une tension de grille positive ou négative peut être appliquée. Ainsi, le D-MOSFET à canal N fonctionne en régime d'appauvrissement avec une tension appliquée entre la grille et la source, et en régime d'enrichissement lorsqu'on applique une tension positive entre la grille et la source.

### **b) Symboles et structure interne**



**Figure VI.31** : Symboles de D-MOSFET

La flèche du D-MOSFET indique le substrat qui est normalement branché de façon interne à la source. Quelques fois, on retrouve une borne séparée pour le substrat, la flèche du substrat pointant vers l'intérieur indique le D-MOSFET à canal N et une flèche pointant vers l'extérieur indique un D-MOSFET à canal P.

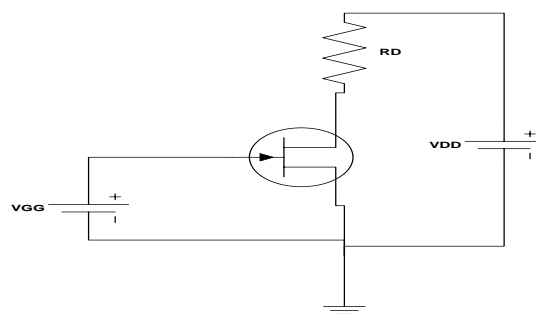
Considérons la grille comme étant l'une des plaques d'un condensateur et le canal comme étant l'autre plaque. La couche isolante du dioxyde de silicium  $\text{SiO}_2$  est le matériau diélectrique avec une tension de grille

négative. Les charges négatives de la grille repoussent les électrons de conduction du canal laissant les ions positifs à leur place de cette façon le canal est appauvri de quelques électrons diminuant ainsi la conductibilité du canal.

Plus la tension est négative sur la grille plus on intensifie l'appauvrissement du canal N en électrons. Dès que l'on atteint une tension négative entre la grille et la source, le canal est totalement appauvri et le courant de drain devient nul. Le D-MOSFET à canal N conduit le courant du drain pour les tensions entre la grille et la source située entre  $V_{GS}(\text{off})$  et 0V de plus. Il conduit pour des valeurs  $V_{GS}$  inférieures à 0V.

### c) Régime d'enrichissement

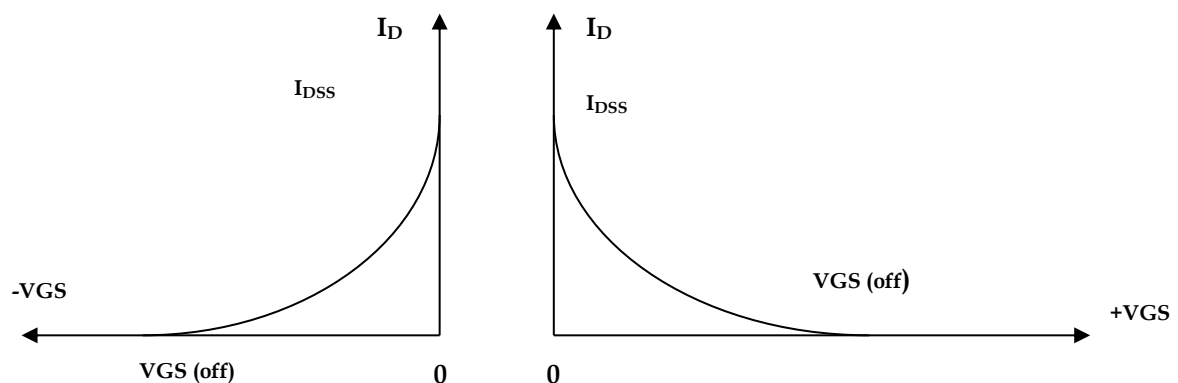
Avec une tension de grille positive, il y a plus grand nombre d'électrons de conduction qui sont attirés vers le canal. Ce qui augmente sa conductibilité.



**Figure VI.32** : D-MOSFET en régime d'enrichissement

### d) Caractéristique du D-MOSFET

Nous savons que le D-MOSFET peut fonctionner autant avec des tensions positives ou négatives. Cela est illustré à la figure suivante. Sur la courbe de ladite figure, le point où  $V_{GS}=0V$  correspond à  $I_{DSS}$ . Le point où  $I_D=0$  correspond à  $V_{GS}(\text{off})$ . Comme dans le cas du JFET,  $V_{GS}(\text{off})$ , la loi des carrés exprimée sur la courbe de JFET s'applique également à la courbe du D-MOSFET.



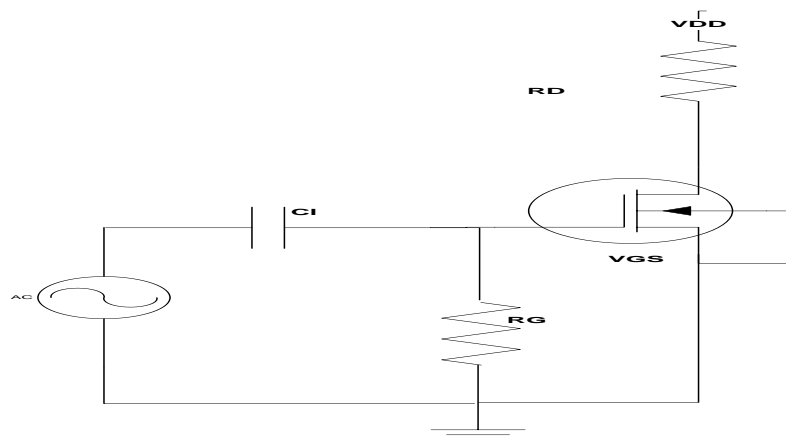
**Figure VI.33** : Courbes caractéristiques du D-MOSFET (a) canal N  
(b) canal P

### e) Polarisation du D-MOSFET

Sachant que le D-MOSFET peut fonctionner avec des tensions positives ou négatives de  $V_{GS}$ . La méthode la plus simple de polarisation est d'ajuster  $V_{GS}$  à 0V pour qu'un signal alternatif appliqué à la grille puisse varier la tension entre la grille et la source au-dessus ou en dessous du point de polarisation. Cette méthode est appelée : **Méthode de polarisation nulle**. Puisque  $V_{GS}=0$ ,  $I_D=I_{DSS}$ .

$$V_{DS} = V_{DD} - R_D \cdot I_{DSS}$$

Ici, le rôle de  $R_G$  est d'isoler le signal alternatif à l'entrée de la masse.



**Figure VI.34** : Méthode de polarisation nulle du D-MOSFET

## III.7. QUELQUES APPLICATIONS

Vu ce qui précède, après l'étude de différents composants électroniques, ces derniers doivent être placés dans des montages afin de réaliser quelques fonctions de base. Parlant justement de ces fonctions, il en existe plusieurs, mais dans notre cas, voici quelques applications qui font partie de notre programme à savoir les alimentations stabilisées.

### III.7.1. Les alimentations stabilisées

Tous les équipements et appareils électroniques ont besoin de l'énergie électrique pour pouvoir fonctionner. Cette énergie leur est fournie sous forme de **courant continu**.

On peut obtenir le courant continu à l'aide des générateurs tels que : pile, batteries d'accumulateurs, dynamos, panneau solaire, etc.

Les générateurs de courant continu tels que les piles et les batteries d'accumulateurs s'épuisent après un certain temps de fonctionnement, il faudrait alors les remplacer ou les recharger.

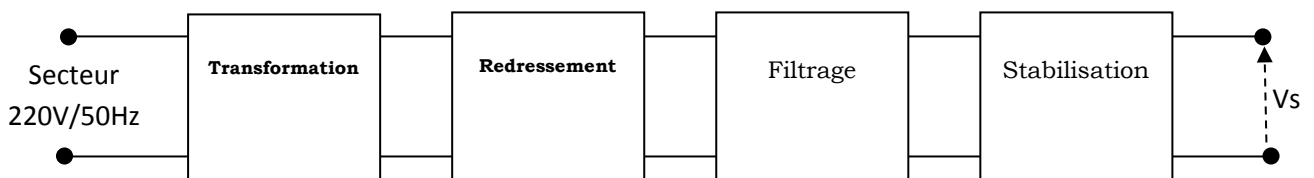
Il existe cependant le **courant alternatif** disponible sur le réseau de distribution électrique mais qui n'est pas adapté au fonctionnement des appareils et équipements électroniques.

A cet effet, une alimentation stabilisée a pour but de fournir un courant continu aux appareils électroniques à partir du courant alternatif du secteur ou réseau électrique.

Ce montage permet de fournir non seulement un courant ou une tension continue aux appareils électroniques, mais qui soit également stable, c'est-à-dire des valeurs constantes quelles que soient les fluctuations de la tension alternative du réseau électrique à l'entrée. Son **étude analytique d'une alimentation stabilisée**

Un circuit d'alimentation stabilisée comprend les étages ou blocs suivants :

- La transformation ;
- Le redressement ;
- Le filtrage ;
- La stabilisation, etc.



**Figure III** : schéma bloc d'une alimentation stabilisée

#### **III.7.1.1. L'étage de transformation :**

Il existe des alimentations stabilisées qui fonctionnent sans étage de transformation où l'on redresse directement la tension de 220V/50Hz alternative du secteur. Cependant, la plupart des alimentations stabilisées possèdent un étage de transformation dont le rôle est de réduire la tension alternative de 220V/50Hz du secteur à une valeur plus faible adaptée à l'utilisation ou la charge.

Pour ce faire, on utilise un dispositif appelé transformateur abaisseur de tension. Les valeurs normalisées des transformateurs sont : 3volts ;

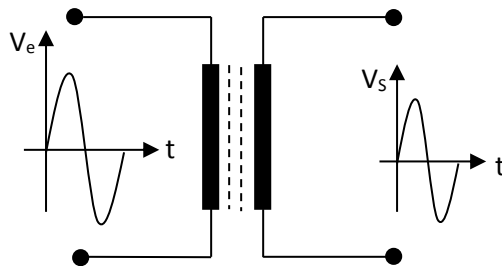


4,5volts ; 6volts ; 9volts ; 12volts ; 15volts ; 18volts ; 24volts ; 30volts ; 35volts ; 40volts ; et 50volts.

Un transformateur est constitué de deux enroulements (bobines) : primaire et secondaire. On distingue :

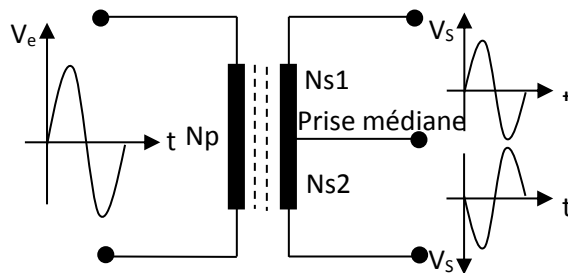
- Le transformateur ordinaire ;
- Le transformateur à prise médiane ou à point milieu.

#### a) Le transformateur ordinaire



**Figure III** : Transformateur ordinaire

#### b) Le transformateur à prise médiane ou à point milieu



**Figure III** : Transformateur à prise médiane

N.B : Avec le transformateur à prise médiane, on a :

- $N_{s1} = N_{s2} = N_s/2$  : nombre de spires
- Les tensions secondaires  $v_{s1}$  et  $v_{s2}$  sont en opposition de phase ; c'est-à-dire qu'elles sont déphasées de  $180^\circ$

#### c) Transformateur idéal

- Puissance :  $P_p = P_s$
- Tension :  $U_p > U_s$
- Courant :  $I_p < I_s$
- Section fil :  $S_p < S_s$
- Résistance :  $R_p > R_s$

### III.7.1.2. Le Circuit de redressement

La tension obtenue à la sortie du transformateur abaisseur de tension est alternative ; c'est-à-dire qu'elle possède une alternance positive et une alternance négative. En courant continu (DC), on ne peut pas avoir les deux alternances positive et négative simultanément ; d'où, on doit éliminer soit l'alternance négative ; soit l'alternance positive selon que l'on voudrait avoir une tension de sortie positive ou négative.

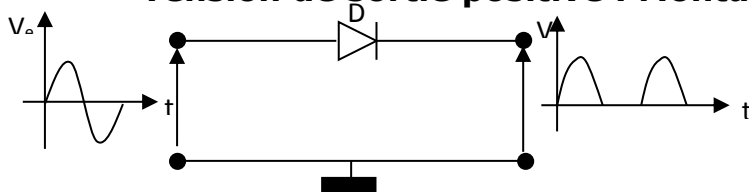
L'élément utilisé comme redresseur est la diode qui est unidirectionnelle c'est-à-dire qu'elle ne conduit que dans un seul sens. On distingue :

- Le redressement mono alternance ;
- Le redressement double alternance.

### a) Le redressement mono alternance

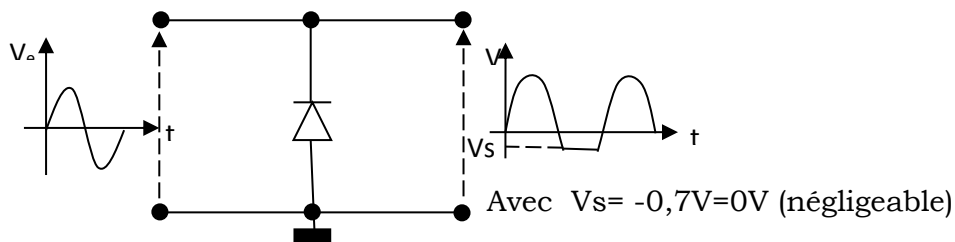
Dans ce type de redressement, sur les deux alternances de la tension alternative, on récupère une seule alternance et on élimine une autre.

#### - Tension de sortie positive : Montage série



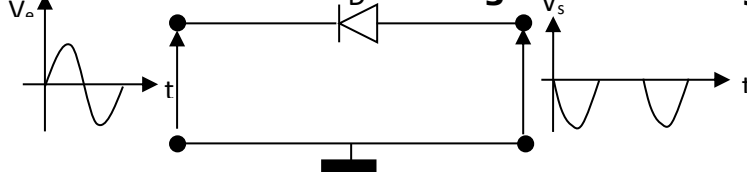
**Figure III** : le montage série du redressement mono alternance (tension positive)

#### - Montage parallèle :

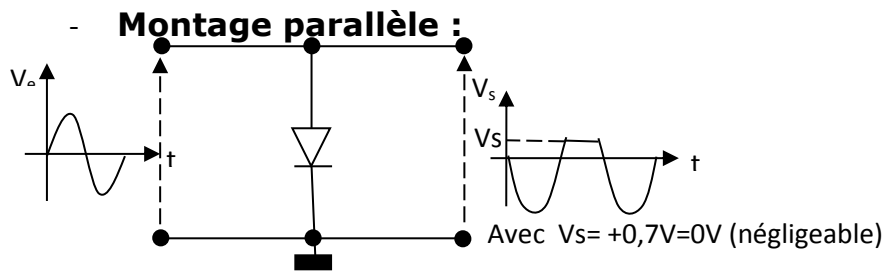


**Figure III** : Montage parallèle mono alternance (tension positive)

#### - Tension de sortie négative : Montage série



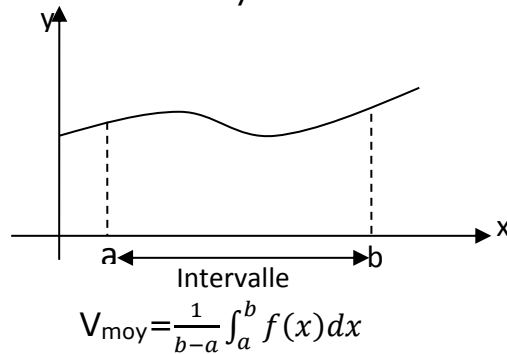
**Figure III** : Montage série du redressement mono alternance (tension négative)



**Figure III** : Montage parallèle mono alternance (tension positive)

### Evaluation de la tension $V_s$ de sortie

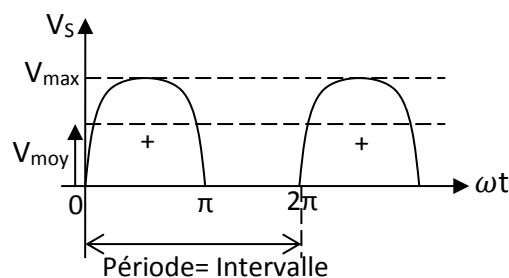
Lorsque vous avez une fonction variable telle que :  $y = f(x)$  définie dans un intervalle  $[a, b]$ , sa valeur moyenne est donnée par la relation suivante :



**Figure III** : Evaluation de la tension moyenne de sortie

Dans le cas du redressement de la tension alternative, nous avons la fonction suivante :

$$v(t) = V_{\text{max}} \cdot \sin \omega t \quad \text{avec } V_{\text{max}} = \text{Constante}$$



**Figure III** : Forme de signal redressé (mono-alternance)

C'est-à-dire que  $a=0$  et  $b= 2\pi$  alors :

$$V_{\text{moy}} = \frac{1}{2\pi-0} \int_0^{2\pi} V_{\text{maxred}} \cdot \sin \omega t d(\omega t) = 0,318 V_{\text{max}}$$

Exemple : Soit un transformateur de 220V/50Hz alimentant un redresseur mono alternance. Déterminer la tension positive  $V_s$  obtenue à la sortie du redresseur.

Remarque :

- Le montage redresseur mono alternance est très économique et simple à réaliser ;
- Ce montage présente l'inconvénient d'avoir un rendement médiocre, car la tension moyenne de sortie est très inférieure à la tension efficace d'entrée. ( $V_{\text{moy}} < 50\% V_{\text{eff.}}$ );
- Si on soustrait les pertes occasionnées par la diode redresseuse d'environ 0,7V ; on obtient une tension de sortie  $V_S = V_{\text{moy}} - 0,7V$   
 $\Rightarrow V_S = 5,34 - 0,7 = 4,64V$ .

## b) Le redressement double alternance

Pour améliorer le redressement mono alternance, c'est-à-dire son rendement qui est médiocre, on va récupérer à la sortie toutes les deux alternances (positives et négatives) de la tension alternative d'entrée.

On distingue alors deux montages :

- Le montage va et vient ;
- Le montage à pont de Graëtz.

### Le montage va et vient

On utilise un transformateur à prise médiane et deux diodes de redressement telles que présentées dans la figure ci-dessous :

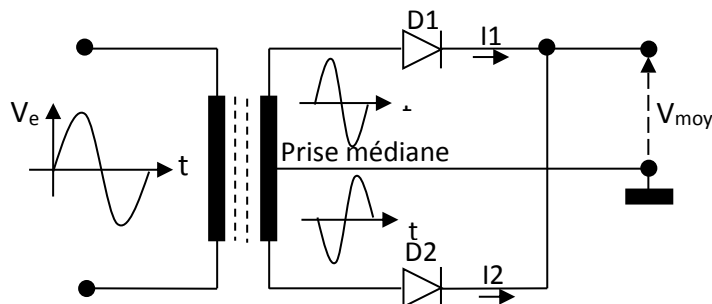
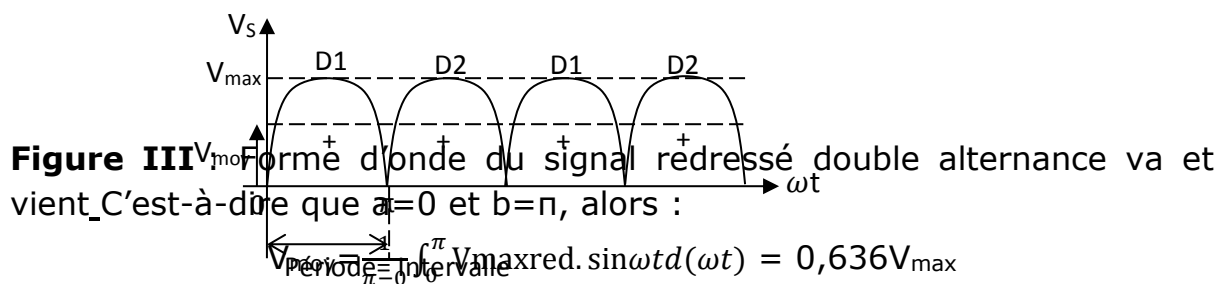


Figure X.10 : le montage redresseur double alternance va et vient



### Fonctionnement du montage :

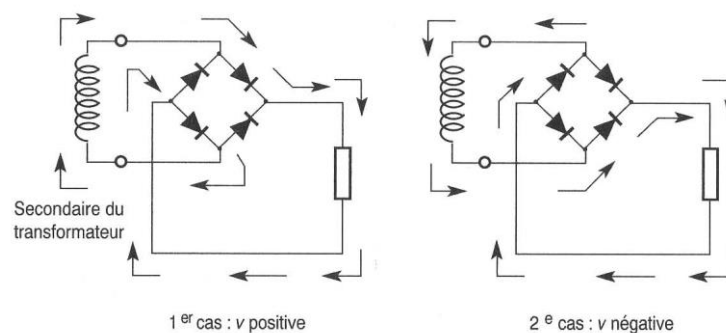
- Pendant la première alternance positive,  $D_1$  conduit et donne le courant  $I_1$ , tandis que  $D_2$  est bloquée ;
- Pendant la deuxième alternance positive,  $D_1$  est bloquée, tandis que  $D_2$  conduit et donne le courant  $I_2$  ; le courant total de sortie est alors égal à  $I_S = I_1 + I_2$ .

### Remarque :

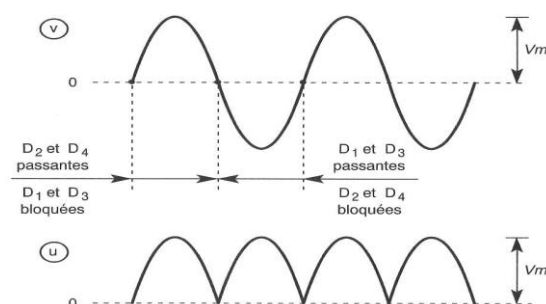
Le montage double alternance produit un rendement meilleur que le montage mono alternance. Cependant, il nécessite l'utilisation d'un transformateur à prise médiane et de deux diodes de redressement.

### Le montage à pont de Graëtz

Ce montage utilise un transformateur ordinaire et quatre diodes montées en pont appelé « pont de Graëtz ». Les cathodes de  $D_1$  et  $D_2$  réunies, donnent le positif ; tandis que les anodes de  $D_3$  et  $D_4$  réunies donnent le négatif.



**Figure III :** Montage redresseur double alternance à pont de diodes



**Figure III :** Forme de signaux au secondaire du transformateur et à la charge

### Fonctionnement du montage :

Durant la première alternance positive,  $D_1$  et  $D_3$  conduisent ; tandis que  $D_2$  et  $D_4$  sont bloquées ; pendant la deuxième alternance négative, c'est l'inverse. Quelle que soit l'alternance de la tension d'entrée plus ou moins, le courant  $I$  qui circule dans la charge est unidirectionnel ; c'est-à-dire

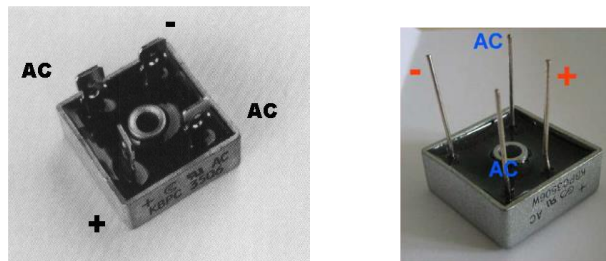
qu'il circule toujours dans le même sens, on obtient donc un courant continu au niveau de la charge.

**Remarque :**

- La tension moyenne obtenue à la sortie du redresseur à pont de Graëtz est exactement la même que celle obtenue avec le montage va et vient.

$$V_{\text{moy}} = \frac{2V_{\text{maxred}}}{\pi} = 0,636V_{\text{maxred}}$$

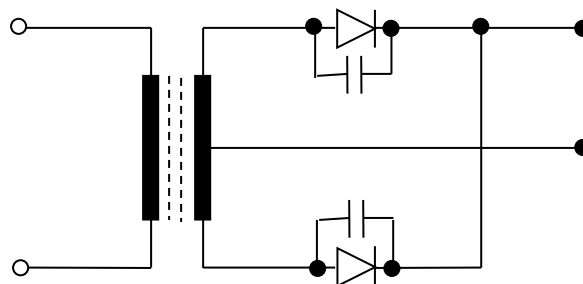
- Il existe sur le marché **des ponts moulés** qui contiennent dans un seul bloc toutes les quatre diodes redresseuses constituant le pont de Graëtz.



**Figure III :** Forme physique des ponts moulés

- Les résistances inverses ainsi que le temps de recouvrement des diodes redresseuses peuvent être différents ; il est donc nécessaire ou recommandé de les shunter par un pont à résistance ou à condensateur afin de répartir équitablement les chutes de tension.

Exemple du montage va et vient avec condensateurs de compensation :



**Figure III :** Redresseur double alternance va et vient avec condensateurs en parallèle

- Avec le montage à pont de Graëtz, la tension maximale redressée est calculée en retranchant de 1,4 V de la tension maximale du

secondaire de transformateur car ici deux diodes conduisent au même moment et deux autres sont bloquées, et ainsi de suite.

$$V_{\max\text{red}} = V_{\max} - 1,4$$

## **Détermination de courant max et moyen de sortie :**

### **Le courant max de sortie**

$$I_{\max} = \frac{V_{\max\text{red}}}{\Sigma R}$$

#### **1. Montage mono-alternance**

$$I_{\max} = \frac{V_{\max\text{red}}}{R_d + R_{ch}}, \quad I_{\text{moy}} = \frac{I_{\max}}{\pi} = 0,318 I_{\max}$$

#### **2. Montage va et vient**

$$I_{\max} = \frac{V_{\max\text{red}}}{R_d + R_{ch}}, \quad I_{\text{moy}} = \frac{2I_{\max}}{\pi} = 0,636 I_{\max}$$

#### **3. Montage à pont de Graëtz**

$$I_{\max} = \frac{V_{\max\text{red}}}{2R_d + R_{ch}}, \quad I_{\text{moy}} = \frac{2I_{\max}}{\pi} = 0,636 I_{\max}$$

Avec

- $R_d$  : résistance interne de la diode conductrice ( $R_d = 500\Omega$ )
- $R_{ch}$  : résistance de la charge.

### **Remarque :**

Le courant maximal de sortie délivré à la charge sera plus élevé pour le montage va et vient par rapport au montage à pont de Graëtz. Par conséquent, la puissance de sortie sera :

$$P_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt = U \cdot I$$

et sera plus grande au montage va et vient qu'au montage à pont de Graëtz.

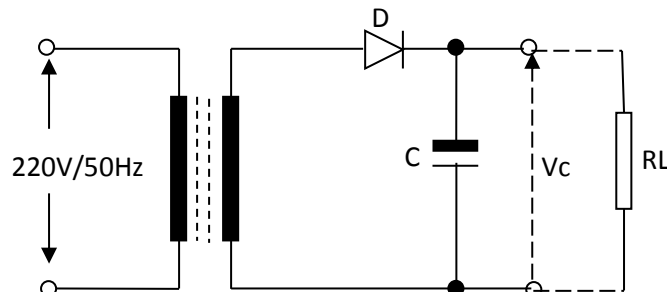
## **III.7.2. Le Filtrage**

La tension obtenue après redressement étant pulsée (ondulée), on utilise un circuit de filtrage permettant de réduire les ondulations afin d'obtenir une tension ou un courant presque continu.

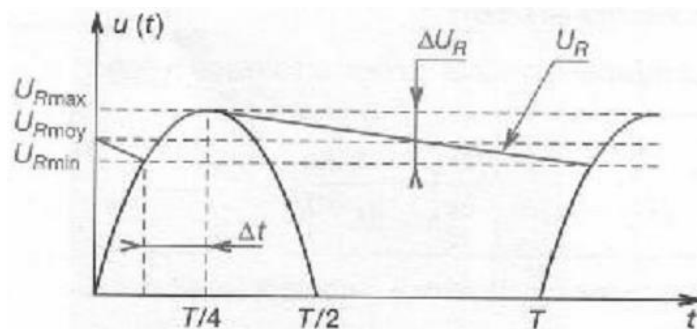
### **III.7.2.1. Le filtrage avec condensateur d'entrée**

On dispose un condensateur entre le redresseur et la charge qui se comporte comme un réservoir qui accumule la tension en présence de l'alternance redressée et, qui se décharge dans la résistance de charge lorsque l'alternance redressée disparaît.

### a) Redressement mono alternance



**Figure III** : Montage mono alternance avec filtre à condensateur d'entrée



**Figure III** : Allure de tension  $V_c$  du condensateur de filtrage

$\Delta U_R = U_{Rmax} - U_{Rmin}$  : variation de la tension  $V_c$  du condensateur

La tension d'ondulation :

$$U_R = V_{ond} = \frac{\Delta U_R}{2} \text{ (en valeur efficace)}$$

La tension moyenne de sortie sera donnée par :

$$V_{moy} = U_{Rmax} - \sqrt{2} \cdot \frac{\Delta U_R}{2}$$

$$\text{ou } V_{moy} = U_{Rmax} + \sqrt{2} \cdot \frac{\Delta U_R}{2}$$

$$\text{D'où : } V_{moy} = U_{Rmax} - \sqrt{2} \cdot V_{ond}$$

Et la tension d'ondulation est donnée pour ce cas-ci par :

$$V_{ond} = \frac{k \cdot I}{C}$$

avec  $C$  : la capacité du condensateur de filtrage et  $I$  le courant moyen de sortie. Si  $C \uparrow$  et  $V_{ond} \downarrow$  et si  $C \downarrow$  et  $V_{ond} \uparrow$

**N.B.** : si la tension d'ondulation diminue, la capacité  $C$  du condensateur de filtrage augmente et vice-versa. En pratique, on utilisera une capacité



forte qui permettra de réduire la valeur de la tension d'ondulation afin d'obtenir une tension et un courant presque continus.

- $C$ : La capacité du condensateur de filtrage est exprimée en  $\mu F$  ;
- $I$  : Le courant qui circule dans la charge est exprimé en mA ;
- $K= 4,5$  une constante.

Remarque :

- A l'absence de la charge  $R_L$ , la tension filtrée  $V_c = V_{\max}$
- Le filtrage améliore la tension redressée et fait croître sa valeur.

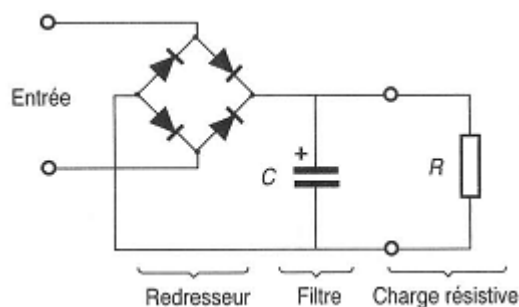
### EXERCICE D'EXEMPLE

Soit une alimentation en DC constituée d'un transformateur abaisseur 220V/9V/50Hz, d'un circuit redresseur mono alternance, et d'un condensateur de filtrage de  $1000\mu F$ . Si la résistance de la charge est de  $1K\Omega$ , on demande de déterminer la tension fournie à cette charge:

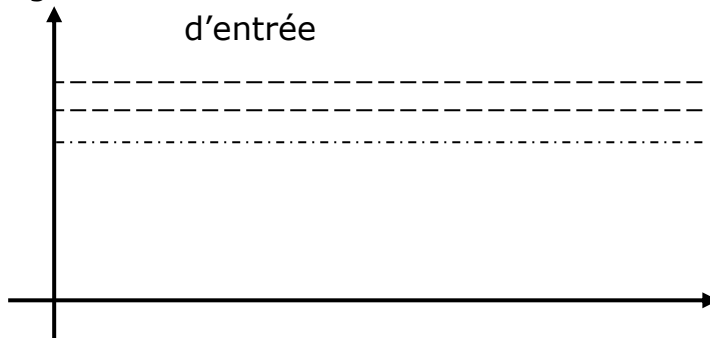
- Sans condensateur de filtrage ?
- Avec condensateur de filtrage?

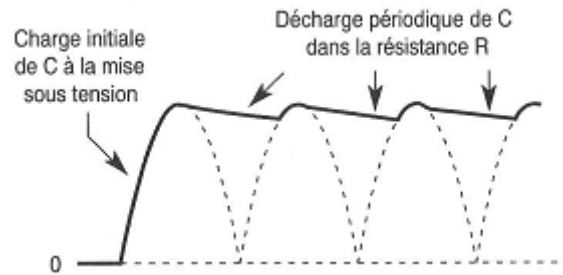
#### b) Redressement double alternance

Le schéma de la figure ci-dessous représente le montage redresseur à pont de diodes avec le circuit de filtrage à condensateur d'entrée avec une résistance de charge:



**Figure III** : Montage double alternance avec filtre à condensateur d'entrée





**Figure III :** Allure de tension  $V_c$  du condensateur de filtrage

$$V_{\text{moy}} = V_{\text{maxred}} - \sqrt{2} \cdot V_{\text{ond}}$$

$$\text{avec } V_{\text{ond}} = \frac{k \times I}{C}$$

avec :  $K = 1,7$  ;  $I$  en mA ;  $C$  en  $\mu\text{F}$  ; et  $V_{\text{ond}}$  en V.

**N.B :** la variante de la formule de  $V_{\text{moy}}$  est :

$$V_{\text{moy}} = V_{\text{maxred}} - \frac{I}{4fC}$$

Avec :  $I$  en A ;  $C$  en  $\mu\text{F}$  ;  $V_{\text{moy}}$  et  $V_{\text{max}}$  en

S'agissant de la fréquence du signal redressé à la sortie, elle est la même pour les mono et double alternance de celui du signal à redresser pour la double alternance.

### EXERCICE D'EXEMPLE

Soit une alimentation stabilisée en montage double alternance avec un transformateur de 220V/9V/50Hz, et un montage à pont de Graëtz avec un condensateur de filtrage de la capacité  $C = 100\mu\text{F}$ . Si la résistance de la charge  $R_L = 1\text{K}\Omega$ , on vous demande de déterminer la tension fournie à cette charge :

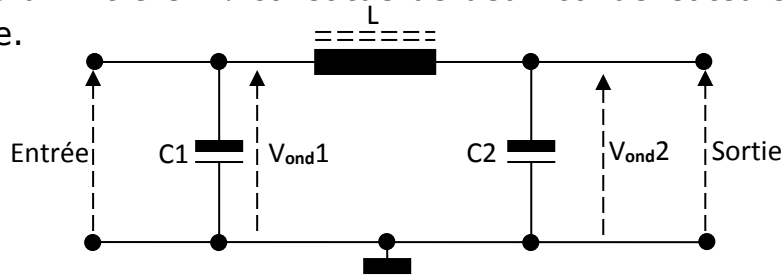
- Sans capacité de filtrage?
- Avec capacité de filtrage?

#### III.7.2.1. Filtrage par cellule LC et RC

Pour des appareils électroniques qui exigent une grande stabilité dans leur fonctionnement (calculateur électronique par exemple), il faut utiliser un filtrage plus efficace afin de réduire considérablement la tension d'ondulation. Pour ce faire, on utilise une cellule de filtrage à bobine et condensateur LC ou à résistance et condensateur RC.

### a) Filtrage par cellule LC

On utilise un filtre en  $\pi$  constitué de deux condensateurs et d'une bobine de lissage.

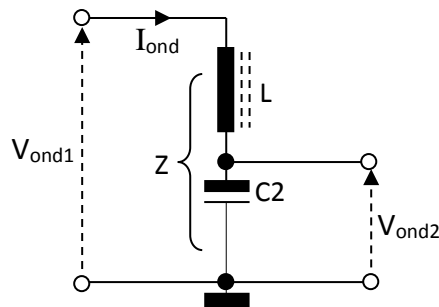


**Figure III :** Circuit de filtrage LC en pi ( $\pi$ )

Le condensateur C1 d'entrée effectue un 1<sup>er</sup> filtrage, la bobine L oppose une forte inductance au courant d'ondulation, tandis qu'elle laisse passer facilement le continu. Le 2<sup>ème</sup> condensateur C2 est utilisé pour réduire davantage l'ondulation de la tension qu'on peut obtenir à la sortie.

### Procédé de calcul

La tension d'ondulation  $V_{ond1}$  étant déjà évaluée dans la section précédente, on voit alors déterminer  $I_{ond}$  et  $V_{ond2}$ .



**Figure III:** Equivalence du circuit de filtrage LC en pi ( $\pi$ )

On sait que :  $Z = L$  et C2 en série ; d'où :

$$I_{ond} = \frac{V_{ond1}}{Z} \text{ et } V_{ond2} = X_{C2} \cdot I_{ond}$$

Si la résistance interne de L est négligeable, on obtient :

$$Z = L\omega - \frac{1}{C_2\omega}$$

Avec :

$\omega = 2\pi f$  et  $f$  : fréquence d'ondulation.

**N.B :**

- En mono alternance  $f = 50\text{Hz}$  ;

- En double alternance,  $f=100\text{Hz}$ .

$$\rightarrow I_{\text{ond}} = \frac{V_{\text{ond1}}}{L\omega - \frac{1}{C2\omega}} \text{ or } V_{\text{ond2}} = X_{C2} \cdot I_{\text{ond}} = \frac{1}{C2\omega} \cdot I_{\text{ond}} ; \text{ d'où } V_{\text{ond2}} = \frac{L\omega - \frac{1}{C2\omega}}{C2\omega}$$

$$\rightarrow V_{\text{ond2}} = \frac{V_{\text{ond1}}}{C2 \times \omega (L \times \omega - \frac{1}{C2})} \text{ or } = \frac{V_{\text{ond2}}}{V_{\text{ond1}}} = \frac{1}{L \times C2 \omega - 1}$$

Avec  $\eta = \frac{V_{\text{ond1}}}{V_{\text{ond2}}}$  : le coefficient d'efficacité du filtre

$$\eta = \frac{1}{LC2\omega^2 - 1}$$

Remarque

1) Le coefficient d'efficacité  $\eta$  est donné pour chaque type d'appareil, tel que: l'amplificateur, l'oscillateur, le modulateur, le mélangeur, etc. A titre d'exemple, on propose les valeurs de  $\eta$  :

- Alimentation de l'amplificateur RF non modulé :  $\eta < 5\%$
- Alimentation d'amplificateur RF modulé :  $\eta < 2\%$
- Alimentation du récepteur radio ou l'amplificateur AF de puissance :  $\eta < 0,5\%$
- Alimentation de l'étage oscillateur :  $\eta < 1\%$
- Alimentation de l'étage préamplificateur ou d'un circuit correcteur AF :  $\eta < 0,1\%$

2) Si  $C2$ ,  $\eta$ , et  $\omega$  sont connus, on peut tirer la valeur de l'inductance  $L$  à partir de la formule:  $\eta = \frac{1}{C2 \times L \times \omega^2 - 1} \rightarrow L = \frac{1 + \eta}{C2 \omega^2 \eta}$  avec  $C2$  : en Farad (F) ;  $L$  : en henry (H) ; et  $\omega$  : rad/sec

Dans le cas du redressement double alternance, la fréquence d'ondulation  $f = 100\text{Hz}$ ,  $\omega^2$  est à peu près égale à  $0,4 \cdot 10^6$ . Si on exprime  $C2$  en  $\mu\text{F}$ , la formule donnant  $L$  peut être simplifiée et on obtient alors :

$$L = \frac{1 + \eta}{0,4 \cdot C2 \cdot \eta}$$

## EXERCICE D'EXEMPLE

Soit un amplificateur AF de puissance qui consomme un courant de 1A et on voudrait l'alimenter par un circuit d'alimentation comprenant un transformateur de 220V/18V/50Hz. Un montage redresseur double alternance en pont de Graëtz et une cellule de filtrage en  $\pi$  tels que :  $C1 = C2 = 220\mu\text{F}$ . On demande de dimensionner ce circuit d'alimentation ?

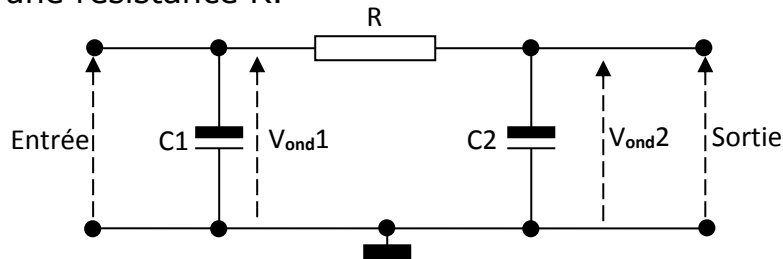
**Remarque :**

Si la résistance  $R_L$  de la bobine de lissage n'est pas négligeable par rapport à  $\omega L$ , on calcul  $I_{ond}$  en remplaçant  $Z$  par son expression complète. On a :

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{C\omega})^2}$$

### b) Filtrage par cellule RC

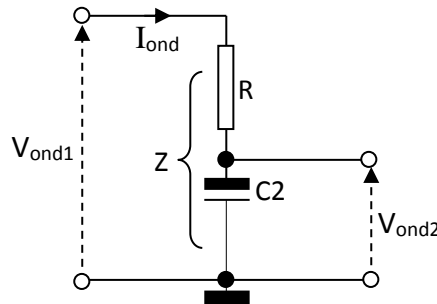
Lorsque le courant à débiter dans la charge est très faible, on remplace la bobine  $L$  par une résistance  $R$ .



**Figure III** : Circuit de filtrage RC en pi ( $\pi$ )

### Procédé de calcul

De même comme le point précédent, la tension d'ondulation  $V_{ond1}$  étant déjà évaluée dans la section précédente, on voit alors déterminer  $I_{ond}$  et  $V_{ond2}$  pour ce deuxième cas :



**Figure III** : Equivalence du circuit de filtrage RC en pi ( $\pi$ )

On obtient :

$$Z = \sqrt{R^2 + (\frac{1}{C_2\omega})^2}$$

$$\text{Or, } V_{ond1} = Z \cdot I_{ond} = \left( \sqrt{R^2 + \left( \frac{1}{C_2\omega} \right)^2} \right) \cdot I_{ond}$$

$$V_{ond2} = X_{C2} \cdot I_{ond} = \frac{1}{\omega \cdot C_2} \cdot I_{ond} = \frac{I_{ond}}{\omega \cdot C_2}$$

Or, le coefficient d'efficacité  $\eta$ , est donné par :

$$\eta = \frac{V_{ond2}}{V_{ond1}} = \frac{\frac{I_{ond}}{\omega C_2}}{\left( \sqrt{R^2 + \left( \frac{1}{\omega C_2} \right)^2} \right) \cdot I_{ond}} = \frac{1}{\left( \sqrt{R^2 + \left( \frac{1}{\omega C_2} \right)^2} \right)}$$

D'où :

$$\eta = \frac{1}{\sqrt{(\omega \cdot C_2)^2 \cdot R^2 + 1}}$$

Si  $C_2$ , et  $\omega$  sont connus, on peut tirer la valeur de la résistance par  $R$  :

$$R = \frac{\sqrt{1-\eta^2}}{\eta \cdot \omega \cdot C_2}$$

Avec :  $C_2$  en farad ;  $R$  en ohm ; et  $\omega$  en rad/sec

### EXERCICE D'EXEMPLE

On voudrait une alimentation en DC destinée à alimenter un étage oscillateur. Si le transformateur est de 220V~/12V~, le redressement est à port de Graetz ; tandis que la cellule de filtrage comprend deux condensateurs de  $1000\mu F$  et une résistance  $R$ . On vous demande d'évaluer la valeur de cette résistance ?

### III.7.2.2. VALEURS NORMALISEES DES CONDENSATEURS DE FILTRAGE

#### 1. Capacité en $\mu F$

0,1	4,7	47	1000
0,22	6,8	50	2200
0,33	8	68	
0,47	10	100	
1	16	150	
1,5	22	220	
2,2	33	330	
3,3		470	
		680	

#### 2. Tension de service en volts

6,3	100
-----	-----

10	150
16	160
20	200
25	250
35	300
40	350
50	400
63	500

### III.7.3. La stabilisation de la tension

La stabilisation de la tension de sortie, appelée aussi **filtrage dynamique**, permet de maintenir constante la tension continue  $V_s$  fournie à la charge quelles que soient les fluctuations de la tension du réseau électrique ou celle provenant de la charge.

On distingue deux types de circuits stabilisateurs de tensions :

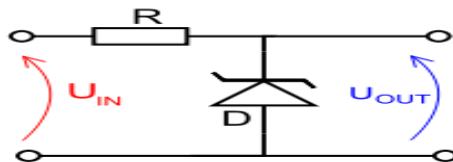
- Le stabilisateur de tension à diode **Zener** ;
- Le stabilisateur de tension à **transistor**.

#### III.7.3.1. La stabilisation de tension à diode ZENER

##### 1. Principe

Les diodes Zener sont fréquemment utilisées pour réguler la tension dans un circuit. Lorsqu'on la connecte en inverse en parallèle avec une source de tension variable, une diode Zener devient conductrice lorsque la tension atteint la tension d'avalanche de la diode. Elle maintient ensuite la tension à cette valeur.

Pratiquement, on place à la suite du circuit de filtrage une diode Zener (montée en sens inverse) en parallèle avec la charge. De ce fait, la diode Zener limite la tension de sortie  $V_s$  à la valeur de  $V_z$  en écrêtant toutes les valeurs de la tension supérieure à  $V_z$ . En outre, on associe à la diode Zener **une résistance de protection  $R_p$** .



**Figure III** : Limitation du courant Zener par la résistance

Dans ce circuit, la résistance  $R$  est responsable de la chute de tension entre  $U_{IN}$  et  $U_{OUT}$ . La valeur de  $R$  doit satisfaire deux conditions :

- $R$  doit être suffisamment petite pour que le courant qui passe dans  $D$  la maintienne en mode d'avalanche. La valeur de ce courant est donné dans la *data sheet* de  $D$ . Par exemple, la diode Zener classique BZX79C5V6 (5,6 V / 0,5 W) possède un courant inverse recommandé de 5 mA. Si le courant qui traverse  $D$  n'est pas suffisant, alors  $U_{OUT}$  n'est pas régulé, et vaut moins que la tension d'avalanche. Lors du calcul de  $R$ , on doit tenir compte du courant qui circule dans la charge externe connectée sur  $U_{OUT}$ .
- $R$  doit être assez grande pour que le courant qui traverse  $D$  ne la détruise pas. En notant  $I_D$  le courant dans  $D$ , la tension d'avalanche  $V_B$  et la puissance absorbable maximum  $P_{MAX}$ , alors on doit avoir  $I_D V_B < P_{MAX}$ .

La diode Zener est faite pour fonctionner en régime de claquage inverse. On constate que la tension inverse aux bornes de la diode, dans la zone de claquage, varie peu ( $V_Z \approx V_{max} \approx V_{min}$ ).  **$I_{min}$**  est l'intensité au-dessous de laquelle la tension n'est plus stabilisée.  **$I_{max}$**  est l'intensité au-dessus de laquelle, la puissance :

**$P = V_Z \cdot I_{max}$**  dissipée dans la diode devient destructrice

## 2. Résistance différentielle

Elle est en relation avec l'inclinaison de la caractéristique dans la région de claquage. Le rôle stabilisateur de la diode est d'autant mieux rempli que cette résistance est faible

$$r_Z = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{V_{max} - V_{min}}{I_{max} - I_{min}}$$

Par exemple  $r_Z = 20 \, \Omega$  pour la diode BZX 55 - C12

En se référant à la figure ci-dessus, pour que la stabilisation soit effective, il faut que  **$I_Z$**  soit toujours compris dans les limites  **$I_{min} < I_Z < I_{max}$** . En connaissant  **$U$**  et  **$U_Z$** , ainsi que  **$I_{min}$**  et  **$I_{max}$** , on détermine  **$R_p$** .

$$I = I_Z + I_r$$

si  $R \rightarrow \infty$ ,  $I_r = 0$  et  $I = I_Z$ , c'est le fonctionnement à vide  
 si  $R = 0$ ,  $U_Z = 0$ ,  $I_Z = 0$ ,  $I = I_r = U/R_p$ , la stabilisation a disparu  
 Limite de la stabilisation: la stabilisation disparaît lorsque  **$I_Z$**  devient inférieur à  **$I_{min}$** .

**Exercice :**



Réaliser une alimentation stabilisée 12v - 30mA, à partir d'une source de tension constante 24v. On choisit une diode Zener BZX 55 - C12, dont les caractéristiques techniques sont:  $V_z=12V$ ,  $P_z=500mW$ ,  $I_{zmaxi}=32mA$ . On suppose  $I_{zmini}=0$  (diode parfaite)

1/ Calculer la valeur de la résistance de protection (pour  $R \rightarrow \infty$ )

$$R_p = \frac{24 - 12}{0,032} = 375 \Omega$$

on prend:  $R_p = 390 \Omega$

2/ Calculer, dans ces conditions, la puissance dissipée dans cette résistance

$$P = \frac{12^2}{390} = 0,37W$$

on prend:  $P = 0,5W$

3/ Quel est le courant que peut débiter l'alimentation (avec stabilisation)

$$I_z=0 \Rightarrow I_r = \frac{24 - 12}{390} = 30,7mA$$

4/ Quel est le courant maximal qui peut traverser  $R_p$  ?

$$R = 0 \Rightarrow I = \frac{24}{390} = 61,5mA$$

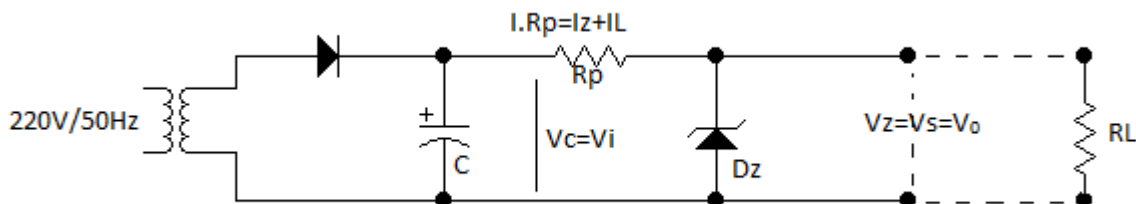
5/ Calculer alors la puissance dissipée dans  $R_p$

$$P = \frac{24^2}{390} = 1,47W$$

on prend 2W

### 3. Application de Dz dans les montages

#### a) MONTAGE MONO-ALTERNANCE

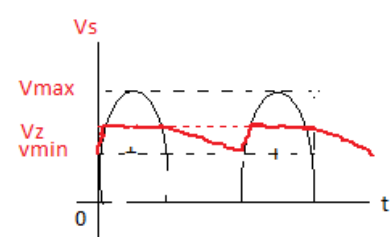
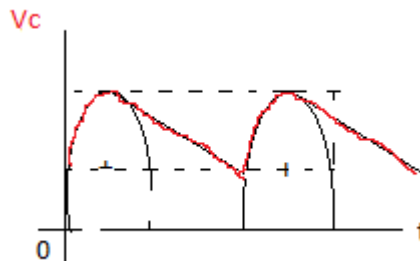
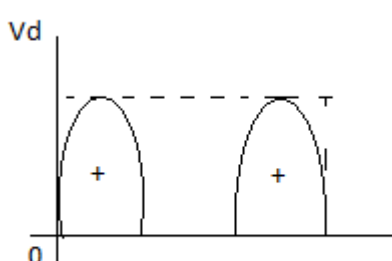


➤  $V_i=V_{in}$  (entrée)

➤  $V_o=V_{out}$  (sortie)

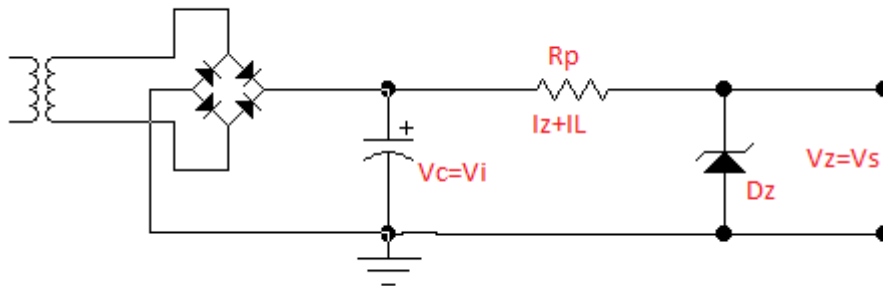
Redressement

filtrage

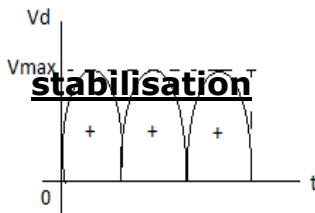


## stabilisation

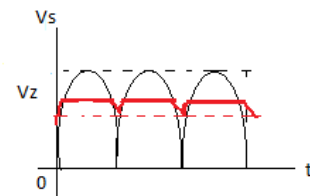
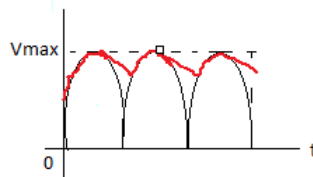
### **b) MONTAGE DOUBLE-ALTERNANCE**



#### **Redressement**



#### **filtrage**



### **EXERCICE**

On voudrait réaliser une alimentation stabilisée par une diode Zener dont la tension de sortie  $V_s = 9V$ , et un courant de 80mA est fourni à la charge. Si le transformateur est de 220V/9V, le redressement est à pont de Graëtz et un condensateur de filtrage  $C = 2200\mu F$ , on vous demande de dimensionner cette alimentation ?

#### **REMARQUE :**

- Le stabilisateur de tension à diode est utilisé pour des charges qui ne consomment pas un grand courant ou une grande puissance, sinon la chute de tension dans la résistance de protection  $R_p$  sera excessive,
- Le stabilisateur de tension à diode zener ne doit jamais fonctionner à vide (sans charge) car tout le courant  $I_{R_p}$  fourni va traverser la diode Zener et entraîner sa destruction.

### **III.7.3.2. La stabilisation de tension à transistor**

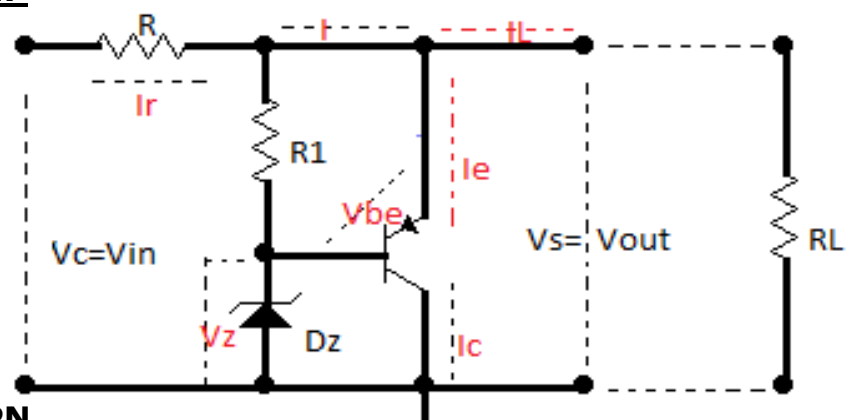
Pour obtenir un courant de sortie plus élevé, on associe à la diode zener un transistor amplificateur qui, grâce à son gain, fournira à la charge un courant plus important. On distingue deux types de montages :

- Le montage parallèle
- Le montage série.

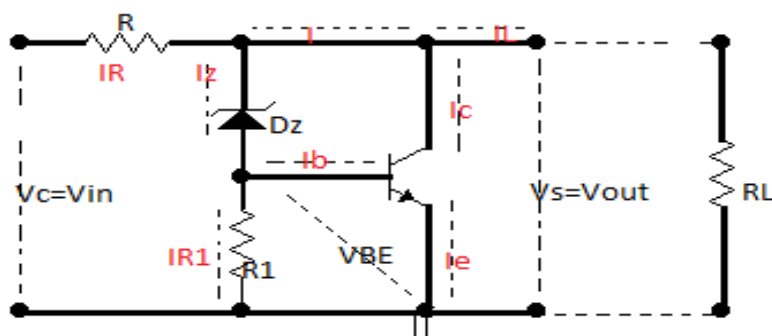
### a) La stabilisation de tension à transistor parallèle

Le transistor stabilisateur de tension est monté en parallèle avec la charge.

#### Montage à transistor PNP



#### Montage à transistor NPN



### Fonctionnement

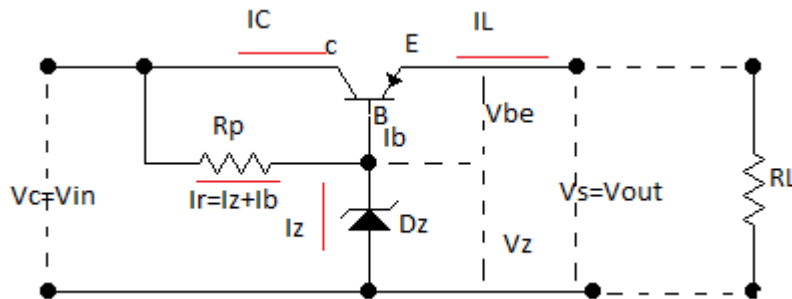
La tension aux bornes du collecteur et la base du transistor stabilisateur est maintenue constante par la diode zener  $D_z$  et fixée à la valeur de référence  $V_z = V_{CB}$ . Toutes variations de la tension d'entrée  $V_{in}$  (augmentation ou diminution) affectent ou modifient uniquement la base  $V_{BE}$  comprise entre la base et l'émetteur de transistor.

### b) Stabilisation de la tension par transistor série

$D_z$

$$\text{Gain total: } \beta = \frac{I_{c2}}{I_{b2}}$$

C'est le montage le plus simple et le plus utilisé en pratique dans la plupart de système d'alimentation en DC. Le transistor stabilisateur de tension est montée en série avec la charge tel que présenté dans la figure suivante :



➤ La maille d'entrée donne :

$$V_c = R_p \cdot I \cdot R_p + V_z \longrightarrow R_p \cdot I \cdot R_p = V_c - V_z$$

D'où  $R_p = \frac{V_c - V_z}{I \cdot R_p}$  (1) avec  $I \cdot R_p = I_z + I_b$

On sait que  $I_z$  est de l'ordre de mA ; tandis que  $I_b$  est de l'ordre de  $\mu A$ , d'où  $I_z \gg I_b$ .

→  $I \cdot R_p \approx I_z$  (2) la valeur de  $I_b$  est négligeable devant  $I_z$

➤ La maille de sortie donne :

$$V_z - V_{BE} - V_s = 0 \longrightarrow V_s = V_z - V_{BE} \text{ avec } V_{BE} \approx 0,7V$$

### EXERCICE

Soit un circuit stabilisateur de tension composé d'un transistor **2SD400**, d'une diode Zener **BZX12** et d'une résistance  $R_p$ . Si  $V_{in} = 15V$  ;  $I_z = 20mA$  ; et  $I_b = 50\mu A$ . on vous demande d'évaluer  $V_s = V_{out}$  et  $R_p$  ?

### **III.8. BREVES NOTIONS SUR LE CODE DES ELEMENTS ACTIFS**

## 1. Code Européen

1 <sup>ère</sup> lettre Le matériau utilisé	2 <sup>ème</sup> lettre La fonction de l'élément	N° de série caractéristiques: U, I, fréquence, t° 1 <sup>ère</sup> lettre+chiffre=type professionnel. Le chiffre seulement=type de courant.
--	---	---

### 1<sup>ère</sup> lettre

A: Germanium  
commutation

B: Silicium

puissance

puissance

puissance

puissance

### 2<sup>ème</sup> lettre

A: diode de détection ou de

B: diode varicap

C: transistor AF de faible

D: transistor AF de puissance

E : diode tunnel

F: transistor RF de faible

L: transistor RF de puissance

R: thyristor de commutation de faible

S: transistor de commutation de faible

T: thyristor de commutation de puissance

U: transistor de commutation de puissance

X: multiplicateur de fréquence

Y: diode de redressement

Z: diode Zener.

Exemple:

- 1) AY 123 : diode de redressement au Germanium à usage courant
- 2) BD 400 : transistor AF de puissance au silicium à usage de courant
- 3) BUT11 : transistor de commutation de puissance au silicium à usage professionnel

## 2. Code Américain

IN..... Ou 1N...: diode

IIN..... Ou 2N...: transistor

Exemple :

- 1) 1N4004: diode de redressement de 1A/400V (Pour le détail, il faut consulter le lexique ou Data book).
- 2) 2N3055: transistor AF de puissance

### **3. Code Japonais**

1S.....→ diode

2S.....→ Transistor

2SA→transistor RF du type PNP

2SB→transistor AF du type PNP

2SC→transistor RF du type NPN

2SD→transistor AF du type NPN

Remarque:

Pour simplifier l'écriture dans le Code Japonais, le préfixe 2S est omis ou supprimé, mais demeure sous-entendu.

Exemple:

- 2SC418→ C418
- 2SD400→ D400
- 2SA223→ A223