

# Electronique 01 : Etude des composants electroniques.

Etude des composants  
électroniques.

## RESUME

Les applications de l'électronique sont riches et variées : commande industrielle, robotique, télécom, biomédicale, énergie, informatique, etc. Ainsi, à l'intérieur de ce cours, nous présenterons la notion d'électronique et nous parlerons brièvement de la théorie des semi-conducteurs ainsi que des jonctions PN. Puis nous étudierons les principaux composants électroniques (Diodes, Transistors, Amplificateurs Opérationnels) en analysant leur principe de fonctionnement, leurs caractéristiques essentielles et leurs applications typiques. En fin nous examinerons quelques montages de base utilisés dans les chaînes industrielles

Mazoughou Goépogui : 669 35 43 10 /  
655 34 42 38 /

massaleidamagoe2014@gmail.com

Cours d'électronique 01

# I. GENERALITE.

## I.1. Définition.

La commission de l'électrotechnique internationale (CEI) définit l'électronique comme : *La partie de la science et de la technique qui étudie les phénomènes de conduction dans le vide, dans les gaz ou dans les semi-conducteurs et qui utilise les dispositifs basés sur ces phénomènes.*

*Par extension, nous pouvons dire que l'électronique est l'ensemble des techniques qui utilisent des signaux électriques pour capter, transmettre et exploiter une information.*

Ici on entend par information, une grandeur électrique (courant ou tension) transportant un flux d'énergie continue ou discret, codé ou non et susceptible d'être traité et interprété par un circuit électronique spécial.

## I.2. Représentation des grandeurs.

Nombreux sont les systèmes qui utilisent des grandeurs en entrée, les traitent et délivrent en sortie des commandes ou des informations pour l'utilisateur. Les grandeurs peuvent être représentées de deux façons :

1. Représentation analogique.
2. Représentation numérique.

### I.2.1 La représentation analogique.

La plupart des capteurs transforment une grandeur physique (température, pression...) en grandeur électrique. De même, le microphone transforme la pression acoustique en grandeur électrique proportionnelle. Ainsi une grandeur analogique peut prendre toutes les valeurs en variant graduellement entre deux limites, par exemple une automobile peut avoir une vitesse variant entre 0 et 220km/h.

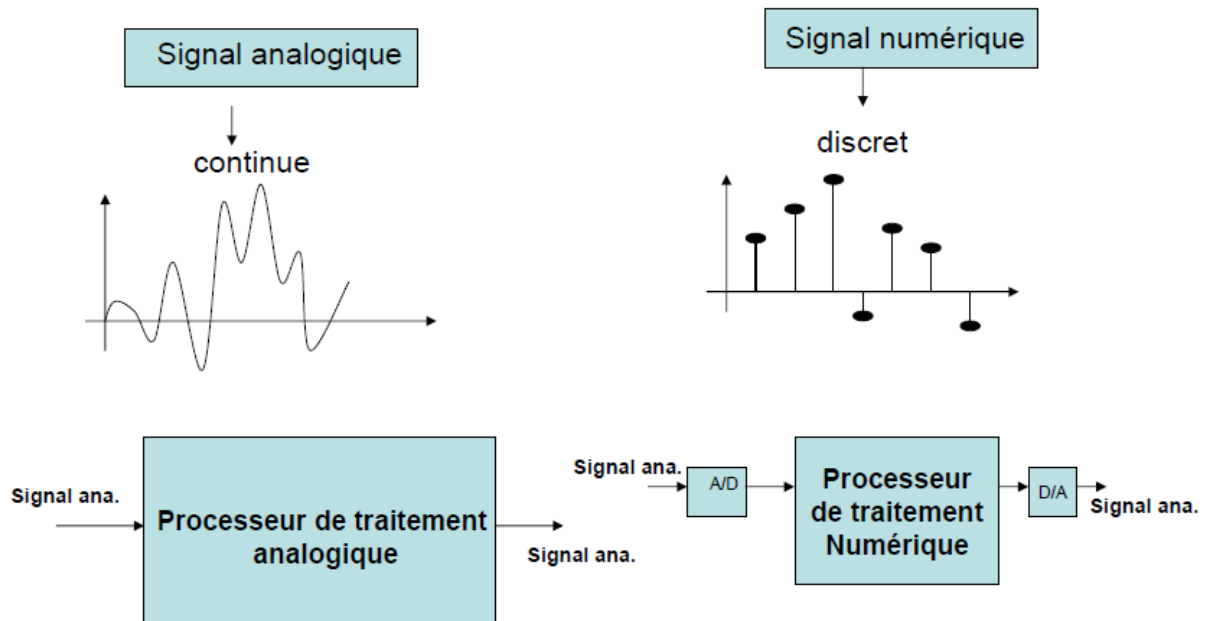
Les systèmes analogiques regroupent donc les montages utilisés pour le contrôle ou pour le réglage de sorte que les composants utilisés fonctionnent de manière linéaire, sans discontinuité. Ce sont ces systèmes que nous allons étudier dans le présent cours (**ELECTRONIQUE ANALOGIQUE**), les systèmes numériques sont traités dans le cours **ELECTRONIQUE NUMERIQUE**. Cette séparation en deux systèmes est faite pour les besoins du cours, dans la pratique, on trouve des circuits composés de systèmes numériques et analogiques.

Le cours d'électronique analogique nécessite la maîtrise des lois suivantes:

- Loi d'Ohm.
- Lois de Kirchhoff.
- Théorème de superposition.
- Théorème de Thévenin.
- Théorèmes de Norton.

### I.2.2. La représentation numérique.

La grandeur mise sous forme numérique n'est plus proportionnelle à la grandeur d'entrée. Elle s'exprime par symboles ou codes (chiffres). Par exemple, le tachymètre d'une automobile s'il est numérique, indique une valeur par pas de 1km/h : la progression est discontinue ; s'il est analogique (à aiguille) la progression est continue. La représentation numérique est donc discontinue.



*Fig.1.1. Représentations et traitement du signal.*

### I.3. Domaines d'application.

Le champ d'application des dispositifs électroniques est vaste. Nous pouvons citer entre autres :

- **Télécommunications** : Télégraphie, téléphonie, Radiodiffusion, télévision, Télémessure, télécommande.
- **Systèmes de détection** : Radar, sonar, télédétection.
- **Electroacoustique** : Enregistrement et reproduction des sons.
- **Traitement de l'information** : Ordinateurs, calculatrices.
- **Industrie** : Commandes et réglages automatiques installations de surveillance.
- **Instruments de mesures** : Equipements industriels, scientifiques.
- **Biomédical** : automate de biochimie, électrocardiographe, incubateur.
- **Electroménager** : téléviseur, machine à laver.

## II. THEORIE DES SEMICONDUCTEURS.

### II.1. Structure de la matière.

#### Avertissement.

Ce paragraphe a pour seul but de permettre la compréhension des principaux phénomènes de conduction qui se produisent dans les semi-conducteurs, afin de pouvoir interpréter leur comportement. Il ne sera donc ni exhaustif, ni rigoureux. Cet exposé sera donc plus proche de la vulgarisation que du cours académique, mais compte tenu du but recherché, il sera largement suffisant pour comprendre les phénomènes sans rentrer dans les détails fort compliqués de la théorie de la conduction.

A noter que des connaissances approfondies en cristallographie ne sont indispensables que pour l'électronicien désireux de se spécialiser en micro-électronique (conception de circuits intégrés). On peut donc parfaitement s'en passer si on se contente d'assembler des composants discrets.

Tout le secret de l'électricité réside dans la capacité de la matière à laisser circuler plus ou moins bien des charges électriques en son sein sous l'influence d'un champ électrique externe. Les composants électroniques obéissent aux lois générales de l'électricité. La différence avec les composants électriques traditionnels se situe dans le matériau conducteur utilisé, qui va autoriser un meilleur contrôle de la conduction électrique, et donc des fonctionnalités nouvelles. L'électronique va alors se distinguer de l'électricité par des composants dont on pourra moduler la conduction à l'aide de signaux électriques, chose impossible avec les composants simples de l'électricité. Il est par conséquent utile de rappeler en introduction que tout ce qu'on voit en électronique est totalement dépendant de la physique des solides, et qu'un aperçu de cette dernière est indispensable pour comprendre le fonctionnement des composants électriques et électroniques.

#### II.1.1. Description simplifiée de la structure des atomes.

Les atomes sont des particules de base constituées d'un noyau autour duquel gravitent des électrons. Le noyau est composé de protons, particules élémentaires chargées électriquement à la valeur  $+e$ , et de neutrons, sans charge. Les électrons sont des particules chargées électriquement à la valeur  $-e$ . Ils tournent autour du noyau sur des orbites définies et ont une masse négligeable vis à vis des neutrons et protons (qui ont eux environ la même masse). La charge électrique élémentaire vaut  $e = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{C}$ .

Les orbites des électrons ont des dimensions très grandes vis à vis de celle du noyau, et l'ensemble de l'atome est électriquement neutre, car il comprend autant de protons que d'électrons. Les électrons se répartissent sur des orbites différentes qui forment des couches. Les couches sont remplies par les électrons dans un ordre bien déterminé. Dans la mesure du possible, ceux-ci s'assemblent par paires. Quand ce n'est pas possible, ils restent célibataires. Quand l'atome possède plusieurs couches d'électrons, les couches profondes contiennent un nombre d'électrons indépendant de l'atome considéré. C'est la couche périphérique qui fait la différence.

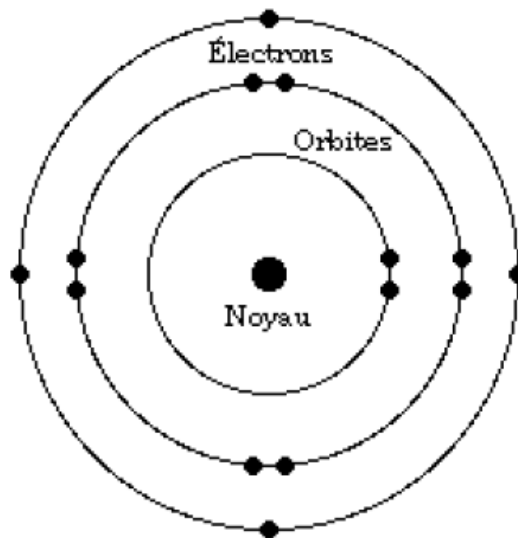


Fig.2.1. Structure d'un atome tétravalent.

## II.1.2. Les liaisons interatomiques.

Dans la matière, les atomes la constituant se combinent entre eux de manière à lui donner une certaine cohésion. Macroscopiquement, ces liaisons donnent la consistance du matériau : gaz, liquide, solide plus ou moins dur, structure cristalline. Pour la suite de l'exposé, nous allons décrire seulement que deux types de liaison.

- a) **Les liaisons covalentes.** Les atomes se lient entre eux en mettant en commun des électrons célibataires de la couche périphérique (électrons de valence). Ces électrons s'associent en paires et appartiennent en commun aux deux atomes participant à la liaison. De ce fait, les liaisons obtenues sont très robustes : il faut leur fournir une énergie importante pour les casser. Dans ce type de liaison, les électrons mis en commun restent très liés aux atomes qui les fournissent. Ils ne peuvent pas circuler facilement dans la matière.
- b) **Les liaisons métalliques.** Dans ce cas de liaison, ce ne sont pas deux atomes qui mettent en commun un ou plusieurs électrons pour se lier ; un grand nombre d'atomes mettent en commun des électrons célibataires. Les atomes ainsi dépouillés de leur(s) électron(s) deviennent des particules non neutres du point de vue charge électrique (des ions). Ils forment un réseau cristallin et baignent dans un nuage d'électrons très mobiles appelés électrons libres.

## II.2. La conduction électrique.

Lorsqu'on applique un champ électrique extérieur sur un matériau, il y a conduction s'il y a circulation d'un courant électrique dans le matériau. Ce courant est dû au déplacement de charges électriques dans le matériau.

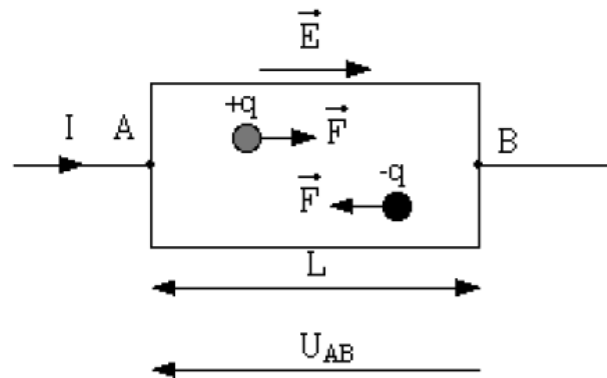
Si on applique une différence de potentiel  $U_{AB}$  entre deux points A et B d'un matériau distants d'une longueur L, on crée un champ électrique E dans le matériau :

$$E = \frac{U_{AB}}{L} \quad (2.1)$$

Ce champ va exercer des forces sur les charges électriques présentes dans le matériau :

$$\vec{F} = q\vec{E} \quad (2.2)$$

Si la charge  $q$  est positive, la force et le champ sont de même sens, si elle est négative, ils sont de sens opposés. Pour que des charges se déplacent dans un champ électrique, encore faut-il que ces charges mobiles existent. Les paragraphes qui suivent vont faire le lien avec les types de liaisons atomiques vues précédemment.



*Fig.2.2. Force exercée par un champ électrique sur une charge électrique.*

### II.2.1. Les isolants.

Dans le cas des matériaux isolants, on a affaire à des liaisons de type covalente : les électrons célibataires de la couche périphérique forment tous des liaisons avec leurs homologues issus d'autres atomes adjacents. Les liaisons sont robustes, et les charges potentiellement mobiles (les électrons) restent liées aux atomes auxquelles elles appartiennent. On a beau appliquer un champ électrique sur ces matériaux, aucun courant électrique ne circule, car il n'y a pas de charges mobiles.

Il faut noter que les isolants sont aussi importants que les conducteurs en électricité et en électronique, car ce sont eux qui permettent de canaliser les courants électriques là où on le désire. Ils vont s'intercaler entre les conducteurs, et aussi assurer la protection des usagers (gaines isolantes, enrobages de câbles).

### II.2.2. Les conducteurs.

Les liaisons des atomes composant les matériaux conducteurs sont de type métallique. Nous avons vu précédemment que dans ce type de liaisons, chaque atome libère un électron qui peut circuler librement dans le cristal.

En l'absence de champ électrique extérieur, ces électrons se déplacent dans un mouvement désordonné, et, statistiquement, la somme de tous les déplacements est nulle : il n'y a pas de courant électrique généré spontanément (ce qui serait l'équivalent du mouvement perpétuel en mécanique). Par contre, dès qu'on applique un champ électrique extérieur au matériau conducteur, les électrons vont circuler dans un sens bien déterminé par le sens du champ électrique, créant ainsi un courant.

### II.2.3. Interprétation de la loi d'Ohm.

La loi d'Ohm s'écrivant sous la forme :  $U = R.I$  est interprétable au niveau atomique. Nous allons en donner les principales formulations ci-dessous. Certaines équations sont bien entendues parachutées, notamment celle qui paraît la plus simple, à savoir la mobilité des charges. Elle découle de la théorie du modèle boules de billard, qui assimile les particules en mouvement à des boules de billard qui se déplacent aléatoirement et qui s'entrechoquent. Nous n'entrerons pas dans cette théorie.

### II.2.3.1. Mobilité des charges.

L'un des principaux paramètres qui décrit l'aptitude d'un matériau à conduire le courant électrique est la mobilité des charges électriques présentes dans ce matériau. On le définit dans la relation suivante :

$$v = \mu E \quad (2.3)$$

$\mu$  est la mobilité des charges exprimée en  $m^2/Vs$ ,  $v$  la vitesse de déplacement de ces charges dans la matière, et  $E$  l'intensité du champ électrique appliqué sur le matériau (exprimé en  $V/m$ ).

### II.2.3.2. Courant.

Le courant électrique est le débit de charges électriques circulant dans le conducteur d'une section  $S$  donnée, autrement dit c'est la quantité de charges électriques qui traversent une section par unité de temps.

$$I = nevS \quad (2.4)$$

Où  $n$  est le nombre de charges traversant la section  $S$  de conducteur à la vitesse  $v$ . Chaque particule est chargée à la valeur élémentaire  $e = 1,6.10^{-19}C$ . Cette définition est tout à fait assimilable au débit d'eau dans une conduite.

On voit ici que le courant dépend de la section du conducteur. Pour caractériser le matériau, on va utiliser une définition faisant abstraction de cette section : c'est la densité de courant.

### II.2.3.3. Densité de courant.

La densité de courant  $J$  est tout simplement le rapport de l'intensité à la section, soit :

$$J = \frac{I}{S} = ne\mu E \quad (2.5)$$

La densité est proportionnelle à la mobilité des charges, à leur nombre, et au champ électrique appliqué.

### II.2.3.4. Conductivité et résistivité.

Des relations :

$$E = \frac{U_{AB}}{L}; \quad v = \mu E; \quad I = nevS$$

On tire :

$$I = ne\mu \frac{S}{L} U_{AB} \quad (2.6)$$

C'est la loi d'Ohm. La résistance  $R$  du tronçon de matériau de section  $S$  et de longueur  $L$  est égale à :

$$R = \frac{1}{ne\mu} \cdot \frac{L}{S} \quad (2.7)$$

Par définition, on appelle la conductivité la valeur :

$$\sigma = ne\mu \quad (2.8)$$

La résistivité est l'inverse de la conductivité, à savoir :

$$\rho = \frac{1}{ne\mu} \quad (2.9)$$

Une autre forme de la loi d'Ohm est dans ce cas :

$$J = \sigma E \quad (2.10)$$

Exemples de valeurs de résistivité :

- $\rho = 10^{12} \Omega \text{m}$  pour le diamant (isolant).
- $\rho = 1,7 \cdot 10^{-8} \Omega \text{m}$  pour le cuivre (conducteur).

## II.3. Influence de la température.

La température, en augmentant, va accroître l'agitation des particules dans la matière, et ainsi gêner leur déplacement lors de l'application d'un champ électrique externe. La résistivité du matériau va augmenter. Cette augmentation de la résistivité avec la température est une loi linéaire, et peut se mettre sous la forme :

$$\rho = \rho_0(1 + a\Delta T) \quad (2.11)$$

$a$  est le coefficient de température du matériau,  $\rho_0$  la résistivité à  $T_0$  et  $\rho$  la résistivité à la température  $T$ .

$a$  vaut  $4 \cdot 10^{-3} \text{K}^{-1}$  pour le cuivre. Cela signifie que la résistance d'un conducteur de cuivre va varier de 1% tous les  $2,5^\circ\text{C}$ . On en tiendra compte lorsqu'on fera de telles mesures !

## II.4. Les semi-conducteurs.

Nous venons de voir que les charges électriques sont plus ou moins libres de circuler dans la matière sous l'influence d'un champ électrique externe. Cette propriété nous a permis de distinguer les isolants (liaisons très robustes, charges électriques très peu mobiles) des conducteurs (liaisons fragiles, charges très mobiles).

Les semi-conducteurs se situent entre ces deux extrêmes (d'où leur nom !). On va aussi pouvoir obtenir les caractéristiques désirées en appliquant les transformations physico-chimiques adéquates. Il en résultera plusieurs sortes de semi-conducteurs que l'on pourra combiner pour obtenir des fonctionnements bien déterminés.

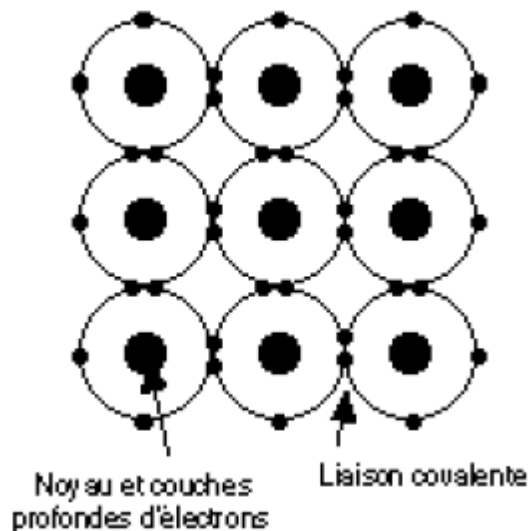
### II.4.1. Semi-conducteurs intrinsèques.



Un semi-conducteur est constitué par un réseau cristallin de matériau très pur. On utilise soit des éléments du tableau périodique possédant chacun 4 électrons de valence, soit des combinaisons de matériaux qui possèdent 3 et 5 électrons de valence. Les atomes sont liés entre eux par des liaisons covalentes. Ces liaisons sont robustes, ce qui fait que pour arracher des électrons des atomes, il faut fournir une énergie assez importante (environ 1eV, contre 0,1 eV pour les conducteurs et 5eV pour les isolants).

		<ul style="list-style-type: none"> <li><span style="display: inline-block; width: 10px; height: 10px; background-color: #ADD8E6; border: 1px solid black; margin-right: 5px;"></span> Métaux</li> <li><span style="display: inline-block; width: 10px; height: 10px; background-color: #FFC0CB; border: 1px solid black; margin-right: 5px;"></span> Semi-conducteurs</li> <li><span style="display: inline-block; width: 10px; height: 10px; background-color: #90EE90; border: 1px solid black; margin-right: 5px;"></span> Non-métaux</li> <li><span style="display: inline-block; width: 10px; height: 10px; background-color: #FFFF00; border: 1px solid black; margin-right: 5px;"></span> Gaz nobles</li> <li><span style="display: inline-block; width: 10px; height: 10px; background-color: #00FFFF; border: 1px solid black; margin-right: 5px;"></span> Lanthanides et actinides</li> </ul>																																																																																																				
		<ul style="list-style-type: none"> <li><b>Li</b> : Solide à 25°C, sous 1 bar</li> <li><b>He</b> : Gaz à 25°C, sous 1 bar</li> <li><b>Br</b> : Liquide à 25°C, sous 1 bar</li> <li>Tc : Obtenu par synthèse</li> </ul>																																																																																																				
I <span style="float: right;">VIII</span>																																																																																																						
1																		2																																																																																				
1	H																	2																																																																																				
2	Li	Be															B	C	N	O	F	Ne																																																																																
3	Na	Mg															Al	Si	P	S	Cl	Ar																																																																																
4	K	Ca	Sc	Ti	V	Cr	Mn	Fe	Co	Ni	Cu	Zn	Ga	Ge	As	Se	Br	Kr																																																																																				
5	Rb	Sr	Y	Zr	Nb	Mo	Tc	Ru	Rh	Pd	Ag	Cd	In	Sn	Sb	Te	I	Xe																																																																																				
6	Cs	Ba	Lu	Hf	Ta	W	Re	Os	Ir	Pt	Au	Hg	Tl	Pb	Bi	Po	At	Rn																																																																																				
7	Fr	Ra	Lw	Rf	Db	Sg	Bh	Hs	Mt	Uun	Uuu	Uub																																																																																										
			<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr> <td colspan="15">Série des Lanthanides</td> </tr> <tr> <td>57</td><td>La</td><td>58</td><td>Ce</td><td>59</td><td>Pr</td><td>60</td><td>Nd</td><td>61</td><td>Pm</td><td>62</td><td>Sm</td><td>63</td><td>Eu</td><td>64</td><td>Gd</td><td>65</td><td>Tb</td><td>66</td><td>Dy</td><td>67</td><td>Ho</td><td>68</td><td>Er</td><td>69</td><td>Tm</td><td>70</td><td>Yb</td> </tr> <tr> <td colspan="15">Série des Actinides</td> </tr> <tr> <td>89</td><td>Ac</td><td>90</td><td>Th</td><td>91</td><td>Pa</td><td>92</td><td>U</td><td>93</td><td>Np</td><td>94</td><td>Pu</td><td>95</td><td>Am</td><td>96</td><td>Cm</td><td>97</td><td>Bk</td><td>98</td><td>Cf</td><td>99</td><td>Es</td><td>100</td><td>Fm</td><td>101</td><td>Md</td><td>102</td><td>No</td> </tr> </table>														Série des Lanthanides															57	La	58	Ce	59	Pr	60	Nd	61	Pm	62	Sm	63	Eu	64	Gd	65	Tb	66	Dy	67	Ho	68	Er	69	Tm	70	Yb	Série des Actinides															89	Ac	90	Th	91	Pa	92	U	93	Np	94	Pu	95	Am	96	Cm	97	Bk	98	Cf	99	Es	100	Fm	101	Md	102	No
Série des Lanthanides																																																																																																						
57	La	58	Ce	59	Pr	60	Nd	61	Pm	62	Sm	63	Eu	64	Gd	65	Tb	66	Dy	67	Ho	68	Er	69	Tm	70	Yb																																																																											
Série des Actinides																																																																																																						
89	Ac	90	Th	91	Pa	92	U	93	Np	94	Pu	95	Am	96	Cm	97	Bk	98	Cf	99	Es	100	Fm	101	Md	102	No																																																																											

Tableau 2.1. Tableau périodique des éléments chimiques.



*Fig.2.4. Réseau cristallin d'un semi-conducteur tétravalent.*

Les trois principaux semi-conducteurs utilisés en électronique sont :

1. **Le silicium (Si)** : c'est le matériau le plus utilisé actuellement pour la fabrication des composants électroniques.
2. **Le germanium (Ge)** : il est délaissé (trop sensible en température : courants de fuite importants, température de fonctionnement limitée).
3. **L'Arséniure de Gallium (AsGa)** : il est très utilisé dans la fabrication de composants optoélectroniques, et permet aussi de fabriquer des composants plus rapides que ceux en silicium ; ses applications sont cependant relativement rares.

Les semi-conducteurs ont une résistivité électrique intermédiaire entre les isolants ( $10^{14}$  à  $10^{22} \Omega\text{cm}$ ) et les bons conducteurs ( $10^{-6} \Omega\text{cm}$ ) : elle est comprise entre  $10^2$  et  $10^9 \Omega\text{cm}$ . L'agitation thermique fait que certains électrons quittent leur liaison et deviennent des électrons libres. Ils créent alors un trou qui ne demande qu'à être rebouché par un autre électron libre, surtout si on applique un champ électrique sur le cristal : électrons et trous se déplacent en sens inverse, engendrant ainsi un courant électrique.

Contrairement à ce qui se passe dans les conducteurs, la résistivité des semi-conducteurs diminue quand la température augmente : en effet, plus la température est élevée, plus le nombre de trous et d'électrons libres augmente, et plus le courant produit est intense quand on branche un générateur sur le cristal.

## II.4.2. Semi-conducteurs extrinsèques.

Les semi-conducteurs intrinsèques n'ont pas une grande utilité en tant que tels ; ils servent de composants de base pour les semi-conducteurs dopés : on y rajoute des impuretés pour modifier leur comportement. Il existe deux types de semi-conducteurs extrinsèques.

### II.4.2.1. Le semi-conducteur de type P.

On dope le cristal intrinsèque avec un élément possédant un nombre inférieur d'électrons de valence : on peut doper du silicium (4 électrons de valence) avec du Bore, de l'indium, du Gallium ou de l'Aluminium qui possèdent 3 électrons de valence (atome accepteur). Ces atomes vont prendre la place d'atomes de silicium dans le cristal. Comme ils possèdent 1

électron de valence en moins, il va se créer des trous dans le semi-conducteur. Les trous deviennent porteurs de charges mobiles majoritaires : le semi-conducteur est de type P. Il subsistera quelques électrons libres dans le cristal (porteurs minoritaires).

Les trous ainsi créés vont être susceptibles d'être bouchés par des électrons présents dans le cristal (par exemple, des électrons issus de paires électron-trou générés par l'agitation thermique).

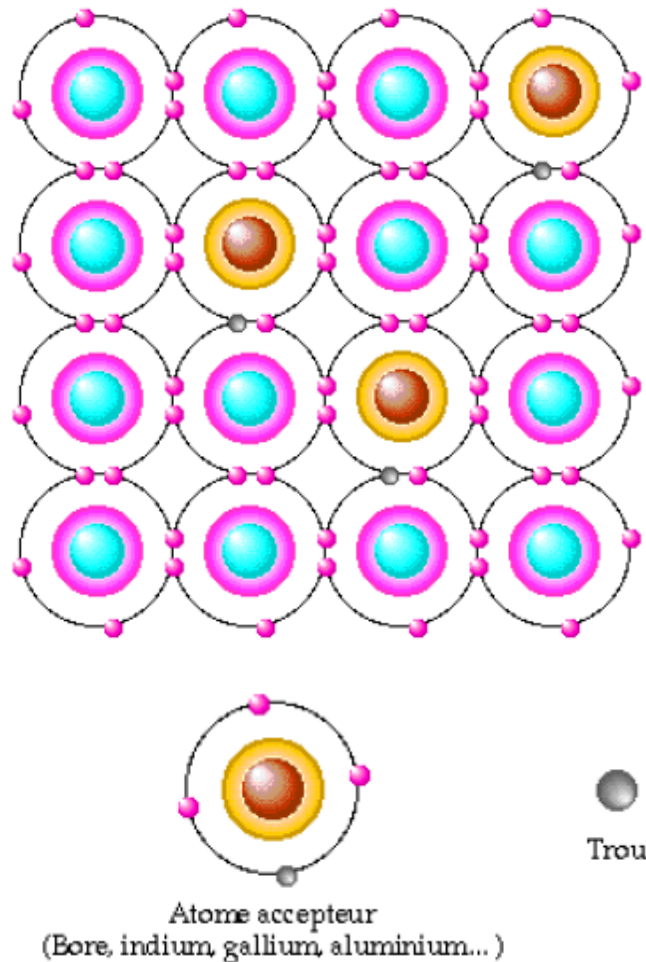


Fig.2.5. Réseau cristallin d'un semi-conducteur de type P.

#### II.4.2.2. Le semi-conducteur de type N.

Le principe est le même que pour le semi-conducteur de type P, sauf qu'on dope le cristal avec des éléments ayant un électron de valence de plus (atomes donneurs) : le phosphore, l'arsenic et l'antimoine, qui possèdent 5 électrons de valence pourront doper le silicium par exemple. 4 électrons vont faire des liaisons covalentes avec les atomes de silicium environnants, et le 5ème sera un électron libre ; tous ces électrons libres seront les porteurs majoritaires. Il existera encore quelques trous, mais en très faible quantité.

Les électrons libres seront pratiquement aussi mobiles que dans le cas des conducteurs (liaisons métalliques). A noter que dans ce cas, l'atome donneur devient ion positif, mais ceci ne crée pas un porteur trou comme dans le cas du silicium P, car cette charge positive ne peut pas se déplacer dans le cristal.

A noter que dans les deux cas (types N et P), **le cristal reste globalement électriquement neutre**, car le noyau des atomes donneurs comporte un proton de plus que l'atome du cristal intrinsèque, et un de moins dans le cas des atomes accepteurs. Le dopage permet d'avoir

beaucoup plus de porteurs d'une espèce donnée que de l'autre, et il a apporté une fragilité supplémentaire dans les liaisons atomiques : l'énergie nécessaire pour arracher un porteur majoritaire d'un atome est d'environ 0,1eV: il y aura plus de charges participant à la circulation du courant que dans un cristal intrinsèque.

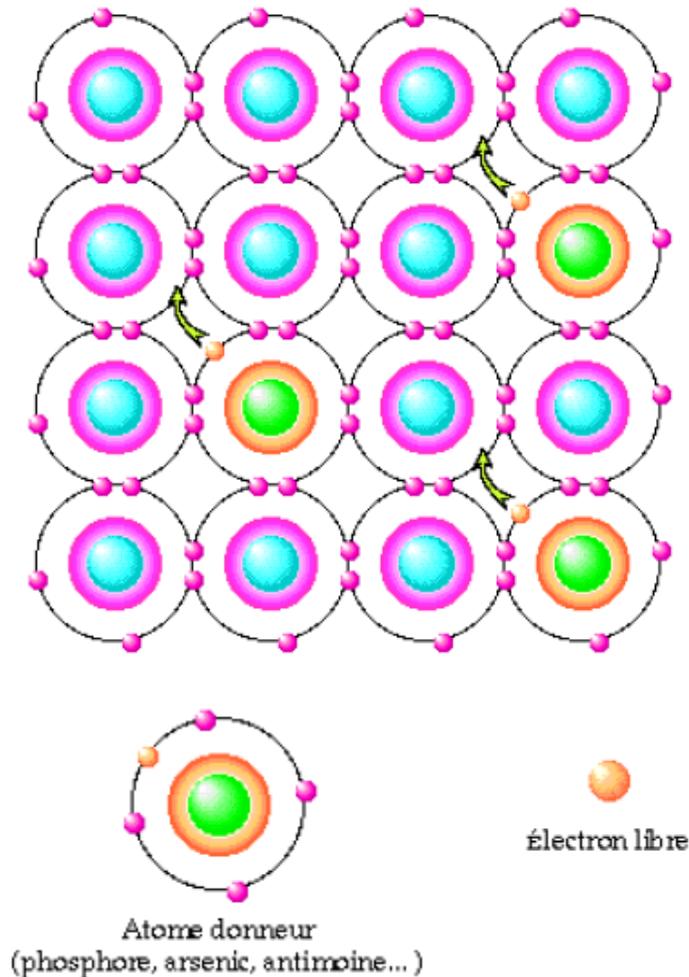


Fig.2.6. Réseau cristallin d'un semi-conducteur de type N.

### II.4.3. Conduction.

En pratique, seuls les électrons se déplacent. Au niveau mobilité des charges, on voit que pour le silicium N, les charges mobiles sont les électrons libres, dont l'énergie de liaison se situe dans la bande de conduction (il faut très peu d'énergie pour les arracher de leur atome donneur) : ils vont donc être très mobiles.

Pour le silicium P, le déplacement de trous se fera en fait par déplacement d'électrons qui seront obligés de venir des autres liaisons covalentes (génération de paires électron-trou), donc de la bande de valence (il faut fournir une énergie relativement élevée pour créer ces paires de porteurs) : ils vont être beaucoup moins mobiles que les électrons libres du silicium N, ce qui explique que la conductivité du silicium P soit plus faible que celle du N.

La conduction est le résultat de trois termes :

1. **Conduction par champ électrique** : un champ externe va fournir suffisamment d'énergie aux électrons libres (N) ou aux trous (P) pour qu'ils se déplacent. On a une conduction dans un barreau de silicium monocristal (N ou P).

2. **Conduction par diffusion des porteurs** : qui n'existe pas dans un cristal homogène. Ce phénomène est dû à l'hétérogénéité du matériau (jonction, dopage non homogène) : il y a un gradient de concentration des charges qui se déplacent pour se répartir de façon homogène dans le cristal à la manière des gaz.
3. **Conduction par création/recombinaison de charges** : ceci concerne les charges libres minoritaires, qui peuvent être créées de diverses manières : émission photonique, avalanche, passage de la barrière de potentiel d'une jonction. Ces charges en excès se recombinaison avec les porteurs majoritaires selon une loi exponentielle de constante de temps égale à la durée de vie des porteurs.

## III. LA DIODE.



*Photo 3.1. Photo de quelques diodes.*

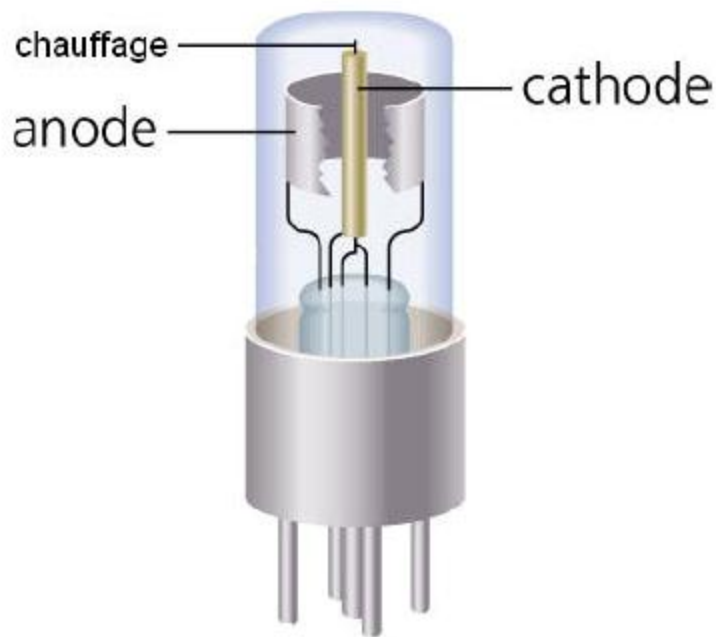
### III.1. Introduction.

La diode est le composant électronique de base formée par la juxtaposition de semi-conducteurs de types différents. *Son fonctionnement macroscopique est celui d'un interrupteur commandé par une tension ( $V_d$ ) qui ne laisse passer le courant que dans un seul sens.*

Cette propriété lui ouvre un champ d'applications assez vaste en électronique dont les plus courantes sont :

- Le redressement du courant alternatif issu du secteur ;
- La régulation de tension à l'aide de diodes Zener.

La fonction diode a existé bien avant l'arrivée du silicium : on utilisait alors des diodes à vide (les lampes ou tubes) dont le fonctionnement était basé sur l'effet thermoélectronique. Le silicium a apporté une amélioration de la fiabilité du composant, une réduction de son encombrement, une plus grande simplicité d'utilisation et une réduction de prix.



**Figure 2**  
Diode « tube »

*Photo 3.2. Photo d'une diode en tube.*

## III.2. La jonction PN.

### III.2.1. Définition.

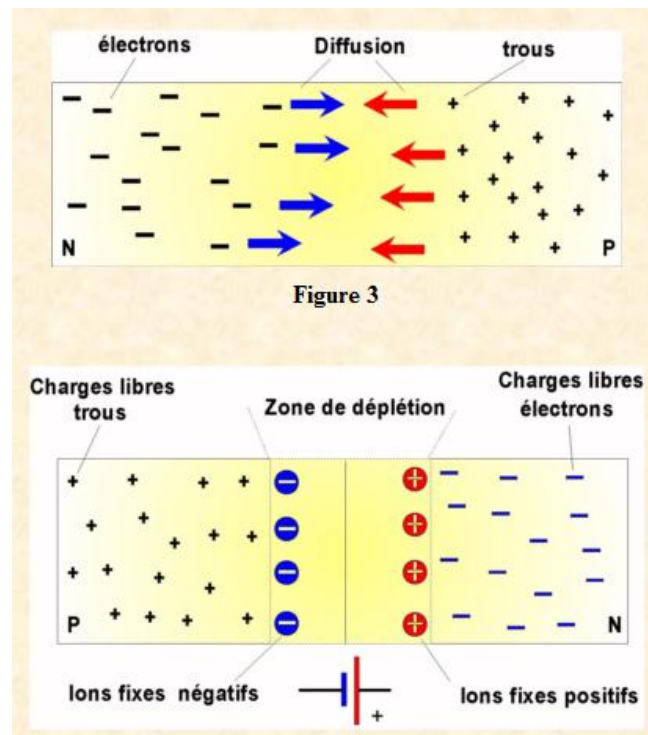
On appelle jonction la juxtaposition de deux éléments de semi-conducteur dont l'un est de type N et l'autre de type P. Le plus souvent on retrouvera le silicium et le germanium pour la fabrication de jonction.

### III.2.2. Principe.

Nous avons vu qu'il y avait un excès d'électrons dans le premier et un excès de trous dans le deuxième, le fait de relier les deux barreaux fait que les électrons (porteurs majoritaires de la région N) vont être attirés en quelque sorte par les trous (porteurs majoritaires du barreau dopé P). La grande différence de concentration de porteurs de charges positives et négatives fait qu'il va y avoir un déplacement d'électrons vers la zone P et de trous vers la zone N. La région N va perdre des électrons qui vont migrer vers la région P, de ce fait la région N va devenir plus positive puisque en perdant des électrons les atomes donneurs vont devenir des ions positifs. Il faut bien comprendre que lorsqu'un atome perd un électron il y a un déséquilibre entre les charges positives des protons constituant le noyau et les charges négatives constituées par les électrons, en cas de déficit d'un côté ou de l'autre l'atome devient alors un ion. La région P quant à elle va recevoir des électrons provenant de la région N et on va alors retrouver des ions négatifs puisque les atomes accepteurs auront un électron de plus que le nombre de protons constituant les charges positives de leur noyau. Ce phénomène se nomme la double diffusion. D'autre part nous allons retrouver une zone centrale appelée zone de déplétion juste au voisinage de la jonction des deux barreaux (plan de jonction) et où chaque électron libre aura comblé la place disponible dans l'atome possédant un trou en excès.

En somme les porteurs des deux types confluent à la limite de la jonction ou ils se neutralisent deux à deux, cette rencontre de charges opposées porte le nom de recombinaison. On nomme ces mouvements de porteurs par "double diffusion des porteurs majoritaires".

La zone de déplétion est caractérisée par une différence de potentiel nommée tension de diffusion de quelques dixièmes de volt. Dans cette zone de déplétion ainsi créée il va y avoir une disparition de porteurs de charges et l'on constatera que plus le dopage est important (pourcentage d'atomes d'impuretés au sein du cristal semi-conducteur) plus la zone de déplétion est étroite et plus la barrière de potentiel est faible.

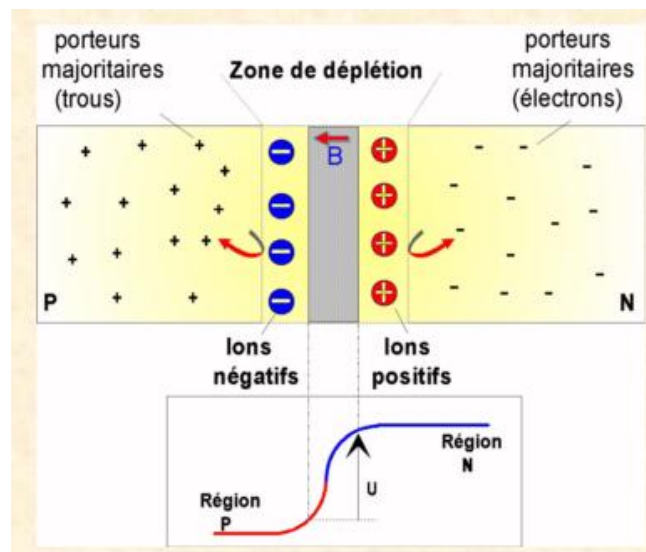


**Fig.3.1.** Formation de la zone de déplétion dans une jonction PN.

Les ions fixes ainsi engendrés vont créer un champ électrique  $B$  (orienté des ions positifs vers les ions négatifs) qui va s'opposer au passage des porteurs majoritaires. La valeur de ce champ  $B$  dépend du nombre de charges fixes disposées de part et d'autre de la zone de transition qui est très faible et de l'ordre du micron, il dépend également du dopage initial du semi-conducteur. Ce champ est responsable de la tension de seuil de jonction que nous allons aborder par la suite, cette tension de seuil se situe entre 0.7 et 0.8V pour le silicium et de 0.3 à 0.5V pour le germanium.

En l'absence de tension extérieure il s'établit un équilibre et la différence de potentiel entre les deux régions N et P est constante. La couche électrique se formant au voisinage de la jonction constitue une barrière de potentiel qui s'oppose maintenant à la diffusion de porteurs négatifs (électrons) de la région N vers la région P et de porteurs positifs (trous) de la région P vers la région N. Il faudra que les électrons ou les trous qui veulent "remonter" la barrière de potentiel aient une énergie suffisante pour "contrer" cette barrière de potentiel. Le champ électrique qui règne dans la jonction chasse tous les porteurs, on dit que la région est une région de charge d'espace. Dans le cas où la concentration de porteurs qui est liée, rappelons-le au dopage, est plus importante côté N par exemple, alors la charge d'espace s'étendra beaucoup plus loin côté N que côté P.





*Fig.3.2. Etablissement de la barrière de potentielle dans une jonction PN.*

Nous pouvons remarquer que la jonction PN est une sorte de condensateur avec ses deux couches d'ions de signes opposés et voisines, la zone dépeuplée de porteur jouant le rôle de diélectrique. Ce principe est utilisé pour la mise en œuvre des diodes à capacité variable appelées diodes varicap.

### III.2.3. Polarisation de la jonction PN.

Polariser une jonction consiste à appliquer une tension à ses bornes. Il existe deux types de polarisations : la polarisation directe (borne positive de la source sur l'anode et borne négative sur la cathode) et la polarisation inverse.

#### III.2.3.1. Polarisation directe.

Si on applique un champ externe à l'aide d'un générateur en branchant le pôle + sur la zone P et le pôle - sur la zone N, on peut annuler les effets du champ interne et permettre au courant de circuler : le phénomène d'attraction des électrons libres de la partie N par les trous de la partie P (diffusion) n'est plus contrarié, et le générateur va pouvoir injecter des électrons dans la zone N et les capter par la zone P. Le courant de conduction constitué par les porteurs minoritaires prend une valeur indépendante du champ extérieur. Le courant total est la somme des deux courants, soit pratiquement le courant direct dû aux porteurs majoritaires dès que la tension atteint la centaine de mV.

La diode est alors polarisée dans le sens direct, et un courant relativement intense peut circuler : de quelques dizaines de milliampères pour des diodes de signal à quelques ampères pour des diodes de redressement standard, voire à des centaines d'ampères pour des diodes industrielles de très forte puissance.

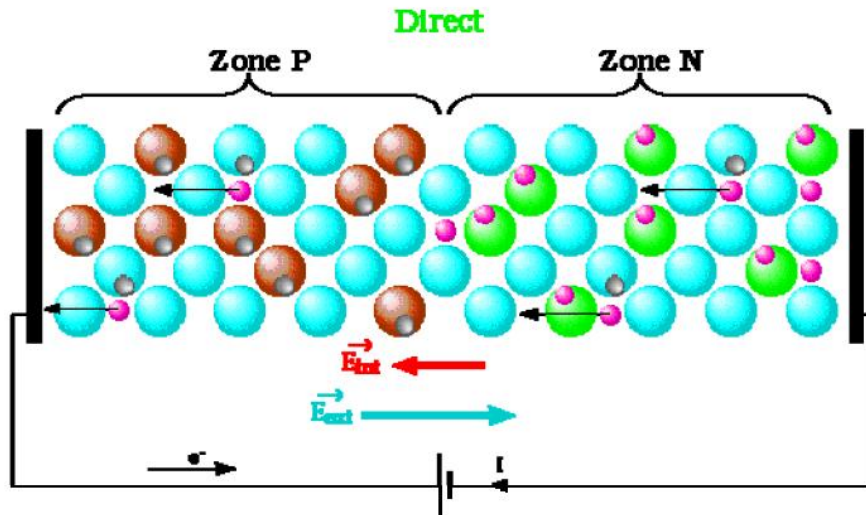


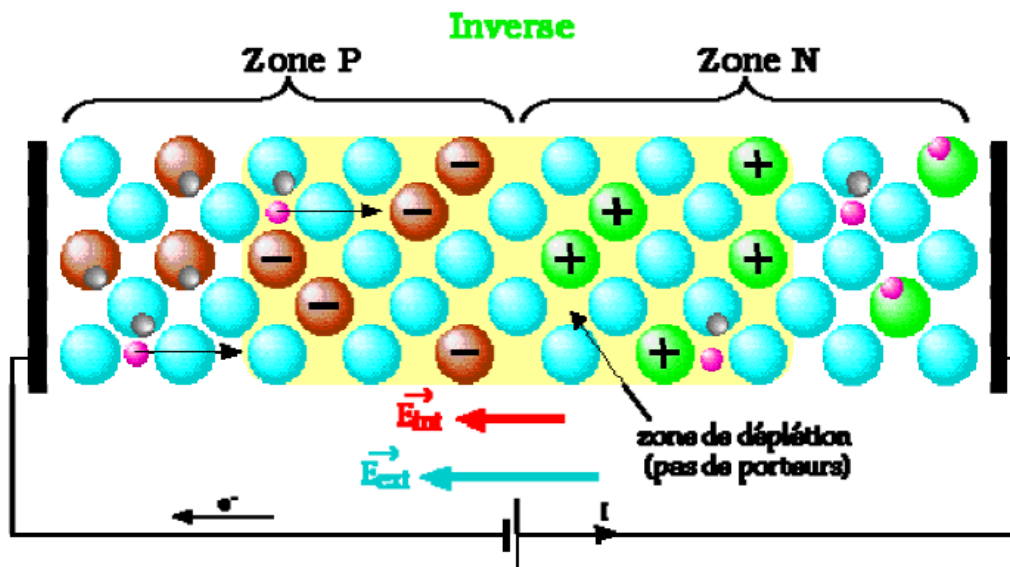
Fig.3.3. Polarisation en direct d'une jonction PN.

#### III.2.4.1. Polarisation inverse.

Si on branche le générateur dans le sens inverse du cas précédent, on renforce le champ électrique interne, et on empêche le passage des porteurs majoritaires : les électrons libres sont repoussés dans la zone N et les trous dans la zone P ; on accentue la séparation des charges (zone de déplétion).

Par contre, les porteurs minoritaires (trous pour la zone N et électrons libres pour la zone P) peuvent traverser la jonction et reboucler par le générateur : ils forment le courant inverse qui dépend essentiellement de la température.

Le champ extérieur repousse les charges qui vont se trouver à une distance sensiblement proportionnelle à  $|V|$ , créant ainsi une capacité proportionnelle à cette distance, donc à  $|V|$ . Cette capacité est inhérente à toute jonction de semi-conducteurs, et va constituer la principale limitation au fonctionnement à haute fréquence des composants électroniques (diodes, transistors et circuits intégrés les employant).



*Fig.3.4. Polarisation en inverse d'une jonction PN.*

### III.3. Caractéristique électrique de la diode.

C'est la caractéristique globale courant/tension. On a vu précédemment que le courant à travers une jonction était négligeable pour une tension  $V_d = V_p - V_n$  négative (ceci est vrai jusqu'à une tension  $V_c$  dite tension de claquage). Quand la tension appliquée dépasse la valeur spécifiée par le fabricant, le courant croît très rapidement. S'il n'est pas limité par des éléments externes, il y a destruction rapide de la diode due à deux phénomènes :

1. **Phénomène d'avalanche** : Quand le champ électrique au niveau de la jonction devient trop intense, les électrons accélérés peuvent ioniser les atomes par chocs, ce qui libère d'autres électrons qui sont à leur tour accélérés. Il y a divergence du phénomène, et le courant devient très important en un temps extrêmement court.
2. **Phénomène Zener** : Les électrons sont arrachés aux atomes directement par le champ électrique dans la zone de transition et créent un courant qui devient vite intense quand la tension  $V_d$  atteint une valeur  $V_z$  dite tension Zener.

Si on construit la diode pour que le phénomène Zener l'emporte sur le phénomène d'avalanche (en s'arrangeant pour que la zone de transition soit étroite), on obtient une diode Zener. On utilise alors cette diode en polarisation inverse. L'effet Zener n'est pas destructif dans ce cas. Ces diodes sont très utilisées pour la régulation de tension.

En polarisation directe, au-dessus d'un certain seuil  $V_s$  positif, le courant direct croît très rapidement avec  $V_d$ . Le seuil  $V_o$  (barrière de potentiel) dépend du semi-conducteur intrinsèque de base utilisé. Il est d'environ 0,2V pour le germanium et 0,6V pour le silicium. La caractéristique prend ainsi la forme suivante :

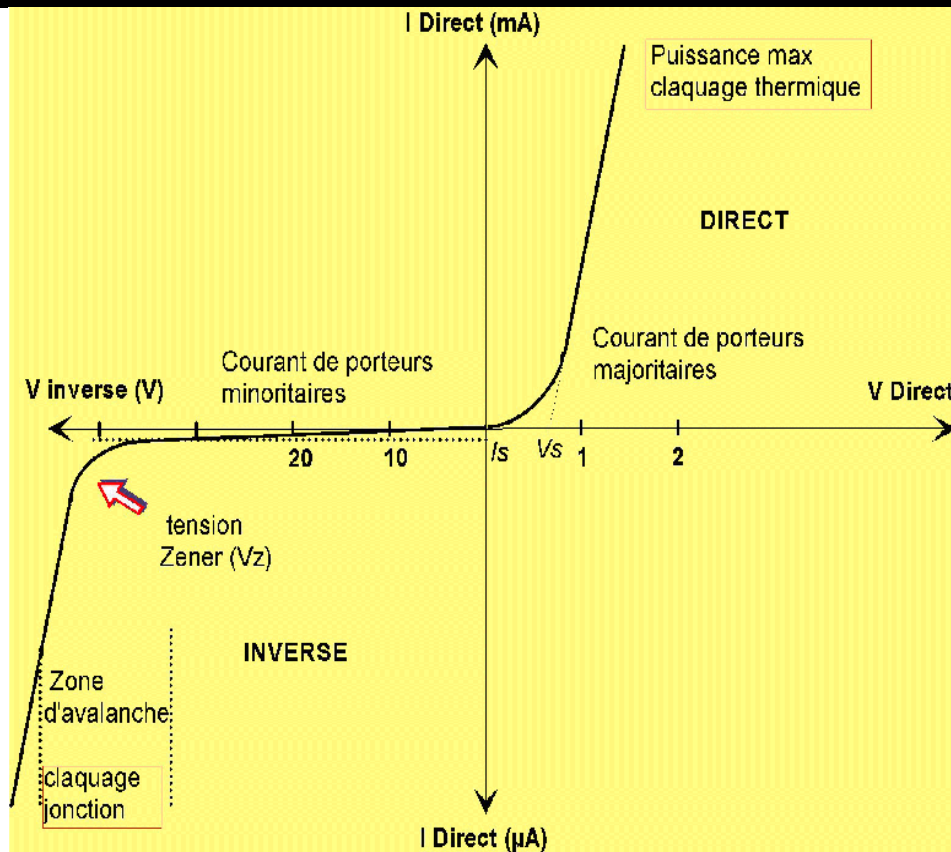


Fig.3.5. Caractéristique  $I(U)$  d'une jonction PN.

La courbe de la figure ci-dessous répond assez bien à la formule suivante, expliquée par la thermodynamique statistique :

$$I_D = I_S \left( e^{\frac{qV_D}{kT}} - 1 \right) \quad (3.1)$$

Où :

- $I_S$  est le courant de fuite ;
- $q$  la charge de l'électron =  $1,6E-19C$  ;
- $k$  constante de Boltzman =  $1,38E-23 J/K$  ;
- $T$  température absolue (en degré Kelvin).

## II.4. Effet de la température.

Pour  $V_D$  positif, la diode a un coefficient de température négatif égal à  $-2mV/K$ . Cette dérive en température est suffisamment stable pour qu'on puisse utiliser des diodes comme thermomètres.

Pour  $V_D$  négatif, le courant de fuite  $I_S$  varie très rapidement avec la température. Il est plus important pour le germanium que pour le silicium, et croît plus vite, ce qui devient rapidement gênant. Dans le silicium, ce courant double tous les  $6^\circ C$ .

## III.5. Diode de redressement.

Symbole :

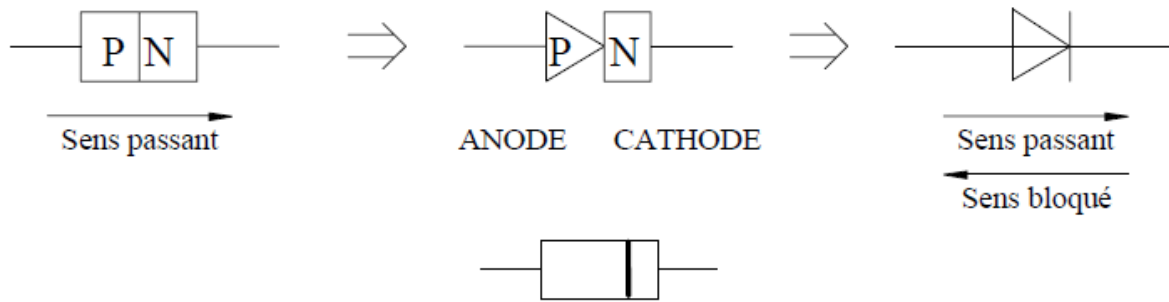


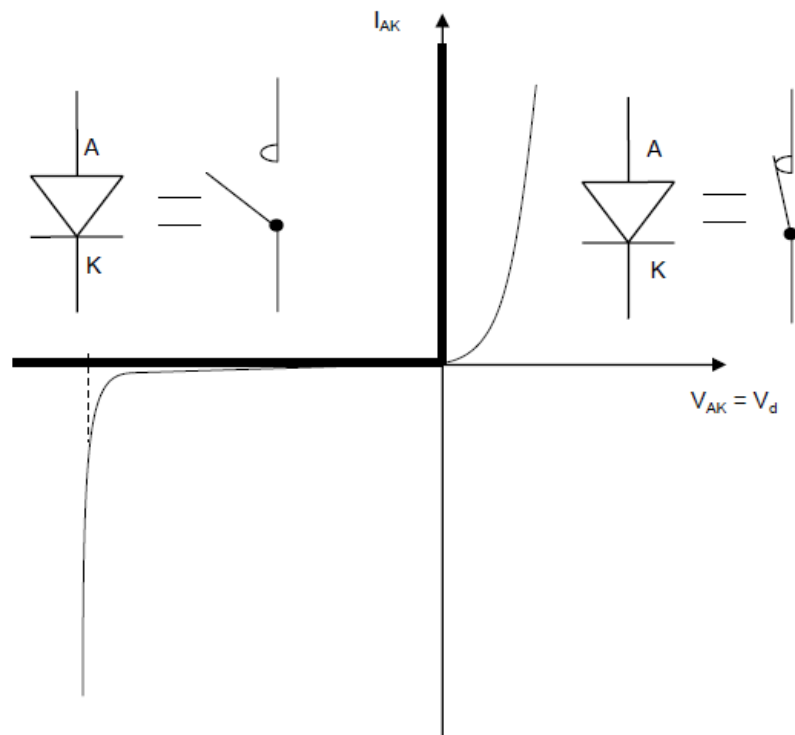
Fig.3.6. Symbole d'une diode redresseuse.

### III.5.1. Schéma équivalent.

La représentation de la diode par sa loi logarithmique est un peu complexe pour l'emploi de tous les jours. Plusieurs schémas équivalents simplifiés peuvent être employés en lieu et place avec profit. Pour établir ces schémas, on «linéarise» plus ou moins grossièrement la caractéristique électrique de la diode, puis on cherche quels composants permettent d'obtenir ces caractéristiques linéaires.

#### III.5.1.1. Modélisation n°1 : la diode « idéale ».

La modélisation d'un composant consiste à remplacer la caractéristique électrique réelle par des segments de droites. A chaque segment de droite correspond un schéma électrique équivalent. Dans ce cas, on néglige la tension de seuil et la résistance interne de la diode. La caractéristique est alors celle de la figure ci-dessous.



**Fig.3.7.** Caractéristique  $I(U)$  d'une diode idéale.

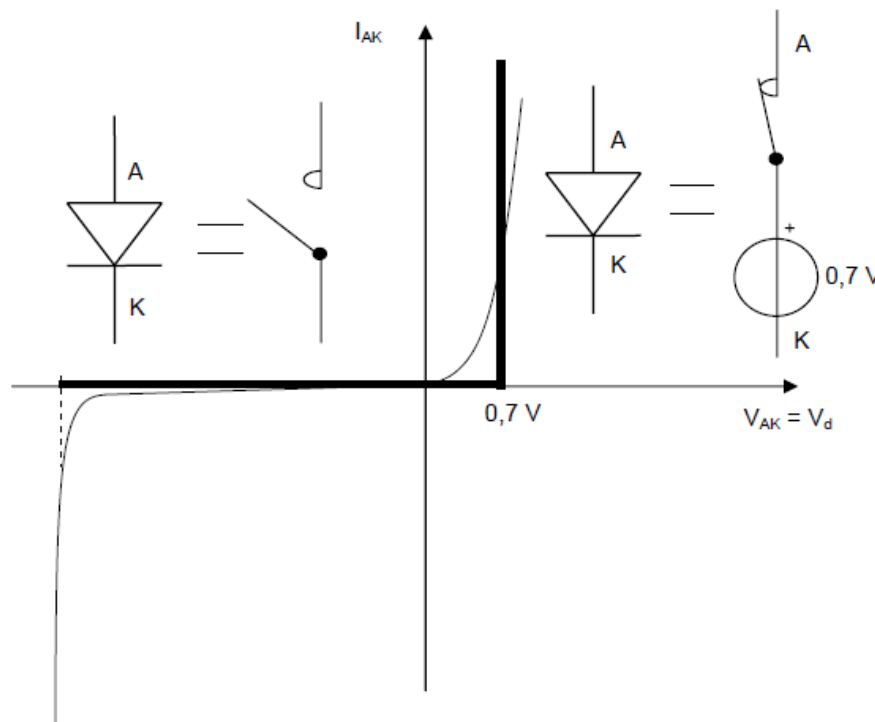
Ainsi modélisée, la diode est un interrupteur commandé par la tension anode-cathode  $V_{AK}$  ( $V_D$ ).

- Si  $V_{AK} > 0$ , l'interrupteur est fermé et le courant anode-cathode passe.
- Si  $V_{AK} < 0$ , alors l'interrupteur est ouvert et le courant anode-cathode est nul (quelques pico ampères en réalité).

Ce schéma est utilisé pour expliquer le principe de fonctionnement des montages ainsi que dans le domaine du redressement ou de la commutation. Si les diodes sont employées dans des circuits où les tensions sont élevées (plus de 10V) : la tension de coude (0,7 V pour les diodes au Si) est alors négligeable.

### III.5.1.2. Modélisation n°2 : diode avec seuil.

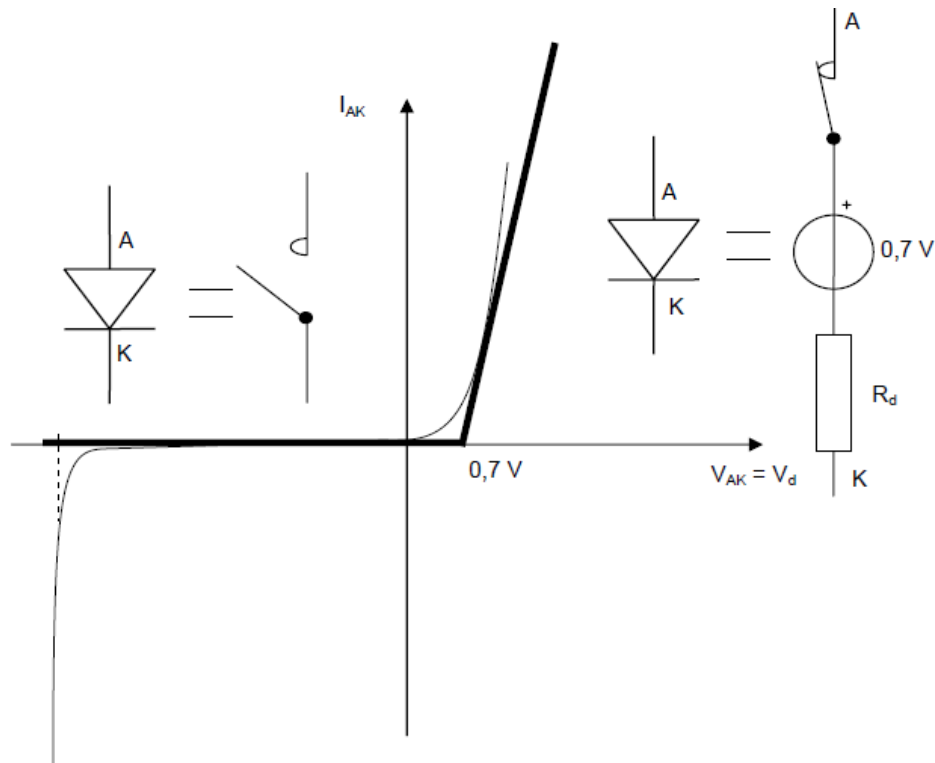
On peut continuer à négliger la résistance interne, mais tenir compte du seuil de la diode. Cette f.c.é.m. est de 0,7V (environ, elle est comprise entre 0,6 et 0,7V) pour les diodes au silicium. Les diodes au germanium, qui sont rares, ont une f.c.é.m. de 0,3V. Les diodes électroluminescentes ont des f.c.é.m. variables, avec la longueur d'onde émise, entre 1,3 et 3,8V. La caractéristique devient ainsi :

**Fig.3.8.** Caractéristique  $I(U)$  d'une diode avec seuil.

Ce schéma est le plus utilisé pour les calculs où l'on recherche une certaine précision. Il est donc à utiliser si la source délivre une tension inférieure à une dizaine de volts ou dans le domaine de l'électronique du signal lorsque le courant reste faible devant le courant maximum.

### III.5.1.3. Modélisation n°3 : diode avec seuil et résistance (diode réelle).

Ici, on prend en compte la résistance de la diode. Ceci peut être utile si on utilise la diode en petits signaux alternatifs et qu'on a besoin de sa résistance dynamique.



**Fig.3.9.** Caractéristique  $I(U)$  d'une diode réelle.

La linéarisation de la caractéristique électrique est plus fine, les morceaux de droite épousent mieux la courbe. On prend en compte la résistance dynamique de la diode. On parle de résistance «dynamique» car elle varie avec l'intensité qui traverse la diode. La pente de la caractéristique électrique n'est pas constante comme dans le cas d'une résistance «ohmique». La résistance dynamique est la dérivée de la caractéristique électrique en un point :

$$R_d = \frac{du}{di} \quad (3.2)$$

**Attention :** Dans le cas de la diode, on considère souvent que la résistance dynamique est constante. Cela n'est vrai que si la variation du signal alternatif est très petite autour du point de polarisation en continu. Cette caractéristique est utilisée dans le domaine du redressement, lorsqu'on travaille avec de faibles tensions de source et des forts courants.

### III.5.2. Paramètres essentiels des diodes.

En fonction de l'application considérée, on s'intéressera à certains paramètres des diodes plutôt qu'à d'autres. Certains paramètres ne sont pas spécifiés pour tous les types de diodes, sauf les suivants qui sont incontournables :

- $V_F$  : tension de coude de la diode spécifiée à un courant direct donné.
- $I_F$  : courant direct permanent admissible par la diode à la température maximale de fonctionnement.

- **I<sub>FSM</sub>** : courant temporaire de surcharge (régime impulsionnel). En général, pour un courant de surcharge donné, le constructeur spécifie l'amplitude des impulsions, leur durée, le rapport cyclique, et dans certains cas, le nombre maximal d'impulsions qu'on peut appliquer.
- **V<sub>R</sub>** : tension inverse maximale admissible par la diode (avant l'avalanche).
- **I<sub>R</sub>** : courant inverse de la diode. Il est spécifié à une tension inverse donnée, et pour plusieurs températures (généralement 25°C et T<sub>max</sub>). Ce courant n'est pas seulement celui dû aux porteurs minoritaires. Il provient aussi des courants parasites à la surface de la puce (le silicium est passivé par oxydation, et il peut subsister des impuretés qui vont permettre le passage de faibles courants). Le boîtier d'encapsulation de la puce de silicium est aussi source de fuites.

Ces symboles sont ceux généralement employés par les différents constructeurs, mais il peut y avoir des variantes, et il est toujours sage de se reporter à la documentation du constructeur pour savoir comment sont spécifiés les paramètres, et à quoi ils correspondent exactement.

#### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage	V <sub>RRM</sub>	50	100	200	400	600	800	1000	V
Working Peak Reverse Voltage	V <sub>RWM</sub>								
DC Blocking Voltage	V <sub>R</sub>								
Non-Repetitive Peak Reverse Voltage (halfwave, single phase, 60 Hz)	V <sub>RSM</sub>	60	120	240	480	720	1000	1200	V
RMS Reverse Voltage	V <sub>R(RMS)</sub>	35	70	140	280	420	560	700	V
Average Rectified Forward Current (single phase, resistive load, 60 Hz, T <sub>A</sub> = 75°C)	I <sub>O</sub>	1.0							A
Non-Repetitive Peak Surge Current (surge applied at rated load conditions)	I <sub>FSM</sub>	30 (for 1 cycle)							A
Operating and Storage Junction Temperature Range	T <sub>J</sub> T <sub>stg</sub>	-65 to +175							°C

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

#### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Rating	Symbol	Typ	Max	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage Drop, (I <sub>F</sub> = 1.0 Amp, T <sub>J</sub> = 25°C)	V <sub>F</sub>	0.93	1.1	V
Maximum Full-Cycle Average Forward Voltage Drop, (I <sub>O</sub> = 1.0 Amp, T <sub>L</sub> = 75°C, 1 inch leads)	V <sub>F(AV)</sub>	-	0.8	V
Maximum Reverse Current (rated DC voltage) (T <sub>J</sub> = 25°C) (T <sub>J</sub> = 100°C)	I <sub>R</sub>	0.05 1.0	10 50	A
Maximum Full-Cycle Average Reverse Current, (I <sub>O</sub> = 1.0 Amp, T <sub>L</sub> = 75°C, 1 inch leads)	I <sub>R(AV)</sub>	-	30	A

Tableau 3.1. Extrait de fiche technique de certaines diodes.

### III.5.3. Redressement.

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



électroniques (entre autres). Il existe deux types de redressement : le redressement simple alternance et le redressement double alternance.

### III.5.3.1. Redressement simple alternance.

C'est le redressement le plus simple qui soit : quand la tension aux bornes du transformateur  $V_t$  dépasse la tension de seuil de la diode, celle-ci conduit, laissant passer le courant direct dans la charge. La tension aux bornes de la charge  $V_r$  est alors égale à la tension aux bornes du transformateur moins la tension directe  $V_F$  de la diode.

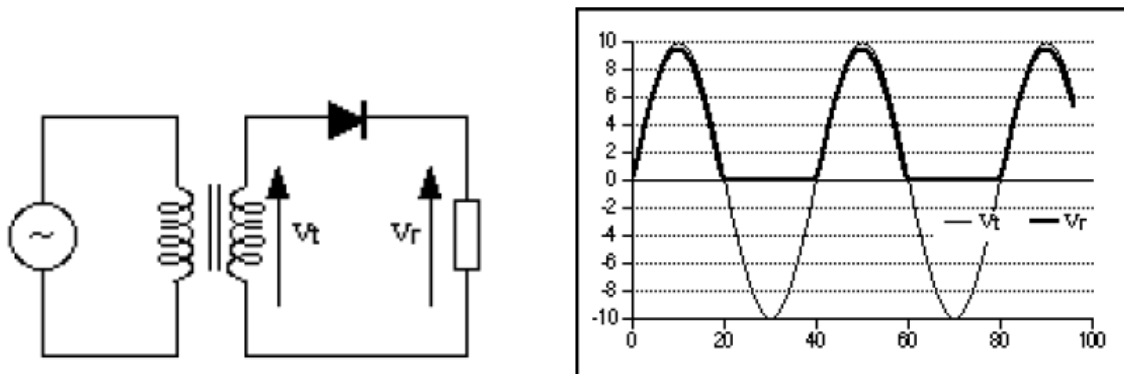


Fig.3.10. Schéma d'un redresseur mono alternance.

Quand la tension aux bornes du transformateur devient inférieure à la tension de seuil, la diode est bloquée ; il ne subsiste que le courant de fuite, qui est négligeable en comparaison du courant direct. La tension aux bornes de la diode est alors égale à celle aux bornes du transformateur : il faudra choisir une diode avec une tension  $V_R$  au minimum égale à la tension crête du secondaire du transformateur.

$$V_R = V_{max} \quad (3.3)$$

### III.5.3.2. Redressement double alternance.

#### a) Avec transfo double enroulement.

Le montage précédent présente l'inconvénient de ne laisser passer que la moitié du courant que peut délivrer le transformateur. Pour remédier à cela, on utilise un transformateur avec deux enroulements secondaires que l'on câble de manière à ce qu'ils délivrent des tensions en opposition de phase sur les diodes.

Dans ce cas, tout se passe comme si on avait deux montages identiques à celui de la figure ci-dessous qui fonctionnent l'un pour l'alternance positive, l'autre pour l'alternance négative.

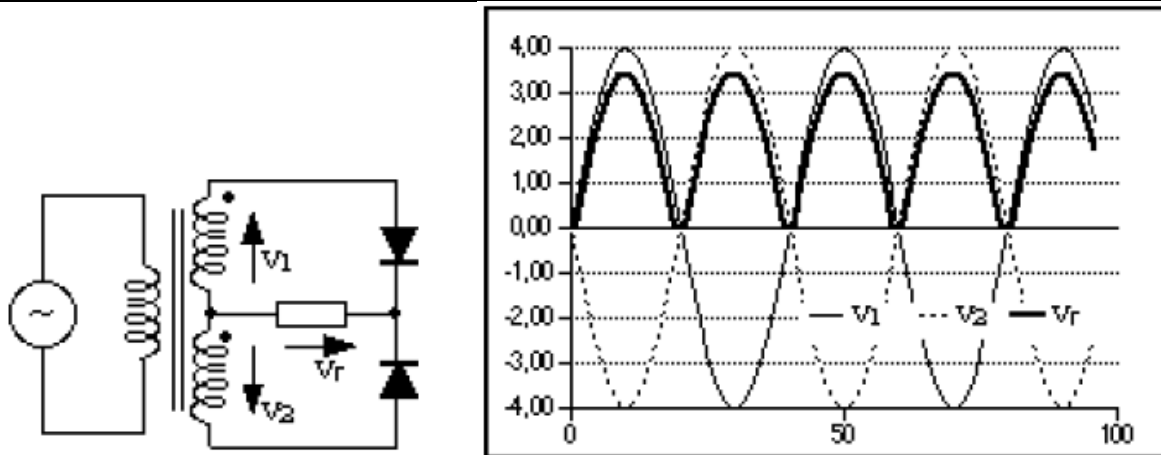


Fig.3.11. Schéma d'un redresseur double alternance à point milieu.

On vérifie bien que le courant dans la charge est toujours orienté dans le même sens. Les diodes sont plus sollicitées que pour le montage simple alternance : en effet, la diode qui ne conduit pas devra supporter en plus de la tension aux bornes de son secondaire de transformateur, la tension aux bornes de la résistance. Au total, elle devra supporter une tension  $V_R$  double de celle requise dans le montage à simple alternance, soit deux fois la tension crête présente sur chacun des secondaires.

$$V_R = 2V_{max} \quad (3.4)$$

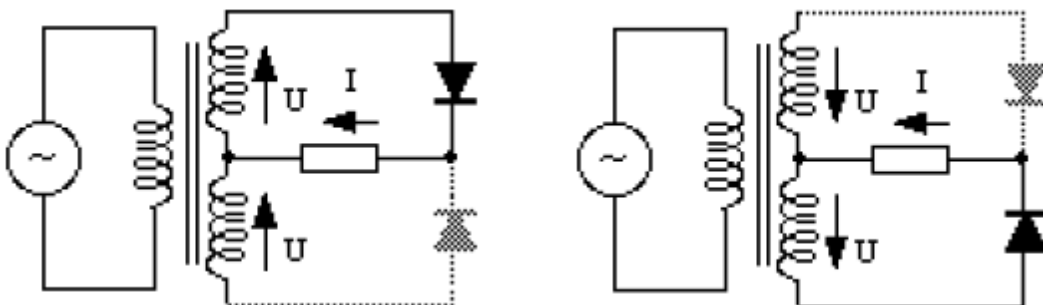


Fig.3.12. Circulation du courant à travers un redresseur à point milieu.

### b) Avec pont de Grætz.

Il existe une autre manière de faire du redressement double alternance, ne nécessitant pas un transformateur à double enroulement : on utilise 4 diodes montées en pont. Des ponts tous faits sont disponibles dans le commerce, permettant de réduire le nombre de composants du montage.

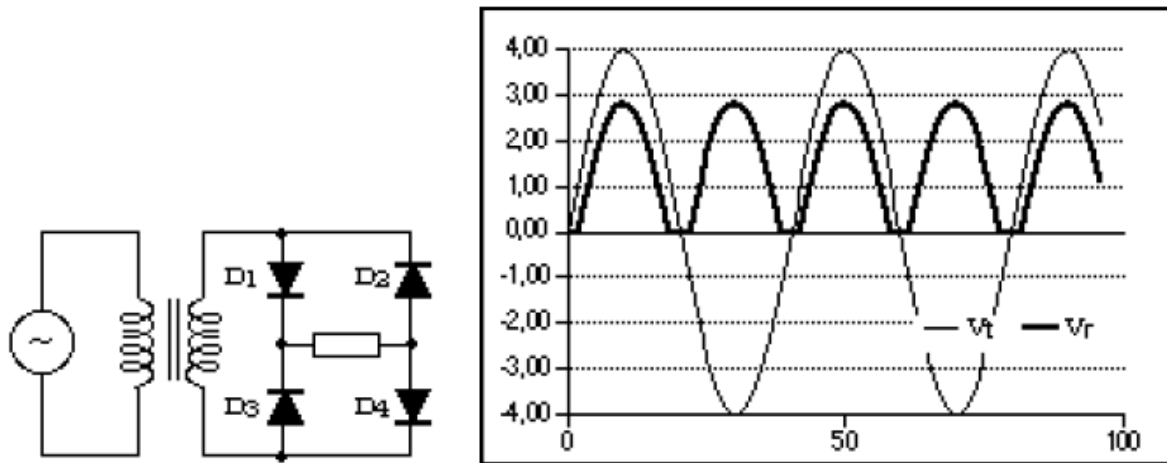


Fig.3.13. Schéma d'un redresseur double alternance en pont.

Lorsque la tension aux bornes du transformateur est positive, D1 et D4 conduisent, et quand elle est négative, D2 et D3 conduisent.

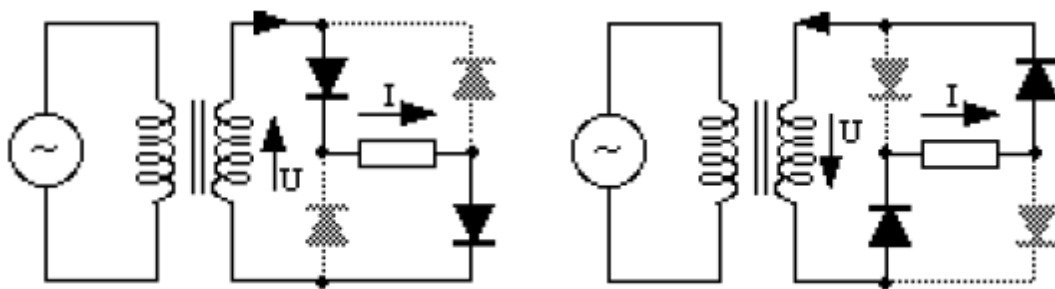


Fig.3.12. Circulation du courant à travers un redresseur en pont.

Chaque diode n'a à supporter qu'une fois la tension crête du secondaire du transformateur (contre deux fois pour le montage précédent), mais en revanche, on a deux tensions directes de diode en série. La puissance totale dissipée dans les diodes est double par rapport à la solution précédente.

$$V_R = V_{max} \quad (3.5)$$

### III.5.4. Filtrage.

Les montages précédents délivrent des tensions redressées mais non continues. Pour obtenir une tension quasi continue, il suffit de mettre un condensateur de grande capacité en parallèle avec la charge.

#### a) Redressement simple alternance.

Ici, la charge est absolument quelconque, et peut être un montage électronique complexe ayant une consommation en courant aléatoire. Sur le graphique de la figure ci-dessous, on voit en pointillés la tension redressée telle qu'elle serait sans condensateur. En traits pleins épais, on voit la tension filtrée. Sur ce graphique, le courant de décharge du condensateur est linéaire : il correspond à l'hypothèse de décharge à courant constant.

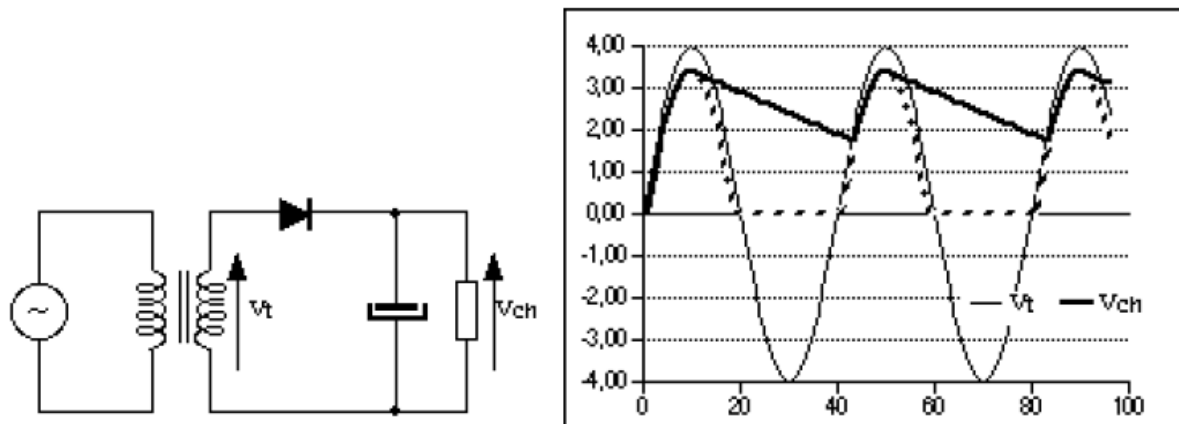


Fig.3.14. Redressement mono alternance avec filtrage.

Le fonctionnement est simple :

- Quand la tension aux bornes du transformateur est supérieure à la tension aux bornes du condensateur additionnée de la tension directe de la diode, la diode conduit. Le transformateur doit alors fournir le courant qui va alimenter la charge et le courant de recharge du condensateur.
- Quand la tension du transformateur devient inférieure à celle du condensateur plus la tension de coupe de la diode, la diode se bloque. L'ensemble condensateur / charge forme alors une boucle isolée du transformateur. Le condensateur se comporte comme un générateur de tension, et il restitue l'énergie accumulée dans la phase précédente.

A noter que la tension aux bornes du condensateur étant en permanence voisine de la tension crête positive du transformateur, lorsque celui-ci fournit la tension de crête négative, la diode doit supporter deux fois la tension crête délivrée par le transformateur.

$$V_R = 2V_{max} \quad (3.6)$$

**Calcul du condensateur** : dans la littérature, on trouve classiquement le calcul du condensateur pour une charge résistive. La décharge est alors exponentielle et le calcul inutilement compliqué. Ce calcul est assez éloigné des besoins réels : en général, on ne fait pas des alimentations continues pour les faire débiter dans des résistances !

Très souvent, ces alimentations redressées et filtrées sont suivies d'un régulateur de tension. La charge est fréquemment un montage complexe ayant une consommation variable au cours du temps. Pour faire le calcul du condensateur, on prendra donc une décharge à courant constant, le courant servant au calcul étant le maximum (moyenné sur une période du secteur) consommé par la charge. Le critère de choix ne sera pas un taux d'ondulation qui n'a souvent aucune utilité pratique, mais une chute de tension maximale autorisée sur le condensateur pour que le montage connecté en aval fonctionne correctement.

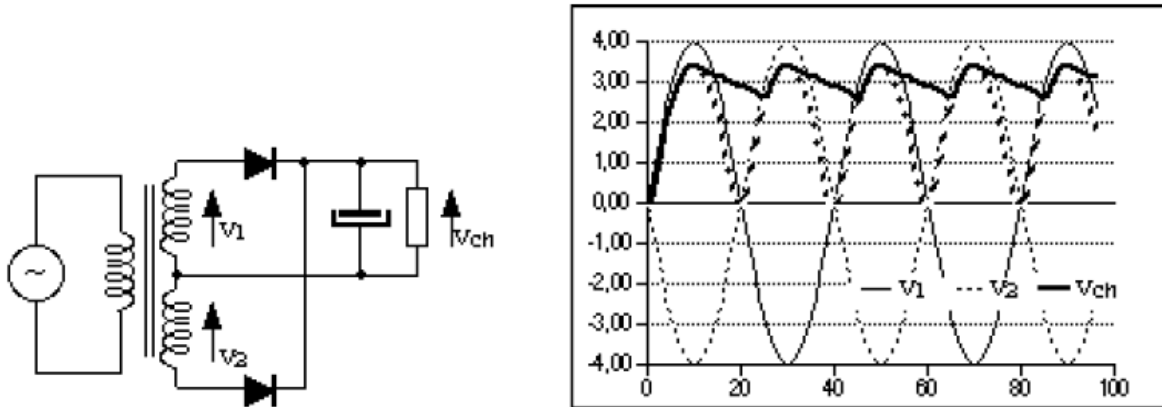
Avec ces hypothèses, le calcul du condensateur devient très simple : On considère que le condensateur C se décharge à courant  $I_{max}$  constant pendant un temps T et que la chute de sa tension est inférieure à V. On a alors la relation :

$$C\Delta V = I_{max}\Delta T \quad (3.7)$$

Le temps  $\Delta T$  choisi va être approximé à la période du secteur. La valeur du condensateur est alors :

$$C = \frac{I_{max}}{F\Delta V} \quad (3.8)$$

### b) Redressement double alternance.



*Fig.3.15. Redressement double alternance (à point milieu) avec filtrage.*

Les hypothèses seront les mêmes que précédemment. La seule différence viendra du temps  $T$  ; vu qu'on a un redressement double alternance, la fréquence du courant redressé est double de celle du secteur. La formule de calcul du condensateur devient donc :

$$C = \frac{I_{max}}{2F\Delta V} \quad (3.9)$$

## III.6. Diodes Zener.

### III.6.1. Caractéristique.

Nous avons déjà parlé de l'effet Zener. Il concerne la caractéristique inverse de la diode.

- En direct, une diode Zener se comporte comme une mauvaise diode normale.
- En inverse, on fait en sorte que par construction l'effet Zener et / ou d'avalanche se produise à une tension bien déterminée, et ne soit pas destructif. La caractéristique inverse présente alors l'allure d'un générateur de tension à faible résistance interne.

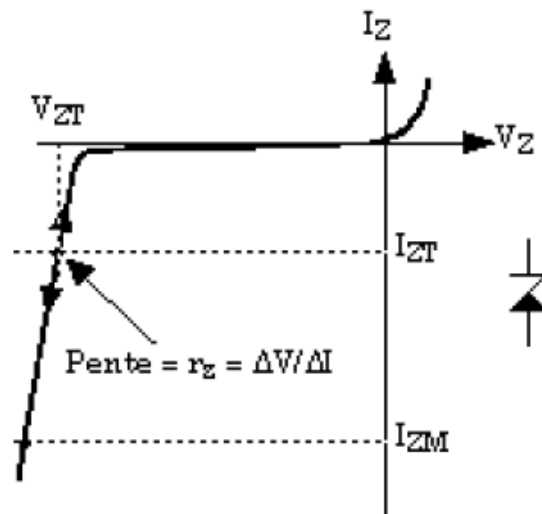


Fig.3.16. Caractéristique  $I(U)$  d'une diode Zener.

En général, les constructeurs spécifient :

- La tension d'avalanche  $V_{zt}$  pour un courant déterminé  $I_{zt}$ . (les valeurs de tension sont normalisées).
- A ce point de fonctionnement  $V_{zt} / I_{zt}$ , on donne la résistance dynamique de la diode  $r_{zt}$ .
- Le courant  $I_{zm}$  pour lequel la puissance dissipée dans le composant sera le maximum admissible.
- On indique aussi le coefficient de variation en température de la tension  $V_{zt}$ .

## 6.2. Schéma équivalent.

Pour simplifier les calculs, et comme pour la diode, on va définir un schéma équivalent approchant la réalité.

Si on utilise le composant suffisamment loin du coude, le schéma suivant modélise bien le comportement d'une diode Zener.

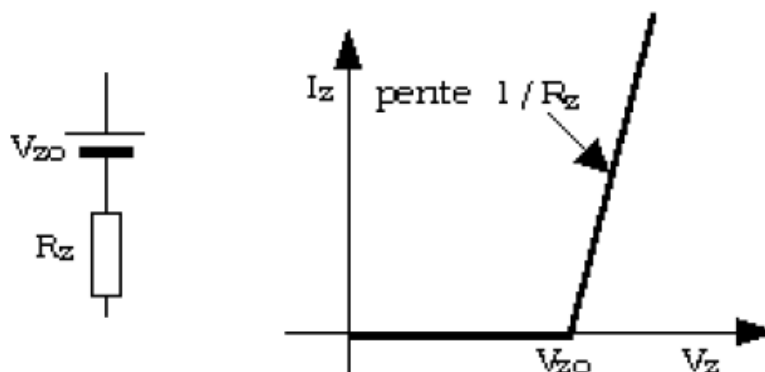


Fig.3.17. Schéma équivalent d'une diode Zener.

On définit une tension de coude  $V_{zo}$ , et une résistance interne constante  $R_z$ . Ce schéma sera à utiliser avec beaucoup de prudence sur des Zener de faible tension ( $< 5V$ ) : leur coude est très arrondi, et la résistance dynamique varie beaucoup avec le courant. Pour des tensions supérieures à  $5V$ , il n'y aura en général pas de problèmes.

### III.6.3. Régulation de tension.

De par leurs caractéristiques de générateur de tension, ces diodes sont idéales pour réguler des tensions continues ayant une ondulation résiduelle non négligeable (cas des tensions redressées et filtrées).

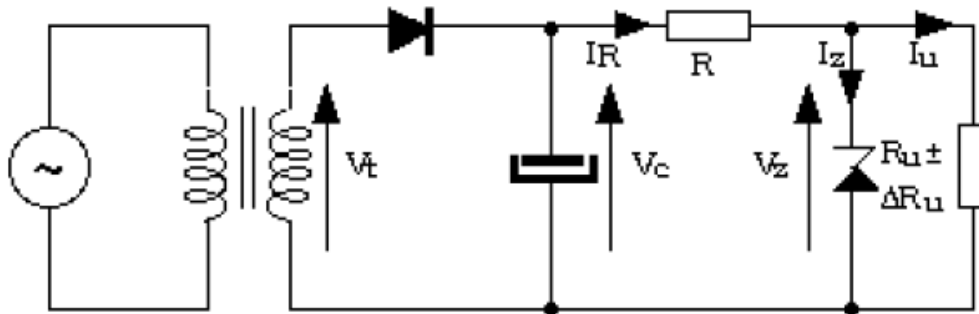


Fig.3.18. Régulation de tension à diode Zener.

Il est nécessaire d'intercaler une résistance (ou un générateur de courant) entre le générateur de tension filtrée et la Zener de régulation : ces deux éléments ayant des caractéristiques de générateurs de tension à faible résistance interne, on ne peut pas les brancher directement l'un sur l'autre sans les détruire.

Pour que la Zener fonctionne et assure son rôle de régulateur, 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 et de la charge  $R_u$ . La résistance  $R$  assure donc le rôle de **polarisation** de la Zener, et elle sera calculée pour que la condition énoncée ci-dessus soit remplie. Il faudra aussi veiller à ce que le courant  $I_z$  ne dépasse pas le courant  $I_{zm}$ , sous peine de détruire le régulateur.

## III.7. Diodes électroluminescentes.

### III.7.1. Caractéristique.

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. Il en existe de diverses couleurs (jaune, orangé, rose, rouge, vert, infrarouges). Leur rendement lumineux est assez faible. On les utilise avec un courant direct d'environ  $10$  à  $20mA$ . La tension de coude de ces composants est plus élevée que pour les diodes standards, et elle dépend de la couleur. Elle va de  $1,2$  à  $3V$  environ.

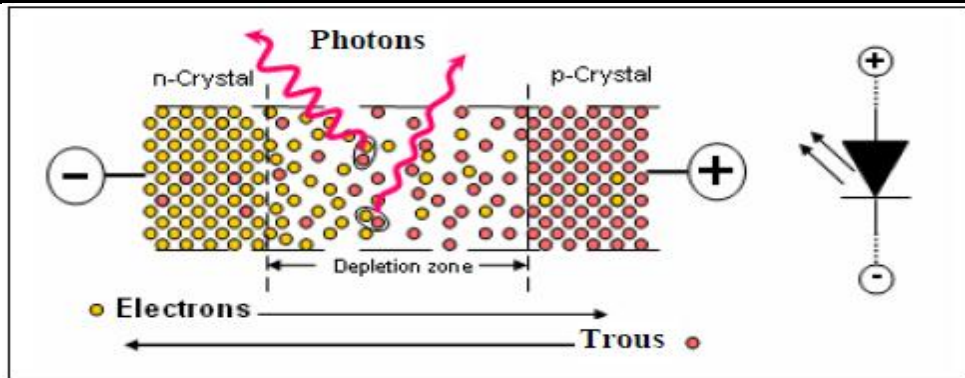


Fig.3.19. Principe et symbole d'une LED.

### III.7.2. Utilisation.

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

#### Divers boîtiers et couleurs



Led Bicolore (vert, rouge) : 3 connexions (# 2 Del) ou 2 connexions (inversion de courant)



Photo 3.3. Photos de quelques LED.

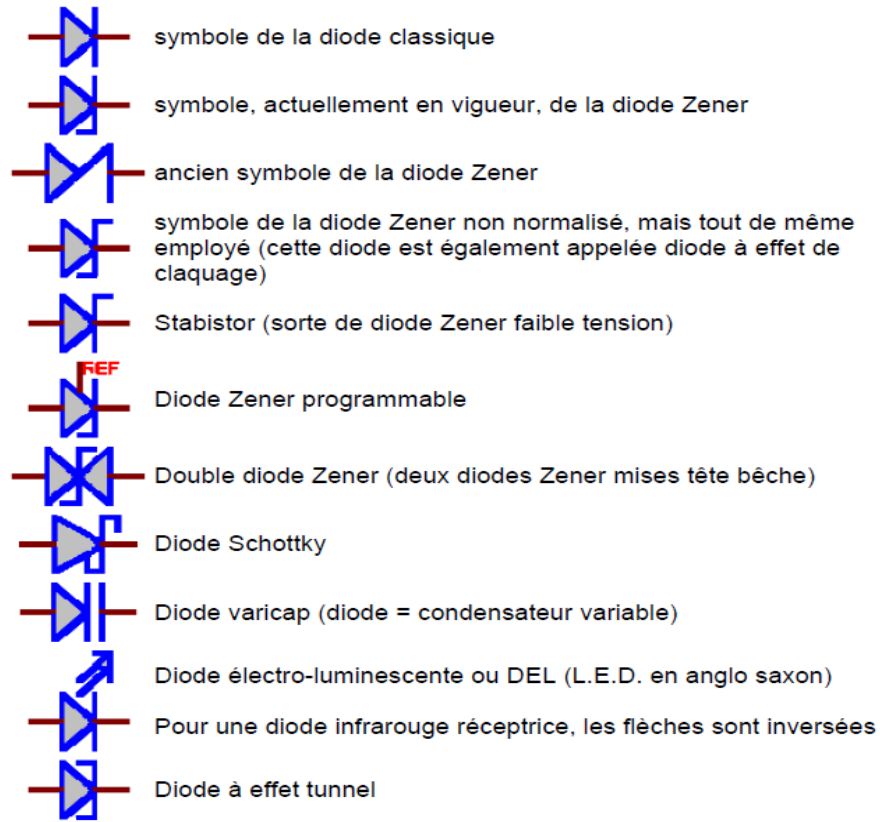
### III.8. Autres.

Il existe encore beaucoup d'autres variétés de diodes. Citons entre autres :

- **Les diodes Schottky**, à jonction métal / semi-conducteur : cette jonction hétérogène est caractérisée par l'absence de stockage des charges, elle est donc très rapide. Elle est très utilisée dans les circuits logiques rapides (TTL Schottky).
- **Les 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.
- **Les photodiodes** : polarisées en inverse, elles ne laissent passer le courant que lorsqu'elles sont éclairées.



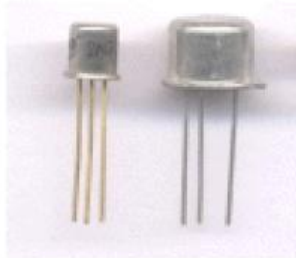
**Les symboles des différentes diodes**



**Fig.3.20.** Symboles des différentes diodes.

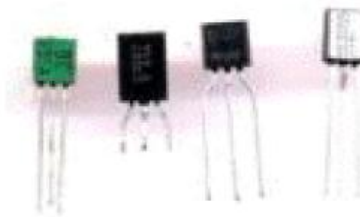
## IV. LES TRANSISTORS BIPOLAIRES.

### Boîtiers métalliques



TO18 TO39

### Boîtiers plastique

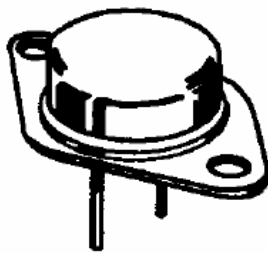


TO92

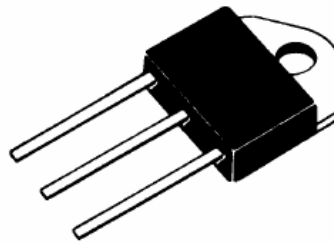


SOT23-3 (WX)

CMS



TO3



TOP3



TO220AB

Photo 4.1. Photos de quelques transistors.

### IV.1. Généralité.

Il existe une catégorie de composants (qu'ils soient électriques, mécaniques, etc ) très intéressante : c'est celle qui permet d'obtenir en sortie du dispositif une grandeur de même nature et proportionnelle au stimuli d'entrée. Les exemples foisonnent :

- Le levier, qui permet d'avoir en sortie un effort plus important qu'en entrée, ou bien un déplacement plus important (ou plus faible) que celui appliqué à l'entrée.
- L'engrenage, qui est la même chose que le levier pour les mouvements rotatifs : il permet de multiplier ou diviser la vitesse ou bien le couple d'entrée.
- Le transformateur, qui permet de multiplier ou diviser la tension d'entrée.

Dans chacun de ces cas, la variable de sortie est de même nature que le stimuli à l'entrée, et il existe un coefficient de proportionnalité entre les deux, indépendant du stimuli d'entrée, donc intrinsèque au dispositif. Il faut toutefois noter que dans tous les cas cités, il y a **conservation de l'énergie** : l'énergie à la sortie du composant est la même que celle à l'entrée.

Il **existe d'autres dispositifs** présentant les mêmes caractéristiques que ceux précédemment cités, et qui en plus, permettent de **multiplier l'énergie** : on trouve en sortie du dispositif une énergie supérieure à celle fournie à l'entrée. Bien entendu, il n'y a pas de génération spontanée

d'énergie, il faudra donc au dispositif une entrée supplémentaire par laquelle une source sera susceptible de fournir de l'énergie. Dans ce cas, il n'y a pas seulement transformation de la sortie proportionnellement à l'entrée, mais transfert d'énergie d'une source extérieure à la sortie du dispositif, ce transfert étant contrôlé par l'entrée.

En électronique, un tel composant est intéressant, car il va permettre d'**amplifier** un signal, et de commander des actionneurs requérant de la puissance (hauts parleurs, moteurs, etc.) avec des signaux de faible niveau issus de capteurs (microphone, sonde de température, de pression, etc.).

Le transistor à jonction va permettre de remplir (entre autres) cette fonction en électronique. Son domaine d'action est donc particulièrement vaste. A noter qu'avant le transistor, cette fonction était remplie par des tubes à vide (triodes entre autres). L'avènement du transistor n'a donc pas apporté la fonction miracle en elle-même, mais une commodité d'utilisation, l'encombrement réduit (les tubes à vide ont besoin d'un système d'alimentation complexe avec des tension relativement élevée, et nécessitent une adaptation d'impédance en sortie (transformateur)), et plus tard, la fiabilité, le faible coût.

## IV.2. Historique.

La découverte du transistor ou plutôt de l'effet transistor est sans doute l'une des plus grandes inventions du 20<sup>e</sup> siècle. Cette découverte va démontrer par la suite l'importance de la recherche fondamentale dans le domaine de l'industrie. C'est officiellement le 30 juin 1948 qu'est annoncée par Ralph Bown qui est alors directeur de recherche des laboratoires Bell la découverte du transistor. Personne n'a alors en vue l'incroyable révolution technologique que le transistor va déclencher, le New York Times de l'époque ne parle de cette annonce qu'à la page 46.

Dès 1915 la société américaine de téléphonie et télégraphie (AT&T) recherche un moyen d'amplifier les signaux téléphoniques afin de pouvoir établir des communications longues distances. On fait alors appel entre autres à Lee de FOREST (inventeur de la triode en 1907) pour réaliser cette opération. Le système fonctionne mais l'on sait déjà qu'il faudrait trouver à terme une autre solution pour compenser l'extension de la téléphonie.

Dans les années 45 M. Kelly, directeur de la recherche des laboratoires Bell (Bell Lab est la division de recherche d'AT&T), s'intéresse de près aux semi-conducteurs notamment au silicium présent dans les radars, celui-ci fait appel à WB. Shokley (de Bell lab également) afin de bâtir une équipe pour trouver une solution (à base de semi-conducteur) pour réaliser un amplificateur. W. B. Shokley est fortement influencé par les travaux sur l'effet de champ réalisés par J. E. Lilienfeld en 1928 (J. E. Lilienfeld est indirectement et sans aucun doute à l'origine de la découverte de l'effet transistor) et oriente la recherche sur un système basé sur l'effet de champ et capable d'amplifier un signal. Schokley fait appel à deux brillants ingénieurs W. H. Brattain et J. Bardeen pour faire aboutir le projet.

Les premières tentatives sont vouées à l'échec et l'effet de champ ne se concrétise pas. Les trois physiciens ne se découragent pas, tout se passe comme si il existait un barrage au champ qui devait théoriquement modifier le passage des électrons dans un barreau de semi-conducteur. W. H. Brattain très pragmatique finit par obtenir un faible signal en posant une goutte d'eau entre l'électrode de commande et le barreau de silicium mais sans obtenir les résultats attendus (l'eau a en quelque sorte neutralisé le barrage en surface). A force de tentatives et d'essais W. H. Brattain et J. Bardeen finirent presque par hasard (juste avant Noël 1947) à poser directement l'électrode de commande (en or) sur le barreau de semi-conducteur en silicium (l'isolant ayant été enlevé accidentellement), là oh surprise un courant apparaît

dans le barreau de semi-conducteur et plus important, celui-ci est en relation directe avec la tension appliquée sur l'électrode de commande l'effet transistor vient d'être découvert. En fait, au lieu de modifier un flux d'électrons avec un champ, les deux physiciens comprirent rapidement qu'ils avaient injectés des porteurs dans le barreau de semi-conducteur provoquant ainsi une conduction.

### IV.3. Effet transistor.

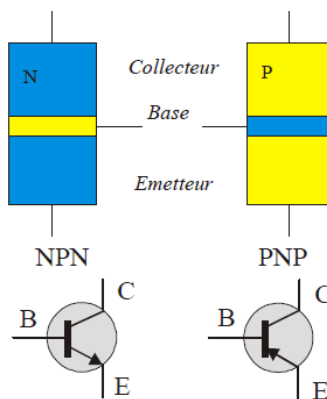
Nous avons déjà vu à propos de la diode que si celle-ci est polarisée en inverse, les porteurs minoritaires (électrons de la zone P et trous de la zone N, créés par l'agitation thermique) traversent sans problèmes la jonction et sont accélérés par le champ extérieur. On a vu aussi que lorsque les porteurs majoritaires d'une zone franchissent la jonction, ils deviennent minoritaires dans l'autre zone, et qu'ils mettent un certain temps à se recombiner avec les porteurs opposés.

Partant des deux remarques précédentes, on peut déduire que si on injecte dans la zone N d'une jonction PN polarisée en inverse beaucoup de trous (qui seront dans cette zone des porteurs minoritaires) en faisant en sorte qu'ils ne se recombinent pas avec les électrons de la zone N, ils vont traverser la jonction et créer un courant important dans le circuit extérieur. *C'est l'effet transistor.*

### IV.4. Structure d'un transistor bipolaire.

Un transistor est bipolaire est constitué par deux couches de semi-conducteur de même type (P ou N) séparées par une couche de type différent. On distingue ainsi deux types de transistors bipolaires : NPN et PNP. Les trois électrodes sont appelées **Collecteur** (peu dopé), **Base** (couche très mince et faiblement dopée), **Emetteur** (fortement dopé).

Sur le schéma électrique du transistor, une flèche marque la jonction Base Emetteur. Cette flèche est orientée dans le sens passant de la jonction. En fonctionnement normal, la BE est polarisée en directe ( $V_{BE} \approx 0.7V$ ) et la jonction BC en inverse ( $V_C > V_B$ ).



*Fig.4.1. Symboles des transistors bipolaires.*

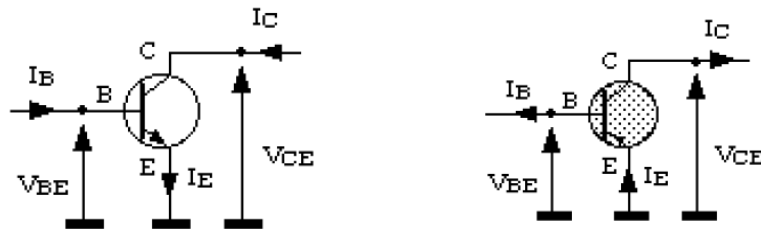


Fig.4.2. Sens des tensions et courants à travers un transistor bipolaire.

La relation qui lie les trois courants est la suivante :

$$I_C = \beta I_B + (\beta + 1)I_{CB0} \approx \beta I_B \quad (4.1)$$

- $\beta$  est le courant d'amplification du transistor.
- $I_{CB0}$  est le courant de fuite circulant entre la base et le collecteur.

Testé avec un ohmmètre, un transistor se comporte comme deux diodes montées en tête bêche. Mais du fait des différences de dopage, on ne peut pas associer deux diodes pour prétendre avoir un transistor.

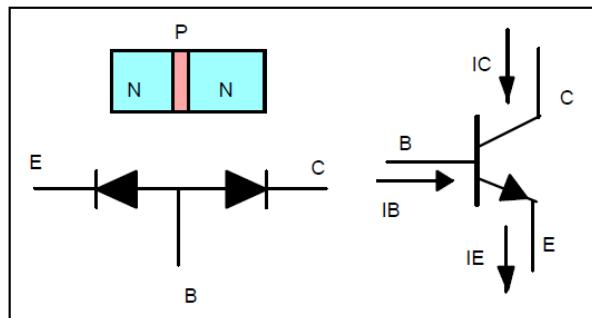


Fig.4.3. Interprétation de la structure interne d'un transistor.

## IV.5. Critère de choix d'un transistor.

Pour choisir un transistor par rapport à un domaine d'utilisation on tient essentiellement compte des paramètres ci-dessous :

- La tension de claquage  $V_{CEmax}$  : au-delà de cette tension, le courant  $I_C$  croît rapidement et peut ainsi entraîner la destruction du transistor.
- Le courant de collecteur maximal  $I_{Cmax}$  : Le dépassement de ce courant n'est pas destructif, mais le gain en courant  $\beta$  chute fortement, ce qui rend le transistor peu intéressant dans cette.
- La puissance maximale que peut dissiper le transistor :  $P_{max} = V_{CE} \cdot I_C$ . (4.2)
- Le gain en courant  $\beta$ .
- La tension de saturation  $V_{CEsat}$  si le transistor est utilisé en commutation.
- La fréquence de coupure.

## IV.6. Caractéristiques électriques.

Pour ce paragraphe, nous allons étudier les caractéristiques des transistors NPN. Celles des transistors PNP sont les mêmes aux réserves de signes décrites au paragraphe précédent. Les transistors NPN sont plus répandus car ils ont de meilleures performances que les PNP (la

conductibilité du silicium N est meilleure que celle du silicium P, ainsi que la tenue en tension).

### IV.6.1. Montages de base.

Quand on branche un transistor, si on s'arrange pour qu'il y ait une patte commune à l'entrée et à la sortie du montage, il y a 3 manières fondamentales de procéder :

1. La patte commune est l'émetteur : on parle de montage **émetteur commun**. L'entrée est la base et la sortie le collecteur.
2. La patte commune est la base : on parle de montage **base commune**. L'entrée est l'émetteur et la sortie le collecteur.
3. La patte commune est le collecteur : on parle de montage **collecteur commun**. L'entrée est la base et la sortie l'émetteur.

Nous reverrons ces trois montages fondamentaux dans un paragraphe spécifique.

### IV.6.2. Schéma de mesure des caractéristiques.

Les caractéristiques qui suivent sont données pour un montage émetteur commun. Le schéma le plus simple est le suivant :

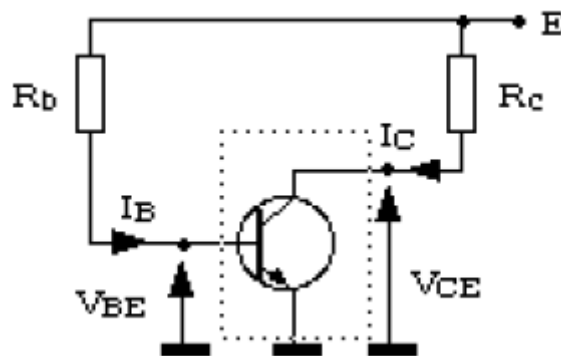
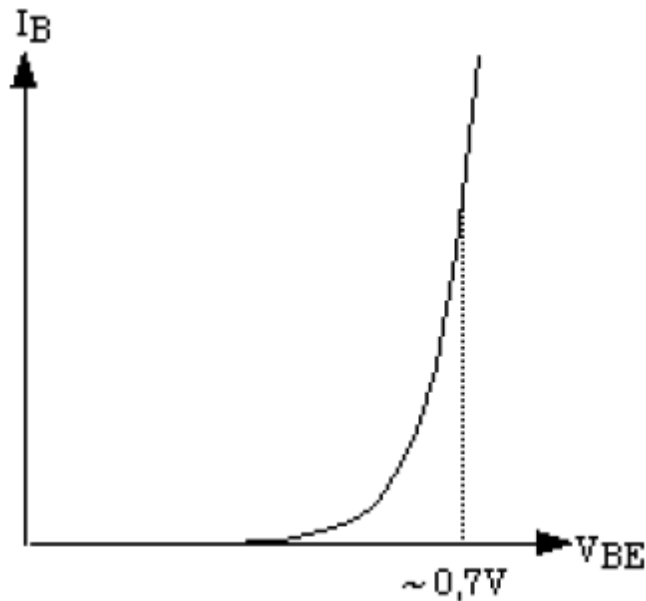


Fig.4.4. Schéma de principe pour la mesure des caractéristiques d'un transistor.

### IV.6.3. Caractéristique d'entrée.

La caractéristique d'entrée du transistor est donnée par la relation  $I_B = f(V_{BE})$  à  $V_{CE} = \text{cte}$ . En fait, le circuit d'entrée est la jonction base émetteur du transistor, soit une jonction diode. Cette caractéristique va dépendre très peu de la tension collecteur émetteur : on la donne en général pour une seule valeur de  $V_{CE}$ . La courbe est la suivante :



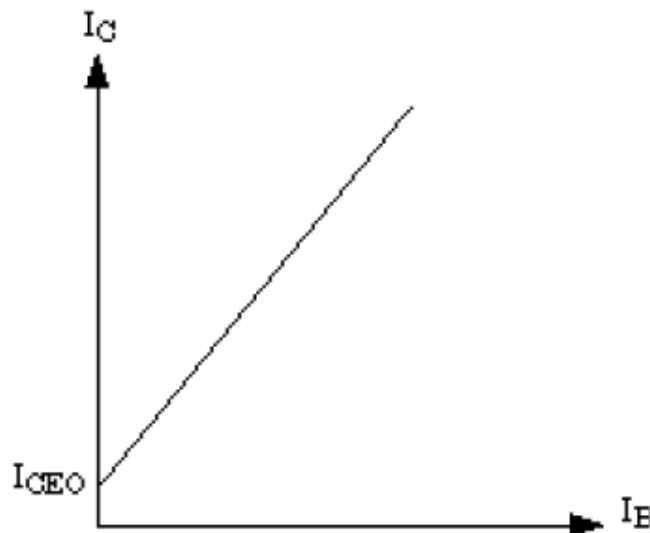
*Fig.4.5. Caractéristique  $I_B(V_{BE})$  d'un transistor bipolaire.*

#### IV.6.4. Caractéristique de transfert.

La caractéristique de transfert est définie par la relation  $I_C = f(I_B)$  à  $V_{CE} = \text{cte}$ . Nous avons déjà vu que le courant d'émetteur est proportionnel au courant de base.

$$I_C = \beta I_B + (\beta + 1)I_{CB0} \approx \beta I_B \quad (4.3)$$

La caractéristique de transfert est donc une droite ; le transistor est un générateur de courant commandé par un courant. Si on considère le courant de fuite  $I_{CEO}$ , la caractéristique ne passe pas par l'origine, car  $I_C = I_{CEO}$  pour  $I_B = 0$ .



*Fig.4.6. Caractéristique  $I_C(I_B)$  d'un transistor bipolaire.*

Le coefficient  $\beta$  du transistor varie grandement en fonction du type de transistor : 5 à 10 pour des transistors de grosse puissance, 30 à 80 pour des transistors de moyenne puissance, et de 100 à 500 pour des transistors de signal.

#### IV.6.5. Caractéristique de sortie.

La caractéristique de sortie du transistor est définie par la relation  $I_C = f(V_{CE})$  à  $I_B = \text{cte.}$  En pratique, on donne un réseau de caractéristiques pour plusieurs valeurs de  $I_B$

$$P_{TM_{\max}} = V_{CE} \times I_C \Rightarrow I_C = P_{TM_{\max}} / V_{CE}$$

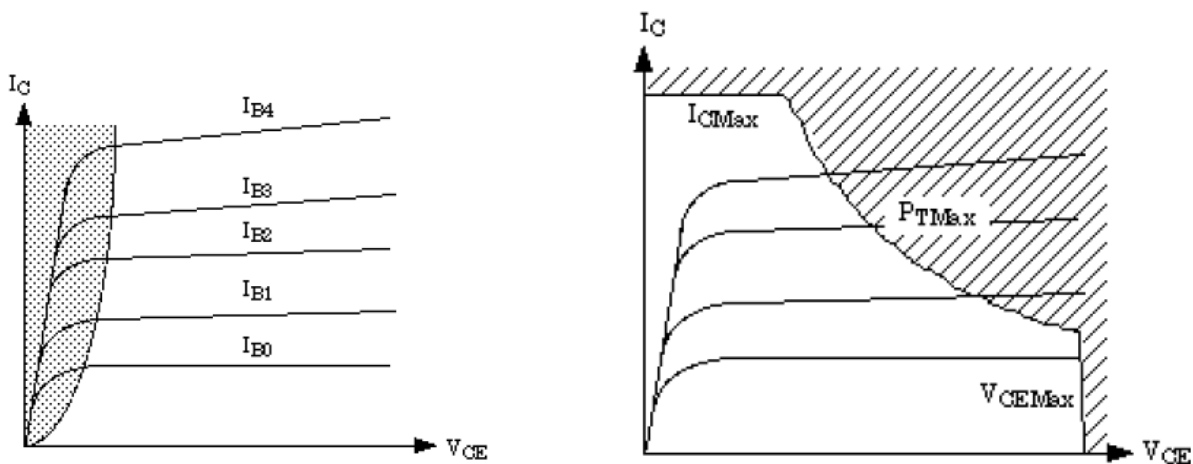


Fig.4.7. Caractéristique  $I_C(V_{CE})$  d'un transistor bipolaire.

Sur ces caractéristiques, on distingue deux zones :

1. Une zone importante où le courant  $I_C$  dépend très peu de  $V_{CE}$  à  $I_B$  donné (c'est la zone de fonctionnement linéaire) : cette caractéristique est celle d'un générateur de courant à résistance interne utilisé en récepteur. Dans le cas des transistors petits signaux, cette résistance est très grande : en première approche, on considérera que la sortie de ce montage à transistor est un générateur de courant parfait (il se comporte comme un amplificateur).
2. La zone des faibles tensions  $V_{CE}$  (de 0 à quelques volts en fonction du transistor) est différente. C'est la zone de saturation. Quand la tension collecteur-émetteur diminue pour devenir très faible, la jonction collecteur-base cesse d'être polarisée en inverse, et l'effet transistor décroît alors très rapidement. A la limite, la jonction collecteur-base devient aussi polarisée en direct : on n'a plus un transistor, mais l'équivalent de deux diodes en parallèle. On a une caractéristique ohmique déterminée principalement par la résistivité du silicium du collecteur. Les tensions de saturation sont toujours définies à un courant collecteur donné : elles varient de 50mV pour des transistors de signal à des courants d'environ 10mA, à 500mV pour les mêmes transistors utilisés au maximum de leurs possibilités (100 à 300mA), et atteignent 1 à 3V pour des transistors de puissance à des courants de l'ordre de 10A.

L'ensemble des caractéristiques est résumé sur la figure ci-dessous.



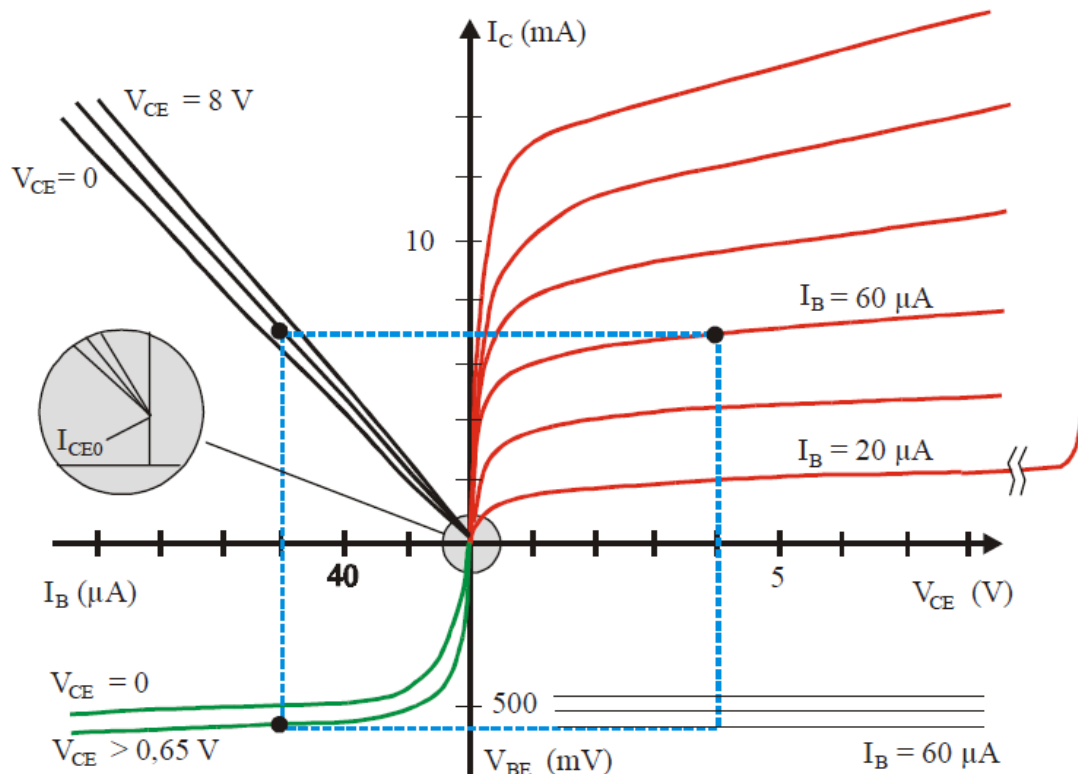


Fig.4.8. Réseau de caractéristique d'un transistor bipolaire.

## IV.7. Montages de base.

### IV.7.1. Préliminaires.

#### a) Alimentation.

Le transistor, tout en étant classifié dans les composants actifs, ne fournit pas d'énergie : il faudra donc que cette énergie vienne de quelque part ! C'est le rôle de l'alimentation qui va servir à apporter les tensions de polarisation et l'énergie que le montage sera susceptible de fournir en sortie.

#### b) Liaisons.

Une fois le transistor polarisé, il va falloir prévoir le branchement de la source alternative d'entrée sur le montage. En règle générale, ceci se fera par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison placé entre la source et le point d'entrée du montage à transistor (base pour montages émetteur et collecteur commun, émetteur pour montage base commune).

De la même manière, pour éviter que la charge du montage à transistor (le dispositif situé en aval et qui va utiliser le signal amplifié) ne perturbe sa polarisation, on va aussi l'isoler par un condensateur de liaison.

Ces condensateurs vont aussi éviter qu'un courant continu ne circule dans la source et dans la charge, ce qui peut leur être dommageable.

#### c) Insensibilité du montage aux paramètres du transistor.

Dans la mesure du possible, la polarisation devra rendre le montage insensible aux dérives thermiques du transistor et elle devra être indépendante de ses caractéristiques (notamment le gain), ceci pour que le montage soit universel, et ne fonctionne pas uniquement avec le

transistor dont on dispose pour réaliser la maquette. Cela permet aussi de changer le transistor sur le montage sans se poser trop de questions en cas de panne.

#### d) Méthodologie de calcul.

Il convenait, pour des raisons de simplification des calculs, de séparer l'étude de la polarisation de l'étude en alternatif petits signaux.

La polarisation est calculée dans un premier temps ; on fait alors un schéma équivalent du montage pour le continu. Le calcul se fait simplement avec la loi d'Ohm et les principaux théorèmes de l'électricité.

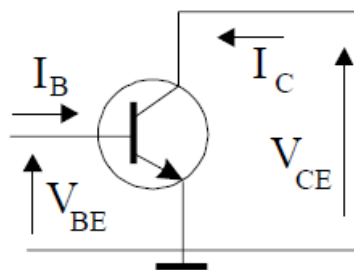
Pour la partie petits signaux alternatifs, on va devoir linéariser les caractéristiques du transistor au point de fonctionnement défini par la polarisation. Il faut donc définir les paramètres à linéariser et en déduire un schéma équivalent du transistor.

La solution globale (celle correspondant à ce qui est physiquement constaté et mesuré sur le montage) est la somme des deux solutions continue et alternative.

#### e) Paramètres hybrides du transistor en petits signaux.

En pratique, pour simplifier l'exposé, nous allons d'abord donner le schéma équivalent et les équations qui s'y rapportent, pour ensuite justifier ces éléments à l'aide des caractéristiques des transistors.

Le transistor est considéré comme un quadripôle ; il a deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie (une patte sera alors commune à l'entrée et à la sortie) et va être défini par 4 signaux : courant et tension d'entrée, courant et tension de sortie. Ces variables pour le montage émetteur commun sont : le courant  $I_B$  et la tension  $V_{BE}$  pour l'entrée, le courant  $I_C$  et la tension  $V_{CE}$  pour la sortie.



**Fig.4.9.** Transistor considéré comme un quadripôle.

L'examen des caractéristiques du transistor montre qu'il existe des zones où son comportement est pratiquement linéaire. Si on choisit le point de fonctionnement dans cette zone, on peut écrire que les variations des grandeurs d'entrée et de sortie sont reliées par les relations suivantes.

$$\begin{bmatrix} v_{BE} \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_B \\ v_{CE} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

- $h_{11} = \frac{v_{BE}}{I_B}$  à  $v_{CE}$  constant. C'est *la résistance d'entrée du transistor* (aussi appelée pente de la caractéristique d'entrée).

On a vu que pour une diode le courant direct est :  $I_B \approx I_{sat} \exp\left(\frac{eV_{BE}}{KT}\right)$ .

$$\text{Donc } h_{11} = \frac{dV_{BE}}{dI_B} = \frac{KT}{e} \cdot \frac{1}{I_B}.$$

Comme  $I_C = \beta I_B$ , on en déduit la relation suivante valable à température ambiante pour tous les transistors :

$$h_{11} \approx 26 \frac{\beta}{I_C} \quad (h_{11} \text{ en } \Omega \text{ et } I_C \text{ en mA}). \quad (4.5)$$

- $h_{21} = i_C/i_B$  à  $V_{CE}$  constante. C'est *le gain en courant du transistor*. Il est très voisin de  $\beta$ .
- $h_{22} = i_C/v_{CE}$  à  $I_B$  constant. C'est *l'admittance de sortie du transistor*. Elle est en générale faible et correspond à la pente des caractéristiques du réseau de sortie. Elle est fonction du courant  $I_C$ .  $1/h_{22}$  est de l'ordre de  $20k\Omega$  pour des courants collecteurs de l'ordre de quelques mA.
- $h_{12} = v_{BE}/v_{CE}$  à  $I_B$  constant. C'est la pente des caractéristiques du réseau de transfert en tension. Ce paramètre étant voisine de zéro ( $10^{-5}$  à  $10^{-6}$ ) sera toujours négligé.

#### f) Schéma équivalent du transistor en petits signaux.

D'après la relation issue des paramètres hybrides, il est possible de donner un schéma équivalent du transistor en petit signaux.

En réalité, il existe des capacités entre les électrodes d'un transistor. Ces capacités sont faibles et présentent, en basse fréquence, des impédances si grandes que l'on peut négliger leurs effets. Par contre, en haute fréquence, les impédances de ces capacités modifient le fonctionnement du transistor.

Ainsi, si l'on néglige ces capacités, on obtient le schéma équivalent suivant, valable seulement en basse fréquence. On suppose que le transistor fonctionne dans sa zone linéaire.

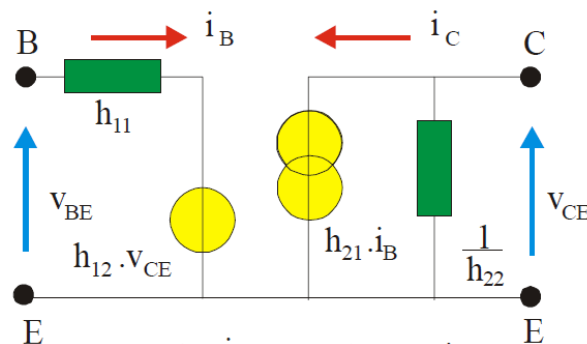


Fig.4.10. Schéma équivalent du transistor en petit signaux.

Comme  $h_{12}$  est voisin de 0 et que  $h_{22}$  est petit, on peut encore simplifier le schéma comme l'indique la figure ci-dessous.

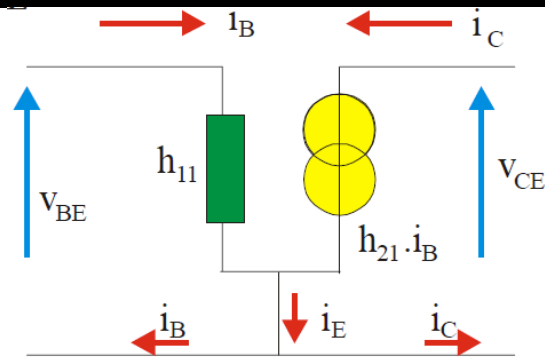


Fig.4.11. Schéma équivalent simplifié du transistor en petit signaux.

Il convient de noter que ce schéma, bien que dérivé du montage émetteur commun (l'émetteur est bien ici la borne commune entre l'entrée et la sortie) est **intrinsèque au transistor** et **pourra être utilisé dans tous les cas de figure** : il suffira de l'intégrer tel quel au schéma équivalent du reste du montage en faisant bien attention aux connexions des trois électrodes du transistor.

**N.B** : On peut remarquer ici que les sens des courants sont conventionnels, et non absolus, et ne servent qu'à effectuer les calculs comme si les sources étaient continues.

## IV.7.2. Montage émetteur commun.

Le décor étant entièrement planté, on va pouvoir passer au montage fondamental à transistor : le montage émetteur commun. Il réalise la fonction amplification de base de l'électronique.

### IV.7.2.1. Polarisation. Point de fonctionnement.

#### a) Polarisation par une résistance.

Le montage le plus élémentaire tout en étant fonctionnel est le suivant :

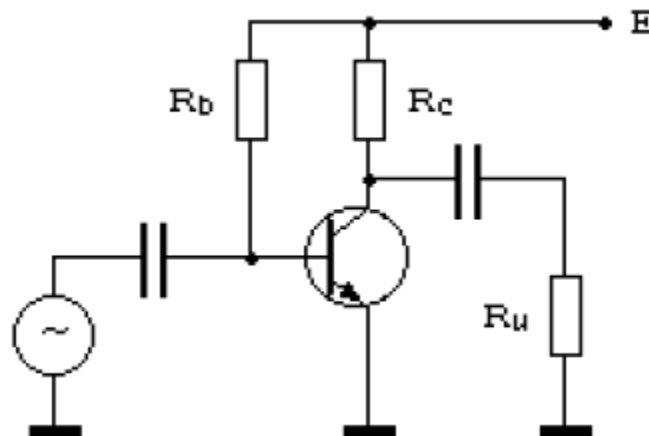


Fig.4.12. Montage émetteur commun : polarisation par une résistance.

Pour calculer les éléments  $R_b$  et  $R_c$ , on va partir de ce qu'on désire (le courant  $I_{C0}$  et la tension  $V_{CE0}$ ).

- On se **fixe un courant collecteur** de repos  $I_{C0}$  (c'est le courant de polarisation). Ce courant sera choisi en fonction de l'application, et variera entre une dizaine de  $\mu\text{A}$  (applications très faible bruit), et une dizaine de  $\text{mA}$  (meilleures performances en haute fréquence, soit quelques MHz).
- On se **fixe une tension de collecteur**  $V_{CE0}$ , qu'on prend en général égale à  $V_{CC}/2$ , pour que la tension du collecteur puisse varier autant vers le haut que vers le bas lorsqu'on appliquera le signal alternatif.
- La **résistance de collecteur**  $R_c$ , en plus d'assurer une polarisation correcte de la jonction base-collecteur, convertit le courant collecteur (et ses variations) en tension. Elle est déterminée par la formule :

$$R_c = \frac{V_{CC} - V_{CE0}}{I_{C0}} \quad (4.6)$$

- Le **courant  $I_B$**  est alors imposé par les caractéristiques de gain en courant du transistor.
- La **résistance de base  $R_b$**  est alors calculée à l'aide de la formule :

$$R_b = \frac{V_{CC} - V_{BE0}}{I_{B0}} \quad (4.7)$$

- Pour ce faire, on prendra  $V_{BE0} = 0,7\text{V}$ , car un calcul plus précis (il faudrait connaître la caractéristique  $I_B = f(V_{BE})$  pour le faire !) ne servirait à rien.

On peut résumer toute cette étape de polarisation sur un seul graphique :

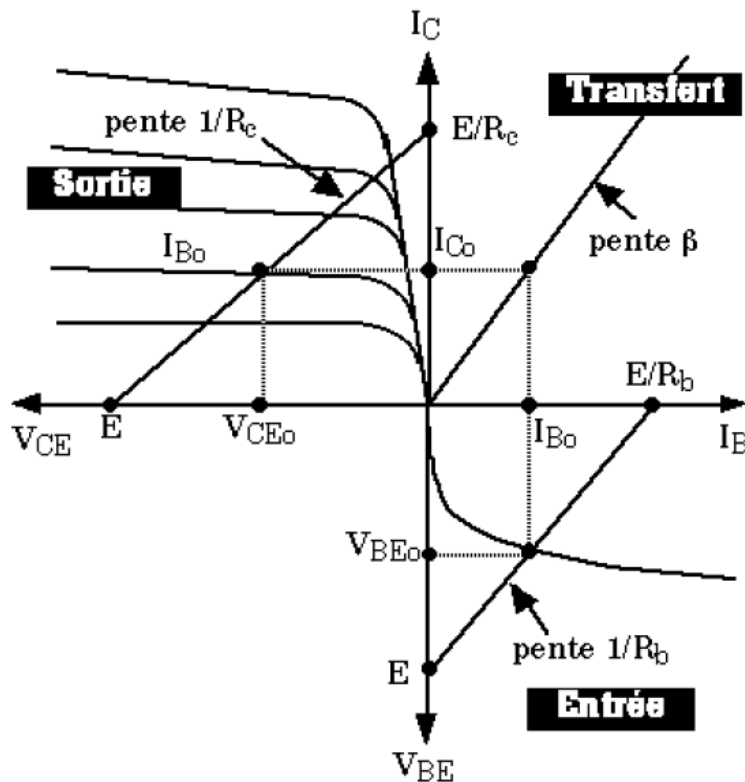


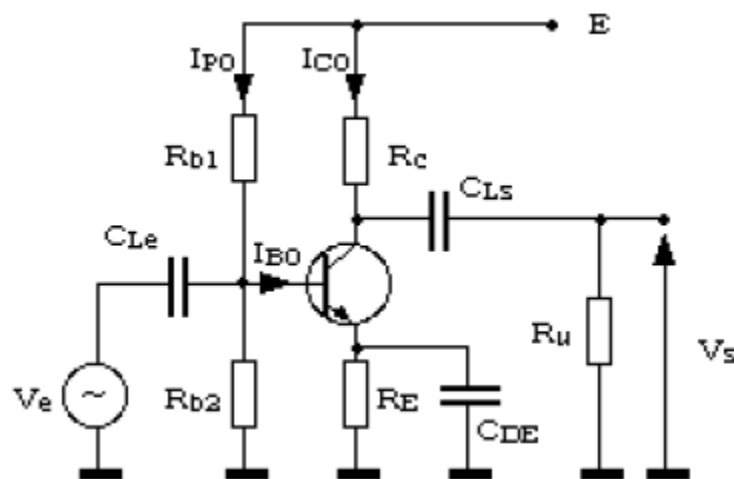
Fig.4.13. Réseau de caractéristique du montage émetteur commun.

Bien que fonctionnel, ce montage ne garantit pas du tout la fonction de robustesse vis à vis de la dérive thermique et des caractéristiques du transistor. En effet, on peut remarquer que :

- si  $I_{CE0}$  (le courant de fuite) augmente sous l'effet de la température, rien ne va venir compenser cette variation :  $V_{CE0}$  va augmenter et le point de polarisation va se déplacer.
- Si on veut changer le transistor par un autre dont le gain soit très différent, vu que  $I_{B0}$  est imposé par  $V_{CC}$  et  $R_b$ ,  $I_{C0} = \beta I_{B0}$  n'aura pas la bonne valeur, et  $V_{CE0}$  non plus. Et il ne s'en faut pas de quelques %, car pour une même référence de transistor, le gain peut varier d'un facteur 1,5 à 5 ou plus ! On peut donc se retrouver avec un montage dont le transistor serait saturé, donc inutilisable pour l'amplification de petits signaux.

Comme il est impensable de mesurer chaque transistor avant de l'utiliser, on ne peut pas en pratique exploiter le montage décrit précédemment. Ce montage n'a qu'un intérêt pédagogique, et pour des montages réels, on va lui préférer le montage à polarisation par pont de base.

### b) Polarisation par pont de base.



*Fig.4.14. Montage émetteur commun : polarisation par pont de base.*

La base est polarisée à l'aide d'un pont de résistances  $R_{b1}$  et  $R_{b2}$ . Le rôle de ces résistances sera de fixer le potentiel de base. Comme la tension  $V_{BE}$  est voisine de 0,7V, ceci impose de mettre une résistance entre l'émetteur et la masse. Cette résistance est découplée par le condensateur  $C_{DE}$ , qui va être l'équivalent d'un court-circuit en alternatif.

Les résistances du pont de base vont être choisies de telle manière que le courant circulant dans ce pont soit très supérieur au courant rentrant dans la base (au moins 10 fois plus grand), ceci afin que des petites variations du courant de base ne modifient pas le potentiel de la base, qui restera donc fixe.

Le potentiel d'émetteur va être égal au potentiel de base moins environ 0,7V et sera lui aussi fixe, à courant de base donné. Dans ce cas, la tension aux bornes de  $R_E$  est déterminée. Le courant d'émetteur (donc celui du collecteur, et celui de la base) sera alors fixé par la valeur de la résistance  $R_E$  et la tension du pont de base.

Le courant collecteur étant défini, on choisit la résistance de collecteur pour avoir  $V_{CE0}$  au milieu de la plage de tension utilisable.

Quel est l'avantage de ce montage ? Supposons que le courant  $I_{CEO}$  augmente sous l'effet de la température. La tension aux bornes de  $R_E$  va alors augmenter. Comme le potentiel de base est fixé par le pont  $R_{b1}/R_{b2}$ , la tension  $V_{BE}$  va diminuer. Cette diminution va entraîner une baisse du courant de base, donc du courant de collecteur. Cet effet vient donc s'opposer à l'augmentation du courant collecteur dû à l'augmentation du courant de fuite  $I_{CEO}$ . Le montage s'auto-stabilise.

L'autre avantage, c'est que le courant de collecteur est fixé par le pont de base et par la résistance d'émetteur. Ces éléments sont connus à 5% près en général, donc, d'un montage à un autre, on aura peu de dispersions, et surtout, le courant collecteur sera indépendant du gain du transistor. On a dit à cet effet que le pont de base est calculé de manière à ce que le potentiel de base soit indépendant du courant de base : ce potentiel ne dépendra pas du transistor, et le courant de base s'ajustera automatiquement en fonction du gain du transistor sans perturber le pont de base.

On fera les calculs dans l'ordre suivant :

- On fixe le courant collecteur de repos  $I_{C0}$ . A noter que le courant d'émetteur sera quasiment le même.
- On fixe le potentiel d'émetteur  $V_{E0}$  (au maximum à  $E/3$ , et en pratique, une valeur plus faible : 1 à 2V est une valeur assurant une assez bonne compensation thermique sans trop diminuer la dynamique de sortie).
- On calcule alors la résistance  $R_E$  par la formule :

$$R_E = \frac{V_E}{I_C} \quad (4.8)$$

- On se fixe la tension collecteur émetteur  $V_{CE0}$  : en général, on la prendra égale à la moitié de la tension disponible qui est égale non plus à  $V_{CC}$ , mais à  $V_{CC} - V_{E0}$ . On en déduit la résistance  $R_C$ .

$$R_C = \frac{V_E - V_{CE}}{I_C} \quad (4.9)$$

- On fixe le courant du pont de base (on prendra une valeur moyenne pour le gain du transistor, cette valeur n'étant pas critique ici) :

$$I_P = 10I_B = 10 \frac{I_C}{\beta} \quad (4.10)$$

- On calcule  $R_{b2}$  (en règle générale, on prendra  $V_{BE0}$  égal à 0,7V) :
- On en déduit  $R_{b1}$ .

#### IV.7.2.2. Fonctionnement en petits signaux alternatifs.

Le point de repos du montage étant déterminé, on va passer au comportement en alternatif. Ainsi le schéma équivalent est celui de la figure ci-dessous.

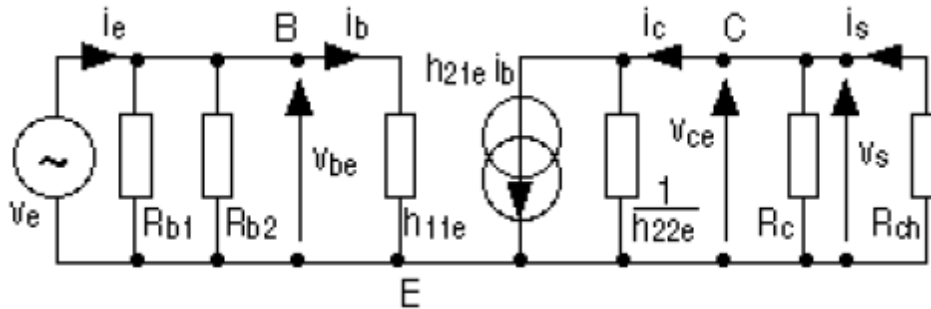


Fig.4.15. Schéma équivalent du montage émetteur commun.

On notera que la résistance d'émetteur a disparu, car elle est shuntée par le condensateur de découplage  $C_{DE}$ .

Tout d'abord, on va évaluer la **capacité du montage à amplifier le signal d'entrée**. La caractéristique représentative de cette fonction est le **gain en tension  $A_v$** , qui est le rapport entre les tensions de sortie et d'entrée.

Ensuite, il faut regarder en quoi **le montage peut s'interfacer avec la source d'entrée sans la perturber** ; il doit rester le plus neutre possible vis à vis de cette source, surtout s'il s'agit d'un capteur de mesure ! La grandeur représentative est l'**impédance d'entrée**.

Même chose vis à vis de la charge branchée en sortie du montage, qui va utiliser le signal amplifié : il va falloir regarder dans quelle mesure **l'étage à transistor n'est pas perturbé par cette charge**. La grandeur représentative est l'**impédance de sortie**.

Nous allons calculer ces trois paramètres. On pourrait y rajouter le gain en courant  $A_i$  qui est le rapport des courants de sortie et d'entrée, et aussi le gain en puissance. En amplification petits signaux, ces paramètres sont peu utilisés, nous n'en parlerons donc pas dans ce ouvrage.

Avant de faire des calculs compliqués sur un schéma abstrait, il serait bon de voir comment marche le montage de façon intuitive et qualitative. On considère que le potentiel d'émetteur est fixe grâce au condensateur de découplage  $C_{DE}$ . Si on augmente légèrement la tension de base, le courant de base va augmenter. Le courant de collecteur va augmenter proportionnellement au courant de base, et donc, la chute de tension dans la résistance  $R_c$  va augmenter. Le potentiel du collecteur va alors baisser. On peut par conséquent s'attendre à un gain en tension négatif (entrée et sortie en opposition de phase).

On peut aussi voir ce que donnerait le montage sans le condensateur  $C_{DE}$  : si la tension de base augmente, le courant de base, donc de collecteur augmente. La tension aux bornes de la résistance d'émetteur va augmenter aussi, et donc, le potentiel de l'émetteur va remonter, ce qui va entraîner une diminution de la tension  $V_{BE}$ , donc du courant de base, donc du courant de collecteur : il y a une contre-réaction qui s'oppose à l'amplification. Le gain en tension sera plus faible qu'avec le condensateur  $C_{DE}$ .

#### a) Gain en tension.

Le gain en tension peut être défini de deux manières :

- Le gain à vide, c'est à dire sans charge connectée en sortie du montage.
- Le gain en charge, avec la charge connectée.

Nous allons calculer le gain de l'étage à vide. Nous verrons ensuite qu'il est simple de calculer le gain en charge à postériori.

On va d'abord procéder à quelques simplifications dans le schéma :

- Les deux résistances du pont de base sont en parallèle du point de vue alternatif. Nous allons donc les remplacer par une seule résistance  $R_p$  dont la valeur sera égale à  $R_{b1} // R_{b2}$ .



- La résistance de sortie  $1/h_{22e}$  du transistor est grande (plusieurs dizaines de  $k\Omega$ ). Pour une alimentation de 12V, un courant  $I_{C0}$  de 2mA et une tension  $V_{CE0}$  de 5V, on aura  $R_c = 2500\Omega$ , soit environ le dixième de  $1/h_{22e}$ . On va donc négliger ce dernier terme. On notera que lorsque la tension d'alimentation est élevée et que le courant de collecteur est faible, cette simplification est moins justifiée.
  - On supprime la charge  $R_u$  (hypothèse de calcul).
- Avec ces hypothèses, le schéma est celui donné à la figure ci-dessous.

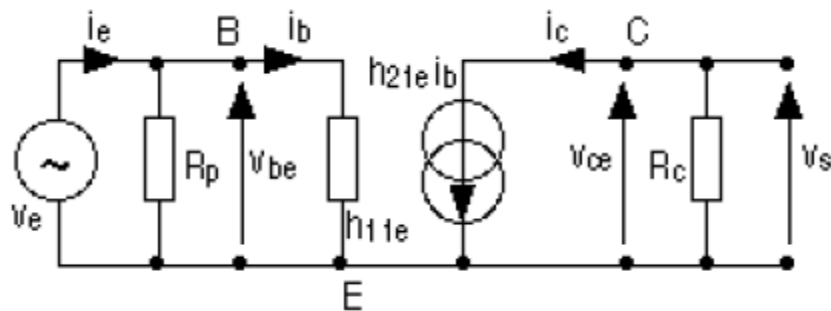


Fig.4.15. Schéma équivalent simplifié du montage émetteur commun.

On a les équations suivantes :

$$v_e = h_{11e} \cdot i_b \quad (4.11)$$

$$v_s = -R_c \cdot i_c \quad (4.12)$$

$$i_c = h_{21e} \cdot i_b \quad (4.13)$$

$$v_s = -R_c \cdot h_{21e} \cdot i_b \quad (4.14)$$

Si on pose  $h_{21e} = \beta$  (le gain dynamique est égal au gain statique), on obtient l'expression du gain en tension :

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = -\frac{\beta \cdot R_c}{h_{11e}} \quad (4.16)$$

Cette expression montre que le gain de l'étage dépend de deux paramètres du transistor : le gain en courant et la résistance dynamique d'entrée  $h_{11e}$ . Pour augmenter ce gain, on pourrait se dire qu'il suffit d'augmenter  $R_c$  (donc de diminuer le courant  $I_{C0}$  pour garder un  $V_{CE0}$  constant). Ce serait une grave erreur : en effet, si on diminue  $I_{C0}$ , on diminue aussi forcément  $I_{B0}$ , et en conséquence, la résistance différentielle de la jonction base émetteur augmente : le gain risque donc de ne pas trop augmenter. Les paramètres de cette formule sont donc liés : ils ne sont pas indépendants, et on ne fait pas ce qu'on veut.

Nous allons essayer de trouver une formulation mettant en œuvre des paramètres indépendants. Nous avons déjà dit que la jonction base-émetteur était l'équivalent d'une diode. Elle satisfait notamment aux mêmes formulations mathématiques. Rappelons la relation donnant la résistance différentielle en fonction du courant dans la diode :

$$r_d = \frac{k \cdot T}{q \cdot I_d} \quad (4.17)$$

Pour le transistor, on a la même chose en remplaçant  $I_d$  par le courant de base  $I_{B0}$  et  $r_d$  par  $h_{11e}$ . Le terme  $kT/q$  est homogène à une tension et vaut environ 26mV à température ordinaire. La relation simplifiée entre  $h_{11e}$  et  $I_{B0}$  devient alors :

$$h_{11} \approx \frac{0,026}{I_B} \quad (4.18)$$

Si on réinjecte cette relation dans la formule du gain en tension en tenant compte du fait que  $I_{C0} = \beta I_{B0}$ , on obtient :

$$A_v = -38,5 \cdot I_C \cdot R_C \quad (4.19)$$

Le terme  $38,5 I_{C0}$  représente la pente du transistor au point de polarisation  $I_{C0}$ . C'est le rapport  $I_C / V_{BE}$  en ce point. Il ne dépend pas du transistor : c'est un paramètre intéressant qui permet de calculer le gain d'un étage indépendamment du composant choisi pour le réaliser. Cette formulation du gain est beaucoup plus satisfaisante que la précédente, car elle ne dépend plus des caractéristiques du transistor, et notamment de son gain (attention toutefois au facteur 38,5 qui est le terme  $q/kT$  : il dépend de la température !). Elle montre aussi que le gain est relativement figé si on garde pour règle une tension de polarisation  $V_{CE0}$  égale à la moitié de la tension d'alimentation (moins la tension d'émetteur). Le seul moyen de l'augmenter est d'accroître la tension d'alimentation ; on pourra alors augmenter le terme  $R_C I_{C0}$  qui est la chute de tension dans la résistance de collecteur.

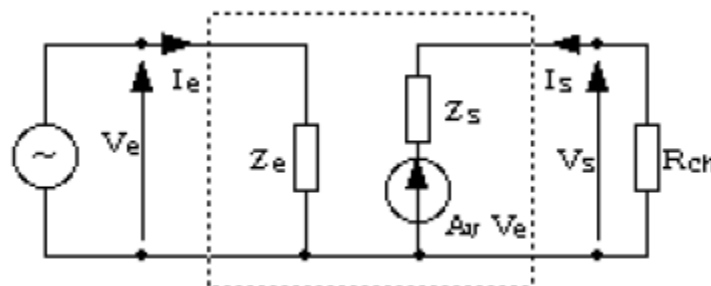
A titre indicatif, pour un montage polarisé sous 12V avec une tension  $V_{E0}$  de 2V et  $V_{CE0}$  de 5V, on aura  $R_C I_{C0}$  égal à 5V, et un gain en tension  $A_v$  égal à 190.

#### **Schéma équivalent de l'étage amplificateur.**

Le schéma équivalent du montage amplificateur émetteur commun peut être représenté sous la forme donnée à la figure ci-dessous.

- En entrée, on y trouve l'impédance  $Z_e$  (on néglige la réaction de la sortie sur l'entrée, donc, il n'y a pas d'autres composants).
- En sortie, on a un générateur de tension commandé (la tension de sortie est égale à la tension d'entrée multipliée par le gain  $A_v$  de l'étage à vide) avec sa résistance interne qui sera la résistance de sortie de l'étage.

On notera que la représentation de la sortie est celle du générateur de Thévenin équivalent.



**Fig.4.16.** Schéma équivalent de l'étage amplificateur.

On pourra voir ici une contradiction avec notre montage émetteur commun qui est doté en sortie d'un générateur de courant. Cette objection est balayée par les deux points suivants :

- On veut calculer le **gain en tension de l'étage** ! On considère donc notre montage comme un générateur de tension avec sa résistance interne, si grande soit-elle.
- La transformation Norton / Thévenin nous permet de passer d'une représentation à l'autre simplement.

Ce schéma va nous permettre de définir les impédances d'entrée et de sortie de notre étage.

**b) Impédance d'entrée.**

Par définition, et en se référant au schéma ci-dessous, l'impédance d'entrée est égale à :

$$Z_e = \frac{v_e}{i_e} \quad (4.20)$$

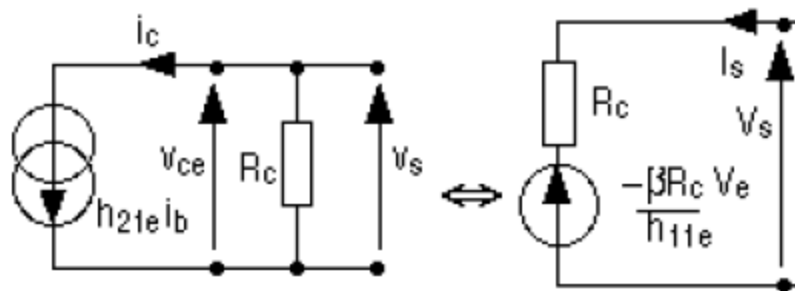
Ici, le schéma est simple, le générateur d'entrée débite sur deux résistances en parallèle. On a donc :

$$Z_e = R_p // h_{11e} \quad (4.21)$$

On voit qu'on n'a pas intérêt à prendre un pont de base avec des valeurs trop faibles. Il faudra donc faire un compromis avec la condition de polarisation ( $I_p \gg I_{B0}$ ). En général,  $h_{11e}$  sera petit ( $1k\Omega$  pour  $I_{B0} = 26\mu A$ ), donc cette impédance sera bien inférieure à  $R_p$ , et très souvent, elle sera insuffisante pour qu'on puisse interfacer des sources de tension (capteurs notamment) directement sur un étage émetteur commun.

**c) Impédance de sortie.**

Si on transforme la transformation Norton / Thévenin sur la sortie, on obtient le schéma de la figure ci-dessous.



**Fig.4.17.** Modèle équivalent Norton / Thévenin de la sortie de l'amplificateur.

La résistance  $R_c$  qui était en parallèle sur le générateur de courant  $h_{21e} i_b$  devient la résistance en série avec le générateur de tension. L'impédance de sortie est donc ici très simple à identifier :

$$Z_s = R_c \quad (4.22)$$

Cette valeur est assez élevée, et souvent, on ne pourra pas connecter le montage tel quel sur une charge.

**d) Gain de l'étage en charge.**

Il y a deux manières de voir la chose :

- On reprend le schéma équivalent simplifié, et on rajoute  $R_{ch}$  en parallèle avec  $R_c$ . La formule du gain devient alors :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = -\beta \frac{R_c // R_{ch}}{h_{11e}} \quad (4.23)$$

- On connaît l'impédance de sortie et la charge. D'après le schéma équivalent relatif au modèle de Thévenin / Norton, ces deux résistances forment un pont diviseur qui atténue la tension de sortie à vide. Le gain devient :

$$A_v = -\beta \frac{R_c}{h_{11e}} \cdot \frac{R_{ch}}{(R_{ch} + R_c)} \quad (4.24)$$

### IV.7.2.3. Bilan. Utilisation du montage.

Au final, le montage émetteur commun est un montage ayant :

- **Une bonne amplification en tension** (de l'ordre de plusieurs centaines).
- **Une impédance d'entrée relativement faible** (égale à  $h_{11e}$ , soit de l'ordre de plusieurs  $k\Omega$ ), variable en fonction de la polarisation (plus  $I_{c0}$  est faible, plus l'impédance d'entrée est élevée).
- **Une impédance de sortie assez élevée**  $R_c$  qui va aussi dépendre du courant de polarisation  $I_{c0}$ .

Ce montage est l'amplificateur de base à transistor et sera donc utilisé comme sous-fonction dans des circuits plus complexes (discrets, ou intégrés comme dans l'amplificateur opérationnel). Par contre, il sera souvent inexploitable seul, et il faudra lui adjoindre des étages adaptateurs d'impédance.

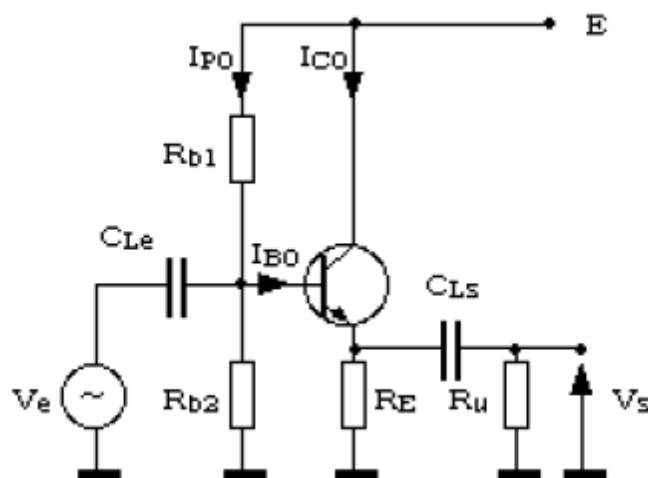
### IV.7.3. Montage collecteur commun.

Dans ce montage, l'entrée est la base et la sortie l'émetteur. C'est le collecteur qui est le point commun entre l'entrée et la sortie. On notera que c'est faux pour la polarisation, car le collecteur est relié au  $+V_{CC}$  et l'entrée se fait entre base et masse, et la sortie entre émetteur et masse. En fait, le collecteur est bien commun en alternatif, car le générateur de polarisation est un court-circuit pour ce régime, et donc, le collecteur va se retrouver à la masse alternative : ce sera donc bien la patte commune entrée sortie.

#### IV.7.3.1. Polarisation. Point de fonctionnement.

Comme pour le montage émetteur commun, il y a moyen de polariser le transistor avec une seule résistance de base, ce qui entraîne exactement les mêmes inconvénients. Nous passerons donc directement à la polarisation par pont de base, qui est la plus utilisée. Le schéma complet est donné sur la figure ci-dessous.

Par rapport au montage émetteur commun, on remarque que la résistance de collecteur a disparu. Le condensateur de découplage de  $R_E$  aussi, ce qui est normal, car ici, la sortie est l'émetteur : il n'est donc pas question de mettre la sortie à la masse en alternatif !



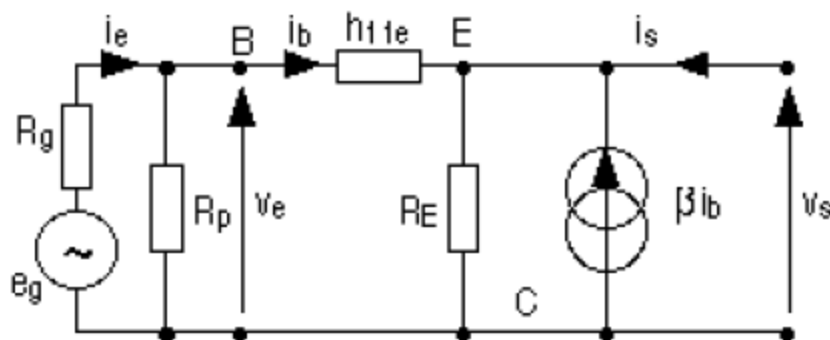
**Fig.4.18.** Montage collecteur commun.

Pour la polarisation, on se reportera au paragraphe équivalent du montage émetteur commun, et on prendra en compte les différences suivantes :

- En général, on fixera le potentiel de repos de l'émetteur à  $V_{CC}/2$  pour avoir la même dynamique pour les alternances positives et négatives.
- On n'a pas à se préoccuper du potentiel de collecteur ni de sa polarisation car cette broche est à  $+V_{CC}$ .

#### IV.7.3.2. Fonctionnement en petits signaux alternatifs.

Nous avons ici fait les mêmes simplifications de schéma que pour le montage émetteur commun. On voit bien sur le schéma résultant que le collecteur est le point commun entrée / sortie.

**Fig.4.19.** Schéma équivalent du montage collecteur commun.

On pourra remarquer que (en le réarrangeant) le schéma équivalent interne du transistor est le même que pour le montage émetteur commun. Par rapport à ce dernier montage, on a rajouté la résistance interne du générateur d'attaque. En effet, on voit qu'ici, l'entrée et la sortie ne sont pas séparés, et donc, la charge va avoir un impact sur l'impédance d'entrée et l'impédance interne du générateur d'attaque influera sur l'impédance de sortie. Il ne faut pas oublier que cette dernière est l'impédance vue de la charge, donc englobe l'étage à transistor et le dispositif d'attaque. Le paramètre  $h_{21e}$  a été remplacé par  $\beta$ , les gains statique et dynamique étant sensiblement les mêmes.

Considérons le schéma de la figure ci-dessous. Si on augmente la tension de base, la tension  $V_{BE}$  va augmenter, ainsi que le courant  $I_B$ , donc  $I_C$ , ce qui va créer une chute de tension plus grande dans  $R_E$ . Le potentiel de l'émetteur va alors remonter, contrariant l'augmentation de  $V_{BE}$ , donc du courant  $I_C$ . Le potentiel de l'émetteur va ainsi suivre sagement (aux variations  $V_{BE}$  près, qui sont très faibles) le potentiel qu'on impose à la base.

Si on regarde bien le montage, on voit en fait que la tension de sortie est toujours inférieure à la tension d'entrée de la valeur  $V_{BE}$ . Quand on va appliquer un signal alternatif sur la base, on va le retrouver sur la résistance d'émission diminué de la variation de  $V_{BE}$  qui va être très faible. On voit donc qu'intuitivement, ce montage aura un gain positif mais inférieur à 1. Ce n'est pas un montage amplificateur. On va voir que ses caractéristiques d'impédance d'entrée et de sortie le destinent à l'adaptation d'impédance.

##### a) Gain en tension.

Si on applique la loi des nœuds au niveau de l'émetteur, on voit que le courant circulant dans  $R_E$  est égal à  $(\beta+1)i_b$  et va de l'émetteur vers le collecteur. On peut alors poser les équations suivantes :

$$v_e = h_{11e} \cdot i_b + (\beta + 1) \cdot R_E \cdot i_b \quad (4.24)$$

$$v_s = (\beta + 1) \cdot R_E \cdot i_b \quad (4.25)$$

On remarquera au passage que tout se passe comme si la résistance  $R_E$  était multipliée par le gain en courant. On déduit le gain à vide :

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = \frac{(\beta+1) \cdot R_E}{h_{11e} + (\beta+1) \cdot R_E} \quad (4.26)$$

Ce gain est légèrement inférieur à 1, et c'est normal, car la tension de sortie est égale à la tension d'entrée multipliée par le pont diviseur formé par  $h_{11e}$  et  $(\beta+1) \cdot R_E$ . En général,  $R_E$  est du même ordre de grandeur que  $h_{11e}$ , ce qui fait que le terme  $(\beta+1) \cdot R_E$  est beaucoup plus grand que  $h_{11e}$ . A quelques centièmes près, **le gain sera quasiment égal à l'unité**. Pour cette raison, on appelle ce montage **émetteur suiveur**, car le potentiel d'émetteur suit celui imposé à la base (aux variations  $V_{BE}$  près, qui sont très faibles).

Quand l'étage est chargé sur  $R_{ch}$ , il convient de remplacer  $R_E$  par  $R_E // R_{ch}$  dans l'équation précédente, ce qui change très peu le résultat, même si  $R_{ch}$  est égale ou même un peu inférieure à  $R_E$  (dans les mêmes conditions, le gain de l'étage émetteur commun aurait chuté d'un facteur supérieur ou égal à 2 !). Ceci augure d'une bonne impédance de sortie : il ne faut pas oublier que ce paramètre mesure l'aptitude d'un montage à tenir la charge.

### b) Impédance d'entrée.

Le courant  $i_e$  est égal à  $i_b$  augmenté du courant circulant dans  $R_p$ . L'impédance d'entrée va donc être égale à  $R_p // (v_e/i_b)$  :

$$\frac{v_e}{i_e} = h_{11e} + (\beta + 1) \cdot R_E \quad (4.27)$$

On en déduit la valeur de l'impédance d'entrée :

$$Z_e = (h_{11e} + (\beta + 1) \cdot R_E) // R_p \quad (4.28)$$

On remarque que le premier terme est une valeur très élevée (de l'ordre de  $R_E$ ,  $h_{11e}$  étant négligeable), et que malheureusement, la valeur du pont de base vient diminuer cette impédance d'un facteur 10 environ. C'est donc la valeur de  $R_p$  qui va déterminer l'impédance d'entrée. Cette impédance est quand même au moins 10 fois supérieure à celle de l'émetteur commun.

On voit toutefois que là encore, la polarisation ne fait pas bon ménage avec le régime alternatif : tout sera une affaire de compromis, comme bien souvent en électronique. Il n'y aura jamais la bonne solution, mais une solution intermédiaire qui sera la mieux adaptée au fonctionnement désiré.

Il faut aussi remarquer que vu de la base, les impédances situées dans le circuit d'émetteur sont multipliées par le gain du transistor. C'est une remarque très importante qui est toujours vraie.

L'impédance d'entrée a été ici calculée pour un montage fonctionnant à vide. Si on le charge par  $R_{ch}$ , cette résistance vient se mettre en parallèle sur  $R_E$ . Dans le cas général, l'impédance d'entrée dépend donc de la charge. Cette dépendance sera faible tant qu'on aura une polarisation par pont de base, car on a vu que  $R_p$  est le terme prépondérant. Il existe

néanmoins des astuces pour éliminer l'effet du pont de base (montage bootstrap ou couplage direct de deux étages à transistor), et dans ce cas, il faudra tenir compte de la charge.

### c) Impédance de sortie.

Le calcul va être plus compliqué que pour l'émetteur commun. On remarquera qu'ici la sortie n'est pas séparée de l'entrée, ce qui fait que tout le circuit d'entrée va influencer sur l'impédance de sortie, y compris la résistance interne du générateur d'attaque  $R_g$ . Comme dans le cas général cette impédance n'est pas nulle.

Là aussi, il faut calculer les caractéristiques du générateur de Thévenin équivalent. On peut écrire les équations suivantes :

- Si on considère le générateur de Thévenin équivalent au générateur d'entrée plus  $R_p$ , on peut écrire :

$$v_e = e_g \times \frac{R_p}{R_g + R_p} - (R_g // R_p) \times i_b \quad (4.29)$$

Posons :

$$k = \frac{R_p}{R_g + R_p} \quad (4.30)$$

Des équations précédentes on a :

$$i_b = \frac{ke_g - v_s}{h_{11e} + R_p // R_g} \quad (4.31)$$

$$v_s = R_E \left( i_s + (\beta + 1) \frac{ke_g - v_s}{h_{11e} + R_p // R_g} \right) \quad (4.32)$$

Après un développement laborieux, on peut mettre  $V_s$  sous la forme  $Ae_g + Z_s i_s$  : ce sont les caractéristiques du générateur de Thévenin de sortie de l'étage. Le terme  $Z_s$  est le suivant :

$$Z_s = R_E // \frac{(R_g // R_p) + h_{11e}}{\beta + 1} \quad (4.33)$$

$R_E$ ,  $R_g$  et  $h_{11e}$  étant du même ordre de grandeur, le terme divisé par  $(\beta + 1)$  va être le plus petit, et  $R_E$  va avoir un effet négligeable. On pourra aussi souvent négliger  $R_p$  par rapport à  $R_g$ .  $Z_s$  devient :

$$Z_s = \frac{R_g + h_{11e}}{\beta + 1} \quad (4.34)$$

Cette impédance de sortie est relativement faible : le montage pourra tenir des charges plus faibles que le montage émetteur commun.

On peut faire une remarque similaire à celle qui a été dite dans le paragraphe sur l'impédance d'entrée : vu de la sortie, l'impédance du montage est égale à tout ce qui est en amont de l'émetteur divisé par le gain en courant.

### IV.7.3.3. Bilan. Utilisation du montage.

Un montage collecteur commun présente donc les caractéristiques suivantes :

- **Gain en tension quasiment égal à l'unité.**

- **Impédance d'entrée élevée** : environ  $\beta$  fois plus grande que celle de l'émetteur commun si on ne considère pas le pont de base. La valeur typique est de **plusieurs dizaines à plusieurs centaines** de  $k\Omega$  en fonction du montage.
- **Impédance de sortie faible** (divisée par  $\beta$  environ par rapport à l'émetteur commun). Sa valeur est de l'ordre de **quelques dizaines** d' $\Omega$ .

Ce montage ne sera donc pas utilisé pour amplifier un signal, mais comme adaptateur d'impédance, situé en amont ou en aval d'un montage émetteur commun, qui, nous l'avons vu, n'a pas de bonnes caractéristiques d'entrée / sortie.

On pourra donc intercaler un tel montage entre un capteur à haute impédance de sortie et un montage émetteur commun sans que celui-ci ne perturbe le capteur.

On pourra aussi le mettre en sortie d'un montage émetteur commun que l'on doit interfacer avec une faible charge, et ceci, sans écrouler le gain en tension de l'étage.

## IV.7.4. Montage base commune.

### IV.7.4.1. Polarisation. Point de fonctionnement.

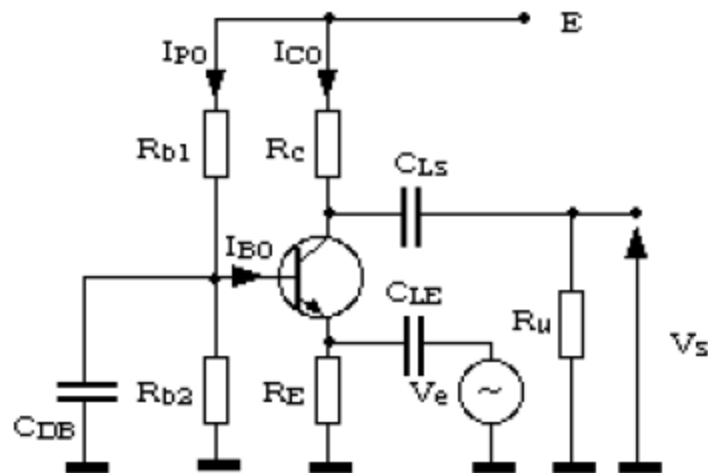


Fig.4.20. Montage base commune.

Le montage commence à nous être familier : en effet, mis à part l'emplacement du générateur d'attaque et le condensateur de découplage qui est ici situé sur la base, le montage est le même que celui de l'émetteur commun.

La procédure de calculs des éléments de polarisation est donc identique, car seuls les éléments liés au régime alternatif changent. La raison en est simple : l'amplification est basée sur une augmentation de  $I_c$  due à une augmentation de  $V_{BE}$ . Pour augmenter  $V_{BE}$ , on a le choix entre deux solutions :

- Soit on augmente la tension de base à potentiel d'émetteur constant : c'est le montage émetteur commun.
- Soit on abaisse la tension d'émetteur à potentiel de base constant : c'est le montage base commune.

### IV.7.4.2. Fonctionnement en petits signaux alternatifs.

On va donc étudier ici le montage base commune. On voit tout de suite le défaut que va présenter ce montage : vu qu'on attaque côté émetteur, il faudra faire varier un courant important, donc, l'impédance d'entrée sera sûrement beaucoup plus faible que pour l'émetteur



commun, qui n'était déjà pas brillant sur ce point. En fait, ce montage sera peu utilisé, sauf dans des applications hautes fréquences où il trouvera son seul avantage.

Le schéma équivalent est le suivant :

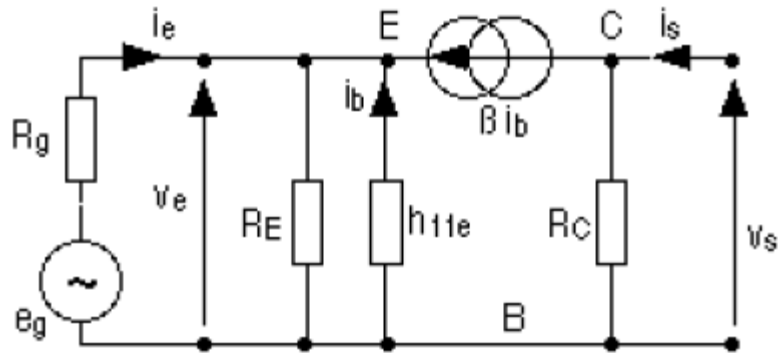


Fig.4.21. Schéma équivalent du montage base commune.

Le pont  $R_{b1} / R_{b2}$  disparaît car il est shunté en alternatif par le condensateur de découplage  $C_{DB}$ . La base est bien le potentiel commun entrée / sortie, et le schéma du transistor est le même que pour l'émetteur commun.

Le fonctionnement est rigoureusement le même que pour l'émetteur commun sauf qu'on attaque l'émetteur pour imposer les variations  $V_{BE}$ , avec un potentiel de base fixe. On aura juste une différence de signe provenant du fait que quand on augmente la tension de base à potentiel d'émetteur constant, la tension  $V_{BE}$  augmente, et quand on augmente la tension d'émetteur à potentiel de base constant, elle diminue : une tension d'entrée positive dans les deux cas aura donc des effets contraires.

#### a) Gain en tension.

Du schéma de la figure ci-dessous, on tire les équations suivantes :

$$v_s = -R_c \beta i_b \quad (4.35)$$

$$v_e = -h_{11e} i_b \quad (4.36)$$

D'où l'expression du gain en tension à vide :

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = \beta \frac{R_c}{h_{11e}} \quad (4.37)$$

Ce gain (au signe près) est le même que pour l'émetteur commun, ce qui est normal, vu que le fonctionnement est identique.

Pour le gain en charge, rien de différent non plus,  $R_{ch}$  vient se mettre en parallèle sur  $R_c$  dans la formule du gain à vide.

#### b) Impédance d'entrée.

Du circuit d'entrée, on tire les équations suivantes :

$$i_e = \frac{v_e}{R_E} - (\beta + 1)i_b = \frac{v_e}{R_E} + (\beta + 1) \frac{v_e}{h_{11e}} \quad (4.38)$$

$$Z_e = \frac{v_e}{i_e} = R_E // \frac{h_{11e}}{\beta+1} \quad (4.39)$$

$R_E$  étant du même ordre de grandeur que  $h_{11e}$ , le terme prépondérant est  $h_{11e} / (\beta+1)$ . Cette impédance d'entrée est très faible, environ  $\beta$  fois plus faible que celle de l'émetteur commun : ce montage, sauf cas très spécial, est inexploitable tel quel, il faudra un étage adaptateur d'impédance en entrée pour l'utiliser.

On peut remarquer que cette impédance d'entrée est quasiment la même que l'impédance de sortie du montage collecteur commun : si on se rappelle de ce qui a été dit à ce propos, l'impédance vue de l'émetteur est égale à tout ce qui est en amont divisé par le gain en courant : c'est exactement le cas ici, et on aurait donc pu prévoir facilement la valeur de l'impédance d'entrée sans calculs.

### C) Impédance de sortie.

Pour éviter de longs calculs inutiles, on ne tiendra pas compte de la résistance du générateur d'attaque  $R_g$ .

Du circuit de sortie, on peut tirer l'équation suivante :

$$v_s = R_c(i_s - \beta i_b) = R_c i_s + \beta \frac{R_c}{h_{11e}} v_e \quad (4.40)$$

C'est l'équation du générateur de Thévenin de sortie : on en déduit que  $Z_s = R_c$ .

Si on fait le calcul en tenant compte du générateur d'entrée, on démontre que le résultat reste le même, seul le terme multiplicatif de  $e_g$  va changer dans l'expression de la tension de sortie du générateur de Thévenin, et le terme multiplicatif de  $i_s$  reste  $R_c$ .

On a donc :

$$Z_s = R_c \quad (41)$$

On aurait pu prévoir ce résultat, car l'entrée est séparée de la sortie par un générateur de courant qui présente une impédance infinie (en pratique égale à  $1/h_{22e}$ , qui est très grand) : du point de vue des impédances, on se retrouve avec l'entrée séparée de la sortie.

### IV.7.4.3. Bilan. Utilisation du montage.

Les caractéristiques sont donc les suivantes :

- **Même gain en tension que pour l'émetteur commun** (plusieurs centaines).
- **Impédance d'entrée très faible** : quelques dizaines d' $\Omega$ .
- **Impédance de sortie moyenne** : quelques  $k\Omega$ , la même que pour l'émetteur commun.

En pratique, ce montage sera très peu utilisé, sauf en haute fréquence où il va présenter une bande passante supérieure à celle du montage émetteur commun.

### IV.7.5. Remarques fondamentales.

Il faudra garder à l'esprit ces **deux remarques fondamentales**, qui permettront d'évaluer grossièrement mais sans calculs les impédances des montages à transistors :

- Tout ce qui est **vu de la base et situé en aval de l'émetteur est multiplié par le gain en courant**.
- Tout ce qui est **vu de l'émetteur et situé en amont de celui-ci est divisé par le gain en courant**.

Ces remarques sont fondamentales par le fait qu'on peut évaluer très rapidement les potentialités d'un montage sans faire de calculs sur le schéma alternatif petits signaux, qui, on

l'a vu, sont particulièrement pénibles, et ne donnent pas beaucoup plus de précision que ce que l'on peut déterminer très simplement.

Cette façon d'appréhender les choses permet à l'électronicien de bâtir un schéma rapidement sans se noyer dans les calculs, et aussi, permettent de mieux comprendre le fonctionnement d'un étage à transistor, autrement que par le biais d'équations.

## IV.8. Fonctionnement en haute fréquence.

Tout ce qui a été dit jusqu'à présent ne concerne que le fonctionnement à faible fréquence (inférieure à quelques centaines de kHz). Pour des fréquences plus élevées, on utilise un schéma équivalent du transistor différent, rendant mieux compte de ce qui se passe physiquement. Ce modèle introduit des capacités parasites, et donc, les paramètres du transistor deviennent complexes (au sens mathématique du terme !).

Dans ce cours, on se contentera de présenter le schéma équivalent en HF, et on exposera le théorème de Miller, qui est très important pour la compréhension des limitations du transistor en haute fréquence.

### IV.8.1. Schéma équivalent de Giacoletto.

Le schéma ci-dessous présente en plus des éléments du montage basse fréquence :

- Une base B' virtuelle et interne au transistor. L'équivalent de  $h_{11e}$  est  $r_{BB'} + r_{B'E}$ .  $r_{BB'}$  sera faible (moins de  $100\Omega$  en général), inférieure à  $r_{B'E}$ .
- Une capacité base-émetteur  $C_{B'E}$  qui viendra shunter  $r_{B'E}$  en haute fréquence. Pour des petits transistors standards (2N2222 par exemple), elle est de l'ordre de 30pF.
- Une résistance  $r_{B'C}$  (très grande, qui sera souvent négligée) en parallèle avec  $C_{B'C}$  qu'on appelle capacité Miller, situées entre l'entrée et la sortie (pour un montage émetteur commun) du montage. L'ordre de grandeur pour  $C_{B'C}$  est de 10pF (2N2222). Elle est prépondérante dans la limitation en fréquence du fonctionnement du transistor.
- La résistance  $r_{CE}$  tient la place de  $1/h_{22e}$ .
- Le gain en courant est remplacé par la pente  $g_m$  du transistor : elle est équivalente au terme  $\beta I_{C0}$  qu'on a défini dans le calcul du gain de l'émetteur commun.

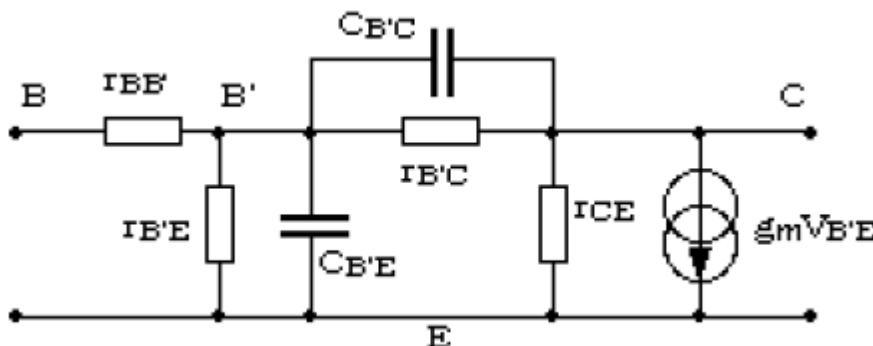


Fig.4.22. Schéma équivalent du transistor en haute fréquence.

Ce schéma est plus délicat à manipuler que celui utilisé jusqu'à présent dans ce cours, donc, on ne l'utilisera que quand ce sera nécessaire, soit pour des fréquences supérieures à 100kHz. Il permet de démontrer notamment la supériorité du montage base commune par rapport à l'émetteur commun en haute fréquence, ce qui était infaisable avec le schéma simplifié.

### IV.8.2. Théorème de Miller.

### IV.8.2.1. Définition.

Si on place une impédance entre l'entrée et la sortie d'un amplificateur de gain négatif  $-A_v$  (inverseur, comme l'émetteur commun), alors, vue de l'entrée, cette impédance est multipliée par  $-(A_v + 1)$ .

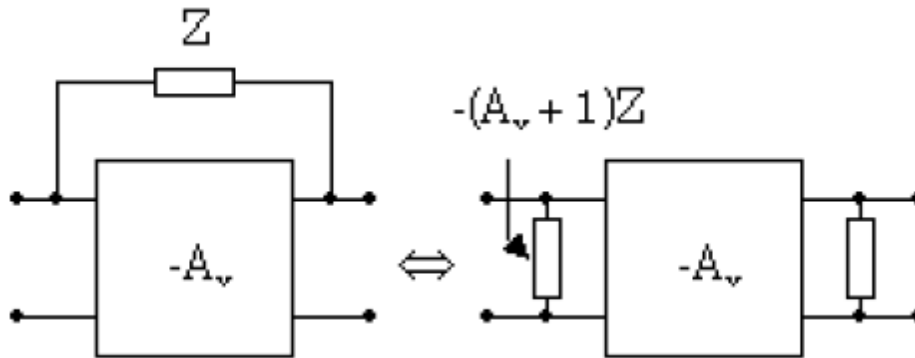


Fig.4.23. Modèle de Miler du transistor en haute fréquence.

### IV.8.2.2. Application au schéma de Giacoletto.

On voit l'application immédiate au schéma de Giacoletto : la capacité  $C_{B'C}$  située entre la base et le collecteur du transistor, donc entre l'entrée et la sortie d'un montage émetteur commun sera multipliée par le gain de l'étage : vue de l'entrée, elle vaudra plus d' 1nF et devient alors prépondérante devant  $C_{B'E}$  et c'est elle qui va limiter le fonctionnement en HF.

### IV.8.2.3. Autres applications.

Une autre application importante consiste à utiliser cette propriété dans la conception de circuits intégrés. On fabrique des capacités avec deux surfaces métallisées en regard et séparées par de l'isolant. La capacité est proportionnelle à la surface, et en pratique, elle sera très petite (impératifs de coûts du silicium, donc des composants).

On peut multiplier une capacité par effet Miller sur ces circuits, et gagner au choix de la surface de silicium ou augmenter la valeur de la capacité.

## IV.9. Les transistors de puissance.

Il existe des transistors de puissance capable de supporter des courants de plusieurs dizaines d'ampères et pour certains des tensions allant jusqu'à 1000V. Le calcul des circuits utilisant ces transistors est délicat car leurs paramètres  $h_{11}$  et  $h_{22}$  sont faibles et mal connus, ce qui enlève à l'approximation habituelle ( $\beta$  et  $h_{11}$  seulement) toute précision. Le gain en courant de ces éléments est généralement faible : 50 au plus pour un courant de 1A, quelques unités seulement pour 10A et au-delà. De plus ces transistors ont le plus souvent une fréquence de coupure faible. Le célèbre 2N3055 a du mal à travailler au-delà de la bande audio (20kHz).

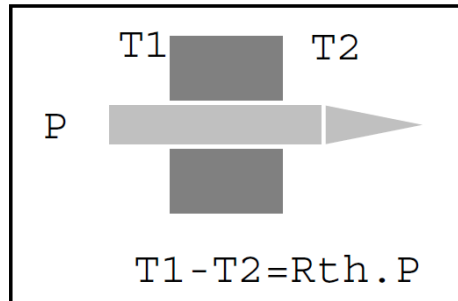
Un problème permanent est le refroidissement de ces composants dont la jonction ne doit jamais dépasser une température de 185°C sous peine de destruction. Ce refroidissement est assuré grâce à des radiateurs, plaques métalliques fixées sur le boîtier du composant et qui évacuent la chaleur par rayonnement ou conduction.

### IV.9.1. Calcul des radiateurs.

Entre les deux faces d'une paroi traversée par un flux thermique P (puissance en watts), il existe une différence de température :

$$\Delta T = R_{TH} \times P \quad (4.42)$$

$R_{TH}$  est la résistance thermique de la paroi.



**Fig.4.24.** Flux thermique à travers une paroi.

Dans un transistor, la puissance thermique à pour expression.

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

Cette puissance doit passer du matériau au boîtier, puis du boîtier au radiateur et en fin du radiateur à l'air ambiant. Ces trois interfaces étant parcourues par la même puissance, on peut écrire :

$$T_{jonct} - T_{amb} = (T_{jonct} - T_{boît}) + (T_{boît} - T_{radiat}) + (T_{radiat} - T_{amb})$$

D'où :

$$\Delta T = (R_{th(j.b)} + R_{th(b.r)} + R_{th(r.a)}) \quad (4.43)$$

La puissance maximale indiquée dans les caractéristiques commerciales est souvent la puissance admissible à 25°C boîtier.

Considérons par exemple le 2N3055 donné pour 80W maximale. Cela veut dire si le boîtier est maintenu à 25°C la jonction atteint la limite 185°C pour une puissance dissipée de 80W. La résistance thermique jonction-boîtier est donc :

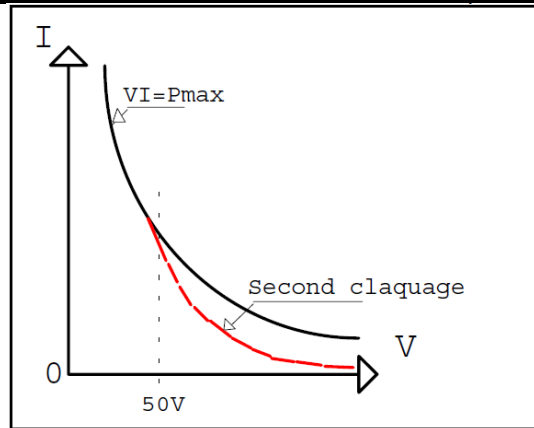
$$R_{th(j.b)} = (185 - 25) / 80 = 2^\circ\text{C/W}.$$

Plaçons ce transistor sur un radiateur dont la résistance thermique est de 2°C/W. Si l'on considère que le contact entre le boîtier et le radiateur est thermiquement parfaite, c'est-à-dire que  $R_{th(b.r)} = 0$ , alors la puissance dissipable pour une température ambiante de 50°C est :

$$P = (185 - 50) / (2 + 2) = 33,75\text{W seulement.}$$

Ce mode de calcul est valable pour tous les composants de puissances. Mais les transistor de puissance sont l'objet d'un phénomène très gênant, le second claquage.

Le plus souvent, un composant est caractérisé par la puissance maximale qu'il peut dissiper. Sur le réseau de caractéristique le point de fonctionnement statique doit se trouver en dessous de l'hyperbole de dissipation.



*Fig.4.25. Hyperbole de dissipation d'un transistor.*

Pour les transistors de puissance cela n'est malheureusement que pour une tension inférieure à 50V. Au-delà, la dissipation admise est fortement réduite. Par exemple un transistor capable de supporter 500V et une puissance de 100W pourra être polarisé à un courant moyen de 10A si  $V_{CE}=10V$  ; mais sera détruit pour 1A sous 100V. A cette tension de 100V, la valeur maximale du courant est peut être de 200mA seulement et 10mA pour 500V (au lieu de 200mA). Ce second claquage est phénomène local très rapide.

Sous 100V et 900mA le transistor est détruit en quelques dizaines de microsecondes, bien que la puissance qu'il dissipe ne soit que de 90W. Aux basses tensions au contraire, l'ensemble du matériau constituant le transistor intervient et la constante de temps thermique peut dépasser la seconde. En conséquence, si un fusible est placé en série avec le transistor, en dessous de 50V le fusible protège le transistor alors qu'au-delà de 100V c'est le transistor qui est détruit avant le fusible.

## V. LES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP.

### V.1. Généralité.

#### V.1.1. Introduction.

Nous avons vu au chapitre précédent que le transistor à jonction était une source de courant commandée par un courant. Cette caractéristique permet à ce type de composants d'amplifier des signaux alternatifs. Du point de vue théorique, on peut imaginer d'autres dispositifs similaires, mais caractérisés par un mode d'attaque différent. Par exemple, une source de courant commandée par une tension. Le principe reste le même (une source commandée), seule la nature du signal de commande change.

Cet objet théorique existe : la famille des transistors à effet de champ (Field Effect Transistor en anglais, FET) répond à la définition précédente : ce sont des sources de courant commandées en tension. De ce point de vue, on conçoit aisément que l'étude des FET va être en tous points similaires à celle des transistors à jonction, et ce, malgré un fonctionnement microscopique complètement différent.

Il ne faudra donc surtout pas se polariser sur les différences de structure et de fonctionnement prises du point de vue cristallographique, mais voir au contraire toutes les similitudes existant avec le transistor à jonction : polarisation, conversion courant / tension, amplification en régime des petits signaux. Ces similitudes sont dues aussi en grande partie au fait qu'on utilise les mêmes outils de modélisation pour les deux composants.

#### V.1.2. Historique.

L'effet de champ fut découvert dès 1928 par J. Lilienfeld sur du sulfure de cuivre. Le dispositif décrit à l'époque dans un brevet américain stipule " qu'un courant circulant dans une mince couche de semi-conducteur varie sous l'action d'un champ électrique perpendiculaire à cette couche ". Il faut également signaler qu'un autre brevet signé O. Heil dès 1939 décrivait une structure voisine du transistor MOST (Métal Oxyde Semi-conducteur Transistor). En 1952, Schokley (un des trois physiciens à l'origine de la découverte du transistor en 1948) est le premier à donner le principe d'un amplificateur à effet de champ. En 1962 débute la première industrialisation du transistor à effet de champ. Depuis, la technologie CMOS n'a cessé de s'améliorer en prenant le pas sur les autres technologies et occupe aujourd'hui une place dominante dans le monde des circuits électroniques.

#### V.1.3. Principe de fonctionnement.

Le principe de fonctionnement d'un transistor à effet de champ est qu'un courant circulant dans une mince couche de semi-conducteur varie sous l'action d'un champ électrique perpendiculaire à la couche semi-conductrice (c'est l'effet de champ). Ce champ va modifier la résistance de la couche de semi-conducteur. Ces transistors trouvent leur utilité notamment dans la fabrication des circuits intégrés.

Le transistor à effet de champ est appelé généralement TEC (transistor à Effet de Champ) ou bien FET (Field Effect Transistor). Dans le cas des transistors classiques étudiés précédemment nous avons parlé pour le fonctionnement de ceux-ci de porteurs majoritaires et minoritaires d'où l'appellation de transistors bipolaires. Les transistors à effet de champ quant à eux ne font intervenir qu'un seul type de porteur, on parlera quelquefois de transistor "unipolaire".

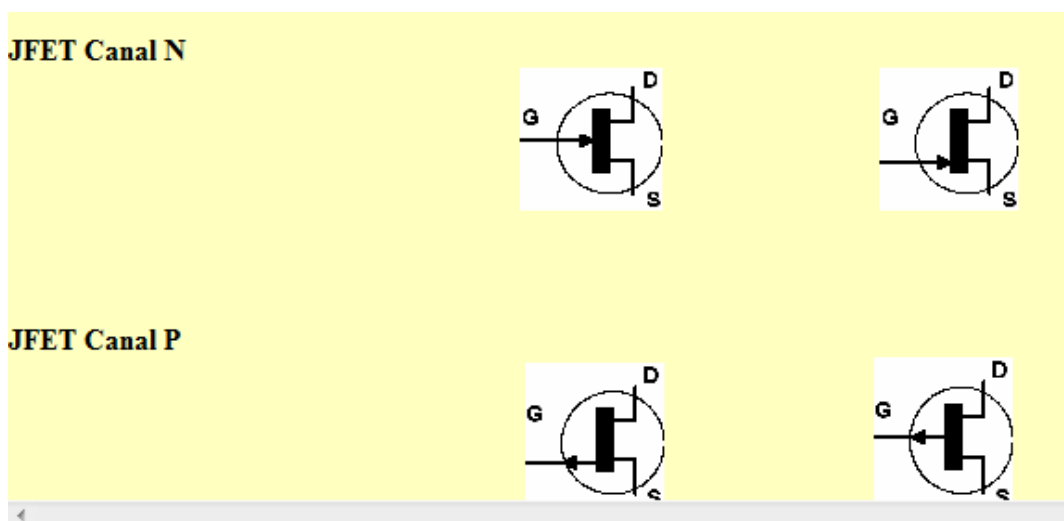
### V.1.4. Famille de TEC.

Les transistors à effet de champ se distinguent, dans un premier temps, par la nature du semi-conducteur qui les constitue, sa forme géométrique et le procédé de fabrication. Il existe deux grandes familles de transistors à effet de champ :

#### V.2.4.1. Les JFET (Junction Field Effect Transistor) :

Ce transistor est caractérisé par le fait que l'électrode de commande (G) constitue une jonction PN avec le canal du barreau de semi-conducteur, dans cette catégorie de transistor à effet de champ il existe encore deux familles selon le type de canal (N ou P).

Sur les JFET on ne pourra appliquer sur l'électrode de commande (G) qu'une polarisation inverse de la jonction grille-source ( $V_{gs}$ ). Il est à noter également que la résistance d'entrée des JFET est nettement supérieure à la résistance d'entrée d'un transistor bipolaire mais reste très inférieure à celle des MOSFET citée ci-après.



*Fig.5.1. Symboles des JFET.*

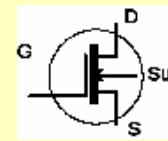
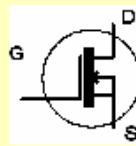
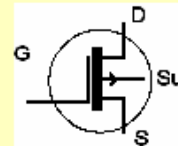
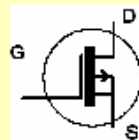
#### V.2.4.2. Les MOSFET (Métal Oxyde Silicium Field Effect Transistor) :

Cette fois la grille (électrode de commande) est isolée du canal par une mince couche d'isolant (oxyde de silicium :  $\text{SiO}_2$ ). Ce type de transistor à effet de champ permet de commander la grille avec des tensions positives, négatives, ou nulles. Par rapport au JFET le MOSFET aura une très grande impédance d'entrée.

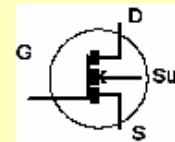
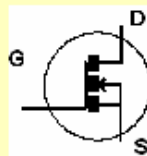
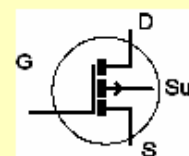
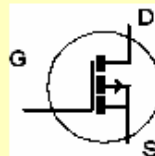
Les MOSFET sont encore classés en deux familles :

- Les MOSFET à enrichissement ou canal diffusé.



**MOSFET Canal N à appauvrissement****MOSFET Canal P à appauvrissement***Fig.5.2. Symboles des MOSFET à appauvrissement.*

- Les MOSFET à appauvrissement ou à canal induit.

**MOSFET Canal N à enrichissement****MOSFET Canal P à enrichissement***Fig.5.3. Symboles des MOSFET à enrichissement.*

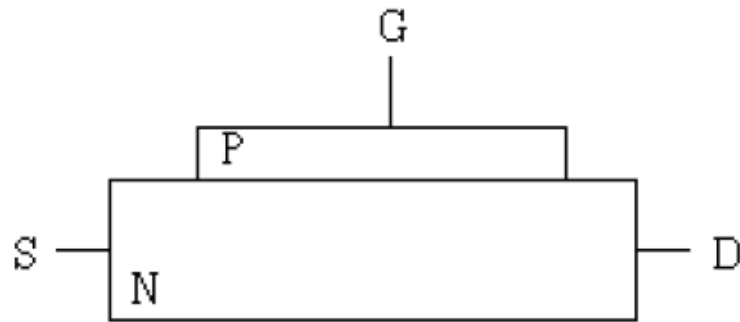
## V.2. Le transistor FET à jonction.

### V.2.1. Principe de fonctionnement.

#### V.2.1.1. Constitution d'un JFET.

De même qu'il existe deux types de transistors bipolaires (NPN et PNP), le FET à jonction (ou JFET) existe en deux versions : le **canal N** et le **canal P**.

Le JFET canal N est constitué d'une mince plaquette de silicium N qui va former le canal conducteur principal. Cette plaquette est recouverte partiellement d'une couche de silicium P de manière à former une jonction PN latérale par rapport au canal.



*Fig.5.4. Constitution d'un JFET.*

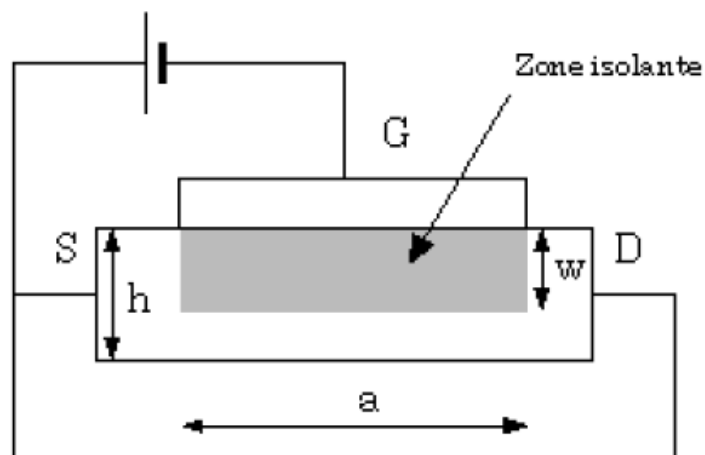
Le courant circulera dans le canal, rentrant par une première électrode, le **drain** et sortant par une deuxième, la **source**. L'électrode connectée à la couche de silicium P sert à commander la conduction du courant dans le canal ; on l'appelle la **grille**. Le transistor JFET fonctionnera toujours avec la jonction grille-canal polarisée en inverse.

### V.2.1.2. Phénomène de pincement.

#### a) Tension drain-source nulle.

Pour simplifier le raisonnement, nous allons considérer dans un premier temps un montage où le canal est court-circuité ( $V_{DS} = 0$ ) et où la grille est à un potentiel négatif par rapport au canal (jonction polarisée en inverse). Nous avons vu dans le chapitre consacré à la diode que le fait de **polariser la jonction en inverse** créait une zone vide de porteurs, appelée zone de déplétion : les trous de la zone P se recombinaient avec les électrons de la zone N, créant ainsi une zone neutre (il n'y a plus de porteurs pour assurer la conduction électrique) d'épaisseur :

$$w = k|V_{GS}|. \quad (5.1)$$



*Fig.4.5. Polarisation d'un JFET avec  $V_{DS} = 0$ .*

Il reste dans le canal N une zone conductrice d'épaisseur  $(h-w)$ . La résistance entre drain et source sera alors égale à :

$$R_{DS} = \rho \frac{a}{b(h-w)} \quad (5.2)$$

Où  $b$  est la largeur du canal et sa résistivité. La résistance  $R_{DS}$  varie donc avec la tension (inverse) appliquée sur la jonction grille-canal. A la limite, pour  $V_{GS} = V_P$ , appelée tension de pincement, la zone de déplétion ferme le canal : il n'y a plus de porteurs, et la résistance entre source et drain tend vers l'infini : c'est **le phénomène de pincement**.

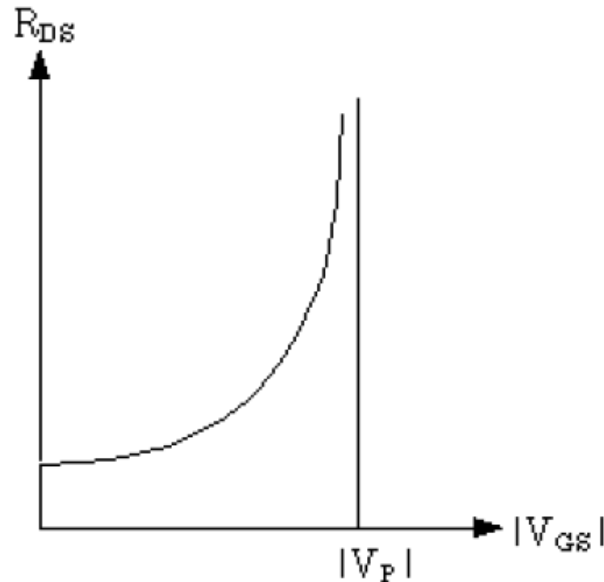


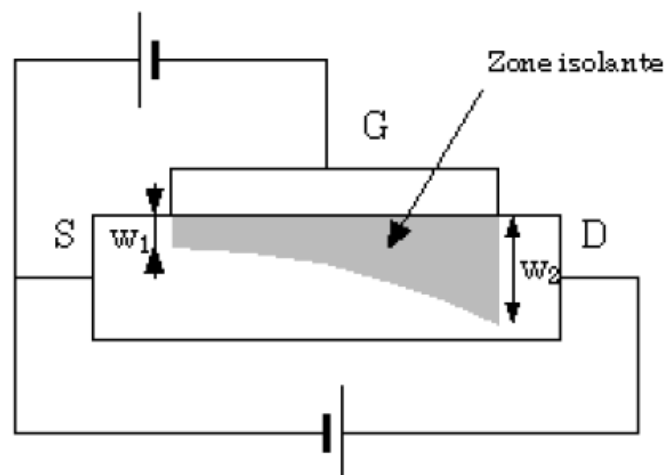
Fig.4.6. Caractéristique  $R_{DS}(V_{GS})$  d'un JFET.

#### b) Tension drain-source non nulle.

Si on reprend le montage précédent, et qu'en plus on applique une tension positive entre le drain et la source, le gradient de potentiel présent tout le long du barreau de silicium constituant le canal va modifier le profil de la zone de déplétion. Vers le drain, la tension grille-canal sera supérieure (en valeur absolue) à ce qu'elle est vers la source. En effet, on a la relation (attention, tous les termes sont négatifs) :

$$V_{GD} = V_{GS} + V_{SD} \quad (5.3)$$

En conséquence, la zone isolante présente une forme similaire à celle donnée sur la figure ci-dessous.



**Fig.5.7. Polarisation d'un JFET.**

Sur cette figure, le canal n'est pas complètement bouché. Si on augmente la tension  $V_{DS}$ , à  $V_{GS}$  donnée, l'épaisseur isolante  $w_2$  va augmenter ; à partir d'une certaine tension  $V_{DS}$ , correspondant à une largeur du canal très faible, le courant va tendre vers une valeur constante, car deux phénomènes contradictoires vont s'équilibrer :

- Une augmentation de  $V_{DS}$  devrait entraîner un accroissement du courant dans le canal (loi d'ohm),
- Mais cette augmentation de  $V_{DS}$  va accroître la tension  $V_{DG}$ , qui aura pour effet d'agrandir la zone de déplétion et entraîner une diminution de la largeur du canal, donc, de sa résistivité.

Un accroissement de la tension  $V_{DS}$  ne va donc pas entraîner une augmentation du courant dans le canal (le courant de drain), mais une augmentation de la résistivité de ce canal. Le courant de drain va tendre vers une valeur constante.

### V.2.2. Caractéristiques.

A partir de ce qui a été dit dans le paragraphe précédent, on peut déjà deviner trois choses :

- Si  $V_{GS} = V_P$ , dans tous les cas, quelle que soit la tension  $V_{DS}$ , le courant dans le canal sera nul. En effet, une tension  $V_{DS}$  non nulle ne fera que renforcer le phénomène de pincement.
- Le courant de drain deviendra d'autant plus vite constant que la tension  $|V_{GS}|$  sera plus élevée.
- Le courant constant maximum sera obtenu pour une tension grille-source nulle.

Les caractéristiques du JFET s'en déduisent aisément.

#### a) Caractéristique d'entrée.

Nous avons vu que le JFET sera toujours utilisé avec une polarisation grille-source négative, soit  $V_{GS} < 0$ . La caractéristique correspondante est donc celle d'un interrupteur ouvert : courant nul quel que soit la tension appliquée. En pratique, on aura un très léger courant de fuite caractéristique d'une [jonction diode polarisée en inverse](#). Ce courant double tous les  $6^\circ\text{C}$  pour le silicium. A température ambiante, il sera inférieur au  $\mu\text{A}$ , et plutôt de l'ordre de quelques nA.

#### b) Caractéristiques de sortie et de transfert.

La figure ci-dessous représente les caractéristiques de transfert  $I_{DS} = f(V_{GS})$  à gauche, et de sortie  $I_{DS} = f(V_{DS}, V_{GS})$  à droite.

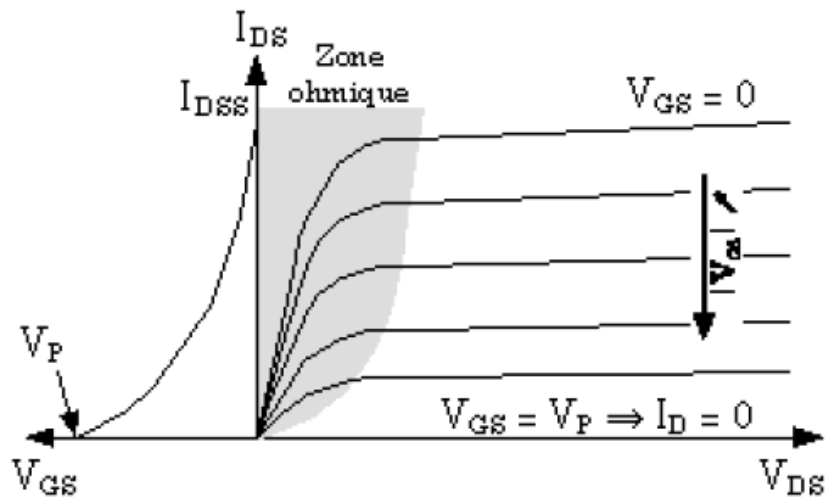


Fig.5.8. Réseau de caractéristique d'un JFET.

La caractéristique de sortie peut être décomposée en deux grandes zones :

- La partie correspondant au fonctionnement à courant constant (zone de pincement), et qui servira à l'amplification de petits signaux de la même manière que pour le transistor bipolaire.
- La zone ohmique (en grisé sur la figure) : dans cette zone, le JFET est assimilable à une résistance dont la valeur est fonction de la tension  $V_{GS}$ . On ne représente que la partie positive de la caractéristique, mais en fait, le canal conducteur peut laisser passer le courant dans les deux sens (c'est juste un barreau de silicium conducteur, ce n'est pas une jonction). Le seul défaut qui limite les valeurs négatives de  $V_{DS}$  est le fait qu'au-delà d'une certaine tension négative de drain, la tension grille-drain devient positive, la jonction grille-canal étant alors polarisée en direct ; le JFET ne fonctionne plus correctement. Néanmoins, et à condition de rester dans le domaine des petits signaux (quelques dizaines à quelques centaines de mV), on peut considérer le JFET comme une résistance dont la valeur est pilotée en tension.

On notera que les caractéristiques de sortie ont une allure connue : on retrouve celles du transistor bipolaire. La principale différence provient du mode d'attaque, comme indiqué en introduction : le JFET est commandé en tension, et non en courant, comme l'est le bipolaire. Ce réseau de courbes est borné en bas ( $I_D = 0$ ,  $V_{GS} = V_P$ ), et en haut ( $I_D = I_{DSS}$ ,  $V_{GS} = 0$ ).  $I_{DSS}$  est la valeur maximale de courant de drain qui pourra circuler dans le composant. Cette valeur est de l'ordre de quelques mA à quelques dizaines de mA pour les JFET courants. La tension de pincement  $V_P$  est de l'ordre de quelques volts (typiquement de -2 à -8V).

La zone ohmique est sensiblement différente de la [zone de saturation du transistor bipolaire](#). La fonction résistance commandée est spécifique au JFET et ne peut pas être réalisée de cette façon avec un transistor bipolaire.

Pour une même référence de JFET (2N3819 par exemple), la dispersion de  $I_{DSS}$  et  $V_P$  sera très importante, plus encore que la dispersion observée pour les caractéristiques des transistors bipolaires. Ceci fait que ces transistors ne pourront pas être utilisés sans précautions dans des montages pointus, ni à plus forte raison, dans des montages de précision.

La caractéristique de transfert  $I_{DS} = f(V_{GS})$  résume bien les limites du JFET : courant de drain nul pour une tension  $V_{GS}$  égale à la tension de pincement  $V_P$ , et courant maximal  $I_{DSS}$  pour une tension  $V_{GS}$  nulle. La courbe est assez bien approximée par une parabole d'équation :

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad (5.4)$$

La dérivée de cette loi va nous renseigner sur l'aptitude du transistor à amplifier : en effet, pour un courant  $I_{DS}$  donné, la dérivée (qu'on appelle judicieusement la pente du JFET) va être égale à :

$$g = \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta V_{GS}} = 2 \frac{I_{DSS}}{|V_P|} \left(1 - \frac{|V_{GS}|}{|V_P|}\right) \quad (5.5)$$

Cette pente est le rapport de la variation du paramètre de sortie ( $I_{DS}$ ) et du paramètre d'entrée ( $V_{GS}$ ) ; elle est bien représentative de l'amplification d'un signal d'entrée. La valeur maximum, atteinte pour  $V_{GS} = 0$ , vaut :

$$g_{max} = 2 \frac{I_{DSS}}{|V_P|} \quad (5.6)$$

On peut alors exprimer  $g$  sous la forme condensée suivante :

$$g = \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta V_{GS}} = g_{max} \left(1 - \frac{|V_{GS}|}{|V_P|}\right) \quad (5.7)$$

La pente du JFET est en moyenne relativement faible, soit quelques mA/V, au mieux quelques dizaines de mA/V. Elle dépend de la tension  $V_{GS}$  (la tension de polarisation) : comme pour le transistor bipolaire, l'amplification ne sera pas linéaire ; on fera là aussi des hypothèses de fonctionnement en petits signaux.

On peut d'ailleurs faire un parallèle avec l'amplification du transistor bipolaire. A elle seule, la caractéristique de transfert du JFET correspond à la caractéristique globale **entrée + transfert du bipolaire**. En effet, dans ce dernier, la vraie caractéristique de transfert est une transformation courant-courant  $I_C = f(I_B)$ , la caractéristique d'entrée opérant la conversion tension-courant. De ce point de vue, on peut considérer le bipolaire comme un générateur de courant commandé en tension (la différence avec le JFET est qu'il consomme du courant). La pente du transistor bipolaire (le rapport  $I_C / V_{BE}$ ) vaut alors :

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \times \frac{\Delta I_B}{\Delta V_{BE}} = \frac{\beta}{h_{11e}} \quad (5.8)$$

Pour un courant collecteur de 1,3mA et un  $\beta$  de 150, le  $h_{11e}$  vaut 3k, ce qui fait une pente d'environ 50mA/V. La pente du transistor bipolaire est environ 5 à 10 fois plus élevée que celle d'un JFET typique. L'amplification qu'on pourra attendre d'un JFET sera plus faible que celle obtenue dans les mêmes conditions avec un bipolaire.

## V.2.3. Représentation. Schéma équivalent.

### V.2.3.1. Symboles des JFET.

Le JFET est représenté par les symboles suivants :

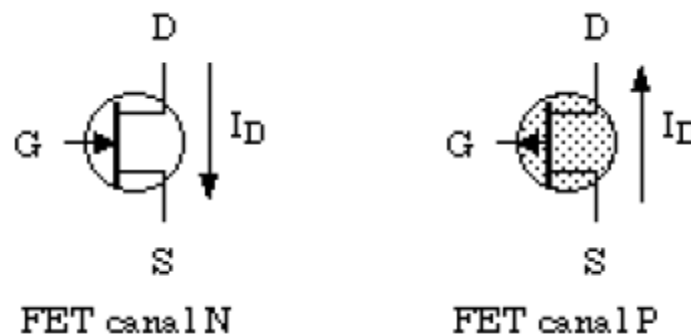


Fig.5.9. Symboles des JFET.

La flèche représente la jonction grille / source, et son sens indique quel serait le sens du courant si la jonction était passante. Pour le FET canal N, le courant  $I_D$  circulera dans le sens représenté sur la figure, la tension  $V_{DS}$  sera positive et la tension  $V_{GS}$  négative. Pour le JFET canal P, la tension  $V_{DS}$  sera négative et la tension  $V_{GS}$  positive. Le courant de drain circulera de la source vers le drain.

### V.2.3.2. Schéma équivalent en petits signaux.

Ce schéma, comme pour le transistor bipolaire, concerne un composant convenablement polarisé : le fonctionnement se fera dans la zone de pincement. On construit le [schéma équivalent](#) de la même manière que pour le transistor bipolaire.

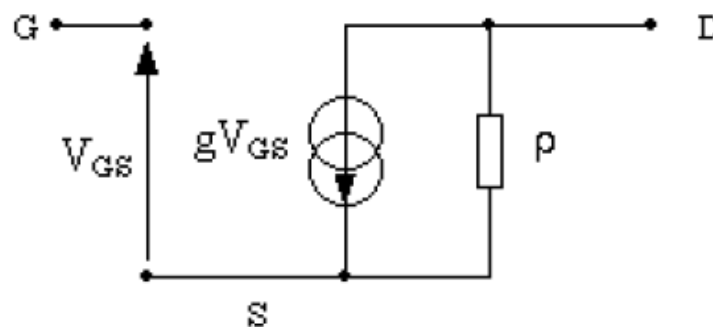


Fig.5.10. Schéma équivalent en petit signaux d'un JFET.

Le schéma de la figure ci-dessus est celui relatif au JFET canal N. L'entrée se fait sur la grille. On note un trou entre grille et source : l'impédance grille-source est très élevée, on la considère en première approximation comme infinie. En sortie, on retrouve les mêmes éléments que pour le transistor bipolaire : une source de courant (commandée par la tension  $V_{GS}$ , et non par un courant), et sa résistance parallèle. Comme pour le transistor bipolaire, cette résistance est très élevée (plusieurs centaines de k), et on la négligera dans toutes les applications courantes.

### V.2.4. Montage source commune.

Ce montage est l'équivalent du montage émetteur commun pour le bipolaire. Le fonctionnement sera donc totalement similaire. Un montage drain commun existe aussi, qui est le pendant du montage collecteur commun du bipolaire ; ce montage n'a toutefois que peu

d'intérêt, car le FET est un composant à très forte impédance d'entrée, et ce, on va le voir, même lorsqu'il est utilisé en source commune.

Nous allons voir le montage source commune pour le FET de type N. Le montage à canal P s'en déduit aisément.

#### V.2.4.1. Polarisation.

Il faut tout d'abord noter que la zone ohmique est relativement étendue, surtout vers les fortes valeurs de  $I_{DS}$ . On veillera à polariser le composant pour que la tension de repos  $V_{DS0}$  ne soit pas trop faible, de manière à ce qu'il fonctionne dans la zone générateur de courant.

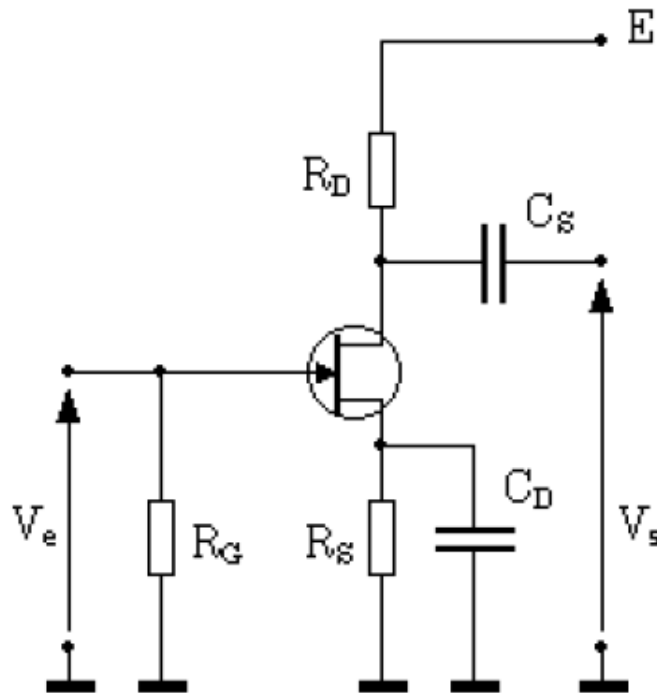


Fig.5.11. Polarisation d'un JFET.

Nous avons vu lors de l'explication du principe de fonctionnement du FET que le bon fonctionnement nécessitait une alimentation positive pour polariser le canal drain-source, et une alimentation négative pour polariser la grille par rapport à la source. Ce raisonnement est valable si on place la source à la masse.

En pratique, on va relier la grille à la masse par une résistance de forte valeur ; comme le courant qui circule dans la grille est très faible (courant de fuite), le potentiel de la grille va être pratiquement nul. Il reste à trouver une astuce pour mettre la source à un potentiel positif, ce qui fera  $V_{SG}$  positif, donc  $V_{GS}$  négatif. Pour ce faire, on intercale une résistance entre la source et la masse. Le courant de drain va circuler dans cette résistance et élever le potentiel de la source par rapport à la grille. Deux phénomènes vont alors se contrarier :

- Le courant de drain est maximal pour  $V_{GS} = 0$  ; au démarrage, on aura donc un fort courant dans la résistance de source, donc une forte tension.
- Mais, au fur et à mesure que la tension va augmenter, la tension  $|V_{GS}|$  va augmenter aussi, ce qui va avoir pour effet de limiter le courant de drain.

Les deux phénomènes vont s'équilibrer. La valeur du courant de drain va dépendre des caractéristiques du FET ( $I_{DSS}$  et  $V_P$ ), et de la résistance de source : c'est cette dernière qui nous permettra d'ajuster le courant de drain.



La tension de polarisation sur  $R_S$  sera de l'ordre de quelques volts (typiquement 1 à 3V). Il ne reste plus qu'à alimenter le drain à l'aide d'une source de tension, en intercalant une résistance  $R_D$  qui aura pour fonction (comme pour le montage émetteur commun du bipolaire) la conversion courant / tension permettant d'exploiter le signal de sortie.

On choisira le courant de drain (ou la résistance  $R_D$ ) de manière à ce que la chute de tension dans cette résistance soit égale à la tension de polarisation  $V_{DS0}$ , ceci pour assurer un maximum de dynamique au signal alternatif.

On rajoute un condensateur de découplage  $C_D$  sur  $R_S$  pour que la source soit effectivement à la masse en alternatif. Sans ce condensateur, on aurait un effet de contre réaction qui affaiblirait beaucoup le gain en tension.

Vu que la grille est au même potentiel que la masse (autant dire zéro !), le générateur d'entrée, s'il délivre uniquement un signal alternatif, peut être couplé directement à la grille, sans condensateur de liaison. La sortie se faisant sur le drain, en revanche nécessite un condensateur de liaison pour ne pas perturber les étages aval.

### V.2.4.2. Fonctionnement en petits signaux.

Nous avons vu que la caractéristique de transfert du JFET n'est pas linéaire : nous allons donc être obligés de travailler en petits signaux pour pouvoir linéariser le montage et utiliser les lois fondamentales de l'électricité.

#### a) Schéma équivalent.

Le schéma équivalent se construit de la même manière que pour les montages à transistors bipolaires. Il est très similaire à celui de l'émetteur commun du transistor bipolaire. La différence essentielle est que le générateur de courant est commandé par la tension  $V_{GS}$ , et non pas par un courant  $i_b$ .

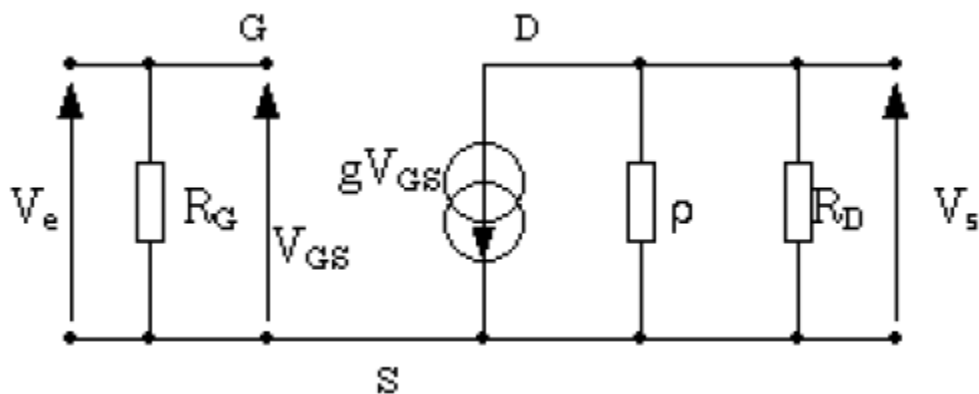


Fig.5.12. Schéma équivalent d'un JFET en source commune.

#### b) Gain en tension.

Les équations sont quasiment triviales. En entrée, on a :

$$v_e = v_{GS} \quad (5.9)$$

En sortie, si on néglige  $\rho$ , dont la valeur est très élevée vis à vis de  $R_D$ , on a :

$$v_s = -gR_D v_{GS} \quad (5.10)$$

On en tire aisément le gain en tension à vide :

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = -gR_D \quad (5.11)$$

Ce gain a une valeur relativement faible, due au fait que  $g$  ne dépasse guère la dizaine de mA/V : on aura des valeurs comprises entre 10 et 50 environ.

On peut faire l'analogie avec le montage émetteur commun en bipolaire, dont le gain était égal à  $-38,5I_{C0}R_C$ . Le terme  $38,5I_{C0}$  avait été appelé la pente du transistor.  $R_C$  a la même fonction que le  $R_D$  du montage à JFET, et pour des valeurs identiques de tension d'alimentation et de courant de drain / collecteur (par exemple 1mA), leur valeur sera la même. La différence se fera donc sur la pente, soit 38,5mA/V pour le bipolaire contre 5mA/V en typique pour le JFET.

### c) Impédance d'entrée.

La solution est triviale :

$$Z_E = R_G \quad (5.12)$$

On veillera à ne pas choisir une valeur trop élevée tout de même pour que la chute de tension occasionnée par le courant de fuite de la grille soit négligeable. On choisira typiquement une valeur de l'ordre de quelques MΩ. L'avantage sur les montages à bipolaires est évident.

### d) Impédance de sortie.

On se retrouve exactement dans le même cas de figure que pour le montage émetteur commun du bipolaire. En opérant la même transformation Norton-Thévenin que pour ce dernier montage, on trouve :

$$Z_S = R_D \quad (5.13)$$

Cette valeur est moyenne,  $R_D$  valant typiquement quelques kΩ. On ne pourra généralement pas utiliser ce montage sans un étage adaptateur d'impédance en aval.

## V.2.5. Utilisation en résistance commandée.

Si on utilise le JFET dans la zone ohmique, on peut faire varier la résistance du canal en modifiant la tension  $V_{GS}$ . Le JFET est utilisé dans un montage potentiométrique (diviseur de tension) mettant en jeu la résistance  $R_{ds}$  du canal et une résistance additionnelle  $R$ .

Sur le schéma de la figure ci-dessus, on remarque un réseau r-r-C reliant le drain à la grille et à la commande. On pourrait appliquer directement la tension  $V_C$  sur la grille, mais en rajoutant ce réseau, on améliore la linéarité, notamment pour des tensions  $V_E$ , donc  $V_s$  négatives : en effet, on a déjà vu que dans ce cas, la jonction grille-canal est polarisée en direct, et le JFET ne travaille pas convenablement. En appliquant sur la grille la moitié de la tension alternative présente sur le drain, on améliore sensiblement la linéarité et la tension maximale d'utilisation du JFET en résistance commandée. Cette tension maximale demeure faible (quelques dizaines à quelques centaines de mV).

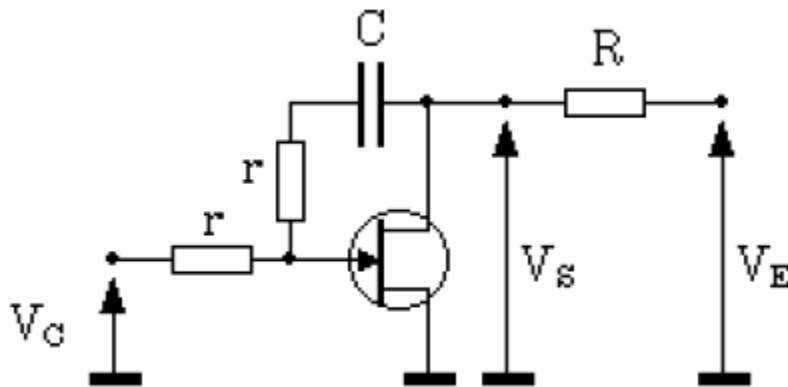


Fig.5.13. Montage potentiométrique d'un JFET.

Cette fonction est utilisée en particulier dans des amplificateurs à commande automatique de gain (CAG), qui permettent de garantir un niveau de sortie constant avec un niveau d'entrée fluctuant (exemple : réglage automatique du niveau du signal d'entrée dans les récepteurs TV).

Une autre application déduite de la fonction résistance commandée est le commutateur analogique : si on applique une tension supérieure ou égale, en valeur absolue, à la tension de pincement  $V_P$  sur la commande, la résistance de drain va devenir très grande (quelques  $M\Omega$ ).

Si on choisit pour  $R$  une valeur moyenne (quelques dizaines de  $k\Omega$ ), la tension  $V_S$  sera quasiment égale à la tension  $V_E$  : tout le signal passe.

Si on applique maintenant une tension nulle sur la grille, la résistance du FET sera minimum (quelques centaines d'ohms), et la tension  $V_S$  sera quasiment nulle.

On a ainsi réalisé un commutateur analogique. Cette fonction est très utilisée sous forme de circuits intégrés et permet le multiplexage de signaux analogiques, une fonction indispensable pour les dispositifs d'acquisition de données.

## V.2.6. Source de courant.

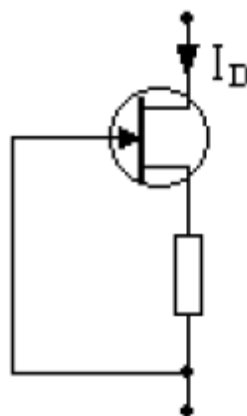


Fig.5.14. JFET utilisé comme source de courant.

On a vu lors de la polarisation du montage source commune comment procéder pour obtenir un courant de polarisation de drain constant. L'ajustage de la résistance de source définit le courant de drain. Si on retire du montage source commune la résistance de drain, on

se retrouve avec un dispositif à deux bornes susceptible de garantir un courant constant dans le circuit sur lequel il sera branché.

Des circuits intégrés existent, qui comprennent le JFET et sa résistance de polarisation (la résistance de grille est ici inutile), et qui peuvent servir de sources de courant préréglées. Des restrictions limitent toutefois leur usage :

- Le composant est polarisé : le courant ne peut circuler que dans un seul sens.
- Ce dispositif ne génère pas de courant, il le régule (comme la Zener régule une tension).
- La tension appliquée entre les deux bornes du composant doit être au moins supérieure à la tension  $V_{GS}$  de polarisation permettant le fonctionnement du JFET dans sa zone de pincement.

### V.2.7. Domaine d'utilisation.

De par sa constitution, le JFET à jonction n'est pas adapté du tout aux forts courants. Il va rester cantonné aux applications d'amplification et de traitement des petits signaux. Il est utilisé dans des montages à haute impédance d'entrée et faible bruit : préamplificateurs pour signaux de faible niveau par exemple.

La fonction résistance commandée est beaucoup utilisée. Il y a bien sûr des restrictions d'utilisation : la portion de caractéristique ohmique est linéaire pour des faibles variations de tension (guère plus de 100mV), ce qui nécessite des précautions de mise en œuvre.

Mais, le JFET, de par la dispersion de ses caractéristiques d'un composant à l'autre reste difficile à maîtriser dans des montages à composants discrets. On a intérêt à les trier si on désire un résultat fiable et répétable.

Dans ces conditions, l'utilisation la plus importante qui est faite de ces transistors est l'intégration dans des composants tels les amplificateurs opérationnels : la très forte impédance d'entrée des JFET leur donne un avantage décisif par rapport aux bipolaires, et aujourd'hui, la plupart des ampli-op de qualité possèdent au minimum un étage d'entrée en JFET.

Pour ce qui est du volet puissance, il existe un autre composant très bien adapté : le MOSFET.

## V.3. Le transistor MOSFET.

Les transistors MOSFET (Metal Oxyd Semiconductor FET), appelé transistors à effet de champ (TEC) à grille isolée, reprennent plusieurs caractéristiques des JFET à jonction : il existe deux versions, le canal N et le canal P, et les électrodes vont aussi s'appeler drain, source et grille, leur fonction étant la même que pour les JFET.

### V.3.1. Le MOSFET à canal induit.

#### V.3.1.1. Description.

Dans un substrat faiblement dopé P, on insère deux zones N fortement dopées. Ces deux zones seront la Source et le Drain du MOSFET ; elles sont distantes d'une dizaine de  $\mu\text{m}$  (séparées par le substrat P). La source est généralement reliée au substrat.

La grille n'est pas directement reliée au substrat P ; elle en est isolée par l'intermédiaire d'une très fine (quelques nm) couche d'isolant (de l'oxyde de silicium). Cette caractéristique donne son nom au MOSFET : Metal Oxyde Semiconductor. La grille est ainsi **isolée** du substrat : le courant de grille sera donc nul en continu.

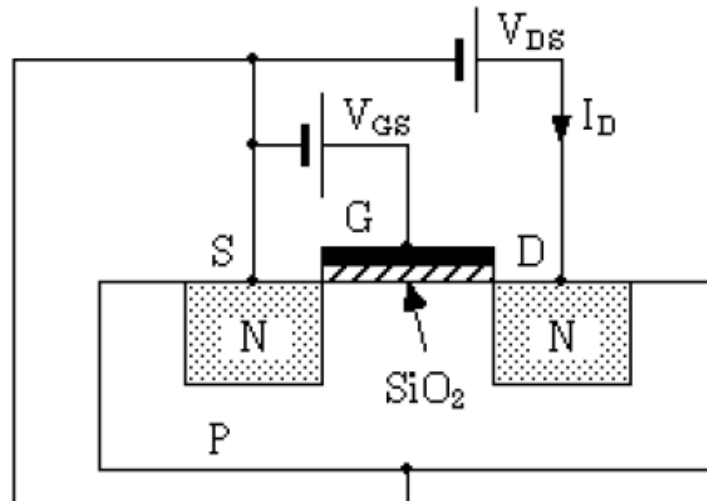


Fig.5.15. Polarisation d'un MOSFET à enrichissement.

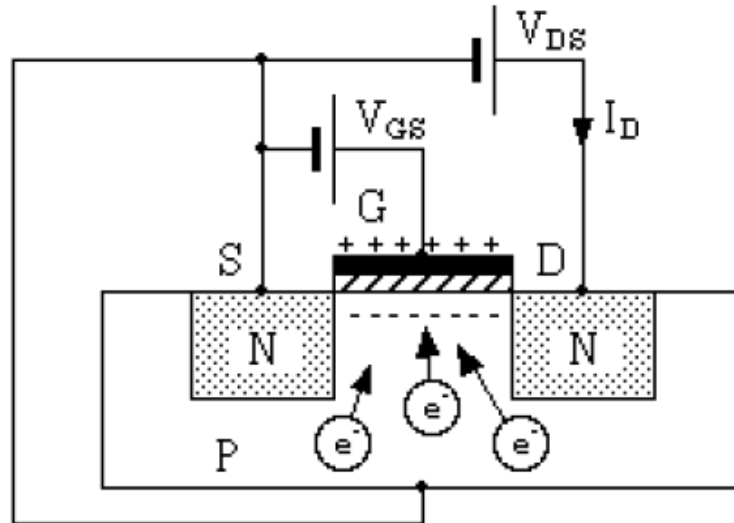
### V.3.1.2. Principe de fonctionnement.

Si  $V_{GS} = 0$ , aucun courant de drain ne passera, car le circuit Source-Drain est composé de deux jonctions en série, l'une PN, l'autre NP : il y en aura toujours une en inverse.

Lorsqu'on applique une tension  $V_{GS}$  positive, l'électrode de grille, l'isolant et le substrat P forment un condensateur. Des charges négatives (électrons) sont ainsi induites dans le substrat P. Ces électrons (porteurs minoritaires du substrat P) sont alors attirés vers la grille. Pour une tension  $V_{GS}$  suffisamment élevée (tension de seuil), la concentration en électrons dans le substrat est supérieure à la concentration en trous au voisinage de la grille ; on a alors une couche N dite couche d'inversion entre les zones N de la Source et Du drain. Les deux jonctions disparaissent, on n'a plus qu'un canal N, et le courant peut passer entre drain et source.

Mais, pour une tension  $V_{DS}$  supérieure à  $V_{GS}$ , on annule la tension Grille-Drain, et donc l'effet condensateur : on a un phénomène de pincement du canal induit N comme pour le JFET. Le courant de drain tend alors vers une valeur constante, de la même manière que pour le JFET.

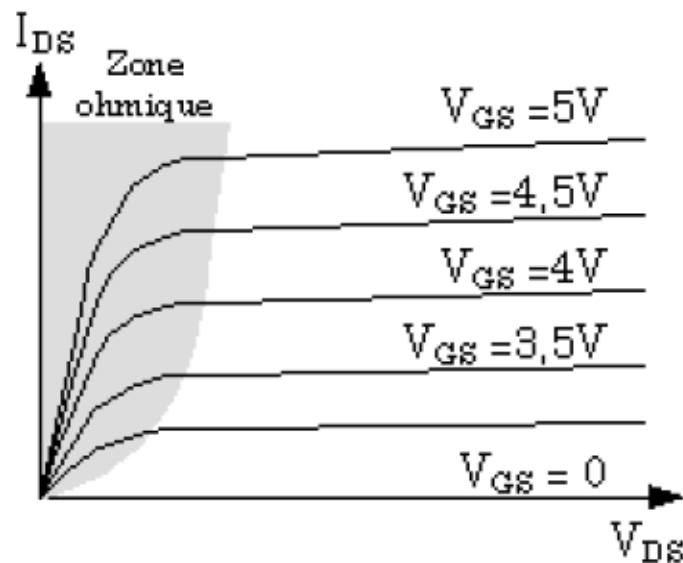
Ce mode de fonctionnement est appelé à enrichissement, car une tension  $V_{GS}$  positive enrichit le canal en porteurs minoritaires, permettant le passage du courant.



**Fig.5.16.** Induction des porteurs de charge dans le canal d'un MOSFET à enrichissement.

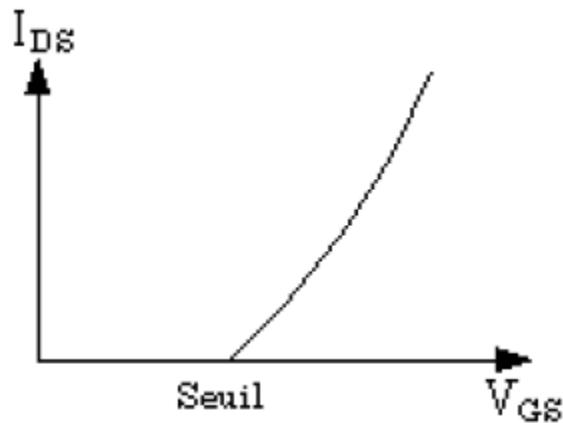
### V.3.1.3. Caractéristiques.

La caractéristique de sortie est similaire à celle d'un JFET, sauf que le courant de drain pourra atteindre plusieurs ampères pour des composants de puissance. On note la zone en fonctionnement ohmique, tout à fait similaire à celle des JFET, et permettant les mêmes applications.



**Fig.5.17.** Réseau de caractéristique d'un MOSFET.

La caractéristique de transfert a la forme suivante :



*Fig.5.18. Caractéristique de transfert d'un MOSFET à enrichissement.*

Cette caractéristique de transfert est appelée la transconductance du MOS, et est exprimée en siemens (S). Pour des MOS de puissance, elle vaut plusieurs siemens (1 à 10 typiquement), soit des valeurs beaucoup plus importantes que pour les JFET (quelques mS). La tension de seuil atteint plusieurs volts (1 à 3 typique). Ce seuil varie avec la température.

### V.3.2. Le MOSFET à canal initial.

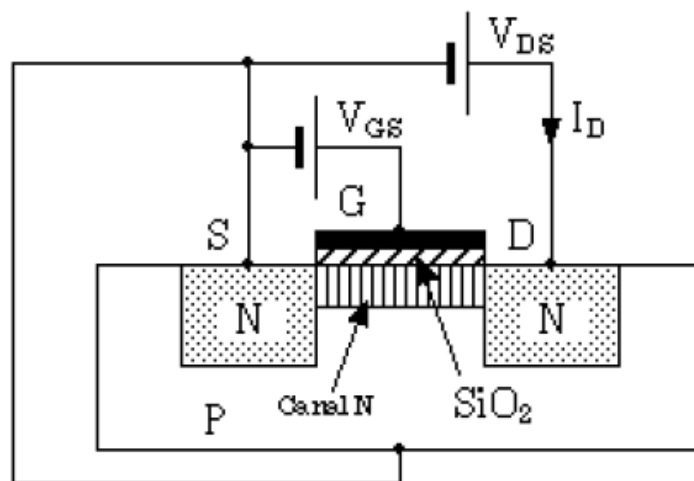
#### V.3.2.1. Description du principe de fonctionnement.

Le MOSFET à canal initial a la même structure que le MOS à canal induit, avec en plus, un canal faiblement dopé N entre la source et le drain.

Pour  $V_{GS}$  nulle, ce transistor fonctionne comme un JFET : un courant de drain pourra circuler ; quand  $V_{DS}$  augmente, un phénomène de pincement se produit, qui obstrue le canal : le courant de drain devient constant.

Si  $V_{GS}$  est inférieure ou égale à 0, on accélère le pincement (le condensateur formé par la grille, l'isolant et le canal attire des trous dans le canal initial qui neutralisent les électrons de cette zone N) : le composant fonctionne en régime d'appauvrissement.

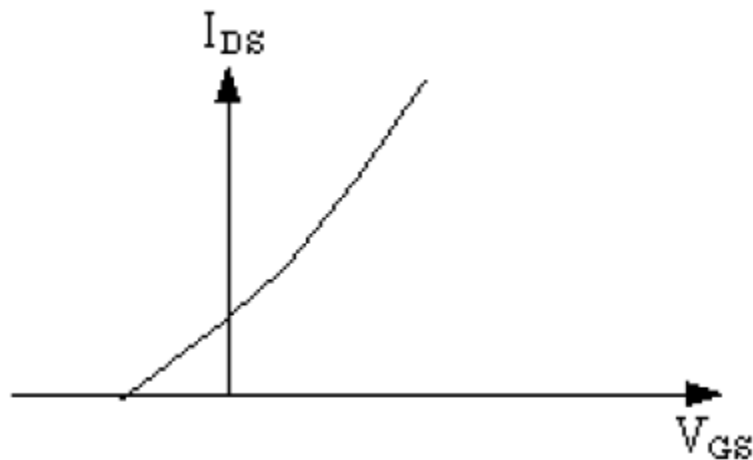
Au contraire, pour  $V_{GS}$  supérieure à 0, on retrouve le fonctionnement du MOS à canal induit, et le courant de drain va croître.



*Fig.5.19. Polarisation d'un MOSFET à appauvrissement.*

### V.3.2.2. Caractéristiques.

La caractéristique de transfert est la suivante :



*Fig.5.18. Caractéristique de transfert d'un MOSFET à appauvrissement.*

### V.3.2.3. Utilisation des MOSFET.

De par leur constitution, les transistors MOS sont très fragiles, notamment au niveau de la grille. Les décharges électrostatiques sont à proscrire, car elles peuvent casser le composant, ou pis, l'endommager sans que ses caractéristiques ne changent : c'est la fiabilité qui est compromise.

#### a) MOSFET de puissance.

Les MOS servent beaucoup en commutation de puissance, car ils sont très rapides et commandables en tension. On notera toutefois qu'à fréquence élevée, la grille formant un condensateur avec le substrat, elle ne présente plus une impédance infinie, comme en statique.

Quand ils sont passants, ils fonctionnent dans la zone ohmique, et leur caractéristique essentielle est, avec la tension  $V_{DS}$  maximale, la résistance  $R_{DS}$ , qui peut être aussi basse qu'une dizaine de  $m\Omega$ .

#### b) Intégration dans les composants numériques.

La technologie MOS se prête très bien à l'intégration à grande échelle : elle permet de réaliser des composants logiques consommant très peu de courant, et permet ainsi un très grand niveau d'intégration (exemple : mémoires, microprocesseurs, circuits logiques divers). Les transistors MOS sont utilisés ici en commutation.



## VI. LES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS.

### VI.1. Généralité.

#### VI.1.1. Introduction.

Comme nous avons pu le constater dans les chapitres précédents, les montages amplificateurs de base à transistors ne sont pas très commodes d'emploi :

- Ils ne transmettent pas le continu ;
- Ils sont tributaires des dispersions des transistors, ce qui fait que leurs caractéristiques sont imprécises et non répétables ;
- Leurs performances sont moyennes, et à moins d'aligner un montage à plusieurs transistors, on ne peut pas avoir simultanément fort gain en tension, haute impédance d'entrée et faible impédance de sortie.

Les amplificateurs opérationnels sont nés au début des années 60, quand on a commencé à intégrer plusieurs transistors et résistances sur le même substrat de silicium ; cette technologie a permis de bâtir des montages complexes, et de les faire tenir sur une petite plaquette de silicium encapsulée dans un boîtier commode d'emploi.

Avec ces composants, on a eu accès à des amplificateurs simples d'utilisation, transmettant des signaux continus. Ces amplificateurs sont faciles à mettre en œuvre à l'aide de quelques composants annexes (résistances, condensateurs...) ; les caractéristiques des montages obtenus ne dépendent quasiment plus de l'amplificateur opérationnel, mais uniquement des composants passifs qui l'accompagnent, ce qui garantit une bonne fiabilité du résultat et assure sa répétabilité.

Les amplificateurs opérationnels ont beaucoup progressé depuis leur création, et tendent maintenant à devenir très proches de l'amplificateur idéal (l'amplificateur opérationnel parfait, AOP).

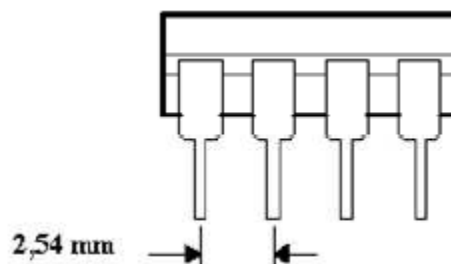
#### VI.1.2. Brochage.

L'A.O. possède :

- Deux entrées :
  - ✓ broche IN+ (ou e+) : entrée «non inverseuse» ;
  - ✓ broche IN- (ou e-) : entrée «inverseuse».
- Une sortie :
  - ✓ broche OUT (ou s).
- Deux broches d'alimentation :
  - ✓ broche Vcc+ : alimentation en tension continue positive.
  - ✓ broche Vcc- : alimentation en tension continue négative.

**Exemple :**  $\mu$ A741 (Texas Instruments).

Il se présente sous la forme d'un boîtier à 8 broches (DIL 8) :



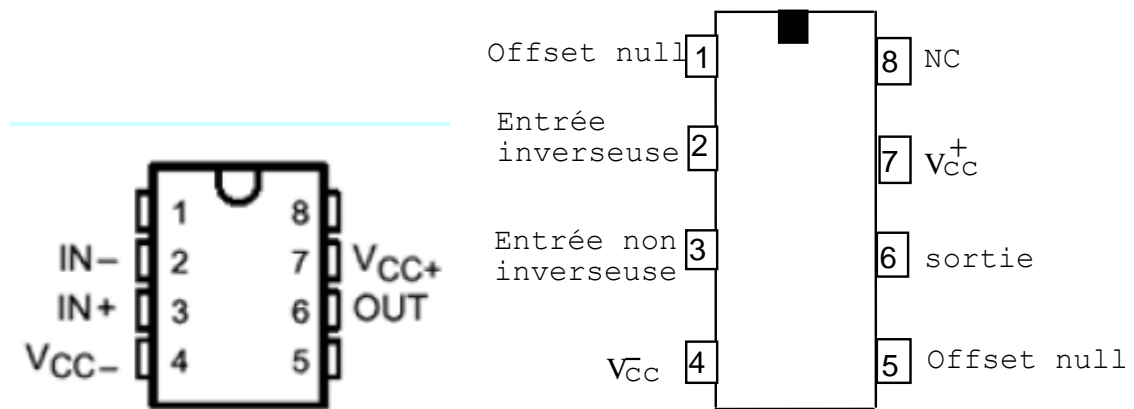


Fig.6.1. Brochage d'un amplificateur opérationnel ( $\mu A741$ ).

Schéma interne du  $\mu A741$ .

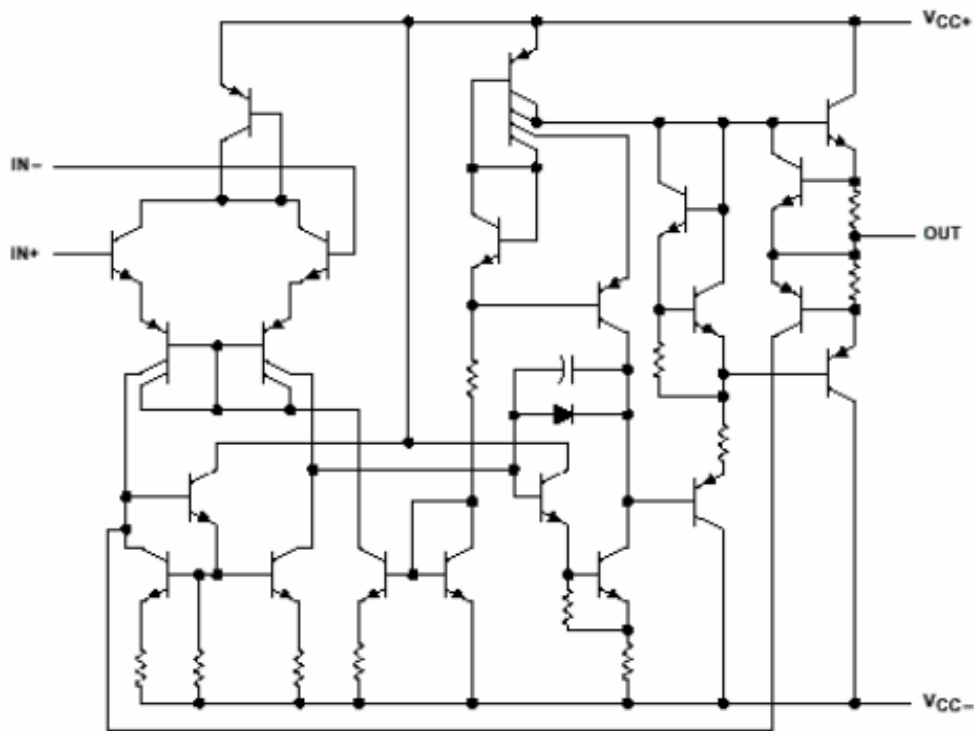


Fig.6.2. Structure interne du  $\mu A741$ .

### VI.1.3. Symboles.

➤ Symbole américain :

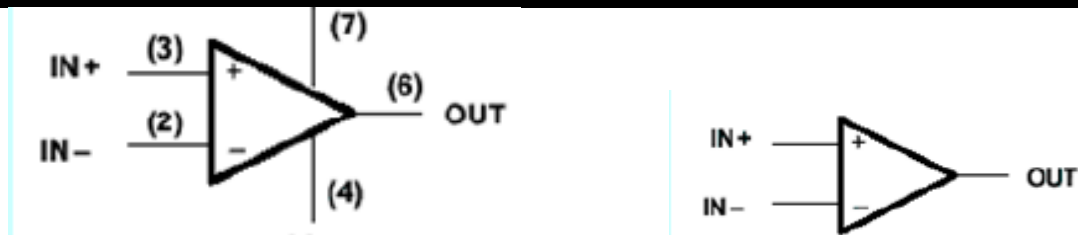


Fig.6.3. Symbole américain d'un amplificateur opérationnel.

➤ Symbole européen :

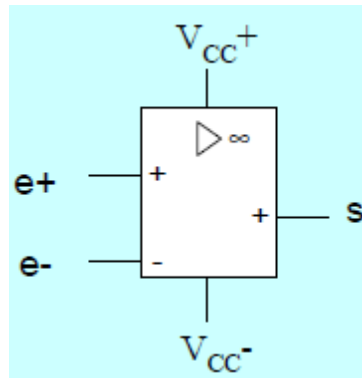


Fig.6.4. Symbole européen d'un amplificateur opérationnel.

## VI.2. Caractéristiques électriques.

A la base, l'A.O est un amplificateur différentiel. On peut donner un schéma équivalent.

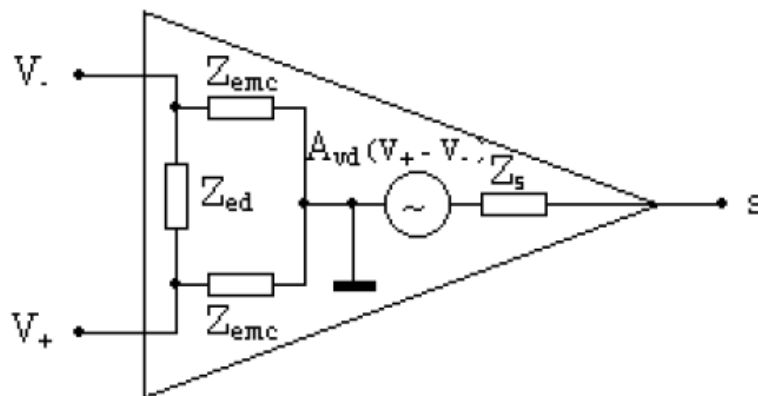


Fig.6.5. Schéma équivalent d'un amplificateur opérationnel.

On distingue deux types d'impédances d'entrée : l'impédance différentielle et celles de mode commun.

La fonction de transfert complète en continu (en pratique,  $A_{vd}$  et  $A_{vmc}$  dépendent de la fréquence) de cet amplificateur est donnée par la formule :

$$s = A_{vd}(V_+ - V_-) + A_{vmc} \left( \frac{V_+ + V_-}{2} \right) \quad (6.1)$$

➤  $A_{vd}$  est le gain en tension différentiel de l'amplificateur ;

- $A_{vmc}$  le gain en tension de mode commun ;
- $V_+ - V_- = \varepsilon$  la tension différentielle d'entrée ;
- $\frac{V_+ + V_-}{2}$  la tension de mode commun.

Dans le cas d'un amplificateur parfait, on fait l'hypothèse que ces gains ne dépendent pas de la fréquence.

Pratiquement tous les amplificateurs opérationnels possèdent la même structure interne. Ils comportent en entrée un amplificateur différentiel suivi d'un étage adaptateur d'impédance ; l'amplificateur de sortie, de type push-pull, fonctionne en classe B. Ils sont essentiellement caractérisés par :

- Un gain en tension différentiel très important ( $10^5$  à  $10^7$ ) ;
- La réjection du mode commun ( $A_{vcd}/A_{vmc}$ ) très grande ;
- Une impédance d'entrée différentielle très grande ( $10^5$  à  $10^{12}\Omega$ ) ;
- Une impédance d'entrée en mode commun très grande ( $10^8$  à  $10^{12}\Omega$ ) ;
- Une impédance de sortie très faible (10 à  $500\Omega$ ) ;
- La réponse en fréquence va du continu jusqu'à des fréquences assez élevées.

**Exemples :**

	$\mu A$ 741C	TL 081C
Gain en tension (boucle ouverte)	200000	200000
Courant d'entrée	80 nA	30 pA
Résistance d'entrée	$2 \cdot 10^6 \Omega$	$10^{12} \Omega$
Fréquence avec gain = 1	1 MHz	3 MHz
Vitesse de réponse (Slew rate)	0,5 V/ $\mu s$	13 V/ $\mu s$
Etage d'entrée	bipolaire	TEC à jonction

*Un amplificateur opérationnel parfait (AOP) est un amplificateur de différence pur à gain différentiel infini, rejetant parfaitement le mode commun, dont les impédances d'entrées sont infinies et l'impédance de sortie est nulle.*

En pratique, nous verrons que l'amplificateur opérationnel réel présente des défauts par rapport à l'idéalisation que constitue l'AOP, mais le modèle de ce dernier est suffisant pour étudier la plupart des montages simples sans faire des calculs laborieux et inutiles : en effet, du point de vue impédances et gains, et sauf à utiliser les composants à leurs limites, les amplis réels sont suffisamment près des AOP pour qu'on fasse les approximations avec une erreur minimale (très souvent mieux que le 1%). Seul le comportement fréquentiel pose vraiment problème par rapport au modèle idéal.

### VI.2.1. Caractéristique de transfert : $v_s(\varepsilon)$ .

La tension de sortie dépend directement de la tension différentielle d'entrée.

- **Amplificateurs opérationnel réel.**

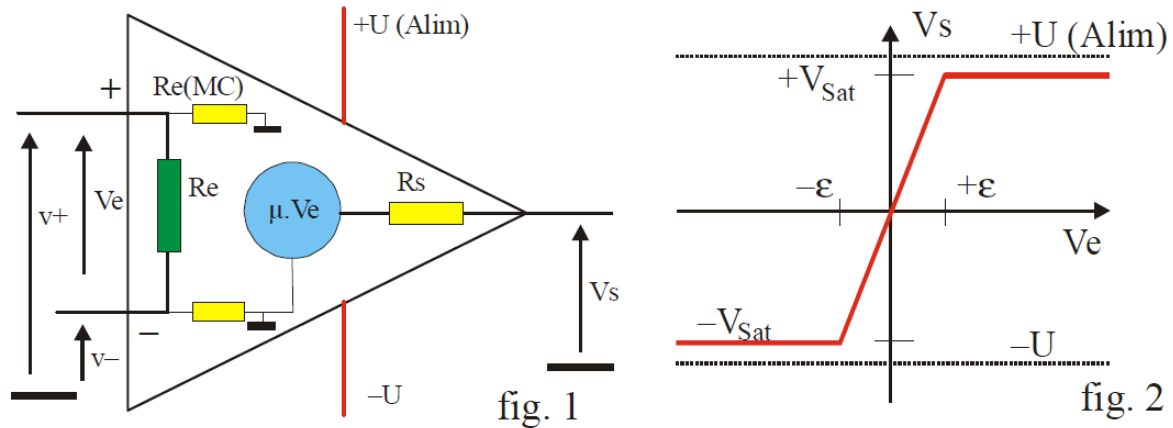


Fig.6.6. Caractéristique de transfert d'un amplificateur opérationnel réel.

Ces amplificateurs sont conçus pour avoir un gain en mode commun aussi faible que possible afin de ne pas amplifier les signaux présents sur les deux entrées à la fois (mode commun) et qui correspondent en général à un bruit parasite.

La tension de sortie varie entre les valeurs extrêmes  $-V_{sat}$  et  $+V_{sat}$  (tensions de saturations) qui sont légèrement inférieures aux tensions d'alimentation. Le gain étant très grand, la saturation de la sortie est obtenue pour des d'entrée très faibles.

**Exemple** : Pour  $V_{sat} = 12V$  et  $\mu = 10^5$  ;  $\epsilon = 0,12mV$ .

➤ **Amplificateur opérationnel parfait.**

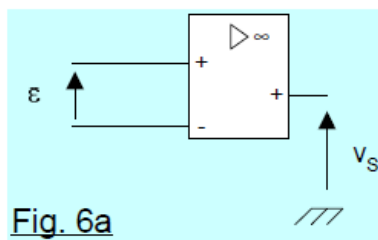


Fig. 6a

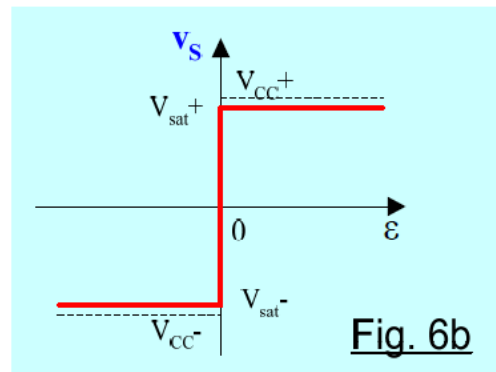


Fig. 6b

Fig.6.7. Caractéristique de transfert d'un amplificateur opérationnel parfait.

De façon générale on distingue trois zones :

- Zone de linéarité :  $-\epsilon < v_e < +\epsilon$  ;  $-V_{sat} < v_s < +V_{sat}$  ;
- Zone de saturation haute :  $v_e > +\epsilon$  ;  $v_s = +V_{sat}$  ;
- Zone de saturation basse :  $v_e < -\epsilon$  ;  $v_s = -V_{sat}$  ;

Remarque : si  $\pm V_{cc} = \pm 15 V$  :  $\pm V_{sat}$  est de l'ordre de  $\pm 14 V$ .

## VI.2.2. Réaction positive et contre-réaction.

- On dit qu'il y a **réaction positive** quand la sortie est reliée à l'entrée non inverseuse.
- On dit qu'il y a **contre-réaction** (ou réaction négative) quand la sortie est reliée à l'entrée inverseuse.

**Conséquences importantes :**

- Une contre-réaction assure un fonctionnement linéaire de l'A.O. :  $\varepsilon \approx 0V$  ;
- Une réaction positive provoque la saturation de l'A.O.

### VI.3. Montages de base à AOP.

Dans "amplificateur opérationnel", il y a deux mots :

- **Amplificateur** : c'est la fonction de base de ce composant ;
- **Opérationnel** : les caractéristiques de cet ampli nous donnent la possibilité de créer des fonctions mathématiques telles que dérivée, intégrale, Log... Ces fonctions ont autrefois été utilisées dans des calculateurs analogiques, et permettaient notamment de résoudre des équations différentielles, et ainsi de simuler des réponses de systèmes physiques divers (mécaniques, acoustiques...). D'où le nom "opérationnel".

#### VI.3.1. L'A.O.P en régime linéaire.

Pour fonctionner en régime linéaire, l'A.O.P doit avoir une contre-réaction (condition nécessaire mais pas toujours suffisante). On rappelle qu'en régime linéaire :  $\varepsilon \approx 0V$ .

Par définition, l'amplification en tension est :

$$A_v = \frac{\text{tension de sortie}}{\text{tension d'entrée}}$$

Par définition, le gain en tension est :

$$G_v = 20 \log_{10} |A_v| \text{ (en décibels dB)}. \quad (6.2)$$

##### VI.3.1.1. Montage «amplificateur inverseur».

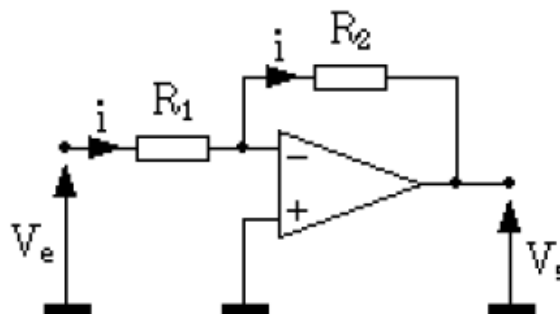


Fig.6.8. Montage amplificateur inverseur.

Cherchons l'amplification en tension.

$V^+ = V^-$  : fonctionnement linéaire.

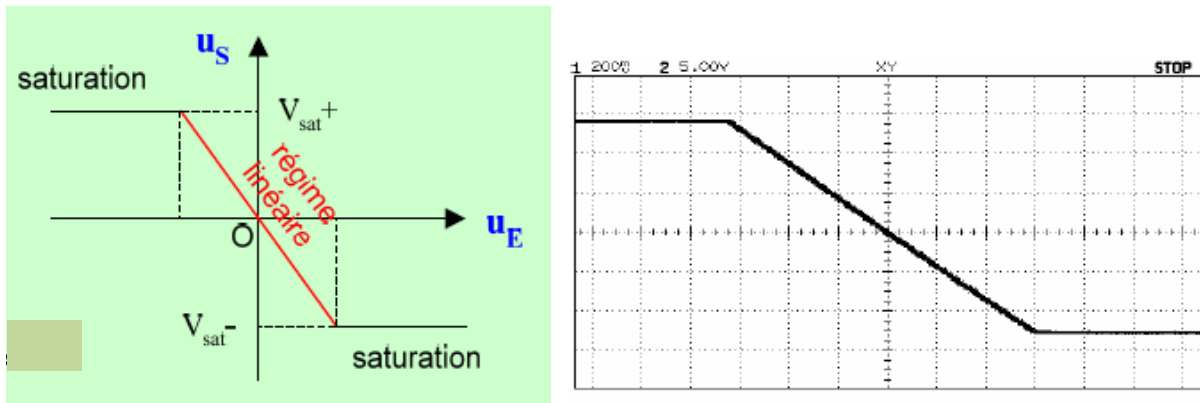
$V^+ = 0$  ;

En appliquant le théorème de Millman on a :

$$v^- = \frac{\frac{v_e}{R_1} + \frac{v_s}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \quad (6.3)$$

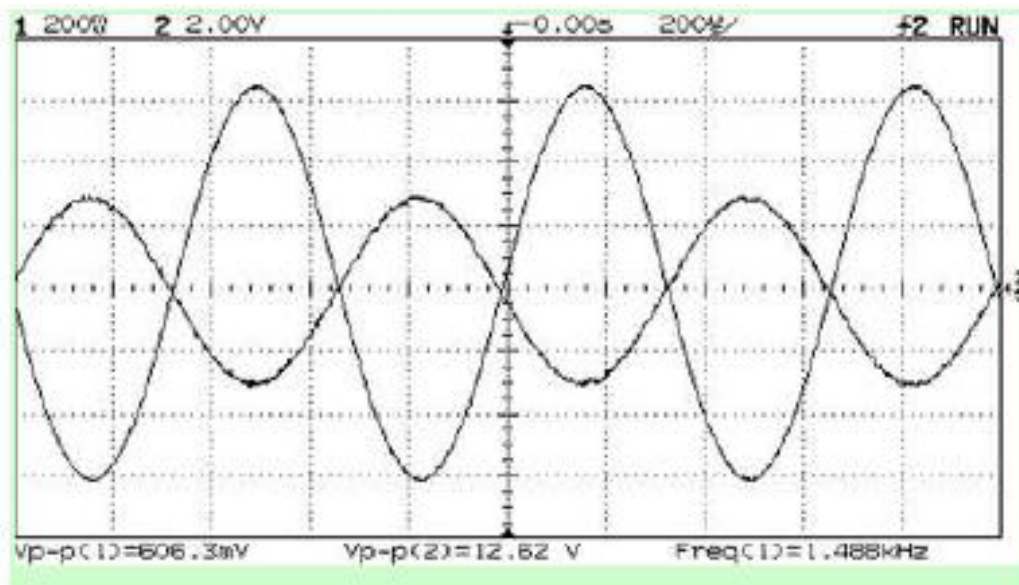
$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (6.4)$$

Caractéristique de transfert  $u_s(u_E)$ .



**Fig.6.9.** Caractéristique de transfert d'un amplificateur inverseur.

Fonctionnement en régime linéaire :  $u_S$  est proportionnelle à  $u_E$ .



**Fig.6.10.** Oscillogramme des signaux d'entrée et de sortie d'un amplificateur inverseur.

Fonctionnement en saturation : niveau d'entrée trop important ; la sortie sature.

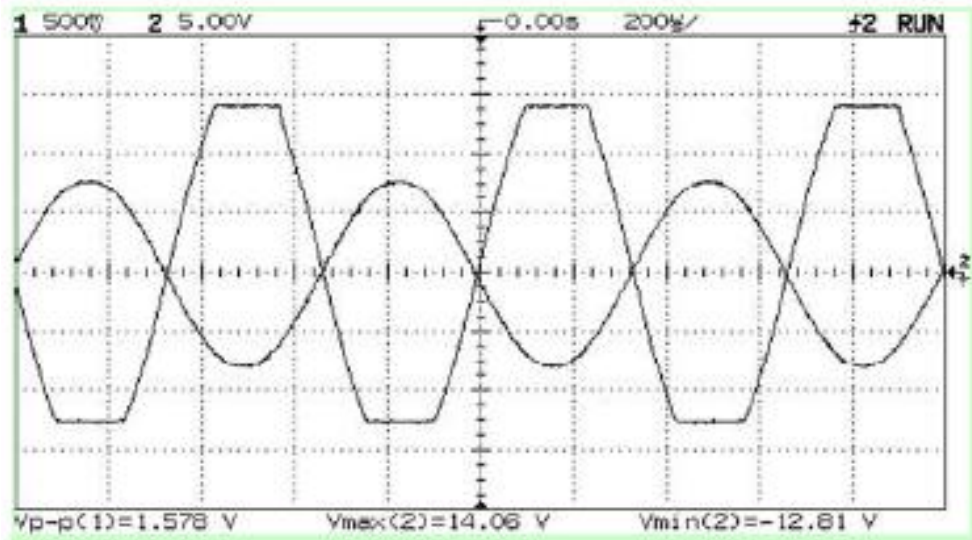


Fig.6.11. Oscillogramme de saturation d'un amplificateur inverseur.

### VI.3.1.2. Amplificateur non inverseur.

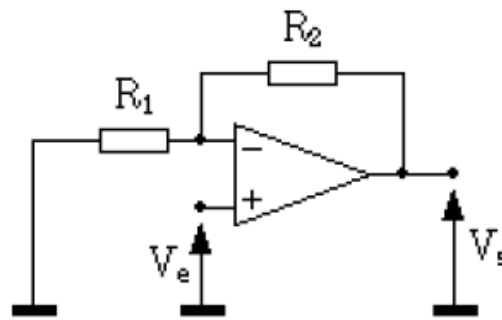


Fig.6.12. Montage amplificateur non inverseur.

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (6.5)$$

### VI.3.1.3. Montage suiveur.

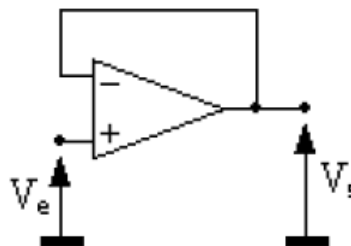


Fig.6.13. Montage suiveur.

$$V_s = V_e \quad (6.6)$$



Ce montage est une extrapolation de l'ampli précédent. On obtient un montage tout simple, de gain unité, dont la seule fonction est l'adaptation d'impédance. On le placera donc en tampon entre deux portions de circuit de façon à les isoler l'une de l'autre pour prévenir toute interaction parasite.

Ce circuit est aussi idéal en entrée et en sortie d'un montage pour bénéficier d'impédance d'entrée infinie (ou presque) et d'impédance de sortie très basse.

#### VI.3.1.4. Additionneur inverseur.

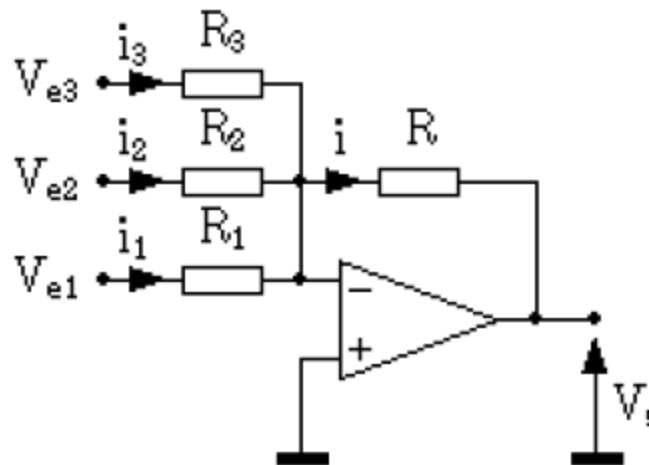


Fig.6.14. Montage additionneur.

En appliquant le théorème de Millman, on :

$$V^- = \frac{\frac{V_{e3}}{R_3} + \frac{V_{e2}}{R_2} + \frac{V_{e1}}{R_1} + \frac{V_s}{R}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R}} = V^+ = 0$$

Soit

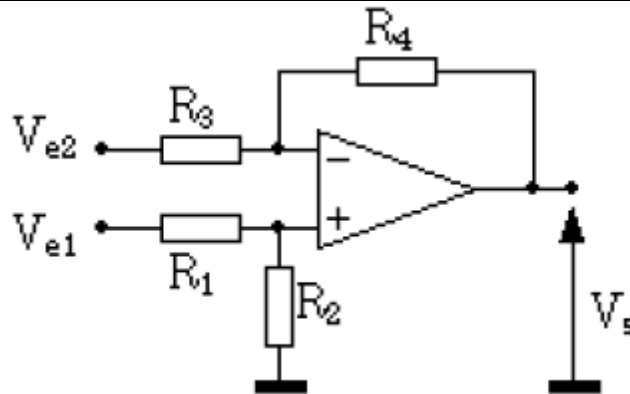
$$V_s = -R \left( \frac{V_{e3}}{R_3} + \frac{V_{e2}}{R_2} + \frac{V_{e1}}{R_1} \right) \quad (6.7)$$

En prenant  $R_1=R_2=R_3=R$ , on obtient :

$$V_s = -(V_{e1} + V_{e2} + V_{e3}) \quad (6.8)$$

#### VI.3.1.5. Montage soustracteur (différentiateur).

Ce montage permet d'amplifier la différence de deux signaux. C'est un montage de base très important en mesures.



**Fig.6.15.** Montage amplificateur différentiel.

La formule du pont diviseur appliquée à l'entrée non inverseuse nous donne :

$$V^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{e1} \quad (6.9)$$

Le théorème de Millman appliqué à l'entrée inverseuse donne :

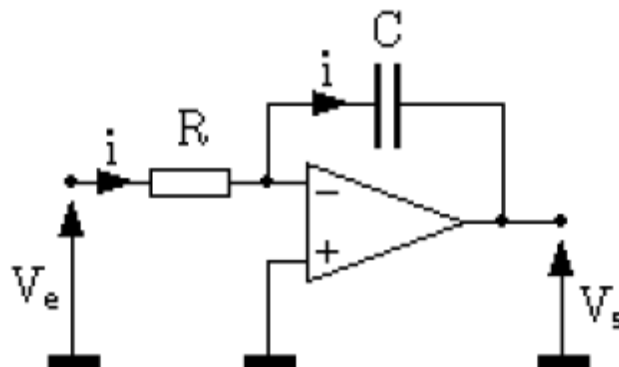
$$V^- = \frac{\frac{V_{e2} + V_s}{R_3 + R_4}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}} = \frac{R_4 V_{e2} + R_3 V_s}{R_3 + R_4} \quad (6.10)$$

En posant  $R_1 = R_3$  et  $R_2 = R_4$  ; puisque  $V^+ = V^-$ , nous avons :

$$V_s = \frac{R_2}{R_1} (V_{e1} - V_{e2}) \quad (6.11)$$

### VI.3.1.6. Montage intégrateur.

Nous attaquons ici les montages opérationnels plus sophistiqués que de simples additions ou soustractions.



**Fig.6.16.** Montage intégrateur.

$$V_e = Ri$$

$$V_s = -V_c = -\frac{1}{C} \int i dt = -\frac{1}{RC} \int V_e dt \quad (6.12)$$

On retrouve en sortie l'intégrale du signal d'entrée. Ce montage est délicat à utiliser et devra faire l'objet de précautions : en effet, la moindre tension continue présente à l'entrée (y compris et surtout une tension parasite) sera intégrée et générera une rampe en sortie. Il faudra donc prévoir des dispositifs annexes, soit un système de stabilisation, soit un système de remise à zéro de la sortie.

### VI.3.1.7. Montage dérivateur.

Ce montage est similaire au précédent et se traite de la même manière.

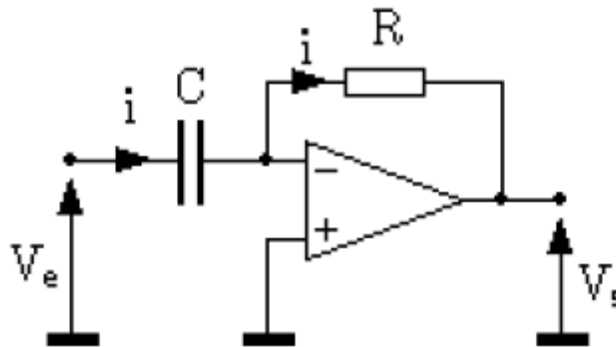


Fig.6.17. Montage dérivateur.

$$V_e = V_c = \frac{1}{C} \int i dt \rightarrow i = C \frac{dV_e}{dt}$$

$$V_s = -Ri = -RC \frac{dV_e}{dt} \quad (6.13)$$

La sortie est proportionnelle à la dérivée de l'entrée. Comme pour le montage précédent, avec un amplificateur réel, on aura des difficultés à faire fonctionner ce circuit tel quel (système instable), et il faudra rajouter des éléments pour le rendre pleinement fonctionnel.

### VI.3.1.8. Montage logarithmique.

Dans ce montage, on retrouve la structure traditionnelle de l'amplificateur inverseur, mais avec une diode en contre-réaction. Cette diode, dont la caractéristique courant/tension est logarithmique va nous donner une fonction de transfert de ce type.

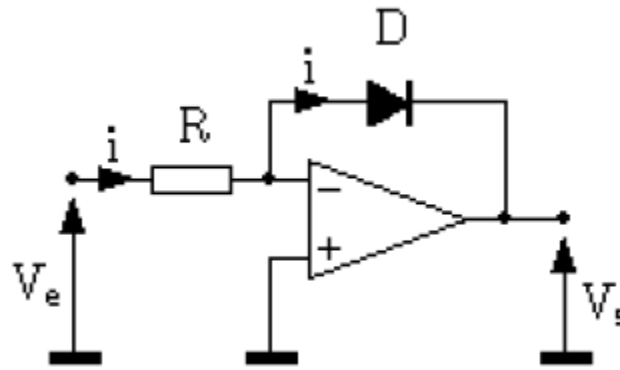


Fig.6.18. Montage logarithmique.

En entrée, on a :

$$V_e = Ri$$

En sortie on a :

$$V_s = -V_D$$

Avec :

$$i = I_f \left( e^{\frac{qV_D}{KT}} - 1 \right) \quad (6.14)$$

Lorsque le terme en exponentielle est significativement supérieur à 1 ( $V_d > 50\text{mV}$  environ), on peut écrire :

$$V_D = \frac{KT}{q} \ln \frac{i}{I_f} \quad (6.15)$$

Soit, en remplaçant  $i$  par sa valeur :

$$V_s = -\frac{KT}{q} \ln \frac{V_e}{RI_f} \quad (6.16)$$

En sortie, on trouve bien une fonction logarithmique du signal d'entrée. Tel quel, ce montage aurait peu d'intérêt ; mais, si on se rappelle qu'additionner des logarithmes revient à faire une multiplication, on en perçoit l'utilité !

En pratique, et une fois de plus, ce montage (bien que fonctionnel) n'est pas utilisé tel quel : d'abord, il ne fonctionne que pour des tensions d'entrée positives, et il nécessite de sérieuses compensations thermiques pour permettre des opérations précises. De plus, on remplace souvent la diode par une jonction base-émetteur de transistor, linéaire sur une plus grande plage de courant.

### VI.3.1.9. Montage exponentiel.

Pour multiplier deux signaux, il ne suffit pas de prendre le logarithme de chacun des signaux, et d'additionner ; il faut ensuite prendre l'exponentielle du résultat. Ce circuit est fait pour ça.

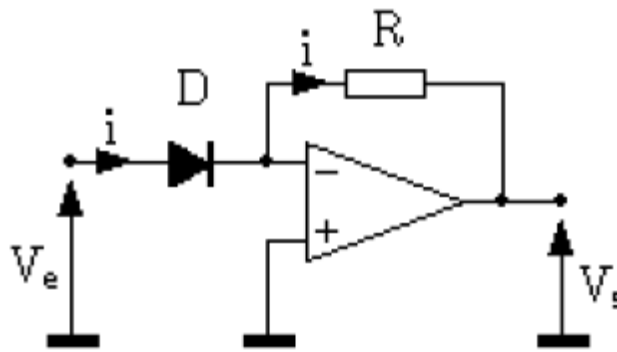


Fig.6.19. Montage exponentiel.

Par des calculs analogues aux précédents, on démontre facilement et de la même manière :

$$V_s = -R I_f e^{\frac{qV_e}{kT}} \quad (6.17)$$

En pratique, on trouve des circuits intégrés tout faits comprenant le montage Log, le montage exponentiel, ainsi que les compensations thermiques et diverses possibilités de réglage de gain. Ces montages sont des multiplieurs analogiques, et servent notamment, en mesures, à linéariser certains capteurs. A noter que ces composants sont délicats, coûteux, et présentent des dérives importantes. L'utilité de tels montages est devenue douteuse avec l'introduction massive du traitement numérique.

## VI.3.2. Montages non linéaires.

Les montages précédents sont qualifiés de "linéaires" car l'amplificateur fonctionne avec la condition  $V_+ = V_-$  (présence de la rétroaction), soit dans sa plage de fonctionnement en amplificateur linéaire. Il convient de noter que certains des montages étudiés (ex : montage logarithmique) ne sont pas linéaires ! Mais, l'amplificateur, lui, fonctionne en mode linéaire.

Nous allons voir maintenant plusieurs montages (et il en existe bien d'autres) dans lesquels cette condition n'est plus vérifiée. Pour ce faire, on va forcer artificiellement les deux entrées à des valeurs différentes, ce qui impliquera en sortie, du fait du gain infini (très grand pour les amplificateurs réels), que l'amplificateur ne pourra prendre que deux valeurs :  $V_{sat+}$  et  $V_{sat-}$ , qui sont respectivement les tensions de saturation positive et négative de l'amplificateur. En effet, ce dernier est alimenté par deux sources de tension dont on ne pourra pas dépasser les valeurs en sortie.

Vu que l'amplificateur ne peut prendre que les deux valeurs des tensions en sortie, ces montages sont appelés montages en commutation, et peuvent être interfacés avec des circuits logiques, qui ne connaissent, eux aussi, que deux états.

### VI.3.2.1. Comparateur simple de tensions.

C'est un montage qui sert de base à de nombreux autres schémas plus élaborés. Le principe est simple : on compare un signal d'entrée à une tension de référence, et selon que la valeur du signal est supérieure ou inférieure à la référence, l'amplificateur prendra l'une ou l'autre des valeurs  $V_{sat+}$  ou  $V_{sat-}$  en sortie.

Il existe deux configurations : le comparateur non inverseur (signal sur l'entrée +) et le comparateur inverseur (signal sur l'entrée -). Dans tous les cas :

- Si  $V^+ > V^-$ ,  $V_s = V_{sat+}$  ;

- Si  $V^+ < V^-$ ,  $V_s = V_{sat-}$ .

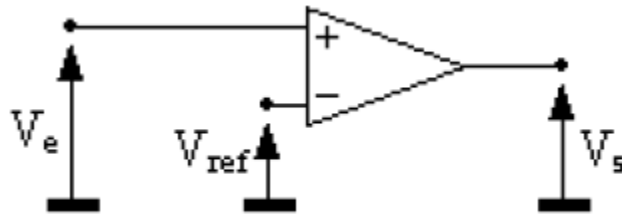


Fig.6.20. Montage comparateur simple.

Si on applique un signal sinusoïdal à l'entrée, les chronogrammes d'entrée et de sortie sont :

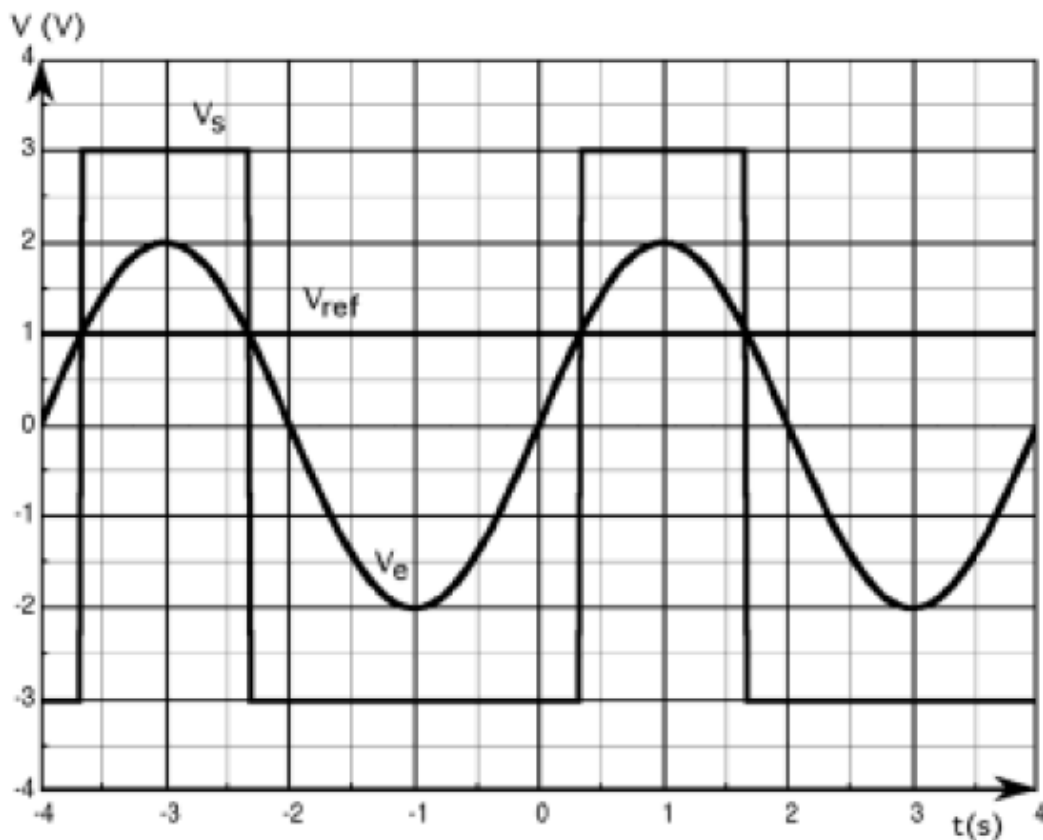


Fig.6.21. Oscillogramme de sortie pour montage comparateur simple.

### VI.3.2.2. Comparateur à hystérésis ou trigger de Schmitt.

Ce montage est très utilisé dans tout système de mesure où l'on doit détecter deux seuils : il est donc fondamental.

**Exemple d'application** : Régulation de température.

- $T > 20\text{ °C}$  : on coupe le chauffage.
- $T < 18\text{ °C}$  : on met le chauffage.

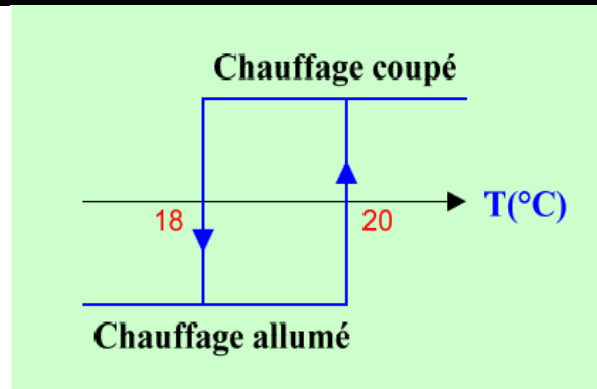


Fig.6.22. Cycle d'hystérésis pour la régulation de température.

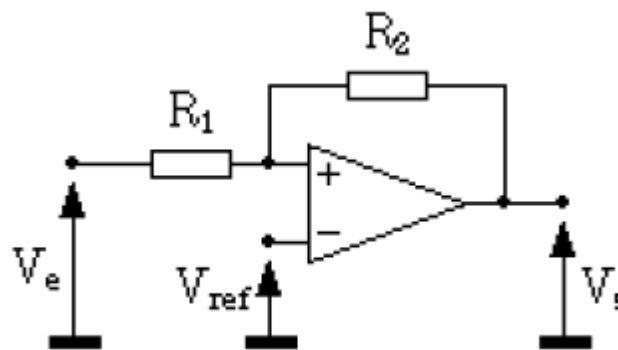


Fig.6.23. Montage comparateur à hystérésis.

A première vue, ce montage ressemble à un amplificateur inverseur, mais, il ne faut pas se tromper : le réseau de résistances  $R_1$ ,  $R_2$  est relié à l'entrée +, ce qui fait que cette fois, le signal de sortie revient en phase sur l'entrée ; on a non plus une contre réaction, mais une réaction positive (effet boule de neige), ce qui entraîne la divergence de la tension de sortie vers une des valeurs  $V_{sat+}$  ou  $V_{sat-}$ .

On calcule aisément  $V^+$  et  $V^-$ .

$$V^- = V_{ref}$$

$$V^+ = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_e + \frac{R_1}{R_1+R_2} V_s \quad (6.18)$$

Le basculement de la sortie de l'amplificateur se fait pour  $V^+ = V^-$ . Le seuil de basculement a ainsi pour expression :

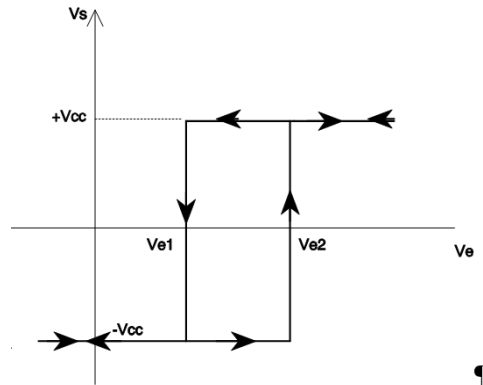
$$V_{e.seuil} = \frac{R_1+R_2}{R_2} V_{ref} - \frac{R_1}{R_2} V_s \quad (6.19)$$

Dans cette formule, il faut garder à l'esprit que  $V_s$  ne peut prendre que les deux valeurs  $V_{sat+}$  et  $V_{sat-}$  :

$$V_{e.seuil.min} = \frac{R_1+R_2}{R_2} V_{ref} - \frac{R_1}{R_2} V_{sat+} \quad (6.20)$$

$$V_{e.seuil.max} = \frac{R_1+R_2}{R_2} V_{ref} + \frac{R_1}{R_2} V_{sat+} \quad (6.21)$$

En fait, tout se passe comme si on avait un comparateur de tension ayant deux seuils de basculement liés aux états de la sortie : quand la sortie est à l'état bas, le seuil a une valeur haute ; passé ce seuil, la sortie bascule à l'état haut, et le seuil prend une valeur basse. De ce fait, pour faire rebasculer la sortie à l'état bas, il faut que le signal diminue d'une quantité supérieure à la valeur l'ayant fait basculer précédemment : c'est l'hystérésis du trigger. Le cycle d'hystérésis est donné à la figure ci-dessous.



**Fig.6.22.** Cycle d'hystérésis pour comparateur à double seuil.