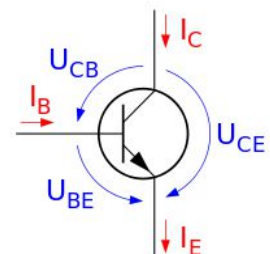
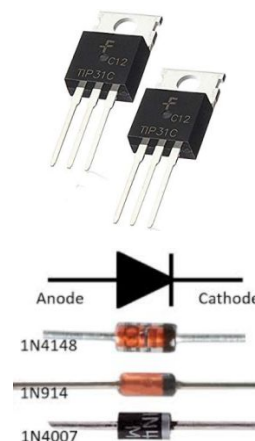




Cours d'électronique de base

Filière SMP/S4

Prof : L.OUBOUBKER



Avant - propos

Ce cours complet du module «électronique de base» est destiné aux étudiants de la deuxième année Filière SMP Semestre 4.

Ce manuel rédigé avec un souci permanent de simplicité est structuré en sept chapitres.

Le premier chapitre (chapitre 0), traite des notions fondamentales des circuits électriques, lois de Kirchhoff et théorèmes généraux de l'électricité en régime continu, circuits électriques en régime sinusoïdal, les paramètres hybrides d'un quadripôle utilisés pour d'écrire les transistors en faible signaux.

Dans le deuxième chapitre (chapitre 1), nous avons présenté les notions élémentaires sur la physique des semi-conducteurs, jonction PN et diodes. Quelques applications des diodes (redressement –filtrage, circuits limiteurs) sont abordés dans le troisième chapitre (chapitre 2).

Le quatrième et le cinquième chapitre (chapitre 3 et chapitre 4) traitent successivement le transistor bipolaire en régime statique et en régime dynamique (structure, fonctionnement et caractéristiques).

Le sixième chapitre (chapitre 5) sera consacré à l'étude du transistor à effet de champ (TEC) en régime statique et en régime dynamique (faible signaux).

Dans le dernier chapitre (chapitre 6), nous présenterons les filtres passifs et leurs diagramme de Bode (filtre passe bas du premier ordre, filtre passe haut du premier ordre et le filtre passe bande).

La version manuscrite de ce polycopié a été élaborée par l'enseignant chercheur **L.OUBOUBKER** professeur à la faculté des sciences appliquées Ait Melloul, Université Ibn Zohr, Agadir. Toutefois, ce polycopié n'est pas exhaustif, nous attendons vos remarques et suggestions pour enrichir et améliorer son contenu et répondre aux besoins de nos étudiants.

<i>Avant - propos</i>	i
<i>Table des matières</i>	ii
<i>Chapitre 0 : Généralités</i>	1
<i>I. Dipôle électrique - Caractéristique d'un dipôle</i>	2
<i>I.1 Générateur</i>	2
I.1.1 Générateur de tension.....	2
a. Générateur de tension idéal (ou parfait).....	2
b. Générateur de tension réel	3
I.1.2 Générateur de courant	3
a. Générateur de courant idéal (ou parfait).....	3
b. Générateur de courant réel	3
<i>I.2 Récepteur</i>	4
<i>I.3 Dipôle actif utilisé comme récepteur</i>	4
<i>I.4 Droite de charge et point de fonctionnement (point de polarisation)</i>	4
<i>II. Théorèmes généraux</i>	5
<i>II.1 Lois de Kirchhoff</i>	5
II.1.1 Lois de Kirchhoff des nœuds.....	5
II.1.2 Lois de Kirchhoff des mailles.....	5
<i>II.2 Théorèmes fondamentaux</i>	5
II.2.1 Pont diviseur de tension.....	5
II.2.2 Pont diviseur de courant.....	6
II.2.3 Théorème de superposition.....	6
II.2.4 Théorèmes de Thevenin et de Norton.....	7
II.2.4.1 Théorème de Thevenin.....	7
II.2.4.2 Théorème de Norton.....	7
II.2.5 Théorèmes de Millman.....	8
<i>III. Circuits en régime sinusoïdal</i>	9
<i>III.1 Définitions</i>	9
<i>III.2 Eléments passifs en alternatifs</i>	10
<i>III.3 Notation complexe</i>	10
<i>IV. Quadripôle</i>	11

IV.1 Définition.....	11
IV.2 Paramètres hybrides.....	11
III.3 Schéma équivalent du quadripôle.....	12
Chapitre 1 : Semi-conducteurs et diodes.....	13
I. Notions élémentaires sur la physique des semi-conducteurs	14
I.1 Rappels de la structure atomique.....	14
I.1.1 Couches d'électrons et orbites.....	14
I.1.2 Niveaux d'énergie.....	14
I.1.3 Électrons de valence.....	14
I.1.4 Bande d'énergie.....	14
I.2 Notion sur les semi-conducteurs.....	16
I.2.1 Semi-conducteur intrinsèque.....	16
I.2.2 Semi-conducteur dopés ou extrinsèques.....	17
I.2.2.1 Dopage des semi-conducteurs.....	17
I.2.2.2 Semi-conducteur extrinsèque type N.....	18
I.2.2.3 Semi-conducteur extrinsèque type P.....	18
II. Jonction PN : Diode.....	19
II.1 Jonction PN non polarisée.....	20
II.2 Jonction PN polarisée : Diode polarisée.....	21
II.2.1 Polarisation directe.....	21
II.2.2 Polarisation inverse.....	21
II.2.3 Symbole d'une diode.....	21
II.2.4 Caractéristique courant-tension.....	22
II.2.4.1 Polarisation directe (courant direct).....	22
II.2.4.2 Polarisation inverse (courant inverse).....	22
II.2.4.3 Tension seuil d'une diode (V_0).....	23
II.2.4.4 Point de fonctionnement d'une diode.....	23
II.2.4.5 Résistance dynamique.....	24
II.2.4.6 Linéarisation de la caractéristique.....	24
II.2.5 Schémas équivalents de la diode.....	24
II.2.5.1 Zone de conduction $V_d > V_0$	25
II.2.5.2 Zone de blocage $V_d < V_0$	25

II.3 Autres types de Diodes.....	26
II.3.1 Diode Zener : Claquage de la jonction.....	26
II.3.2 Diode électroluminescente (ou LED).....	26
II.3.3 Diodes varicap (ou varactor) : diode à capacité variable.....	27
II.3.4 Diodes Schottky.....	27
II.3.5 Photodiode.....	27
 Chapitre 2 : Application des diodes : Circuits à diodes.....	29
I. Introduction.....	30
I.1 Limitation en puissance d'un composant.....	30
I.2 domaines d'utilisation des diodes.....	30
II. Redressement – Filtrage.....	31
II.1 Redressement.....	31
II.1.1 Redressement mono-alternance.....	31
II.1.2 Redressement double alternance.....	32
II.1.2.1 Redressement double alternance à deux diodes et transformateur à point milieu.....	32
II.1.2.2 Redressement double alternance à pont de Graetz.....	34
II.2 Filtrage.....	35
II.2.1 Redressement mono-alternance avec filtrage.....	35
II.2.1.1 Taux d'ondulation.....	36
II.2.1.2 Choix de la capacité de filtrage.....	36
II.2.2 Redressement double alternance avec filtrage.....	37
III. Circuits limiteurs (écrêteurs).....	37
 Chapitre 3 : Transistor bipolaire en régime statique.....	40
I. Transistor bipolaire (transistor à jonction).....	41
I.1 Définition.....	41
I.2 Transistor bipolaire sous polarisation.....	43
I.2.1 Mode de fonctionnement.....	43
I.2.2 Montage de base.....	43
I.2.3 Effet transistor.....	43
I.2.3.1 Montage base commune en régime de fonctionnement normale.....	43
I.2.3.2 Fonctionnement.....	44

I.2.3.3 Courant de fuite.....	44
I.2.3.4 Bilan des courants pour un transistor NPN.....	45
I.2.3.5 Effet transistor.....	46
I.2.4 Relations fondamentales.....	46
I.2.4.1 Montage base commune (<i>gain en courant en base commune</i>).....	46
I.2.4.2 Montage émetteur commun (<i>gain en courant en émetteur commun</i>)....	46
II. Montage à transistor : réseau de caractéristiques.....	47
II.1 Configuration émetteur commun.....	47
II.1.1 Caractéristique d'entrée.....	48
II.1.2 Caractéristique de sortie	48
II.1.3 Caractéristique de transfert en courant.....	49
II.1.4 Caractéristique de transfert en tension.....	49
II.2 Le graphique à quatre quadrants.....	49
III. Polarisation du transistor : point de fonctionnement statique.....	50
III.1 Point de fonctionnement (ou de repos) du transistor bipolaire.....	50
III.1.1 Maille d'entrée : détermination du point Q.....	50
III.1.2 Maille de sortie : détermination du point P.....	50
III.2 Transistor bipolaire saturé- transistor bipolaire bloqué.....	51
III.2 Polarisation à l'aide d'une seule alimentation.....	52
III.2.1 Polarisation par pont de base R_1 et R_2	52
III.2.2 Polarisation par une résistance de base R_B	52
III.3 Effet de la température.....	53
III.4 Facteur de stabilisation.....	53
III.4.1 Stabilisation par la résistance d'émetteur (R_E).....	53
Chapitre 4 : Transistor bipolaire en régime dynamique.....	56
I. Introduction.....	57
II. Fonctionnement en régime dynamique petits signaux.....	57
II.1 Caractéristique d'entrée.....	57
II.2 Caractéristique de transfert en courant.....	58
II.3 Caractéristique de sortie.....	58
III. Schéma équivalent du transistor en régime dynamique petits signaux.....	58
III.1 Interprétation physique des paramètres hybrides.....	59

IV. Amplificateur à transistor monté en émetteur commun.....	61
IV.1 Schéma du montage	61
IV.2 Schéma équivalent du montage en dynamique.....	62
IV.3 Calcul des caractéristiques de l'amplificateur.....	62
IV.3.1 Gain en tension.....	62
IV.3.2 Gain en courant.....	62
IV.3.3 Impédance d'entrée et de sortie.....	63
IV.4 Variation du gain en fonction de la fréquence (basses fréquences).....	64
IV.4.1 Influence des capacités de liaison C_1 et C_2	64
IV.4.2 Influence de la capacité de couplage C_E	65
Chapitre 5 : Transistor à effet de champ (TEC).....	67
I. Introduction.....	68
II. Transistor à effet de champ à jonction JFET	68
II.1 Structure.....	68
II.2 Fonctionnement.....	69
II.3 Réseau de caractéristiques.....	70
III. JFET en régime continu (ou statique).....	72
III.1 Polarisation automatique.....	72
III.1.1 Méthode graphique.....	72
III.1.2 Méthode analytique.....	73
IV. TEC en régime dynamique (faible signaux).....	73
IV.1 Schéma équivalent en Basses Fréquences.....	73
IV.2 Schéma équivalent en hautes Fréquences.....	74
Chapitre 6 : Filtres passifs.....	76
I. Définitions.....	77
I.1. Réponse fréquentielle d'un filtre.....	77
I.2 Fonction de transfert.....	77
I.3 Echelles logarithmiques.....	77
I.3 Fréquence de coupe.....	78
I.4 Lieu de transfert - Diagrammes de Bode.....	78
II. Lieu de transfert dans le plan de Bode.....	78
II.1 Intégrateur.....	78

II.2 dérivateur.....	79
II.3 Filtre passe bas du 1er ordre.....	80
II.4 Filtre passe haut du 1er ordre.....	81
II.5 Filtre passe bande.....	83

Chapitre 0

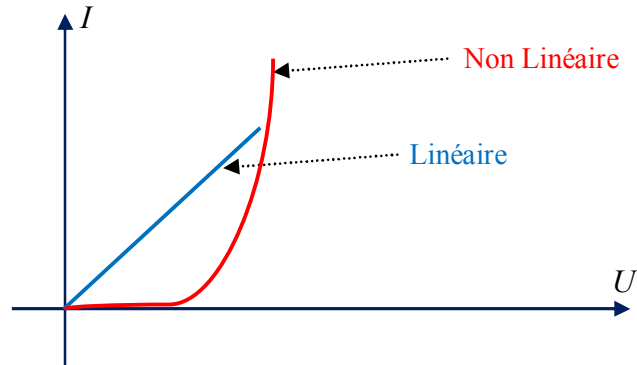
Généralités

I. Dipôle électrique - Caractéristique d'un dipôle

Un dipôle est un système comportant deux pôles de branchement dans lequel peut circuler un courant électrique. Le comportement d'un dipôle est caractérisé par la relation entre la tension U à ses bornes et l'intensité de courant I qui le traverse : $I = f(U)$. Si cette relation est linéaire le dipôle est dit linéaire sinon le dipôle est non linéaire.

Exemple :

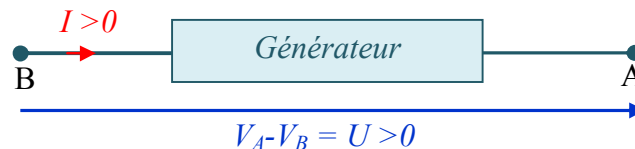
- Une résistance est un dipôle linéaire
- Une diode est un dipôle non linéaire



I.1 Générateur

On appelle générateur un dipôle actif capable de convertir en énergie électrique une autre forme d'énergie. Un dipôle est un générateur lorsqu'il fournit de l'énergie électrique.

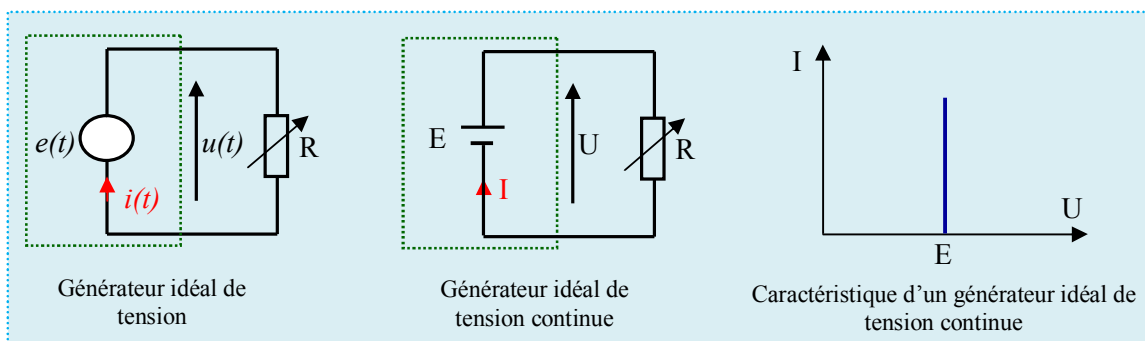
Convention de sens pour le générateur : Le courant et la tension sont de même sens à travers le générateur (les deux sont positifs).



I.1.1 Générateur de tension

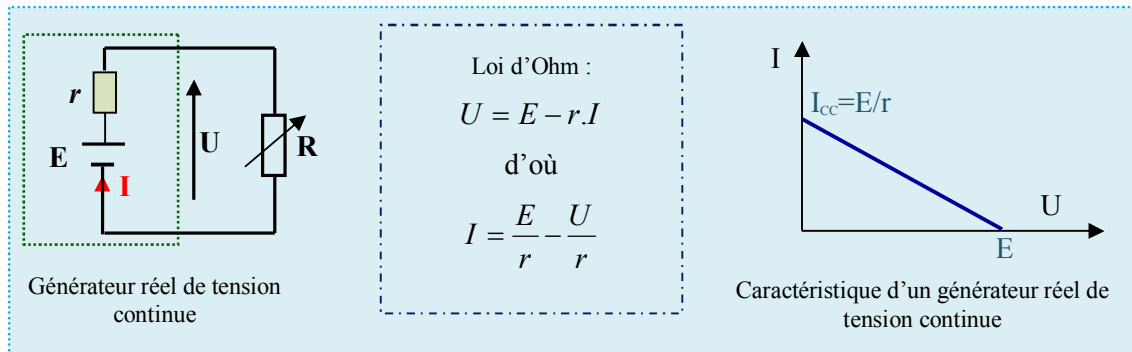
a) Générateur de tension idéal (ou parfait) :

Le générateur de tension idéal impose une différence de potentiel (d.d.p) entre ses bornes quel que soit le courant qui le traverse donc quel que soit la charge (sa résistance interne r est nulle).



b) Générateur de tension réel :

Il possède une résistance interne r .

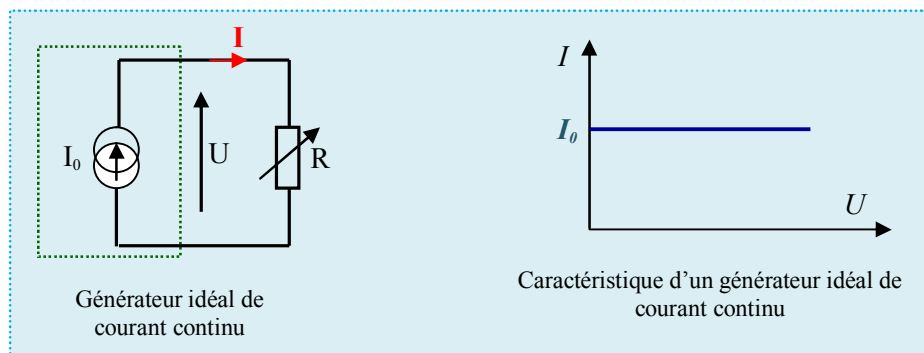


☺ Le courant $I_{cc} = \frac{E}{r}$ est le courant de court circuit (on court-circuite les bornes du générateur c à d $R = 0$) .

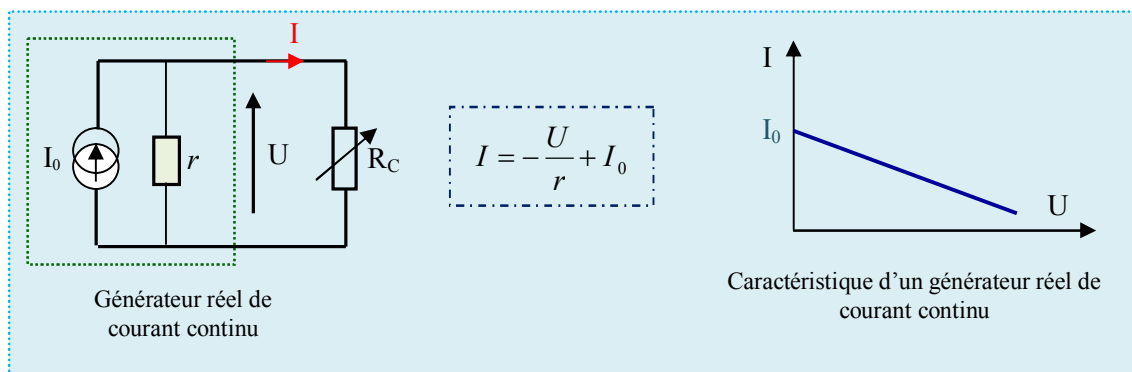
☺ E est la tension à vide (le générateur est ouvert entre ses bornes c à d R est débranchée).

I.1.2 Générateur de courant**a) Générateur de courant idéal (ou parfait) :**

Le générateur de courant impose la valeur du courant qui le traverse quel que soit la tension (d.d.p) entre ses bornes donc quelle que soit la charge (sa résistance interne est nulle).

**b) Générateur de courant réel :**

Il possède une résistance interne r .

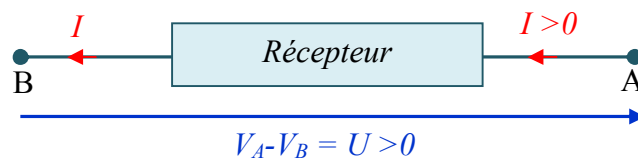


I.2 Récepteur

On appelle récepteur tout dispositif convertissant de l'énergie électrique en une autre forme d'énergie. Un dipôle est un récepteur lorsqu'il consomme de l'énergie électrique ($p > 0$).

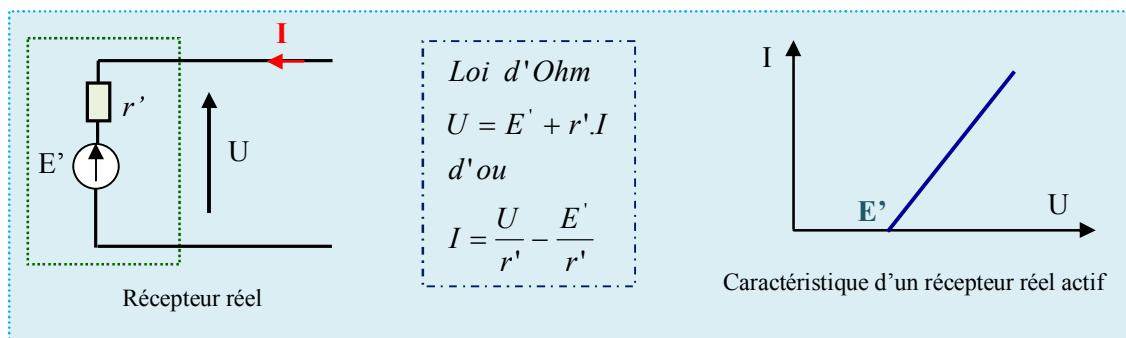
Si le récepteur convertit toute l'énergie électrique qu'il reçoit en chaleur ou en rayonnement thermique, on dit qu'il s'agit d'un récepteur passif. S'il la convertit autrement (en énergie lumineuse, par exemple), on dit qu'il s'agit d'un récepteur actif. Une ampoule, un moteur à courant continu, sont des récepteurs actifs.

Convention de sens pour un récepteur : Le courant et la tension sont de sens opposé.



I.3 Dipôle actif utilisé comme récepteur

La tension et le courant sont de sens inverse. E est la force contre électromotrice du récepteur (f.c.e.m) et r' sa résistance interne.



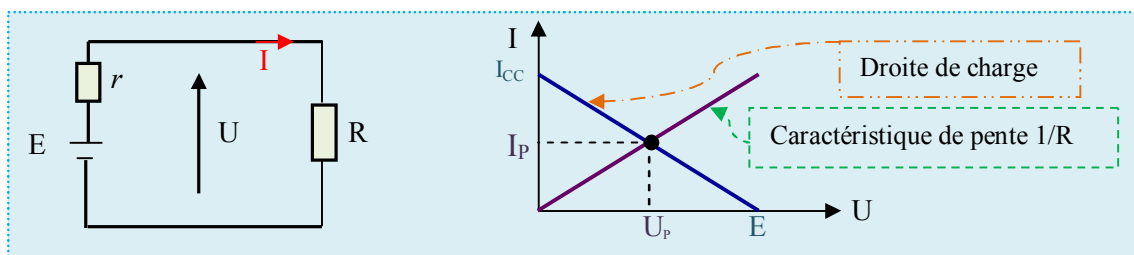
I.4 Droite de charge et point de fonctionnement (point de polarisation)

La caractéristique d'un dipôle est une donnée du concepteur du composant, c'est une relation entre le courant I qui traverse le dipôle et la tension U à ses bornes.

La droite de charge est une deuxième relation entre I et U dans un circuit donné. Cette droite est fixée par l'utilisateur en fonction des composants du circuit.

Le point de fonctionnement (I_p , U_p) est l'intersection de ces deux droites. I_p et U_p sont les valeurs mesurées ou calculées du dipôle en question.

Exemple : Un générateur de tension alimente une charge résistive R .



✚ Caractéristique du dipôle R : $U = R.I \Rightarrow I = \frac{U}{R}$ droite de pente $\frac{1}{R}$

✚ Droite de charge : $U = E - r.I \Rightarrow I = -\frac{U}{r} + \frac{E}{r}$

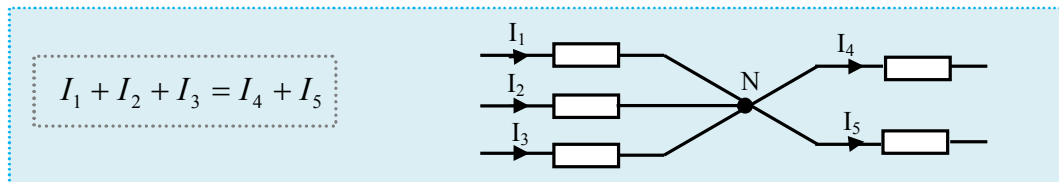
II. Théorèmes généraux

Les théorèmes généraux sont déduits des lois de Kirchhoff et permettent de simplifier les méthodes de résolution des circuits électriques.

II.1 Lois de Kirchhoff

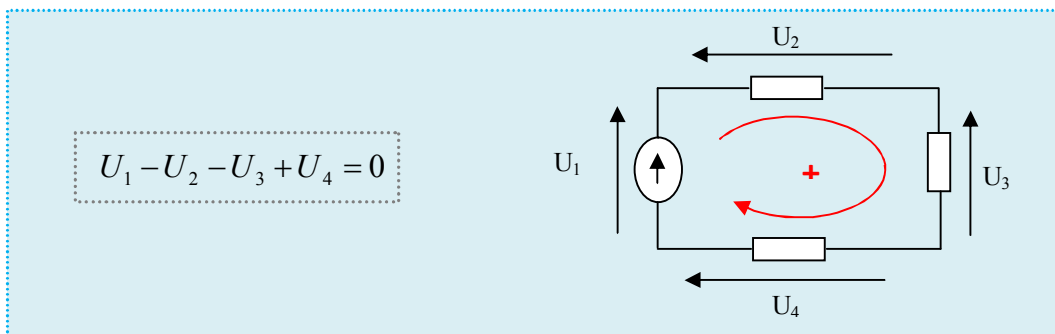
II.1.1 Lois de Kirchhoff des nœuds

La première loi de Kirchhoff est la loi des nœuds : La somme des intensités des courants entrants dans un nœud est égale à la somme des intensités des courants qui en sortent (pas d'accumulation de charge).



II.1.2 Lois de Kirchhoff des mailles

La deuxième loi de Kirchhoff stipule : La somme algébrique des différences de potentiel (ou tension) le long d'une maille quelconque est nulle :



Toutes les tensions U_i sont orientées en fonction du sens de parcours sur la maille.

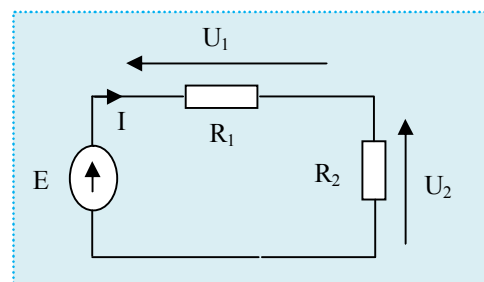
II.2 Théorèmes fondamentaux

II.2.1 Pont diviseur de tension

Le schéma d'un pont diviseur de tension est donné par la figure ci-contre :

Il s'agit d'une application directe de la mise en série de deux résistances :

$$E = U_1 + U_2 = R_1.I + R_2.I \Rightarrow I = \frac{E}{R_1 + R_2}$$



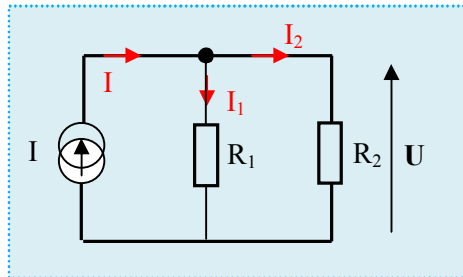
La tension aux bornes de la résistance R_2 vaut : $U_2 = R_2 \cdot I = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E$

D'une façon générale, la tension aux bornes d'une résistance placée dans un circuit comportant n résistances en série, alimenté par une source de tension E est :

$$U_i = R_i \cdot I = \frac{R_i}{R_1 + R_2 + \dots + R_n} E$$

II.2.2 Pont diviseur de courant

Le schéma d'un pont diviseur de courant est donné à la figure suivante (résistances en parallèle) :

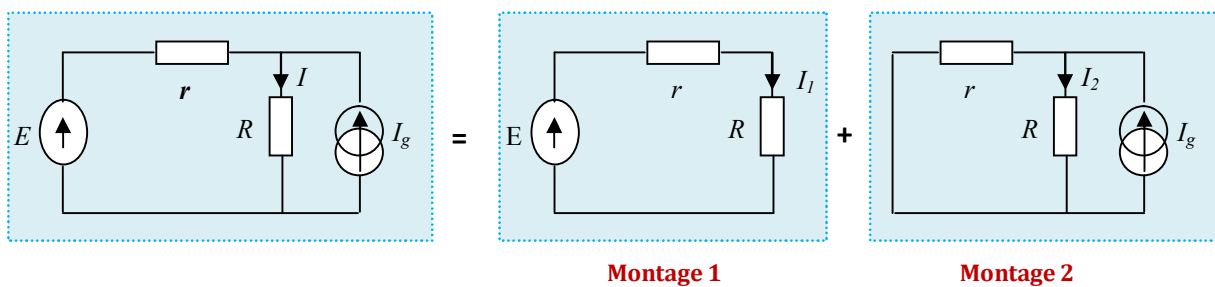


Appelons U la différence de potentiel qui se trouve aux bornes des différents éléments en parallèle, nous obtenons :

$$\left. \begin{array}{l} I = I_1 + I_2 \\ U = R_1 \cdot I_1 = R_2 \cdot I_2 \end{array} \right\} \Rightarrow I_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I \text{ et } I_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} I$$

II.2.3 Théorème de superposition

Considérons par exemple le montage de la figure suivante (circuit alimenté par deux sources indépendantes) :



☺ **Montage 1** : la source de courant I_g étant neutralisée, le générateur (E, r) débite un courant I_1 dans la résistance R : $I_1 = \frac{E}{r + R}$

☺ **Montage 2** : le générateur (E, r) étant neutralisé (remplacé par sa résistance interne r), la source de courant agit seule. Le courant dans la résistance R serait I_2 :

$$I_2 = \frac{r}{r + R} I_g$$

Le courant I dans la résistance R dû à la contribution des deux sources sera : $I = I_1 + I_2$

Donc on aura :

$$I = I_1 + I_2 = \frac{E}{r + R} + \frac{r}{r + R} I_g$$

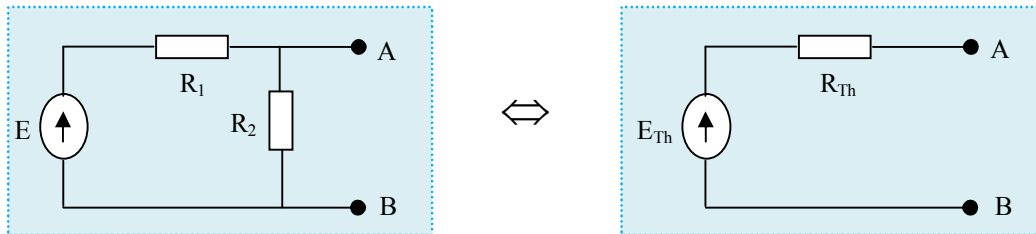
II.2.4 Théorèmes de Thevenin et de Norton

II.2.4.1 Théorème de Thevenin

Il est possible de remplacer une portion de réseau électrique linéaire, considérée entre deux bornes A et B, par un générateur de tension, dit «générateur de Thevenin», ayant les caractéristiques suivantes :

- Sa résistance interne R_{Th} est la résistance équivalente entre les bornes A et B lorsque chaque générateur indépendant est passivé (remplacé par sa résistance interne).
- Sa f.é.m E_{Th} est la tension mesurée entre A et B à vide (le dipôle n'est pas connecté à d'autres éléments externes).

Prenons par exemple le montage de la figure suivante :



- ✓ La résistance R_{Th} est obtenue en passivant la source de tension E :

$$R_{Th} = (R_1 // R_2) = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

- ✓ La tension E_{Th} est la tension obtenue entre A et B (tension aux bornes de R_2) :

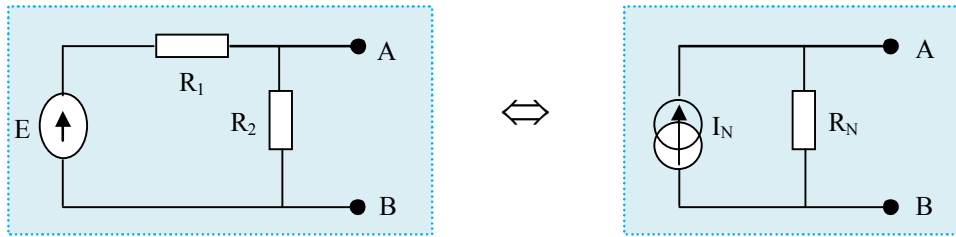
$$E_{Th} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E$$

II.2.4.2 Théorème de Norton

Il est possible de remplacer une portion de réseau électrique, considérée entre deux bornes A et B, par un générateur de courant, dit «générateur de Norton», ayant les caractéristiques suivantes :

- Sa résistance interne R_N est la résistance de Norton.
- Son courant I_N est égal à l'intensité de court-circuit lorsque l'on relie les points A et B par un fil.

Prenons par exemple le montage de la figure suivante :



- ✓ La résistance R_N est obtenue en passivant la source de tension E :

$$R_N = (R_1 // R_2) = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

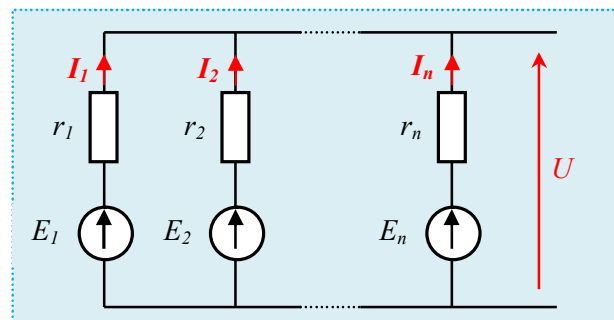
- ✓ Le courant I_N est le courant obtenu en court-circuitant la résistance R_2 : $I_N = \frac{E}{R_1}$

Remarque : Le passage du modèle d'un générateur de Thévenin à celui d'un générateur de Norton conduit à trouver :

$$R_{Th} = R_N \quad \text{et} \quad I_N = \frac{E_{Th}}{R_{Th}}$$

II.2.5 Théorèmes de Millman

Le théorème de Millman, dit aussi «théorème des nœuds», permet de déterminer le potentiel d'un nœud où aboutissent des branches composées d'un générateur de tension réel.



La démonstration de ce théorème consiste à transformer chaque branche en générateur de courant :

Le courant résultant ($I = \sum_{i=1}^n I_i$) circule dans la résistance équivalente à l'ensemble des

résistances en parallèle ($G = \sum_i G_i$). La tension U s'écrit donc :
$$U = \frac{\sum_{i=1}^n G_i E_i}{\sum_{i=1}^n G_i}$$

III. Circuits en régime sinusoïdal

Importance du régime sinusoïdal :

- ✓ La plus grande partie de l'énergie électrique est produite sous forme de courant alternatif sinusoïdal;
- ✓ Les fonctions sinusoïdales sont simples à manipuler mathématiquement et électriquement ;
- ✓ Toute fonction périodique de forme quelconque peut être décomposée en une somme de signaux sinusoïdaux (série de Fourier).

III.1 Définitions

Une tension sinusoïdale est une grandeur périodique et alternative pouvant s'écrire sous la forme : $u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$

U_m : est l'amplitude en Volt, c'est la valeur maximale de $u(t)$;

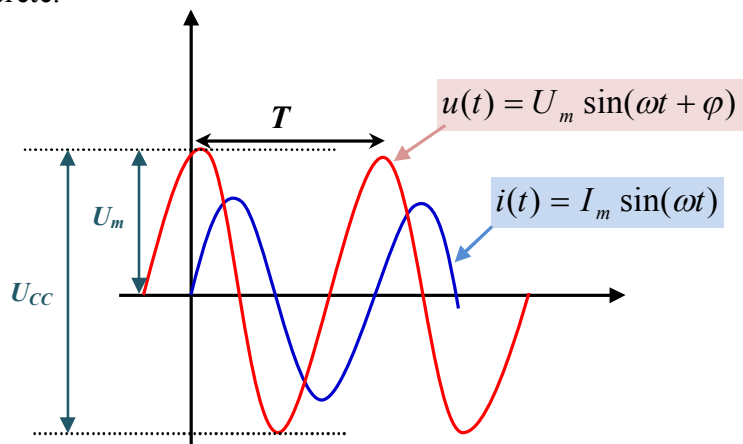
t : est le temps en secondes (s) ;

ωt : est la pulsation en radians par seconde (rad/s) ;

$(\omega t + \varphi)$: est la phase instantanée en radians (rad) ;

φ : est la phase à l'origine en radians (rad ou en °) ;

$U_{CC} = 2.U_m$: est la valeur crête à crête.



☑ Valeur efficace :

La valeur efficace d'une fonction $u(t)$ périodique de période T est définie par :

$$U_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt$$

Si $u(t)$ est sinusoïdale d'amplitude U_m alors : $U_{eff} = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$

☑ Valeur moyenne :

La valeur moyenne d'une fonction périodique $u(t)$ est définie par : $U_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt$

III.2 Éléments passifs en alternatif

En plus d'un conducteur ohmique (résistance), nous avons :

► **La bobine (ou self) :**



► **Le condensateur :**



III.3 Notation complexe

A toute fonction sinusoïdale $x(t)$ d'amplitude A et de phase instantanée $(\omega t + \varphi)$ nous pouvons faire correspondre un nombre complexe défini par :

$$\underline{x}(t) = A[\cos(\omega t + \varphi) + j \sin(\omega t + \varphi)] = A e^{j(\omega t + \varphi)} = A e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega t}$$

$$\underline{x}(t) = \underline{X} \cdot e^{j\omega t} \quad \text{avec} \quad \underline{X} = e^{j\varphi}$$

$$\frac{d\underline{x}(t)}{dt} = j\omega \underline{X} \cdot e^{j\omega t} \quad \text{et} \quad \int \underline{x}(t) dt = \frac{1}{j\omega} \underline{X} e^{j\omega t}$$

La représentation vectorielle (Fresnel) des relations courant-tension en régime sinusoïdal est une manière de ne garder du signal qu'un déphasage et une amplitude. Ce résultat peut aussi être obtenu grâce à l'utilisation des nombres complexes:

$$x(t) \rightarrow \underline{X} = A e^{j\varphi}, \quad \frac{dx(t)}{dt} \rightarrow j\omega \underline{X} \quad \text{et} \quad \int \underline{x}(t) dt \rightarrow \frac{1}{j\omega} \underline{X}$$

Loi d'Ohm en alternatif : $\underline{U} = Z \cdot \underline{I}$

On introduit le nombre complexe Z , impédance complexe donnée par :

$$Z = \frac{U_m}{I_m} \cdot e^{j\varphi} = |Z| \cdot e^{j\varphi} \quad Z : \text{impédance complexe et } |Z| : \text{module de } Z \text{ en } \Omega.$$

On peut aussi décomposer Z en partie réelle et partie imaginaire :

$$Z = |Z| \cdot \cos(\varphi) + j |Z| \cdot \sin(\varphi) = R + jS$$

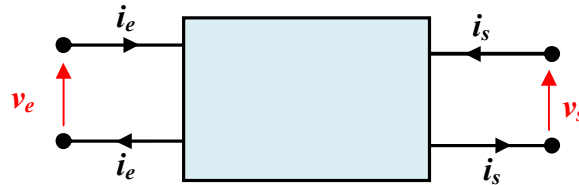
$R \geq 0$: Résistance du dipôle et S : Réactance.

IV. Quadripôle

Nous n'allons pas entrer ici dans les détails de cette théorie, mais juste indiquer ce qui nous sera utile pour l'étude des transistors.

IV.1 Définition

Un quadripôle est une boîte noire à quatre bornes dans laquelle des courants électriques peuvent circuler; cette boîte comporte deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie :



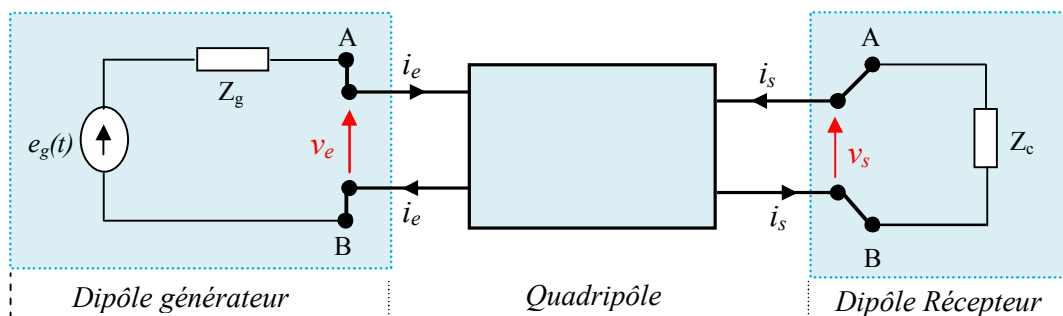
La condition pour que cette boîte noire soit un quadripôle est que le courant entrant par une des bornes d'entrée (resp. de sortie) soit égal au courant sortant par l'autre borne d'entrée (resp. de sortie).

Quatre paramètres électriques caractérisent alors le quadripôle :

- ✖ La tension et le courant d'entrée v_e et i_e ,
- ✖ La tension et le courant de sortie v_s et i_s .

Deux de ces variables sont indépendantes. Les autres y sont liées par les paramètres du quadripôle.

En général un quadripôle est alimenté par un dipôle générateur (source de tension ou source de courant) et est chargé par un dipôle récepteur (charge Z_C). Son rôle principal consiste à adapter les conditions de fonctionnement du dipôle générateur et du dipôle récepteur destinés à être connectés l'un à l'autre.



IV.2 Paramètres hybrides

Vu qu'on a quatre variables dont deux indépendantes, il y a plusieurs possibilités pour écrire les équations liant ces variables. Nous choisirons ici les équations faisant intervenir les paramètres hybrides, ce qui est le formalisme le plus simple pour décrire le fonctionnement des transistors.

On démontre que l'on peut écrire :

$$\begin{cases} v_e = h_{11} \cdot i_e + h_{12} \cdot v_s \\ i_s = h_{21} \cdot i_e + h_{22} \cdot v_s \end{cases} \quad \text{En écriture matricielle} \quad \begin{bmatrix} v_e \\ i_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_e \\ v_s \end{bmatrix}$$

La matrice de transfert $[h]$ est appelée matrice hybride du quadripôle.

La signification des paramètres est la suivante :

- h_{11} est l'impédance d'entrée du quadripôle avec la sortie en court-circuit ;
- h_{12} est un coefficient (sans dimension) quantifiant la réaction de la sortie sur l'entrée ;
- h_{21} est le gain en courant avec sortie en court-circuit ;
- h_{22} est l'admittance de sortie avec entrée à vide.

III.3 Schéma équivalent du quadripôle

A partir des paramètres définis précédemment, on peut donner un schéma électrique équivalent du quadripôle.

Ce schéma est typiquement celui qui sera utilisé pour représenter le transistor en petits signaux alternatifs.

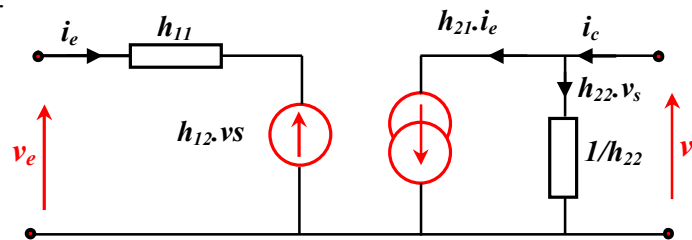


Schéma équivalent d'un quadripôle

Chapitre 1

Semi-conducteurs et Diodes

Chapitre 1 : Semi-conducteurs et Diodes

I. Notions élémentaires sur la physique des semi-conducteurs

I.1 Rappels de la structure atomique

Un atome est la plus petite particule d'un élément qui possède les caractéristiques de cet élément. Chaque type d'atome contient un certain nombre d'électrons et de protons qui le distinguent des atomes de tous les autres éléments.

I.1.1 Couches d'électrons et orbites

Les électrons gravitent autour du noyau d'un atome à certaines distances de celui-ci. Les électrons près du noyau possèdent moins d'énergie que ceux situés sur des orbites plus éloignées. Il n'existe que des quantités d'énergie électronique discrètes (séparées et distinctes) à l'intérieur des structures atomiques. Les électrons doivent donc demeurer en orbite seulement à ces distances du noyau.

I.1.2 Niveaux d'énergie

À chaque éloignement distinct (orbite) du noyau correspond un certain niveau énergétique. Dans un atome, les orbites sont regroupées en bandes énergétiques appelées couches. Un atome donné possède un nombre fixe de couches. Chaque couche possède un nombre maximal fixe d'électrons pour des niveaux d'énergie admissibles (orbites).

I.1.3 Électrons de valence

Les électrons sur les orbites plus éloignées du noyau ont une énergie plus grande et sont moins fortement liés à l'atome que ceux situés plus près du noyau. Ceci s'explique du fait que la force d'attraction entre les charges positives du noyau et les charges négatives des électrons diminue à mesure qu'on s'éloigne du noyau. Les électrons avec les niveaux d'énergie les plus élevées existent dans la couche la plus éloignée d'un atome et sont relativement moins liés à cet atome. La couche la plus éloignée est connue sous le nom de couche de valence et les électrons dans cette couche sont appelés électrons de valence. Ces électrons de valence contribuent aux réactions chimiques et aux liaisons à l'intérieur de la structure d'un matériau, déterminant ses propriétés électriques.

I.1.4 Bande d'énergie

Rappelons-nous que la couche de valence d'un atome représente une bande d'un certain niveau énergétique et que les électrons de valence sont confinés à cette bande. Lorsqu'un électron acquiert assez d'énergie additionnelle d'une source externe (champ électrique), il peut quitter la couche de valence, devenir un électron libre et exister dans ce que l'on désigne comme étant la bande de conduction.

En terme d'énergie, la différence entre la bande de valence et la bande de conduction est appelée un écart énergétique. Il s'agit en fait de la quantité d'énergie que doit avoir un électron pour sauter de la bande de valence vers la bande de conduction.

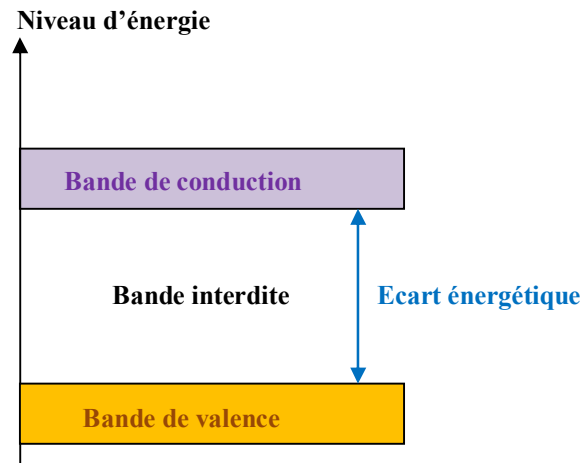


Fig.1.1 Représentation des bandes d'énergies

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

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

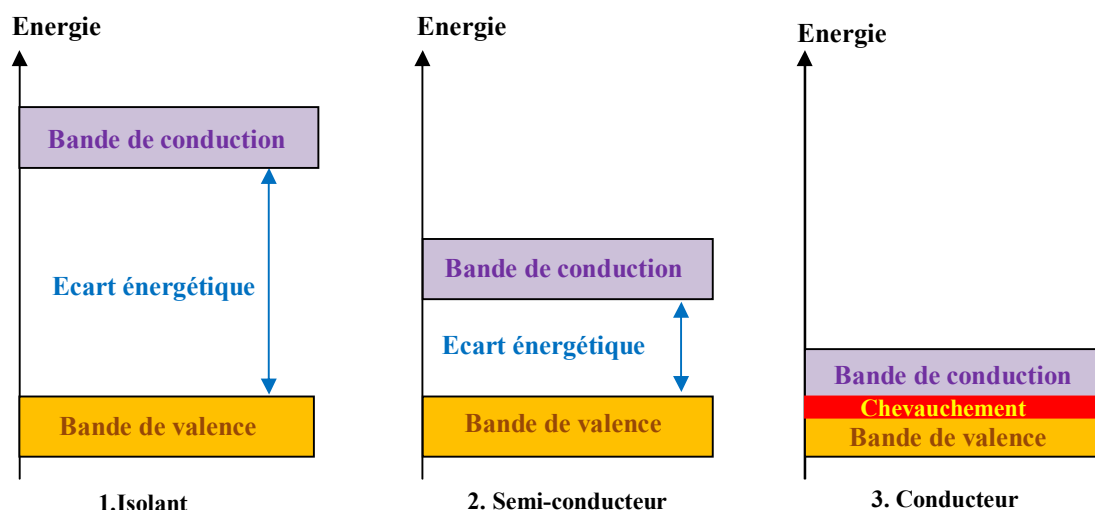


Fig.1.2 : Diagrammes énergétiques pour les trois types de matériaux

- **Un conducteur** : la bande de conduction est partiellement remplie. Le solide contient donc des électrons mobiles susceptibles de participer aux phénomènes de conduction sans fournir d'énergie.
- **Un isolant** : la bande de conduction est vide et l'écart énergétique est grand (ex : de l'ordre de 10 eV). Le solide ne contient alors aucun électron capable de participer à la conduction.
- **Un semi-conducteur** : la bande de conduction est vide mais l'écart énergétique est plus faible (de l'ordre de 1 à 2eV). Le solide est donc isolant à température nulle ($T=0^{\circ}\text{K}$), mais une élévation de température permet de faire passer des électrons de la bande de valence à la bande de conduction. La conductivité augmente avec la température.

I.2 Notion sur les semi-conducteurs

Les semi-conducteurs se situent entre les conducteurs et les isolants. Un semi conducteur est constitué par un réseau cristallin de matériau très pur. Les atomes sont liés entre eux par des liaisons covalentes. Pour arracher des électrons à des atomes, il faut fournir une énergie de l'ordre de 1eV (0,1eV pour les conducteurs et 5eV pour les isolants).

Les semi conducteurs ont une résistivité électrique comprise entre $10^2 \Omega$ et $10^9 \Omega$.

En électronique, les trois principaux semi-conducteurs les plus utilisés sont :

- Le Silicium (Si) : c'est le plus utilisé pour la fabrication des composants électroniques.
- Le Germanium (Ge) : il est d'utilisation plus limitée (trop sensible en température, courants de fuite importants)
- L'Arséniure de Gallium (AsGa) : il est très utilisé dans la fabrication de composants optoélectroniques, il permet aussi de fabriquer des composants plus rapides que ceux en silicium. Ces applications sont cependant relativement rares.

I.2.1 Semi-conducteur intrinsèque

Ils sont dits intrinsèques lorsqu'ils sont parfaitement purs (ne contenant aucun élément étranger).

Pour les semi-conducteurs intrinsèques usuels tels que le Silicium ou le Germanium, les structures cristallines sont identiques et chaque atome est entouré tétraédriquement par quatre autres atomes avec lesquelles il assure des liaisons covalents.

Pour des températures assez élevées, certains électrons sont arrachés du fait de l'agitation thermique devenant ainsi libres de se déplacer sous l'action d'un champ électrique.

Lorsqu'une liaison covalente entre deux atomes se rompt sous l'effet de l'agitation thermique, l'électron libéré laisse à sa place un vide appelé trou (Fig.1.3a). Un électron d'une liaison voisine peut venir combler ce trou (Fig.1.3b) ; il laisse à son tour un trou derrière lui qui peut aussi être comblé (Fig.1.3c). On peut parler donc du déplacement d'électrons de charges $-e$ et de trous (en sens inverse) de charges $+e$ (Fig.3d).

Les électrons sont des porteurs de charges négatives et les trous sont des porteurs de charges positives.

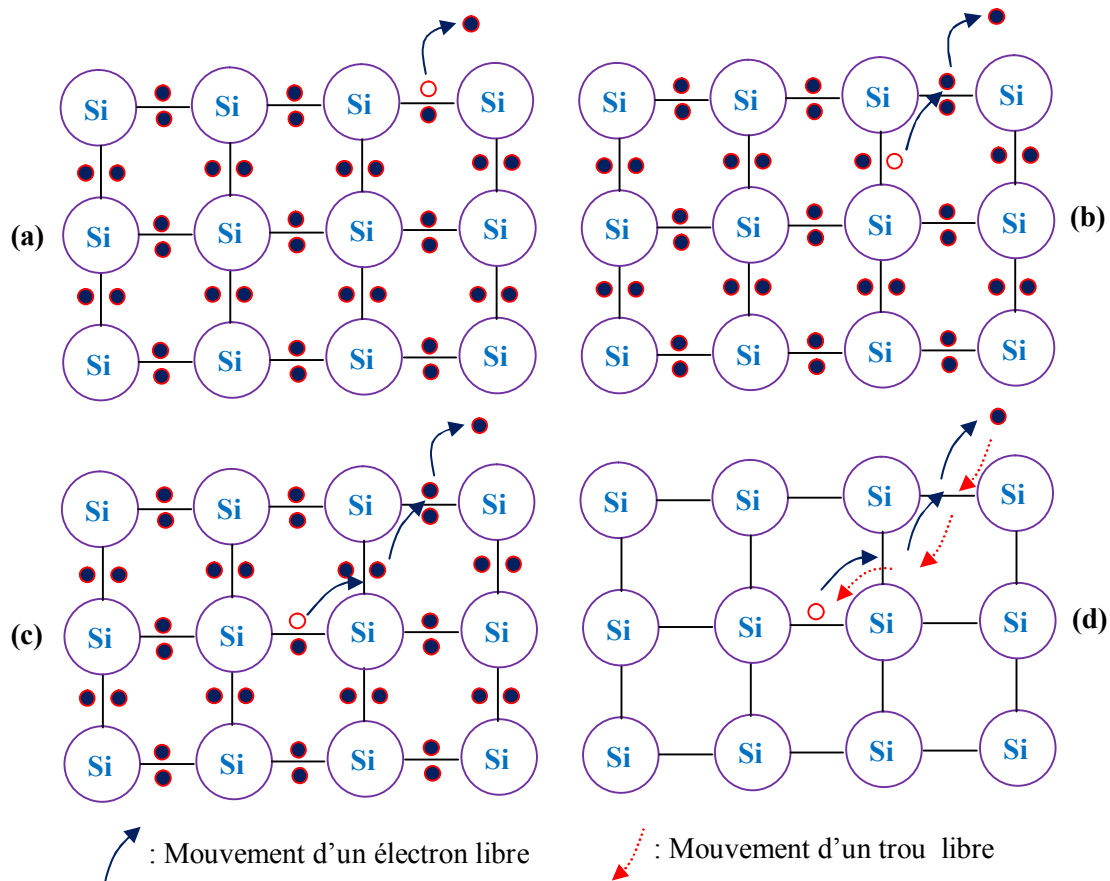


Fig.1.3 : Déplacement des électrons et trous dans un semi-conducteur (Si) sous l'effet de l'agitation thermique

On définit la concentration en porteurs par le nombre de porteurs par unité de volume.

Pour un semi conducteur intrinsèque la concentration p_i en porteurs positifs est égale à la concentration n_i en porteurs négatifs (il y a autant de trous que d'électrons).

Lorsqu'on applique un champ électrique E à l'intérieur du semi-conducteur, les porteurs libres prennent un mouvement d'ensemble :

- ✓ Les trous dans le sens du champ
- ✓ Les électrons en sens opposé du champ

Ce double déplacement constitue un courant électrique.

La conductivité des semi conducteurs peut être augmentée par l'addition d'impuretés. Ce procédé est appelé dopage. Dans ce cas le semi conducteur est dit extrinsèque.

I.2.2 Semi-conducteur dopés ou extrinsèques

I.2.2.1 Dopage des semi-conducteurs

Le dopage est l'introduction dans un semi-conducteur intrinsèque de très faible quantité d'un corps étranger (impureté) appelé dopeur.

Pour les semi-conducteurs usuels (Si, Ge), les dopeurs utilisés sont :

- Soit des éléments pentavalents : ayant 5 électrons périphériques.

Exemples : l'Arsenic (As), l'Antimoine (Sb), le Phosphore (P),...

- Soit des **éléments trivalents** : ayant **3 électrons** périphériques.

Exemples : le Bore (B), le Gallium (Ga), l'Indium (In),...

Ces dopeurs sont introduits à très faible dose (de l'ordre de 1 atome du dopeur pour 10^6 atomes du semi-conducteur).

Après le dopage, le semi-conducteur n'est plus intrinsèque mais extrinsèque.

I.2.2.2 Semi-conducteur extrinsèque type N

Le dopeur utilisé appartient à la famille des pentavalents (As, Sb, P,...).

L'atome dopeur s'intègre dans le cristal de semi-conducteur, cependant, pour assurer les liaisons entre atomes voisins, 4 électrons sont nécessaires : le cinquième est donc en excès et sera libre. L'agitation thermique permet donc la libération d'un électron par atome dopeur. On dit que le dopeur est un donneur d'électrons (porteurs de charge Négative). Il faut noter que cet électron lorsqu'il quitte son atome, il laisse à sa place un ion positif fixe (Fig.1.3).

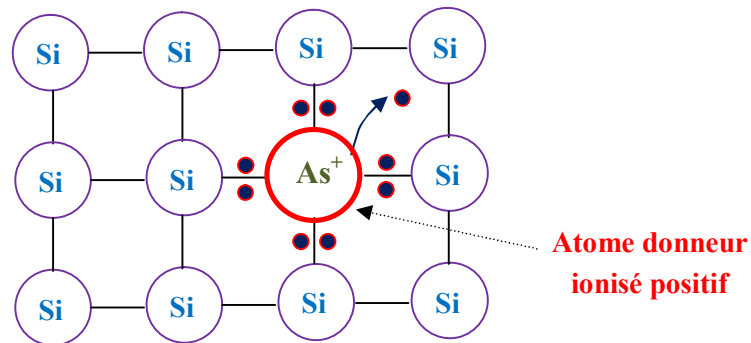


Fig.1.3 : Un atome d'Arsenic incorporé dans le cristal de semi-conducteur (Si)

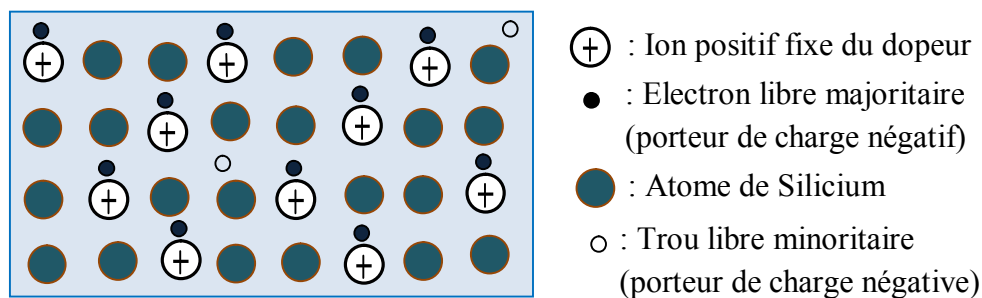


Fig.1.4 : Constituant d'un semi-conducteur (Si) type N

La concentration des électrons libres provenant des atomes donneurs est très importante devant celles des porteurs intrinsèques (dans ce cas les trous).

On dit que les électrons sont des porteurs **majoritaires** et des trous **minoritaires**.

I.2.2.3 Semi-conducteur extrinsèque type P

Le dopeur utilisé appartient à la famille des trivalents (B, Ga, In,...).

L'atome dopeur s'intègre dans le cristal de semi-conducteur, cependant, pour assurer les liaisons entre atomes voisins, 4 électrons sont nécessaires alors que le dopeur ne porte que 3 électrons, il y a donc un trou disponible susceptible de recevoir un électron. Un électron d'un

atome voisin peut occuper ce trou. L'atome du dopeur devient un ion négatif fixe. L'atome quitté aura un trou et une charge positive excédentaire. On dit que le dopeur est un accepteur d'électrons (Fig.1.5).

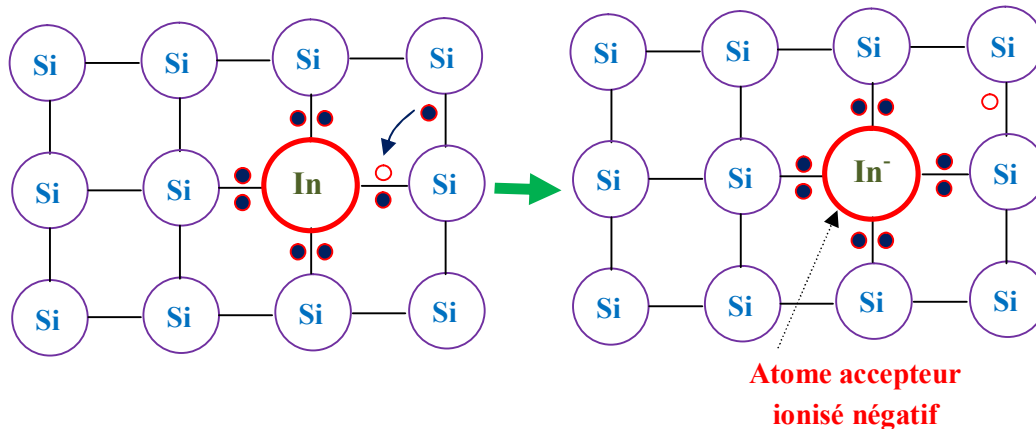


Fig.1.5 : Un atome d'Indium incorporé dans le cristal de semi-conducteur (Si)

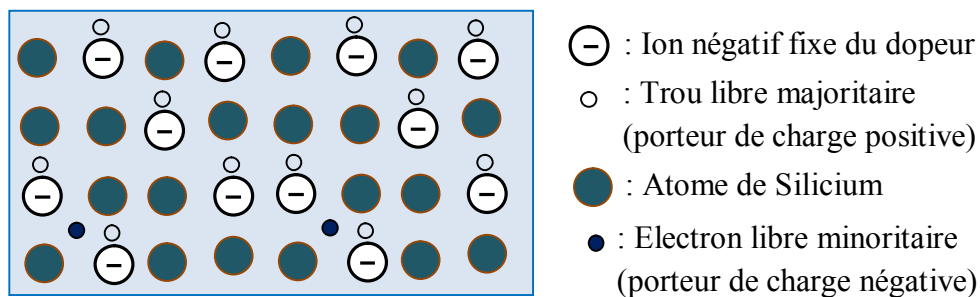


Fig.1.6 : Constituant d'un semi-conducteur (Si) type **P**

On dit que les trous sont des porteurs **majoritaires** et des électrons **minoritaires**.

II. Jonction PN : Diode

La jonction **PN** est l'élément fondamental des composants électroniques (diodes, transistors, thyristors...). La jonction **PN** est la zone qui sépare deux semi conducteurs extrinsèques de types différents : type **P** et type **N**.

On peut réaliser ceci sur un barreau intrinsèque en introduisant d'un côté les impuretés de type **P** et de l'autre côté les impuretés de type **N**.

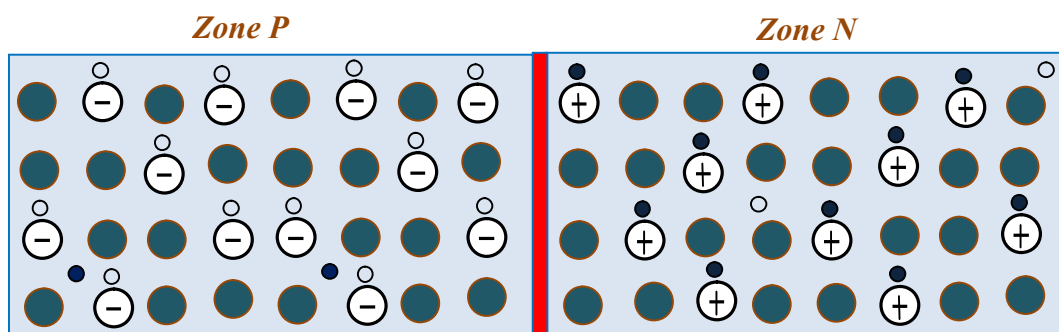


Fig.1.7 : Jonction **PN** avant diffusion

II.1 Jonction PN non polarisée

Au voisinage de la jonction il y a une importante différence de concentration en porteurs libres. Il se produit un phénomène de diffusion des porteurs majoritaires : les trous diffusent de P vers N et les électrons diffusent de N vers P, de nombreuses recombinaisons se produisent (disparition d' e^- et de trous libres de part et d'autre de la jonction).

Les parties P et N étant initialement neutres, la diffusion des électrons et des trous a pour effet de charger positivement la partie N et négativement la partie P, d'où la création d'un champ électrique interne E_i . Ce champ repousse les porteurs majoritaires de chaque partie et arrête la diffusion (Fig.1.8). Entre les deux parties P et N apparaît alors une différence de potentiel (d.d.p) appelée aussi **barrière de potentiel** de l'ordre de 0,7 V pour le Silicium et 0,3 V pour le Germanium.

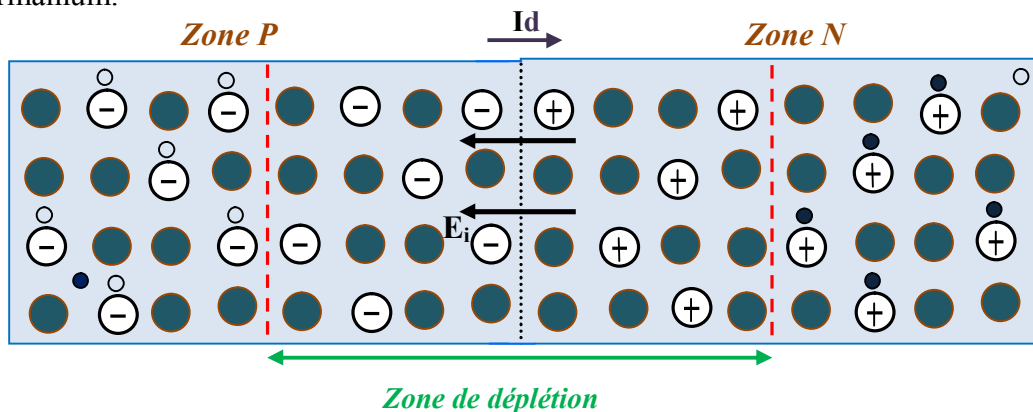


Fig.1.8 : Jonction PN non polarisée après diffusion

Zone de **déplétion** ou zone de **transition** ou zone **d'espace** ou zone **désertée**.

Le courant de diffusion I_d total correspond au bilan de la migration des porteurs majoritaires, il est orienté de P vers N. Dans la zone de déplétion, il n'y a plus de porteurs de charge. Suite à la migration des porteurs, les ions négatifs dans la zone P et les ions positifs dans la zone N n'ont plus leur charge «neutralisée», donc subsistent, face à face, les charges des ions négatifs ayant perdu leur trou (zone P) et celles des ions positifs ayant perdu leur électron (zone N).

On arrive donc à un équilibre, la zone de transition ayant une largeur et un champ interne tels que seuls les porteurs ayant une énergie suffisante peuvent franchir cette «barrière» et entretenir le courant de diffusion.

Le champ interne favorise par contre le passage des porteurs minoritaires (les trous dans P et les électrons dans N). Il se crée donc un courant de porteurs minoritaires dirigé de N vers P. Il est appelé courant de saturation, noté I_s et ne dépend que de l'activité intrinsèque du semi-conducteur, donc de la température.

Lorsque la jonction n'est soumise à aucune action externe, aucun courant ne peut traverser la diode.

II.2 Jonction PN polarisée : Diode polarisée

II.2.1 Polarisation directe

Lorsqu'une tension positive est appliquée entre la région P et la région N ($U_{PN} > 0$), la jonction PN est polarisée en direct (Fig.1.9). Cela revient à superposer au champ interne E_i , un champ externe E_e , le champ résultant E_r a pour effet de diminuer la hauteur de la barrière de potentiel et par conséquent, le nombre de porteurs majoritaires capables de franchir la jonction augmente.

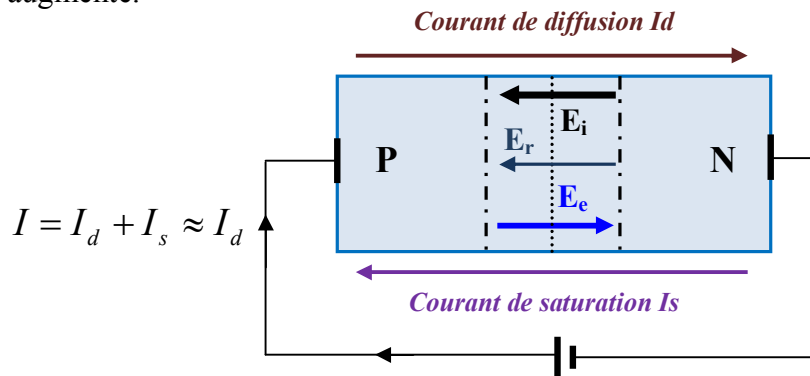


Fig.1.9 : Diode polarisée en direct

II.2.2 Polarisation inverse

Lorsqu'une tension négative est appliquée entre la région P et la région N ($U_{PN} < 0$), la jonction PN est polarisée en inverse (Fig.1.10). Le champ E_e vient s'ajouter au champ interne E_i et le champ résultant E_r a pour effet d'empêcher la circulation des porteurs majoritaires. La jonction est bloquée. Le courant inverse est pratiquement nul.

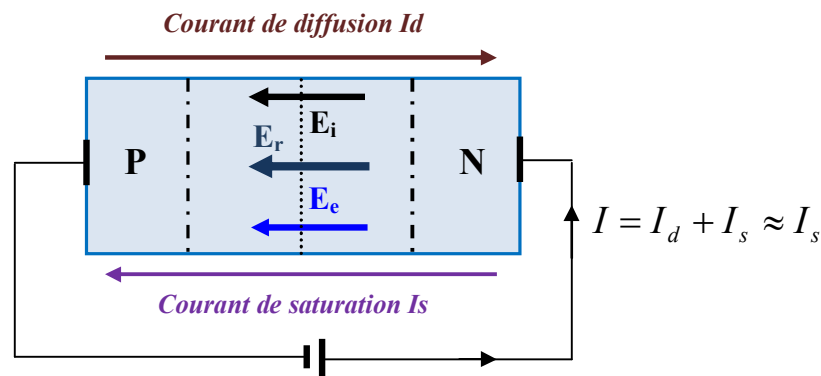


Fig.1.10 : Diode polarisée en inverse

II.2.3 Symbole d'une diode

Une diode à jonction PN est un composant électronique constitué de deux électrodes : l'Anode (A) et la Cathode (K).



Fig.1.11 : Symbole d'une diode

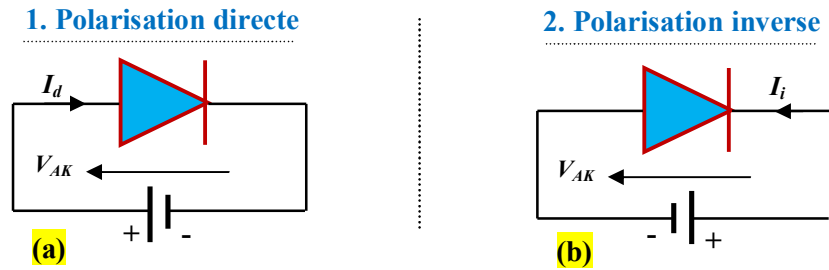


Fig.1.12 : Polarisations d'une diode : (a) directe et (b) inverse

- ➡ **En polarisation directe**, la tension appliquée ($V_{AK} > 0$) permet le passage d'un courant électrique de l'anode vers la cathode appelé **courant direct I_d** .
- ➡ **En polarisation inverse**, la tension appliquée ($V_{AK} < 0$) empêche le passage du courant. Le **courant inverse I_i** est pratiquement nul.

II.2.4 Caractéristique courant-tension

La loi de variation du courant I_d qui traverse la diode en fonction de la tension V_d à ses bornes est donnée par la relation suivante :

$$I_d = I_s \left[\exp\left(\frac{eV_d}{KT}\right) - 1 \right]$$

e : Charge élémentaire ($e = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$)

T : Température absolue en $^{\circ}\text{K}$

I_s : Intensité de saturation, de l'ordre de 10^{-12} A

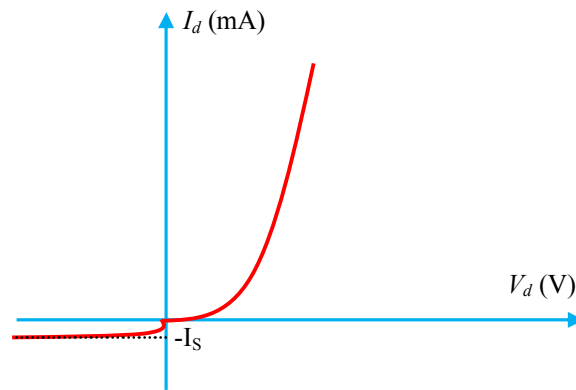
K : Constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J}/^{\circ}\text{K}$)

II.2.4.1 Polarisation directe (courant direct)

$$V_d > 0 \Rightarrow \exp\left(\frac{eV_d}{KT}\right) \gg 1 \Rightarrow I_d \approx I_s \exp\left(\frac{eV_d}{KT}\right) : \text{C'est le courant direct.}$$

II.2.4.2 Polarisation inverse (courant inverse)

$$V_d < 0 \Rightarrow \exp\left(\frac{eV_d}{KT}\right) \ll 1 \Rightarrow I_d \approx -I_s = -I_i : \text{C'est le courant inverse.}$$

Fig.1.13 : Caractéristique $I_d=f(V_d)$ d'une diode

II.2.4.3 Tension seuil d'une diode (V_o)

C'est la tension au dessous de laquelle le courant qui traverse la diode est très faible (qq μA à qq mA) selon le type de la diode. C'est une caractéristique importante de la diode. D'après le relevé de la caractéristique, cette tension vaut environ : 0,6 V pour le Silicium et 0,2 V pour le Germanium.

Remarque : Pour des tensions inverses importantes (quelques dizaines de volts), on observe un effet de conduction forcé au travers de la jonction (**Effet Avalanche**) qui est en général destructeur.

En général, on admet le fonctionnement suivant de la diode :

- Diode polarisée en sens direct; **la diode est dite passante.**
- Diode polarisée en sens inverse; **la diode est dite bloquée.**

II.2.4.4 Point de fonctionnement d'une diode

C'est le point d'intersection de la caractéristique $I_d=f(V_d)$ de la diode, donnée par le constructeur, et de la droite de charge du circuit à diode, fixée par l'utilisateur.

On considère le circuit suivant :

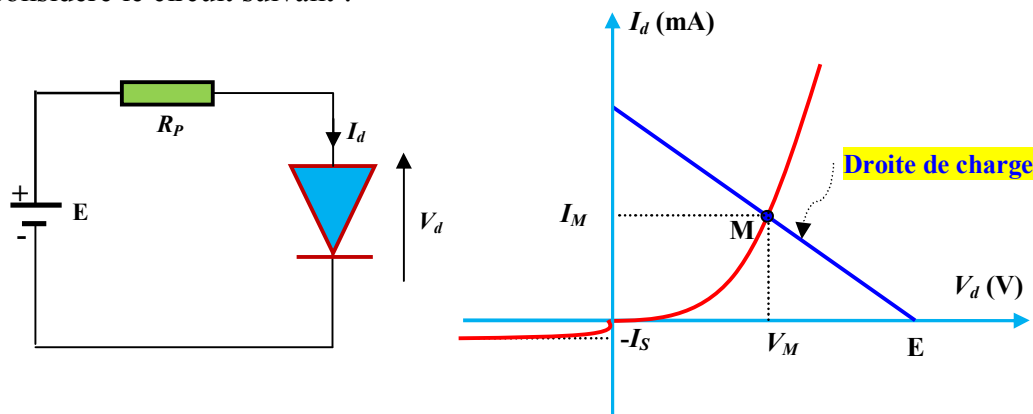


Fig.1.14 : Point de fonctionnement d'une diode

On peut déterminer graphiquement le point de fonctionnement M : c'est l'intersection de la caractéristique $I_d=f(V_d)$ avec la droite de charge.

Loi de Kirchoff $\rightarrow I_d = \frac{E - V_d}{R_p}$: équation de la droite de charge

II.2.4.5 Résistance dynamique

La résistance de la diode au point de fonctionnement M est définie par :

$$r_d = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{V_1 - V_0}{I_1 - I_0} \quad (\text{Inverse de la tangente à la courbe au point M})$$

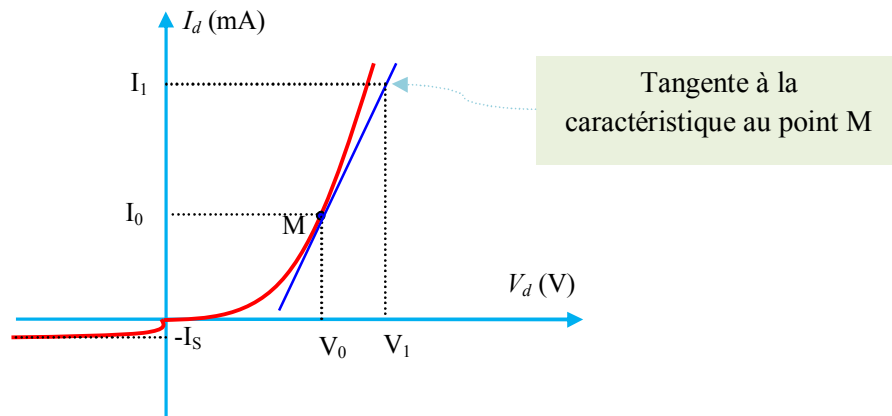


Fig.1.15 : Résistance dynamique d'une diode

II.2.4.6 Linéarisation de la caractéristique

La caractéristique de la diode n'est pas linéaire et la modélisation des signaux à ces bornes devient complexe. On se ramène habituellement au cas linéaires en effectuant une linéarisation de la caractéristique. Dans ce cas les différents morceaux de la courbe sont assimilés à des droites.

Nous distinguons deux zones de fonctionnement :

- $V_d > V_0$: le courant est non nul et varie linéairement en fonction de la tension, on dit que la diode est passante.
- $V_d < V_0$: le courant est pratiquement nul, on dit que la diode est bloquée.

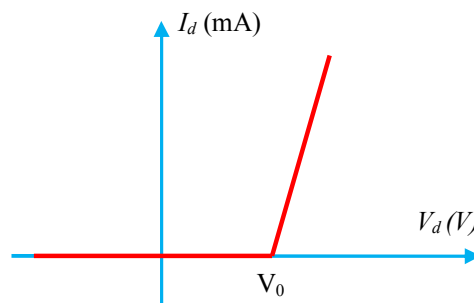


Fig.1.16 : Linéarisation de la caractéristique $I_d=f(V_d)$ d'une diode

II.2.5 Schémas équivalents de la diode

Pour analyser un circuit électrique on doit remplacer la diode par son schéma équivalent selon la tension à ses bornes.

II.2.5.1 Zone de conduction $V_d > V_0$

La diode est passante et la relation entre le courant et la tension est linéaire et de la forme $V_d = a.I_d + b$.

$$a = \frac{\Delta V}{\Delta I} = r_d \equiv \text{pente dynamique} \quad \text{et} \quad b = V_0 \equiv \text{tension seuil}$$

La diode est équivalente à un récepteur de force contre électromotrice (f.c.é.m) V_0 et de résistance interne r_d .

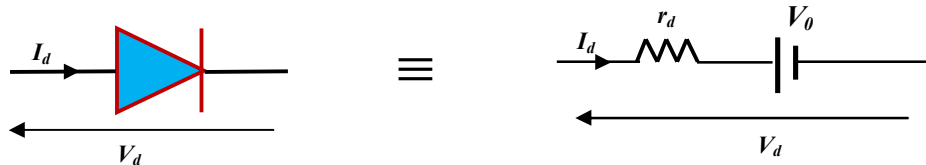


Fig.1.17 : Schéma équivalent de la diode polarisée en direct

II.2.5.2 Zone de blocage $V_d < V_0$

Le courant qui traverse la diode est pratiquement nul. La diode est équivalente à une très grande résistance R_i . On prend en général une résistance de valeur infinie (circuit ouvert).

La diode est remplacée par un circuit ouvert.

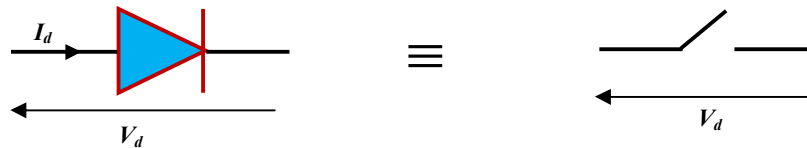


Fig.1.18 : Schéma équivalent de la diode polarisée en inverse

Cas particulier : Diode idéale ou parfaite

Dans ce cas $V_0 = 0$, $r_d = 0$ et $R_i = \infty$

- Dans la zone de conduction, la diode est équivalente à un circuit fermé.
- Dans la zone de blocage, la diode est équivalente à un circuit ouvert.

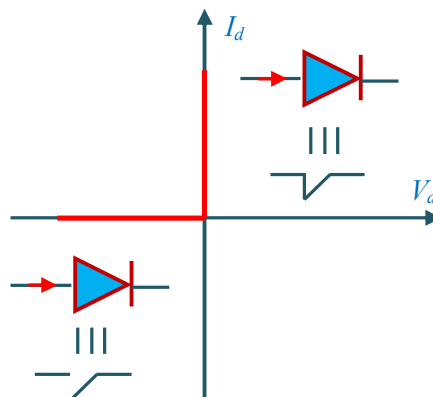


Fig.1.19 : Caractéristique idéalisée de la diode

II.3 Autres types de Diodes

II.3.1 Diode Zener : Claquage de la jonction

La diode Zener est une diode particulière, spécialement conçue pour exploiter le claquage inverse. Elle permet de laisser passer le courant à partir d'une certaine tension inverse : cette tension de seuil s'appelle la tension Zener. C'est un claquage contrôlé, où le courant se stabilise et ne prend pas des valeurs destructrices, comme le cas d'une diode classique.

Le schéma équivalent et la caractéristique courant-tension d'une diode Zener sont donnés successivement par les figures (Fig.1.20) et (Fig.1.21).

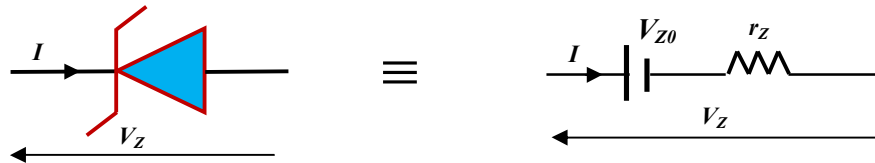


Fig.1.20 : Schéma équivalent d'une diode Zener

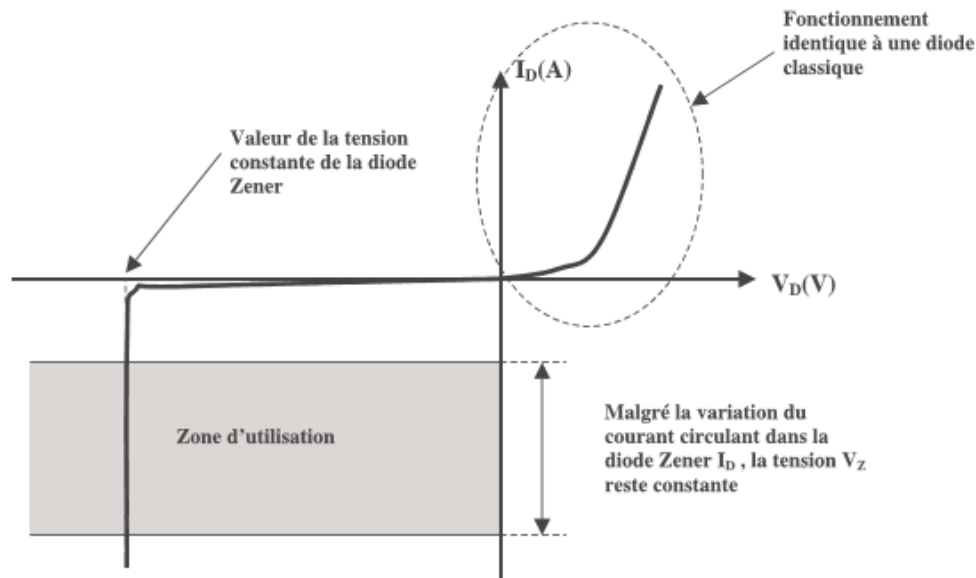


Fig.1.21 : Caractéristique courant-tension d'une diode Zener

II.3.2 Diode électroluminescente (ou LED)

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

Ces composants ont des caractéristiques intéressantes comme une durée de vie quasi illimitée (100 000 heures) et une petite taille. On les rencontre partout : feux tricolores de circulation, panneaux d'affichage électroniques (heure, température...). Les diodes à infrarouges servent beaucoup dans les télécommandes d'appareils TV ...

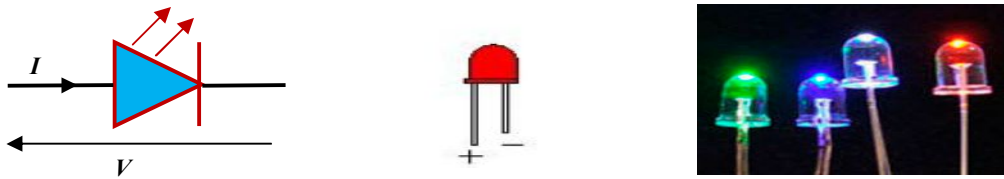


Fig.1.22 : Diode électroluminescente

II.3.3 Diodes varicap (ou varactor) : diode à capacité variable

Polarisée en inverse, la diode varicap (Fig.1.23) est équivalente à une capacité C dont la valeur est variable en fonction de la tension inverse appliquée. Grâce à ce type de diode, on peut réaliser une capacité variable commandée par une tension. Avec la technologie actuelle, la valeur de la capacité ne peut dépasser quelques 100 pF (pico farad = 10^{-12} F). Ces diodes sont utilisées à hautes fréquences (à partir de 100 MHz). On l'utilise par exemple pour régler la fréquence de résonance d'un capteur (circuit RLC) de signaux radiofréquences de l'IRM (Imagerie par Résonance Magnétique) en agissant sur la tension de commande. Les capteurs de la dernière génération sont équipés de ce type de diode.

Son symbole électronique est le suivant :

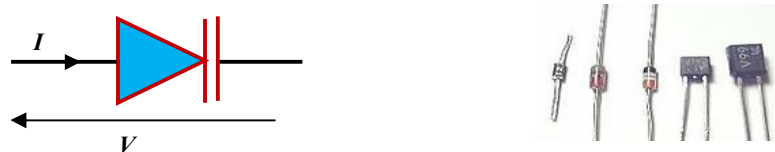


Fig.1.23 : Diode Varicap

II.3.4 Diodes Schottky

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

Diode avec seuil V_0 très petit et un temps de réponse très court.

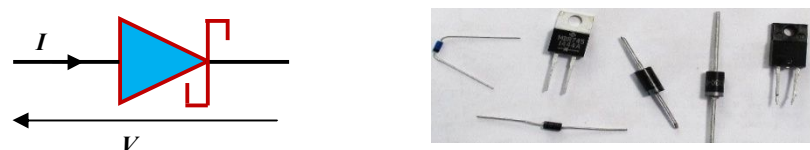


Fig.1.24 : Diode Schottky

II.3.5 Photodiode

Cette diode doit être polarisée en inverse. Elle fournit un courant inverse I dépend de l'éclairement. Cette diode réalise la fonction inverse d'une LED. Ses applications majeures concernent son utilisation comme capteur de lumière : conversion d'un signal optique, fourni par une fibre optique par exemple, en signal électrique; récepteur des télécommandes infrarouges. La photodiode, soumise à une différence de potentiel d'une part et à un rayonnement d'autre part, elle se comporte comme un générateur de courant.

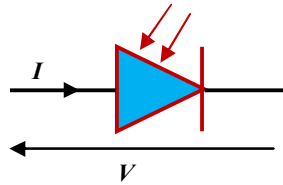


Fig.1.25 : Photodiode

$$I \approx -(I_s + I_{ph}) \approx -I_s \text{ si } I_s \ll I_{ph}$$

On réalise ainsi une source de courant commandée par un flux lumineux.

Chapitre 2

Application des diodes : Circuits à diode

Chapitre 2 : Application des diodes : Circuits à diode

I. Introduction

I.1 Limitation en puissance d'un composant

Lorsque un courant électrique traverse, sous une tension, un élément résistif il se produit un dégagement de chaleur (Effet joule). Si cette température atteint une certaine valeur le composant est détruit.

De même pour une diode, la température qui peut supporter la jonction ne doit pas dépasser une valeur limite qui dépend de la puissance fournie au composant. Cette puissance maximale qui peut supporter le composant est indiquée par le constructeur.

$P = P_{Max}$: c'est la courbe limite

$$P = i_d \cdot v_d \text{ et } P_{Max} = I_{d\ Max} \cdot V_{d\ Max}$$

Pour un bon fonctionnement de tout composant actif, en particulier la diode, il ne faut pas dépasser une valeur limite P_{Max} de la puissance dissipée au sein du composant.

Le point de fonctionnement M doit

être choisis en dessous de la courbe $P = P_{Max}$.

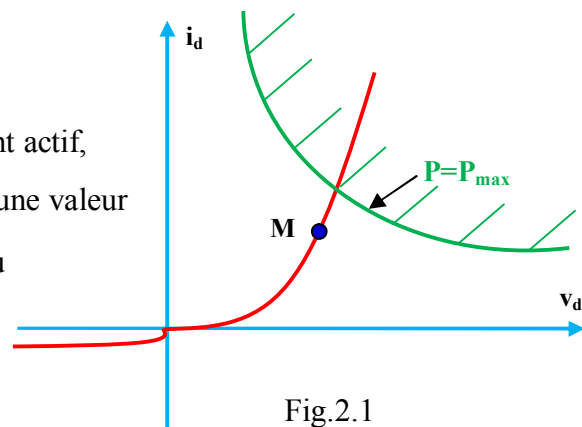


Fig.2.1

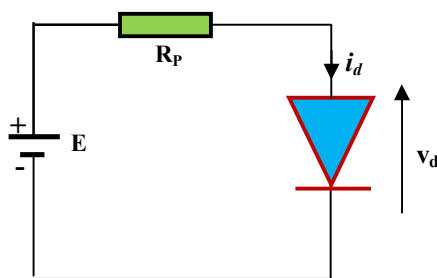


Fig.2.2

$$i_d = \frac{E - V_0}{R_p + r_d} < I_{dMax}$$

La résistance R_p dans le circuit limite le courant qui traverse la diode. R_p est une résistance de protection.

I.2 domaines d'utilisation des diodes

Ils sont multiples, on peut citer :

- ✓ Redressement et filtrage des courants (ou tensions) alternatifs (utiliser pour les alimentations continues) ;
- ✓ Circuit comparateur (comparaison entre deux tensions) ;
- ✓ Détecteur de crêtes (détection radio) ;
- ✓ Les circuits limiteurs (sélection de signal) ;
- ✓ Les circuits logiques (opérateurs Booléennes) ;
- ✓ Stabilisation de tension, à l'aide de diode Zener

II. Redressement - Filtrage

II.1 Redressement

Le redressement est l'une des principales applications des diodes, il consiste à transformer une tension bidirectionnelle en une tension unidirectionnelle appelée tension redressée. C'est la conversion d'une tension sinusoïdale de moyenne nulle en une tension de moyenne non nulle et plus grande que zéro.

II.1.1 Redressement mono-alternance

C'est le redressement le plus simple, obtenu à l'aide d'un circuit comprenant une diode et une résistance pure.

a. Schéma du montage : considérons le schéma de la Fig.2.3 suivante.

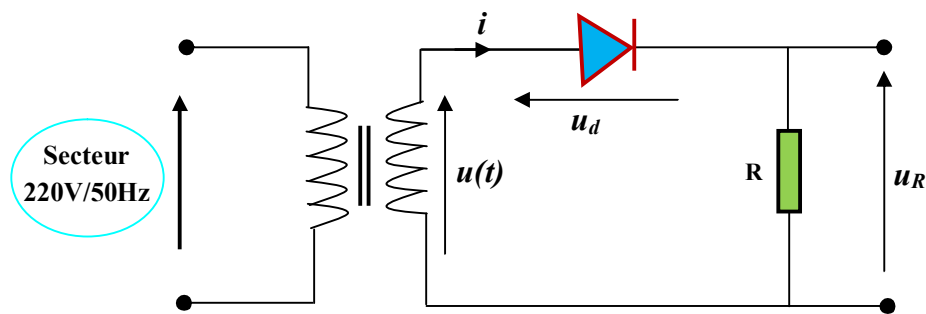


Fig.2.3 : Schéma du circuit du redresseur mono-alternance

avec : $u(t) = U_m \sin(\omega t)$; $\omega = 2\pi F$

b. Principe de fonctionnement

Nous supposons que la diode est idéale ($V_0 = 0$, $r_d = 0$ et $R_i = \infty$).

- Pendant l'alternance positive de la tension $u(t)$ ($0 < t < \frac{T}{2}$) ($u(t) > 0$), la diode est polarisée en direct donc elle est passante ($i > 0$ et $u_d = 0$) donc $u_R = u(t) - u_d = u(t)$.
- Pendant l'alternance négative de la tension $u(t)$ ($\frac{T}{2} < t < T$) ($u(t) < 0$), la diode est polarisée en inverse donc elle est bloquée ($i = 0$ et $u_d < 0$) donc $u_R = 0$.

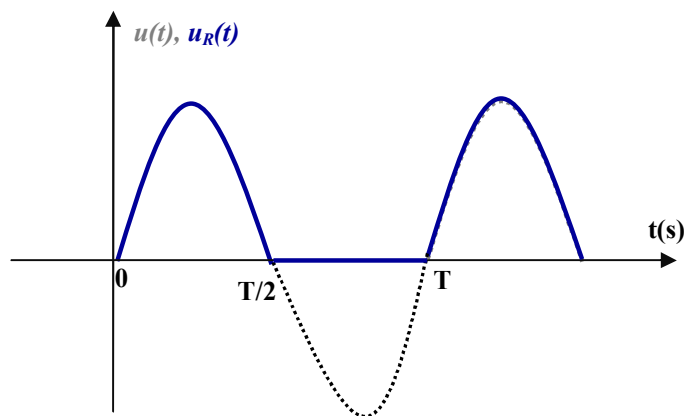


Fig.2.4 : Allures des tensions $u(t)$ et $u_R(t)$

On obtient à la sortie un signal $u_R(t)$ périodique (période T) de signe constant, mais n'est pas alternatif. Sa valeur moyenne U_{R_moy} est non nulle :

$$U_{R_moy} = \frac{1}{T} \int_0^T u_R(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} U_m \sin(\omega t) dt = \frac{U_m}{\pi}$$

On définit aussi :

- ✓ **La valeur efficace** de la tension redressée $u_R(t)$: $U_{R_eff} = \left(\frac{1}{T} \int_0^T u_R^2(t) dt \right)^{\frac{1}{2}}$
- ✓ **Le facteur de forme** de $u_R(t)$: La tension redressée $u_R(t)$ n'est pas continue. On dit alors qu'il existe un facteur de forme F qui varie selon la forme de la tension redressée défini par la relation suivante : $F = \frac{U_{R_eff}}{U_{R_moy}}$
- ✓ **Le courant moyen** étant égal : $I_{moy} = \frac{U_{R_moy}}{R} = \frac{U_m}{R\pi}$

Exercice : Etudier le même circuit en utilisant la diode dans l'approximation suivante : ($V_0=0,7V$, $r_d = 0$ et $R_i = \infty$).

II.1.2 Redressement double alternance

Contrairement au redresseur mono-alternance qui utilise une seule alternance du signal sinusoïdal, le redresseur à double alternance utilise les deux alternances de la sinusoïde.

II.1.2.1 Redressement double alternance à deux diodes et transformateur à point milieu

Nous utilisons 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 nous avons deux montages identiques à celui de la Fig.2.5 qui fonctionnent l'un pour l'alternance positive et l'autre pour l'alternance négative.

a. Schéma du montage :

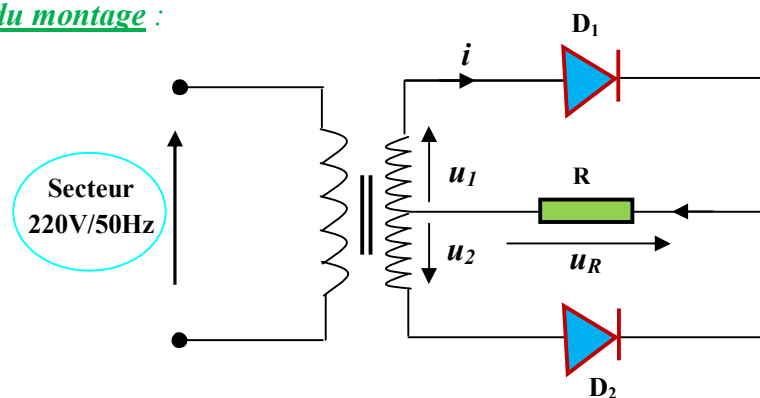


Fig.2.5 : Schéma du circuit du redresseur double alternance à deux diodes et transformateur à point milieu

avec : • $u(t) = u_1 - u_2 = U_m \sin(\omega t)$, $u_1 = \frac{u}{2}$, $u_2 = -\frac{u}{2}$ et $\omega = 2\pi F$

b. Principe de fonctionnement

Hypothèse : Les diodes sont supposées idéales ($V_0 = 0$, $r_d = 0$ et $R_i = \infty$).

Pendant l'alternance positive de $u(t)$ ($0 < t < \frac{T}{2}$) :

- u_1 est positive, D_1 conduit donc $u_R = u_1 = u/2$
- u_2 est négative, D_2 bloquée.

Pendant l'alternance négative de $u(t)$ ($\frac{T}{2} < t < T$) :

- u_2 est positive, D_2 conduit donc $u_R = u_2 = -u/2$
- u_1 est négative, D_1 bloquée.

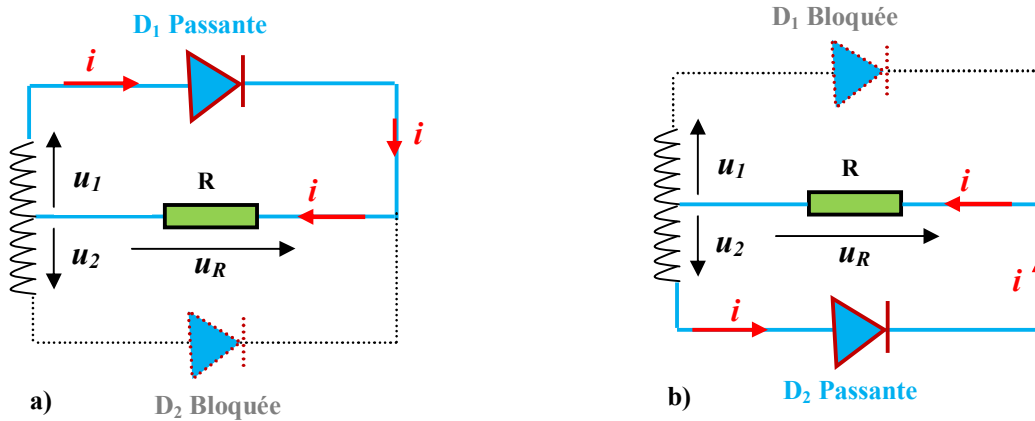


Fig.2.6 : Sens du courant a). Pendant l'alternance positive, b). Pendant l'alternance négative

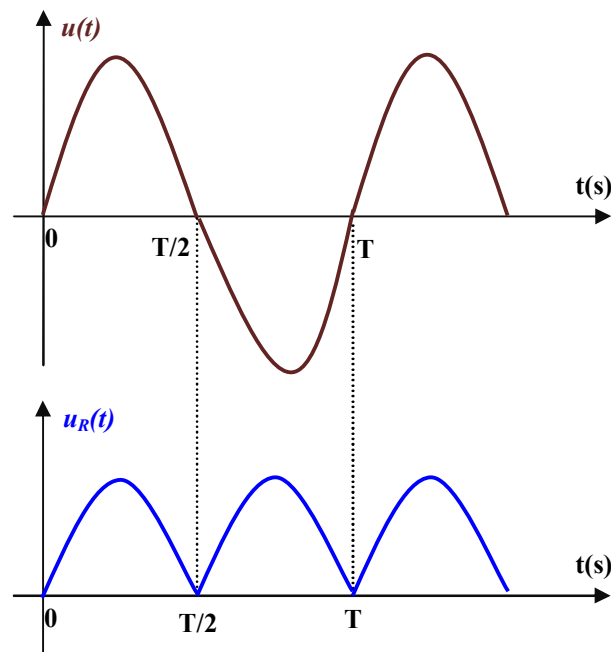


Fig.2.7 : Allures des tensions $u(t)$ et $u_R(t)$

Exercice : Donner la période de $u_R(t)$ et calculer sa valeur moyenne, sa valeur efficace et le facteur de forme.

II.1.2.2 Redressement double alternance à pont de Graetz

Il existe une autre façon de faire un redressement double alternance, ne nécessitant pas un transformateur à double enroulement : nous utilisons 4 diodes montées en pont.

a. Schéma du montage

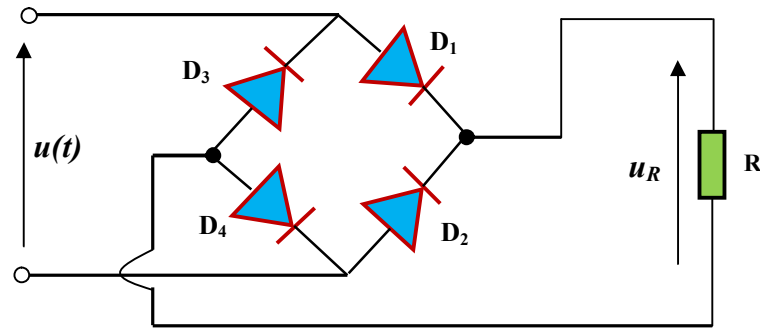


Fig.2.8 : Schéma du circuit du redresseur double alternance à pont de Graetz

avec : $u(t) = U_m \sin(\omega t)$; $\omega = 2\pi F$

b. Principe de fonctionnement

Hypothèse : Les diodes sont supposées idéales ($V_0 = 0$, $r_d = 0$ et $R_i = \infty$).

Pendant l'alternance positive de $u(t)$ ($0 < t < \frac{T}{2}$) :

➡ D_1 et D_4 **conduisent** et D_2 et D_3 **bloquées** donc $u_R = u(t)$.

Pendant l'alternance négative de $u(t)$ ($\frac{T}{2} < t < T$) :

➡ D_2 et D_3 **conduisent** et D_1 et D_4 **bloquées** donc $u_R = -u(t)$.

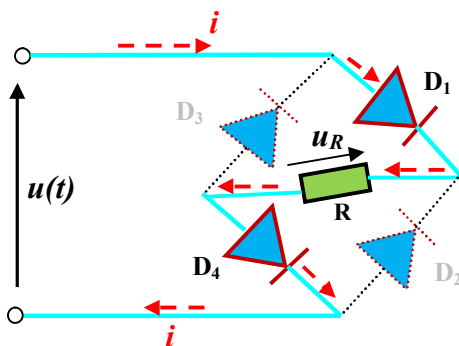


Fig.2.9 (a) : Demi-alternance positive

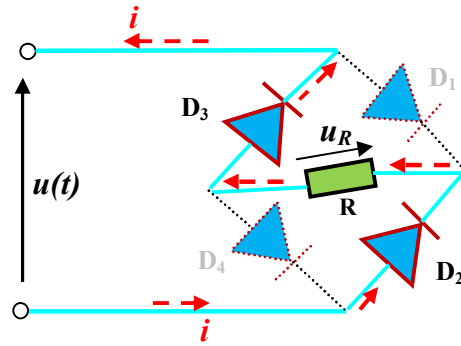
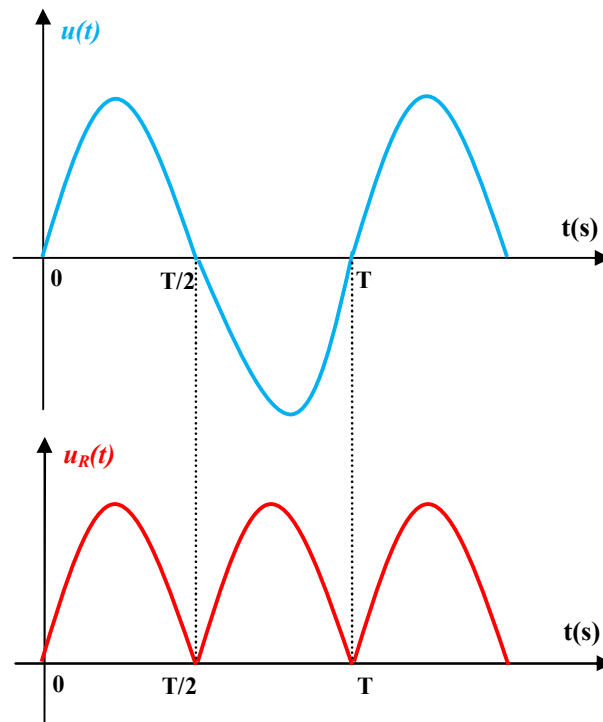


Fig.2.9 (b) : Demi-alternance négative

Fig.2.10 : Allures des tensions $u(t)$ et $u_R(t)$

II.2 Filtrage

Les tensions redressées vus précédemment ne permettent pas d'alimenter les circuits électroniques qui requièrent une tension DC constante.

La technique la plus simple pour améliorer et réduire les ondulations de la tension redressée est d'utiliser un filtrage capacitif en plaçant en parallèle sur la charge un condensateur de capacité C .

II.2.1 Redressement mono-alternance avec filtrage

Considérons le schéma de la figure suivante :

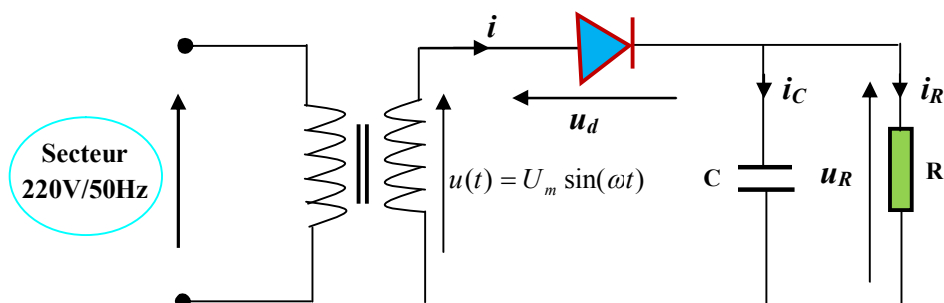


Fig.2.11 : Schéma du circuit de redressement mono-alternance et filtrage

- Si la diode est conductrice; le condensateur se charge
- Si la diode est bloquée; le condensateur se décharge à travers R .

L'allure de la tension aux bornes de la charge R après filtrage est donnée par la figure 2.12.

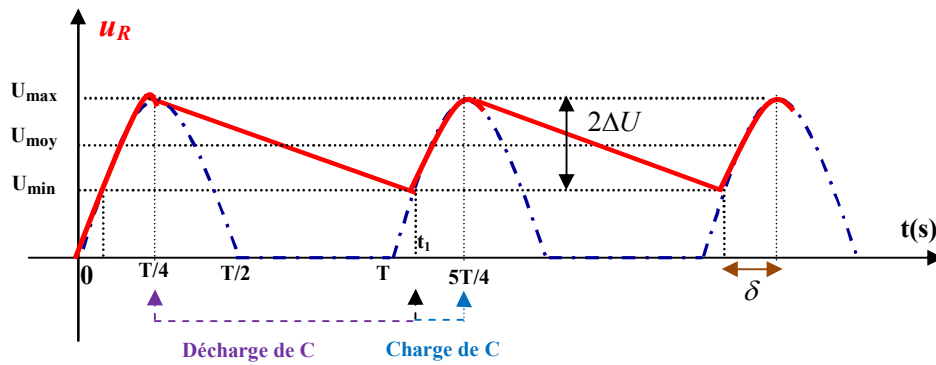


Fig.2.12 : Forme du signal de sortie aux bornes de la charge R après filtrage

✚ $0 \leq t \leq \frac{T}{4}$: La diode conduit et le condensateur se charge.

A l'instant $t=0$ la source $u(t)$ est connectée aux bornes de la diode; la tension aux bornes du condensateur passe de 0 à $U_{\max}=U_m$ (charge du condensateur) au bout d'un temps $t=T/4$.

✚ $t > \frac{T}{4}$, $u_c(t) > u(t)$: La tension $u(t)$ devient à un potentiel inférieur à celle aux bornes du condensateur; la diode se polarise en inverse et sera bloquée et le circuit RC se trouve isolé. Le condensateur se décharge dans la charge R avec une constante de temps $\tau = RC$. Lors de cette décharge la tension u_R aux bornes de R décroît exponentiellement et tend vers une valeur U_{\min} pour $t_1 = \frac{5T}{4} - \delta$. A cet instant, le potentiel de l'anode redevenant supérieur au potentiel de la cathode, la diode se remet à conduire et recharge complètement le condensateur à $t = \frac{5T}{4}$ et le processus recommence.

II.2.1.1 Taux d'ondulation

Le taux d'ondulation est défini par le rapport : $\tau_{ond} = \frac{\Delta U}{U_{moy}}$

ΔU : Ondulation de la tension filtrée ;

$2\Delta U = U_{\max} - U_{\min}$: Ondulation crête à crête ;

U_{moy} : Tension filtrée moyenne

II.2.1.2 Choix de la capacité de filtrage

Si $2\Delta U$ est la valeur crête de la tension d'ondulation, on voit que pendant le temps δ , le condensateur C se charge et que la tension à ses bornes varie de $2\Delta U$. La quantité d'électricité reçue de la part de la source pendant le temps δ est : $Q_r = 2C\Delta U$

Pendant le temps $T - \delta \cong T$ le condensateur se décharge dans R et restitue une quantité d'énergie Q_p telle que : $Q_p = i(T - \delta) \cong iT$

La conservation d'électricité reçue et restitué impose $Q_r = Q_p$, avec $i \cong i_{\text{moy}} = \frac{U_{\text{moy}}}{R}$

$$Q_r = Q_p \Rightarrow 2C\Delta U = T \frac{U_{\text{moy}}}{R} \Rightarrow \frac{\Delta U}{U_{\text{moy}}} = \tau_{\text{ond}} = T \frac{1}{2RC} = \frac{1}{2RCf}$$

Ce calcul suppose que $RC \gg T$, le filtrage est d'autant plus efficace (faible ondulations) que $\frac{\Delta U}{U_{\text{moy}}}$ est faible, ce qui nécessite un **RC élevé**.

La résistance **R** est généralement imposé par le circuit d'utilisation, il faut donc choisir **C** élevé pour satisfaire cette condition, ($C \gg \frac{T}{R}$).

II.2.2 Redressement double alternance avec filtrage

On considère le montage de la figure (Fig.2.13).

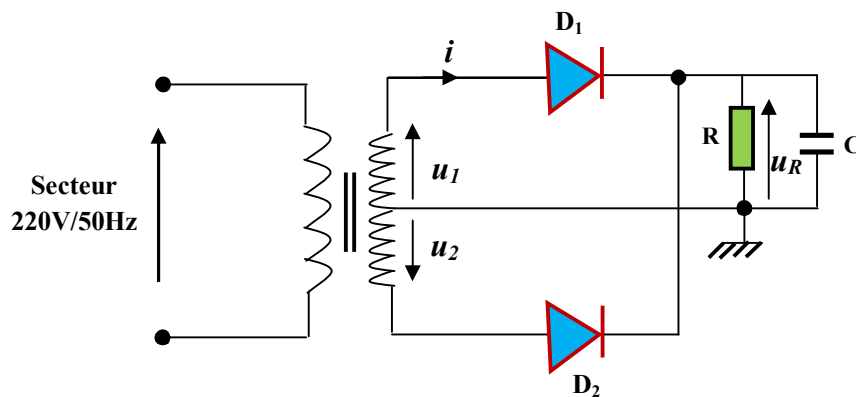


Fig.2.13 : Schéma du circuit de redressement double alternance et filtrage

La tension de sortie aux bornes de la résistance aura la forme suivante :

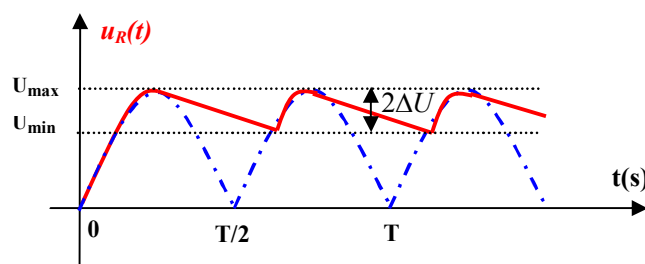


Fig.2.14 : Forme du signal de sortie aux bornes de la charge R après filtrage du circuit de la figure 2.13

Un raisonnement analogue à celui fait dans le redressement mono-alternance avec filtrage montre que la tension aux bornes de la charge R est telle que : $\frac{\Delta U}{U_{\text{moy}}} = \frac{1}{4RCf}$

III. Circuits limiteurs (écrêteurs)

Les circuits limiteurs sont utilisés pour sélectionner une portion d'un signal quelconque.

Exemple 1 :

Le circuit de la figure 2.14 permet d'écarter le signal de sortie $v_s(t)$, qui est limité à E_0 .

L'étude est menée avec le modèle de la diode idéale et avec l'hypothèse $r_p \ll R_C$.

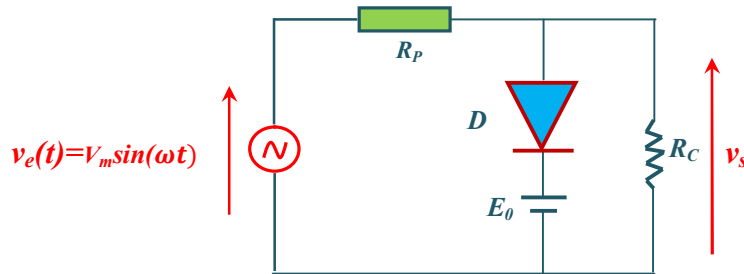
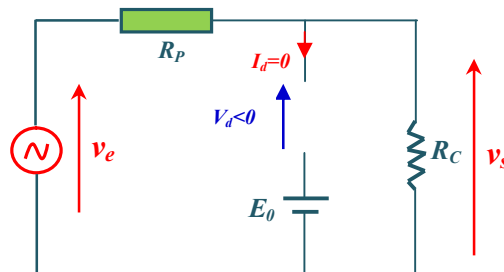


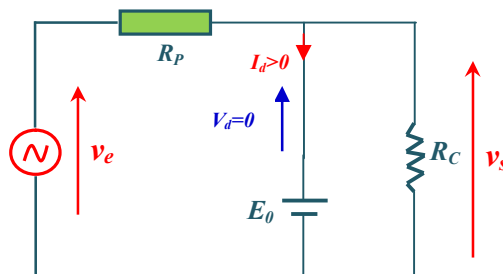
Fig.2.14

1^{er} cas : la diode est bloquée

$$I_d = 0 \Rightarrow v_s(t) = \frac{R_C}{R_C + R_p} v_e(t) \text{ et comme } R_p \ll R_C, \text{ donc } v_s(t) = v_e(t).$$

Limite de blocage : la diode (D) reste bloquée tant que $V_d < 0$ et on a $V_d = v_s(t) - E_0 = v_e(t) - E_0$.

Donc la diode reste bloquée tant que $v_e(t) < E_0$.

2^{ème} cas : la diode est conductrice

$$V_d = 0 \Rightarrow v_s(t) = E_0$$

$$I_d = \frac{v_e(t) - E_0}{R_p} - \frac{E_0}{R_C} = \frac{v_e(t)}{R_p} - E_0 \left(\frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_C} \right) \text{ avec } \left(\frac{1}{R_C} \ll \frac{1}{R_p} \right) \Rightarrow I_d = \frac{1}{R_p} (v_e(t) - E_0)$$

Limite de conduction : la diode (D) reste conductrice tant que $I_d > 0$.

Donc la diode reste conductrice tant que $v_e(t) > E_0$.

Le graphique de la figure 2.15, montre l'évolution de $v_s(t)$, il traduit les équations établies précédemment.

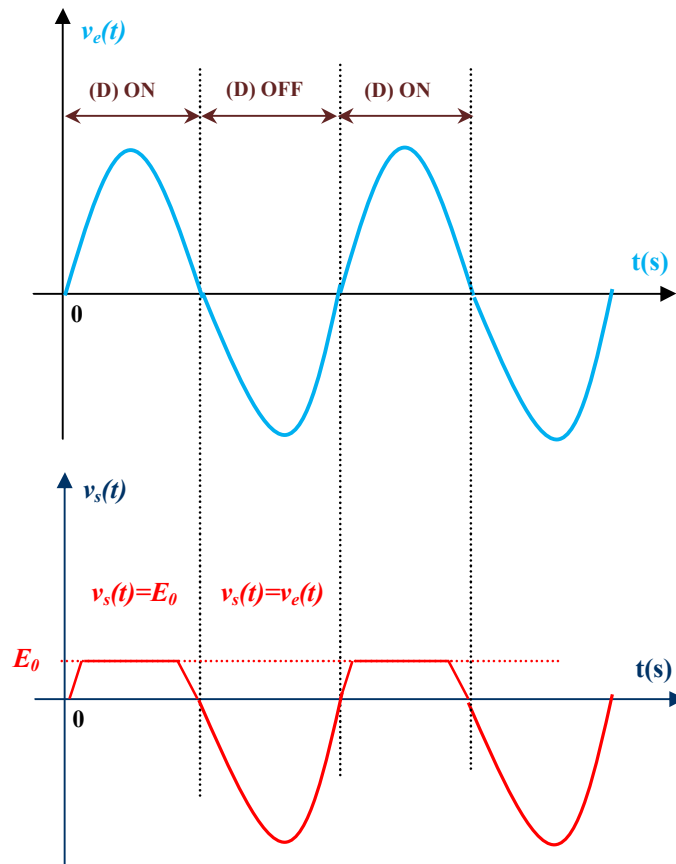


Fig.2.15

Exemple 2 : Circuit double écrêteur

Un circuit dont la tension d'entrée doit impérativement rester en dessous d'une valeur seuil V_s , peut être protégé par un jeu de diodes montées en antiparallèle. En cas de dépassement de la tension seuil V_s , l'une des deux diodes se mettra alors à conduire et assurera ainsi une protection du circuit.

On considère le montage de la figure 2.16, les diodes (D_1) et (D_2) fonctionnent en régime normale.

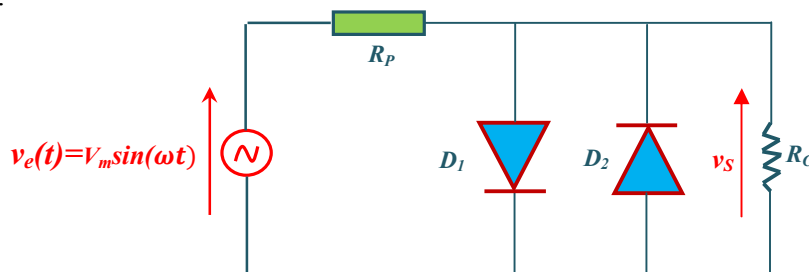


Fig.2.16

Etudier le comportement de ce circuit, déterminer les variations de $v_s(t)$ pendant les deux alternances de $v_e(t)$: positive et négative.

Chapitre 3

Transistor bipolaire en régime statique

Chapitre 3 : Transistor bipolaire en régime statique

Introduction

Depuis son invention par John Bardeen, William Shockley et Walter Brattin en 1948, le transistor bipolaire (transistor à jonction) a révolutionné l'industrie électronique. Il fait partie des composants que l'on retrouve sans exception dans toutes les applications de l'électronique (électronique analogique, électronique numérique et électronique de puissance) :

- ✓ Amplification d'un signal : amplificateur de tension, de courant ou de puissance ;
- ✓ Il peut être utilisé comme une source de courant ;
- ✓ Ou encore comme interrupteur commandé, qui est un élément essentiel en électronique numérique.
- ✓ Convertisseurs de puissance AC-AC, AC-DC, DC-DC, DC-AC ;
- ✓ Oscillateurs ;
- ✓ Microcontrôleurs ;
- ✓ Micro-processeurs, etc...

Le but de ce chapitre est de donner un aperçu de la structure et du principe de fonctionnement des transistors bipolaires en régime statique.

I. Transistor bipolaire (transistor à jonction)

I.1 Définition

Le transistor bipolaire est obtenu à partir d'un barreau de semi-conducteur (Si ou Ge) sur lequel on a créé trois zones. Deux zones de même type P ou N appelée Emetteur et Collecteur, séparée par une troisième zone de type différent appelée Base. Le transistor est donc l'association de deux jonctions P-N (diode) dos à dos.

On distingue deux types de transistor bipolaire :

- Transistor bipolaire NPN (jonction NP suivie d'une jonction PN)
- Transistor bipolaire PNP (jonction PN suivie d'une jonction NP)

La figure 3.1 montre ces deux types de transistor bipolaire.

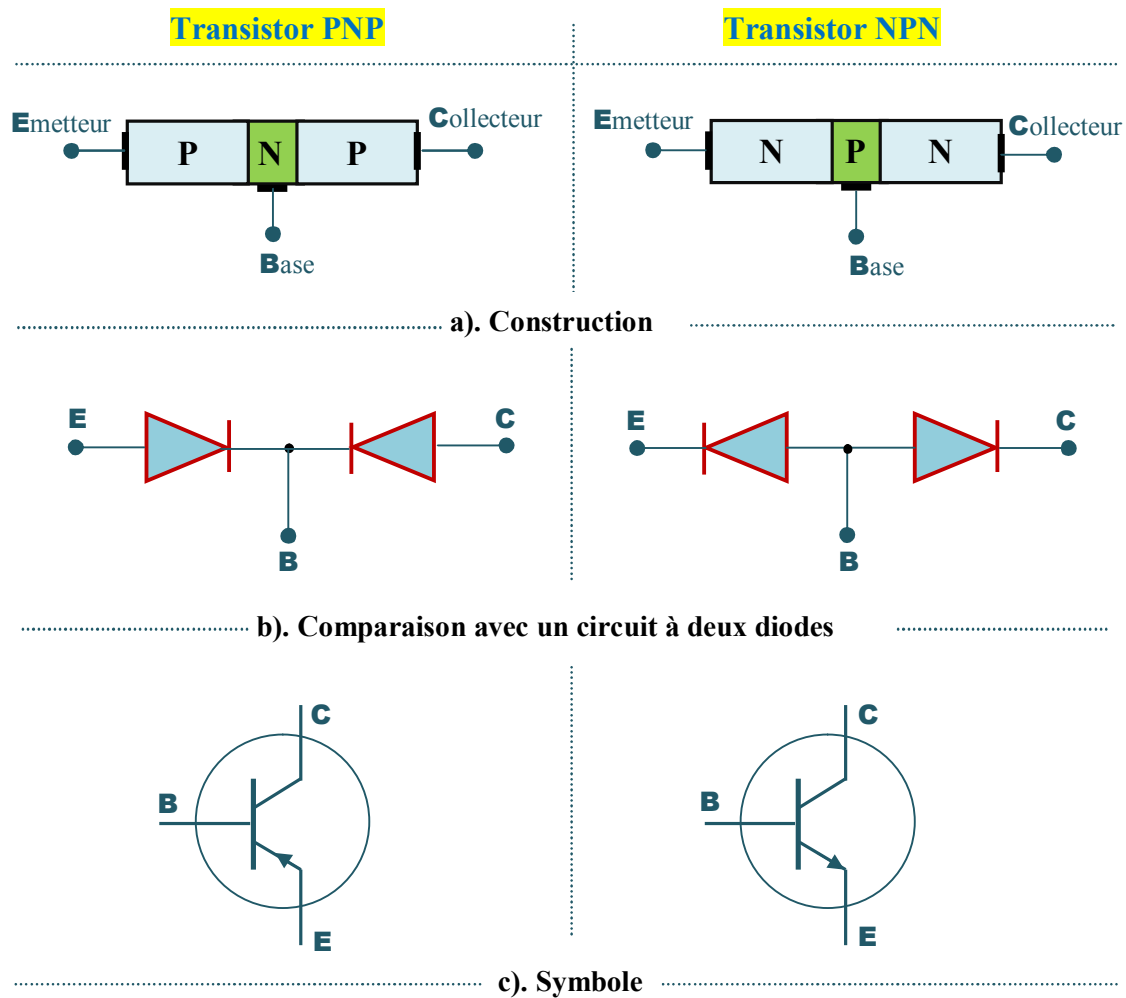


Fig.3.1 : les deux types de transistor à jonction PNP et NPN

De point de vue physique le fonctionnement des deux transistors est le même. Nous étudierons par la suite le transistor NPN. Le raisonnement est identique par rapport au transistor PNP : il suffit de permuter le rôle des électrons et des trous.

Les trois bornes Emetteur, Base et Collecteur sont définies respectivement :

- ▶ **Emetteur (E)** : région de type N, qui est fortement dopée. Son rôle est d'injecter des électrons dans la base.
- ▶ **Base (B)** : région de type P, faiblement dopée, sa zone est mince et son épaisseur est faible devant la longueur de diffusion des porteurs minoritaires (électrons) dans cette zone. Elle transmet au collecteur la plus part des électrons venant de l'émetteur.
- ▶ **Collecteur (C)** : région de type N moyennement dopée. Le collecteur recueille les électrons qui lui viennent de la base d'où son nom.

Remarques :

- Le transistor n'est pas symétrique, car les dimensions géométriques et les dopages de l'émetteur et de collecteur ne sont pas identiques. Le collecteur est plus volumineux et moins dopé que l'émetteur.

- En absence d'une tension appliquée, le transistor est en circuit ouvert. Le courant total est nul.

I.2 Transistor bipolaire sous polarisation

I.2.1 Mode de fonctionnement

Selon les polarités des tensions appliquées aux jonctions émetteur-base et base-collecteur, on obtient des comportements différents du transistor. Ce sont les régimes de fonctionnement du transistor, on distingue quatre types :

Régime normale : utilisé essentiellement en amplification

- ✓ La jonction E-B est polarisée en direct
- ✓ La jonction B-C est polarisée en inverse

Régime bloqué : le transistor est équivalent à un circuit ouvert.

- ✓ La jonction E-B est polarisée en inverse
- ✓ La jonction B-C est polarisée en inverse

Régime saturé : le transistor est équivalent à un circuit fermé.

- ✓ La jonction E-B est polarisée en direct
- ✓ La jonction B-C est polarisée en direct

Régime inverse : très peu utilisé

- ✓ La jonction E-B est polarisée en inverse
- ✓ La jonction B-C est polarisée en direct

I.2.2 Montage de base

Le transistor bipolaire étant un dispositif à trois pattes (bornes), il existe fondamentalement trois façons de le connecter dans un circuit électronique. Une patte étant commune à l'entrée et à la sortie. Chaque façon de connexion réagit différemment à son signal d'entrée dans un circuit. Les trois montages possibles sont :

- ☑ **Montage émetteur commun** (très utilisé) : la patte commune est l'émetteur, l'entrée est la base et la sortie est le collecteur.
- ☑ **Montage base commune** (peu utilisé) : la patte commune est la base, l'entrée est l'émetteur et la sortie est le collecteur.
- ☑ **Montage collecteur commun** (parfois utilisé) : la patte commune est le collecteur, l'entrée est la base et la sortie est l'émetteur.

I.2.3 Effet transistor

I.2.3.1 Montage base commune en régime de fonctionnement normale

Considérons le montage de la figure 3.2.

Nous appliquons entre l'émetteur et la base une tension V_{BE} de l'ordre de 1 Volt, tel que la jonction N-P émetteur-base est polarisée en direct ($V_{BE} > 0$). Et appliquons entre la base et le collecteur une tension V_{CB} d'une dizaine de volts, tel que la jonction base-collecteur est polarisée en inverse ($V_{BC} < 0$).

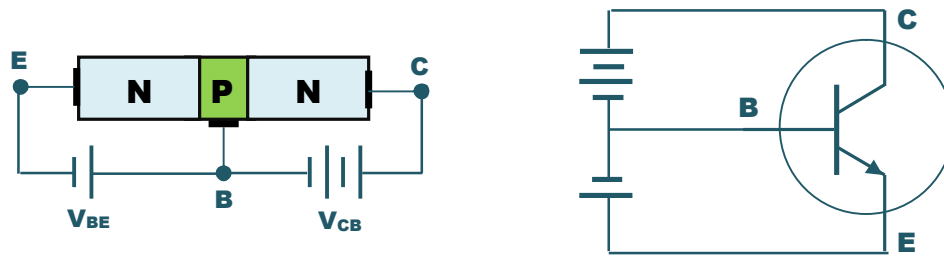


Fig.3.2 : Montage base commune du transistor NPN

I.2.3.2 Fonctionnement

La jonction B-E étant polarisée en direct, donc la barrière de tension est diminuée et on favorise le passage des porteurs majoritaires (les électrons) de l'émetteur vers la base. De même, les trous majoritaires de la base vont diffuser vers l'émetteur.

Les électrons injectés de l'émetteur vers la base deviennent minoritaires. Certains d'entre eux vont se recombiner avec les trous majoritaires de la base. Mais comme la base est très faiblement dopée et son épaisseur est faible devant l'épaisseur des électrons injectés par l'émetteur, ces derniers auront peu de chance de se rencontrer les trous majoritaires de la base. Seule une faible portion de ces électrons va subir des recombinaisons avec les trous de la base. Donc les électrons émis par l'émetteur arriveront très vite à proximité de la jonction base-collecteur où existe un champ interne important qui capte ces électrons et ils sont accélérés vers le collecteur.

Conclusion : la presque totalité des électrons émis par l'émetteur arrivent au collecteur.

I.2.3.3 Courant de fuite

Si on laisse l'émetteur ouvert (en l'air) (figure 3.3), c'est-à-dire $I_E = 0$, le courant I_C devrait être nul. Mais on constate qu'il existe un **courant de fuite** (c'est le courant inverse de saturation I_S de la jonction B-C) noté I_{CB0} .

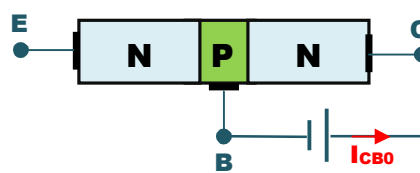


Fig.3.3

De même, il circule le courant de fuite I_{CE0} lorsque la base est ouverte (figure 3.4).

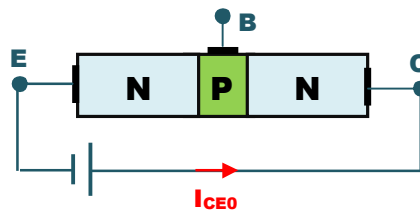


Fig.3.4

I.2.3.4 Bilan des courants pour un transistor NPN

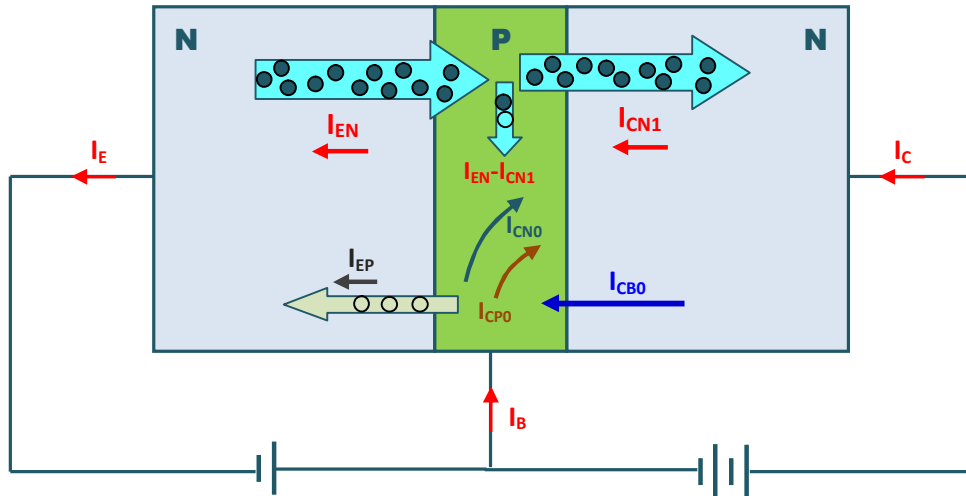


Fig.3.5 : Bilan des courants pour un transistor NPN

a. Au niveau de l'émetteur

Le courant total qui circule dans l'émetteur est composé :

I_{EN} : courant des électrons injectés dans la base, c'est un courant fort (qlq mA)

I_{EP} : courant des trous qui proviennent de la base (ce sont des trous majoritaires dans la base). Il est faible parce que la base est moins dopée que l'émetteur.

$$I_E = I_{EN} + I_{EP} \approx I_{EN} \quad (1)$$

b. Au niveau du collecteur

Le courant qui circule dans le collecteur est composé de :

I_{CN1} : courant des électrons provenant de l'émetteur qui traversent la base

I_{CB0} : c'est le courant de fuite

$$I_C = I_{CN1} + I_{CB0} \quad (2)$$

c. Au niveau de la base

Le courant dans la base est composé de quatre courants :

I_{EP} : le courant des porteurs majoritaires (trous) de la base injectés dans l'émetteur

$I_{EN} - I_{CN1}$: les électrons injectés par l'émetteur qui n'arrivent pas jusqu'au collecteur

I_{CN0} : les minoritaires de la base (électrons) injectés dans le collecteur

I_{CP0} : les minoritaires du collecteur (trous) injectés dans la base

Ces deux derniers courants forment le courant de fuite : $I_{CB0} = I_{CN0} + I_{CP0} = I_S$

On a donc : $I_B - I_{EP} + (I_{EN} - I_{CN1}) + I_{CB0} = 0 \quad (3)$

I.2.3.5 Effet transistor

Le transistor, permet avec une faible tension V_{BE} (de l'ordre 1 volt) d'injecter un courant donné (courant d'émetteur) dans un circuit de faible résistance (jonction Emetteur-Base polarisée en direct (diode passante!)) et de transférer ce même courant dans un circuit de grande résistance (jonction Base-collecteur polarisée en inverse (diode bloquée!)) : c'est **effet transistor**.

I.2.4 Relations fondamentales

I.2.4.1 Montage base commune (gain en courant en base commune)

Bilan des courants en régime stationnaire :

On a : $I_E = I_B + I_C$

Et d'après la relation (2) :

$I_C = I_{CN1} + I_{CB0}$, soit α la proportion des porteurs majoritaires de l'émetteur qui arrivent dans le collecteur.

$$I_{CN1} = \alpha I_{EN} \approx \alpha I_E$$

Donc : $I_C = \alpha I_E + I_{CB0}$, avec $\alpha < 1$ ($0.95 < \alpha < 0.99$)

α est un paramètre important du transistor, il représente le **gain statique en courant d'un montage base commune**.

Dans la plupart des cas, on néglige les courants de fuite ($I_{CB0} = 0$) : donc $I_C = \alpha I_E$

I.2.4.2 Montage émetteur commun (gain en courant en émetteur commun)

Bilan des courants en régime stationnaire :

$$I_E = I_B + I_C$$

$$I_C = \beta I_B + I_{CE0}$$

On peut déduire les deux équations

suivantes :

$$\begin{cases} \rightarrow \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \\ \rightarrow I_{CE0} = (\beta + 1) I_{CB0} \end{cases}$$

avec : $\beta \gg 1$ ($100 < \beta < 300$)

β représente le **gain statique en courant d'un montage émetteur commun**.

Dans la plupart des cas, on néglige les courants de fuite ($I_{CE0} = 0$) : donc $I_C = \beta I_B$

Ordres de grandeurs : $I_C \approx I_E$ qq mA à qq 10mA et I_B qq 10 μ A à qq 100 μ A

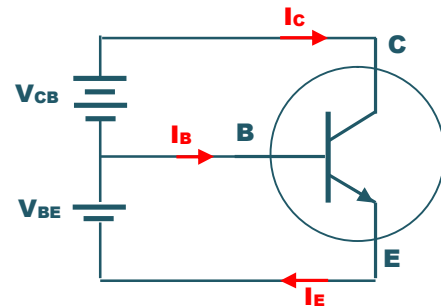


Fig.3.6

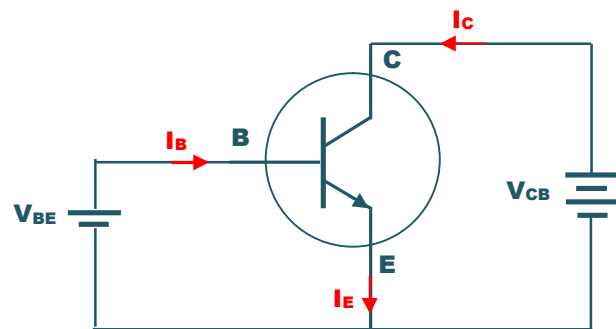


Fig.3.7

Remarque :

Le transistor se comporte comme une source de courant commandé soit du courant de l'émetteur soit du courant de la base.

Les courants I_B et I_E sont commandés par la tension V_{BE} .

V_{BE} s'appelle tension de commande, plus cette tension est grande plus I_C est important. Nous avons donc un dispositif dont la grandeur de sortie est commandée par une grandeur d'entrée.

II. Montage à transistor : réseau de caractéristiques

L'état du transistor est déterminé par les différentes grandeurs électriques (I_E , I_B , I_C , V_{BE} , V_{CB} et V_{CE}).

Les caractéristiques électriques du transistor sont décrites sous formes de courbes qui précisent l'interdépendance entre les différentes grandeurs, imposé par le transistor. Plusieurs représentations sont possibles. On peut passer de l'une à l'autre grâce aux relations décrites ci-dessus.

- En configuration **base commune** (la base constitue l'électrode de référence pour les tensions) on représente les caractéristiques d'un transistor NPN par :

$$I_E = f(V_{BE}) \Big|_{V_{CB}=cte} \quad \text{et} \quad I_C = f(V_{CB}) \Big|_{I_E=cte}$$

- En configuration **collecteur commun** (le collecteur constitue l'électrode de référence pour les tensions) on représente les caractéristiques d'un transistor NPN par :

$$I_B = f(V_{BE}) \Big|_{V_{CE}=cte} \quad \text{et} \quad I_C = f(V_{CB}) \Big|_{I_E=cte}$$

- En configuration **émetteur commun** (l'émetteur constitue l'électrode de référence pour les tensions) on représente les caractéristiques d'un transistor NPN par :

$$I_E = f(V_{BE}) \Big|_{V_{CE}=cte} \quad \text{et} \quad I_C = f(V_{CE}) \Big|_{I_B=cte}$$

II.1 Configuration émetteur commun

On considère le montage de la figure 3.8. L'émetteur E est choisi comme référence.

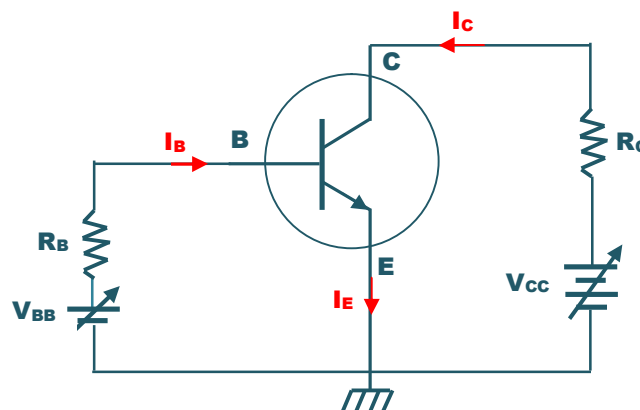


Fig.3.8

Dans ce montage :

(V_{BE} , I_B) ce sont les grandeurs d'entrée et (I_C , V_{CE}) les grandeurs de sortie.

Le circuit de la base est alimenté par une tension V_{BB} variable, R_B est une résistance de protection et V_{BE} est de l'ordre de 0,7 volt pour un transistor au Silicium.

Le circuit du collecteur est alimenté par une tension V_{CC} variable, R_C est la charge.

II.1.1 Caractéristique d'entrée

Elle est donnée par la relation : $I_B = f(V_{BE}) \big|_{V_{CE}=cte}$

C'est pratiquement la caractéristique d'une diode en polarisation directe (diode passante), figure 3.9.

Cette caractéristique est donnée en général pour une seule valeur de V_{CE} . Elle est légèrement influencée par V_{CE} (négligeable).

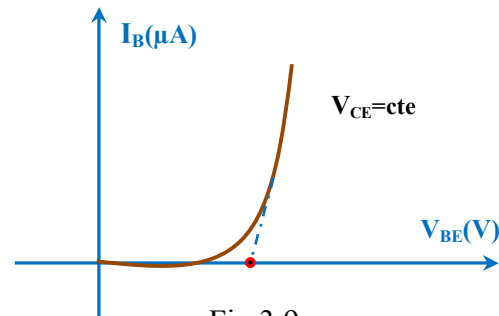


Fig.3.9

II.1.2 Caractéristique de sortie

Elle est donnée par la relation : $I_C = f(V_{CE}) \big|_{I_B=cte}$

En pratique, on donne un réseau de caractéristiques pour plusieurs valeurs de I_B (figure 3.10).

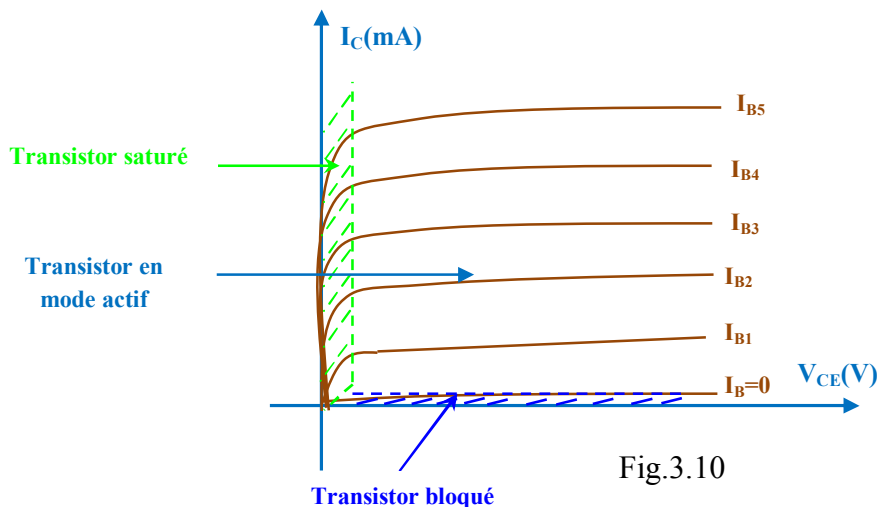


Fig.3.10

Nous distinguons trois modes de fonctionnement pour le transistor :

- ☑ **Mode actif** : la jonction B-E est passante et la jonction C-B bloquée. le courant I_C dépend du courant I_B ($I_C = \beta \cdot I_B$) et varie très peu avec V_{CE} . Cette caractéristique est celle d'un générateur de courant utilisé en tant que récepteur.
- ☑ **Mode saturé** : ce mode correspond à la zone des faibles tensions V_{CE} (0 à quelque volt). Quand la tension V_{CB} diminue pour devenir très faible, la jonction B-C cesse d'être polarisée en inverse et l'effet du transistor décroît rapidement. A la limite la jonction B-C devient passante.
- ☑ **Mode bloqué** : les deux jonctions B-E et B-C sont bloquées.

II.1.3 Caractéristique de transfert en courant

Elle est donnée par la relation : $I_C = f(I_B) \Big|_{V_{CE}=cte}$

Le courant du collecteur est proportionnel

à I_B (figure 3.11). $I_C \approx \beta \cdot I_B$

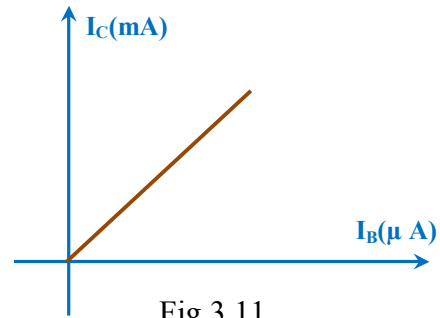


Fig.3.11

II.1.4 Caractéristique de transfert en tension

Elle est donnée par la relation : $V_{BE} = f(V_{CE}) \Big|_{I_B=cte}$

Les caractéristiques de transfert en tension sont

presque horizontales (figure 3.12). La tension

V_{CE} présente une faible influence sur la tension

d'entrée V_{BE} . Cette caractéristique est souvent

ignorée par les concepteurs.

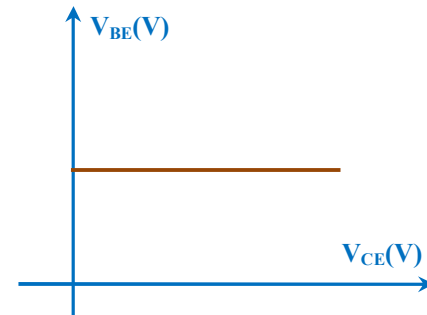


Fig.3.12

II.2 Le graphique à quatre quadrants

Ces quatre caractéristiques décrites sont en général représentées dans un graphique à quatre quadrants. On obtient ainsi une vue globale des caractéristiques du transistor figure 3.13.

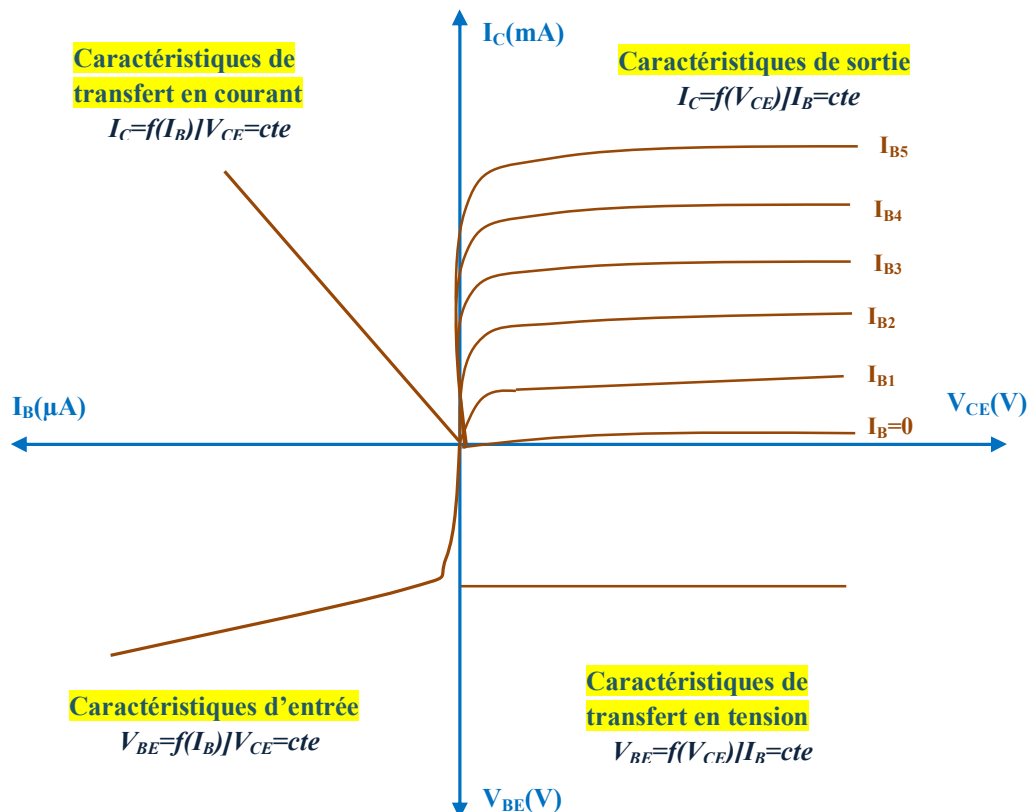


Fig.3.13 : Caractéristiques statiques du transistor NPN

III. Polarisation du transistor : point de fonctionnement statique

Polariser un transistor, c'est lui fixer un ensemble de valeurs caractérisant son état de fonctionnement. Cela revient à fixer les valeurs des tensions de polarisation des diodes V_{BE} et V_{CE} ainsi que le courant de commande I_B et le courant d'émetteur I_E ou du collecteur I_C .

On considère le montage de la figure 3.14. Le transistor est monté en émetteur commun.

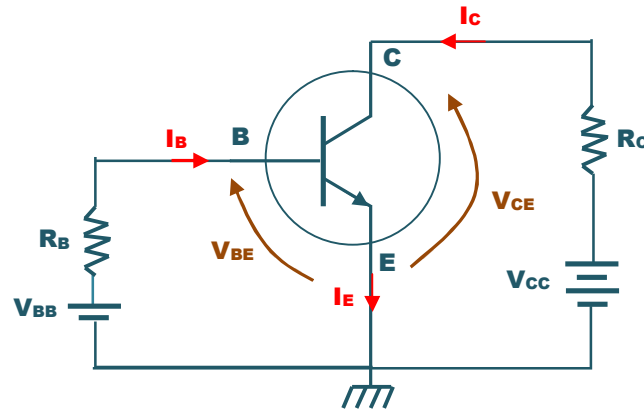


Fig.3.14

III.1 Point de fonctionnement (ou de repos) du transistor bipolaire

A partir du réseau de caractéristique, on peut déterminer le point de fonctionnement. La connaissance du point de repos à l'entrée **Q**, permet de déduire, via la caractéristique de transfert en courant $I_C=f(I_B)$, la valeur du courant de sortie et donc le point de repos en sortie **P**.

Le point de repos est défini par : I_{B0} , I_{C0} , V_{BE0} , et V_{CE0} .

III.1.1 Maille d'entrée : détermination du point Q :

L'examen du circuit d'entrée permet d'écrire l'équation de maille : $V_{BE}=V_{BB}-R_B \cdot I_B$.

C'est l'équation d'une droite que l'on appellera la **droite d'attaque statique**. Cette droite est représentée sur la caractéristique de base du transistor. Le point Q est défini par l'intersection de la caractéristique d'entrée du transistor $V_{BE}=f(I_B)$ et de la droite d'attaque statique $V_{BE}=V_{BB}-R_B \cdot I_B$.

III.1.2 Maille de sortie : détermination du point P :

La connaissance du point Q(V_{BE0} , I_{B0}) permet la détermination du courant I_{C0} . L'équation de la **droite de charge statique** est définie, à partir de la maille de sortie, par $V_{CE}=V_{CC}-R_C \cdot I_C$. L'intersection de cette droite avec la caractéristique de sortie du transistor (correspondant au courant I_{B0} d'entrée) définit le point de repos en sortie **P** caractérisé par I_{C0} et V_{CE0} .

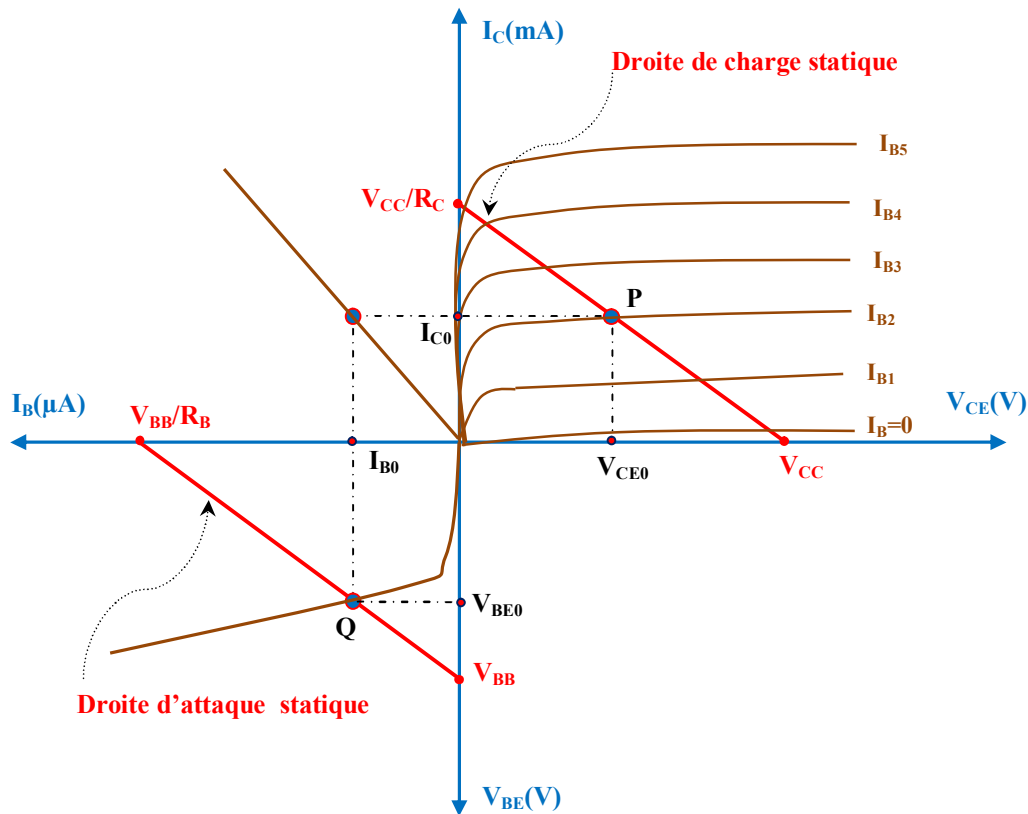


Fig.3.15 : Détermination du point de fonctionnement statique

III.2 Transistor bipolaire saturé- transistor bipolaire bloqué

La partie de la droite de charge statique située entre les points de blocage et de saturation définit la zone active (figure 3.16). $I_{C\text{blocage}} \leq I_C \leq I_{C\text{sat}}$

Au point de saturation, le transistor idéal est équivalent à un interrupteur fermé. Au point de blocage, le transistor idéal est équivalent à un interrupteur ouvert. Autrement dit le transistor fonctionne en commutation (tout ou rien).

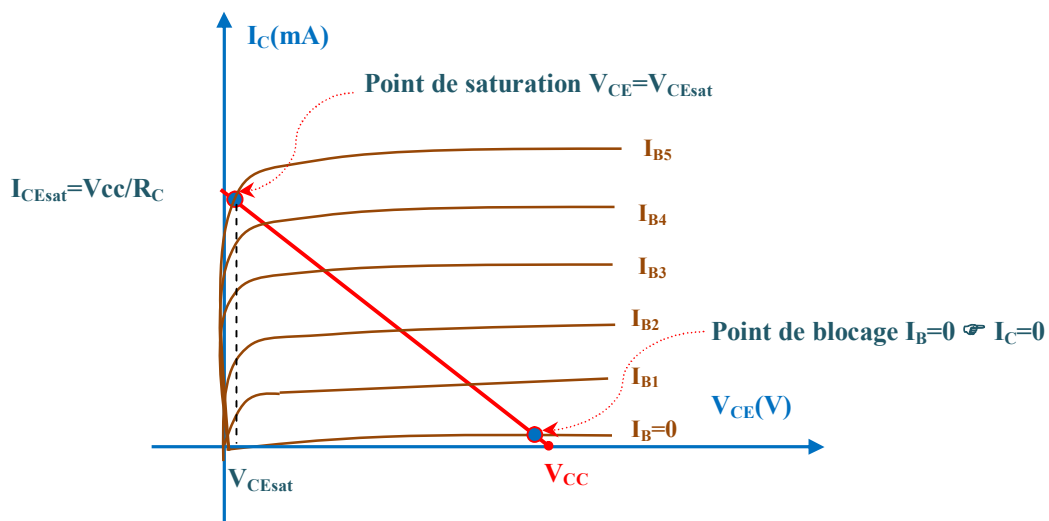


Fig.3.16

III.3 Polarisation à l'aide d'une seule alimentation

En pratique, on peut utiliser d'autres circuits de polarisation (moins coûteux) et qui présentent le même fonctionnement.

Dans les montages usuels, on utilise rarement une source de tension séparée V_{BB} pour polariser la jonction B-E en direct. On alimente la base à l'aide d'un générateur unique V_{CC} .

III.3.1 Polarisation par pont de base R_1 et R_2 (figure 3.17 (a))

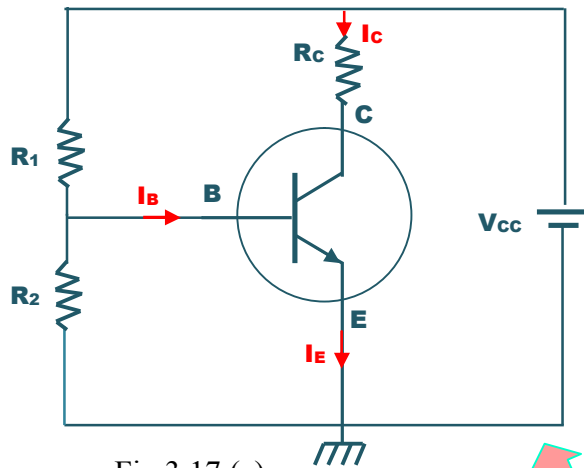


Fig.3.17 (a)

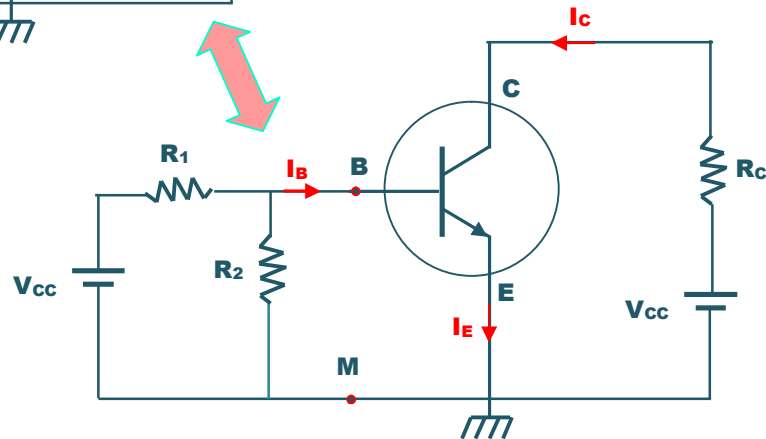


Fig.3.17 (b)

Théorème de Thevenin entre B et M :

$$\begin{cases} E_{Th} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = V_{BB} \\ R_{Th} = R_1 // R_2 = R_B \end{cases} \Leftrightarrow$$

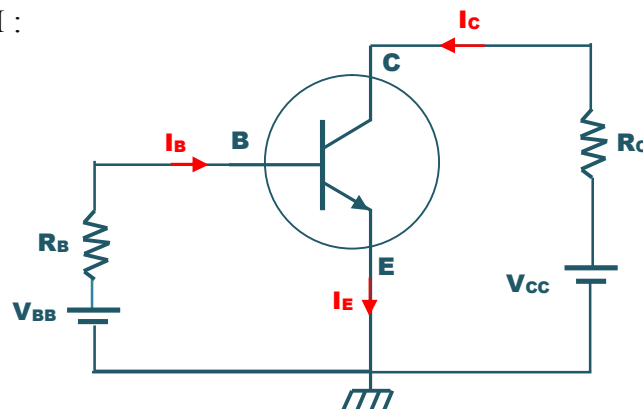


Fig.3.17 (c)

III.3.2 Polarisation par une résistance de base R_B (figure 3.18)

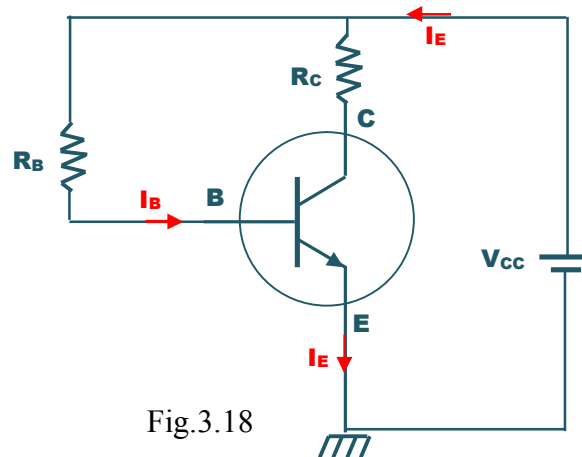


Fig.3.18

Déterminer l'équation de la droite d'attaque et l'équation de la droite de charge pour ce montage.

III.4 Effet de la température

Si la température augmente l'intensité du courant I_{CB0} augmente et V_{BE} diminue (de même β augmente).

Pour le montage émetteur commun on a : $I_C = \beta I_B + (\beta + 1)I_{CB0}$

L'accroissement de I_{CB0} est multiplié par $(\beta + 1)$, ce qui entraîne une augmentation non négligeable de I_C .

Conséquence :

Si la température augmente $\rightarrow I_{CB0} \uparrow \rightarrow I_C \uparrow$. Cet effet commutatif produit **l'emballement thermique et la destruction du transistor**.

Il faut prévoir donc les paramètres de stabilisation.

III.5 Facteur de stabilisation

Soit ΔI_C une variation du courant I_C due à une variation de la température. Elle est due essentiellement à ΔV_{BE} , ΔI_{CB0} et $\Delta \beta$.

$\Delta I_C = S_1 \Delta I_{CB0} + S_2 \Delta V_{BE} + S_3 \Delta \beta$, avec S_1 , S_2 et S_3 sont appelés facteurs de stabilisation, ils sont définis par :

$$S_1 = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CB0}} \right|_{V_{BE}=cte, \beta=cte} \quad S_2 = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} \right|_{I_{CB0}=cte, \beta=cte} \quad S_3 = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta \beta} \right|_{V_{BE}=cte, I_{CB0}=cte}$$

III.5.1 Stabilisation par la résistance d'émetteur (R_E)

On considère le montage de la figure 3.19.

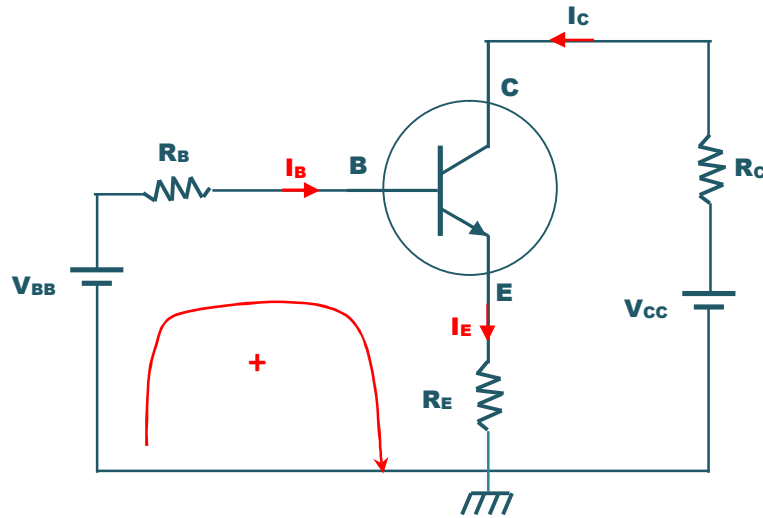


Fig.3.19

La loi des mailles dans le circuit d'entrée donne :

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE} + R_E (I_C + I_B) \quad (*)$$

$$\text{Et on a : } I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CB0} \Rightarrow I_B = \frac{I_C - (\beta + 1) I_{CB0}}{\beta}$$

On remplace I_B par son expression dans (*), on obtient :

$$I_C = \left[(V_{BB} - V_{BE} + (R_B + R_E) \frac{(\beta + 1)}{\beta} I_{CB0} \right] \frac{\beta}{R_B + (\beta + 1) R_E}$$

***Par rapport à I_{CB0}**

$$S_1 = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CB0}} \right|_{V_{BE}=cte, \beta=cte} = \frac{(1 + \beta)(R_B + R_E)}{R_B + R_E (1 + \beta)} = (1 + \beta) \cdot \frac{1 + \frac{R_B}{R_E}}{1 + \beta + \frac{R_B}{R_E}}$$

S_1 varie entre **1** pour $(\frac{R_B}{R_E} \ll 1)$ et **(1+β)** pour $(\frac{R_B}{R_E} \gg \beta)$.

****Par rapport à V_{BE}**

$$S_2 = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} \right|_{I_{CB0}=cte, \beta=cte} = \frac{-\beta}{R_B + (1 + \beta) R_E} = \frac{\frac{-\beta}{R_E}}{(1 + \beta) + \frac{R_B}{R_E}}$$

*****Par rapport à β**

$$S_3 = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta \beta} \right]_{V_{BE}=cte, I_{CB}=cte} = S_1 \frac{I_C}{\beta(1 + \beta)}$$

Remarque :

La résistance R_E joue un rôle très important dans la stabilisation de la température du transistor.

Sans R_E nous avons :

$$S_1 = \beta + 1, \quad S_2 = -\frac{\beta}{R_B}$$

Avec R_E nous avons : $S'_1 < S_1$ et $|S'_2| < |S_2|$

Donc nous avons S_1 diminue, S_2 diminue et S_3 diminue, et par conséquent la présence de R_E diminue ΔI_C . Elle stabilise la température du transistor.

Chapitre 4

Transistor bipolaire en régime dynamique

Chapitre 4 : Transistor bipolaire en régime dynamique

I. Introduction

En régime dynamique, les grandeurs d'entrée et de sortie résultent de la superposition des grandeurs continues ou statiques (V_{BE0} , I_{B0} , I_{C0} et V_{CE0}) et des grandeurs alternatives qui sont l'effet de source alternative

On considère le montage du transistor en émetteur commun en régime statique, nous ajoutons à l'entrée du montage un générateur de tension sinusoïdale $e(t) = E \sin(\omega t)$ (figure 4.1).

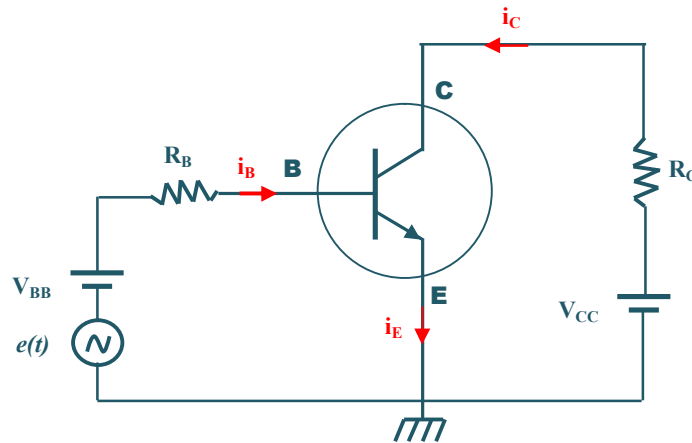


Fig.4.1

La présence de $e(t)$ fait apparaître des composantes variables de $i_B(t)$, $i_C(t)$, $v_{BE}(t)$ et $v_{CE}(t)$.

II. Fonctionnement en régime dynamique petits signaux

Pour un fonctionnement en petits signaux (E faible), on peut écrire :

$$\begin{cases} i_B(t) = I_{B0} + i_b(t) \\ i_C(t) = I_{C0} + i_c(t) \end{cases} \quad \begin{cases} v_{BE}(t) = V_{BE} + v_{be}(t) \\ v_{CE}(t) = V_{CE} + v_{ce}(t) \end{cases}$$

Notation : une grandeur variable est notée en minuscule et une grandeur continue en majuscule.

$i_b(t)$, $i_c(t)$, $v_{be}(t)$ et $v_{ce}(t)$ représentent des petites variations autour des tensions et des courants continus I_{B0} , I_{C0} , V_{BE0} et V_{CE0} correspondants au point de repos.

$$\begin{cases} i_b(t) = i_{bm} \sin(\omega t) \\ i_c(t) = i_{cm} \sin(\omega t) \end{cases} \quad \begin{cases} v_{be}(t) = v_{bem} \sin(\omega t) \\ v_{ce}(t) = v_{cem} \sin(\omega t) \end{cases}$$

II.1 Caractéristique d'entrée

Le point de repos Q va se déplacer entre Q' et Q'' . La portion de caractéristique $Q'Q''$ est assimilée à un segment de droite (linéaire) (Fig.4.2), on dit que le transistor fonctionne en régime linéaire.

$$\begin{cases} Q' : I_B' = I_{B0} + i_{bm} \\ Q'' : I_B'' = I_{B0} - i_{bm} \end{cases}$$

II.2 Caractéristique de transfert en courant

Par la suite, le point de repos N se déplace entre N' et N'' (Fig.4.2) :

$$\begin{cases} N' : I_C' = I_{C0} + i_{cm} \\ N'' : I_C'' = I_{C0} - i_{cm} \end{cases}$$

II.3 Caractéristique de sortie

Le déplacement du point N entraîne donc le déplacement du point de repos P sur la droite de charge entre P' et P'' (Fig.4.2) :

$$\begin{cases} P' : V_{CE}' = V_{CE0} + v_{cem} \\ P'' : V_{CE}'' = V_{CE0} - v_{cem} \end{cases}$$

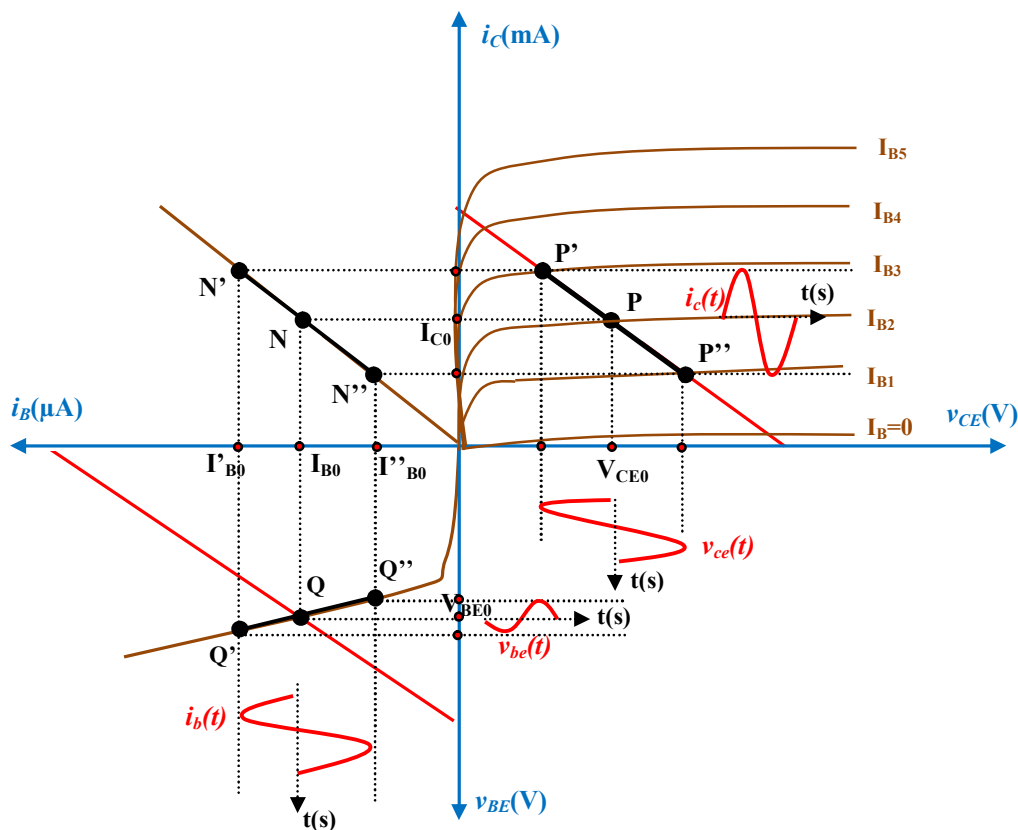


Fig.4.2

III. Schéma équivalent du transistor en régime dynamique petits signaux

En régime faible signaux le fonctionnement du transistor est linéaire, on peut donc le considérer comme un quadripôle linéaire actif.

On considère le montage émetteur commun et en ne s'intéressant qu'aux composantes alternatives, le transistor peut être représenté dans son domaine de fonctionnement par un quadripôle actif (Fig.4.3).

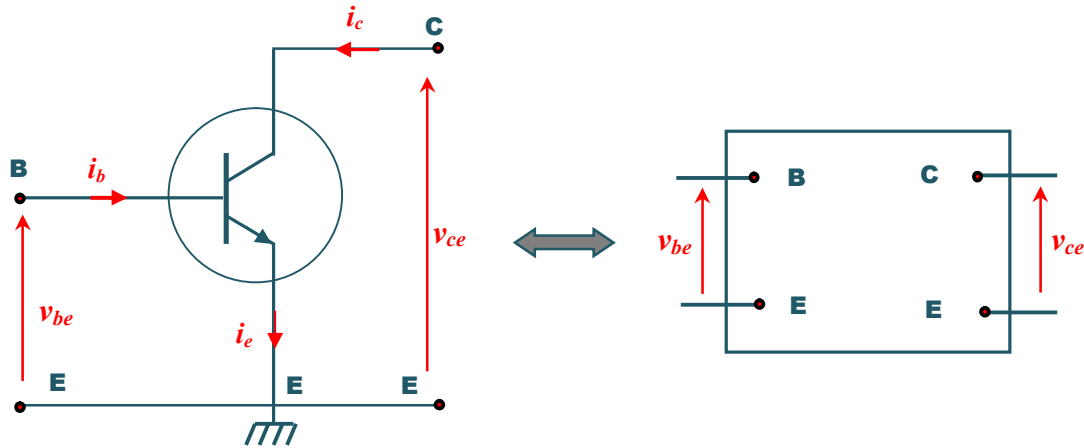


Fig.4.3

Le quadripôle équivalent au transistor est représenté par ses paramètres hybrides "h" (les plus utilisés en basse fréquence) tels que :

$$\begin{cases} v_{be} = h_{11e} \cdot i_b + h_{12e} \cdot v_{ce} \\ i_c = h_{21e} \cdot i_b + h_{22e} \cdot v_{ce} \end{cases} \quad \text{en écriture matricielle} \quad \begin{bmatrix} v_{be} \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_b \\ v_{ce} \end{bmatrix}$$

$[h]$ s'appelle la matrice hybride.

Le schéma équivalent du transistor en régime dynamique petits signaux monté en émetteur commun devient (Fig.4.4):

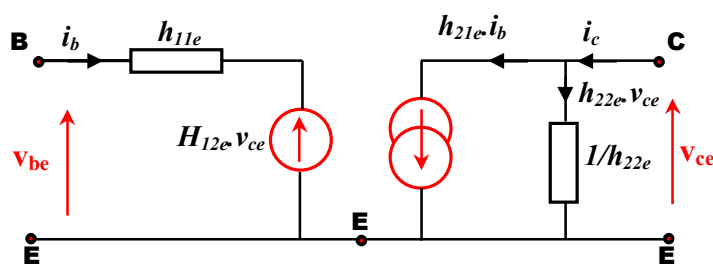


Fig.4.4 : Schéma équivalent du transistor en régime dynamique petits signaux

III.1 Interprétation physique des paramètres hybrides

$h_{11e} = \left. \frac{v_{be}}{i_b} \right|_{v_{ce}=0} = \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} \right|_{V_{CE}=cte}$: l'impédance d'entrée du transistor, n'est autre que la résistance dynamique de la jonction base-émetteur.

$$h_{12e} = \left. \frac{v_{be}}{v_{ce}} \right]_{i_b=0} = \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta v_{CE}} \right]_{I_B=cte} : \text{l'inverse du gain en tension (ou facteur de réaction de la sortie sur l'entrée).}$$

$$h_{21e} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right]_{v_{ce}=0} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \right]_{V_{CE}=cte} \approx \beta : \text{le gain en courant du transistor ou le moteur } \beta .$$

$$h_{22e} = \left. \frac{i_c}{v_{ce}} \right]_{i_b=0} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}} \right]_{I_B=cte} : \text{l'admittance de sortie du transistor. En pratique sa valeur est}$$

faible, dans la suite on posera $\rho = \frac{1}{h_{22e}}$.

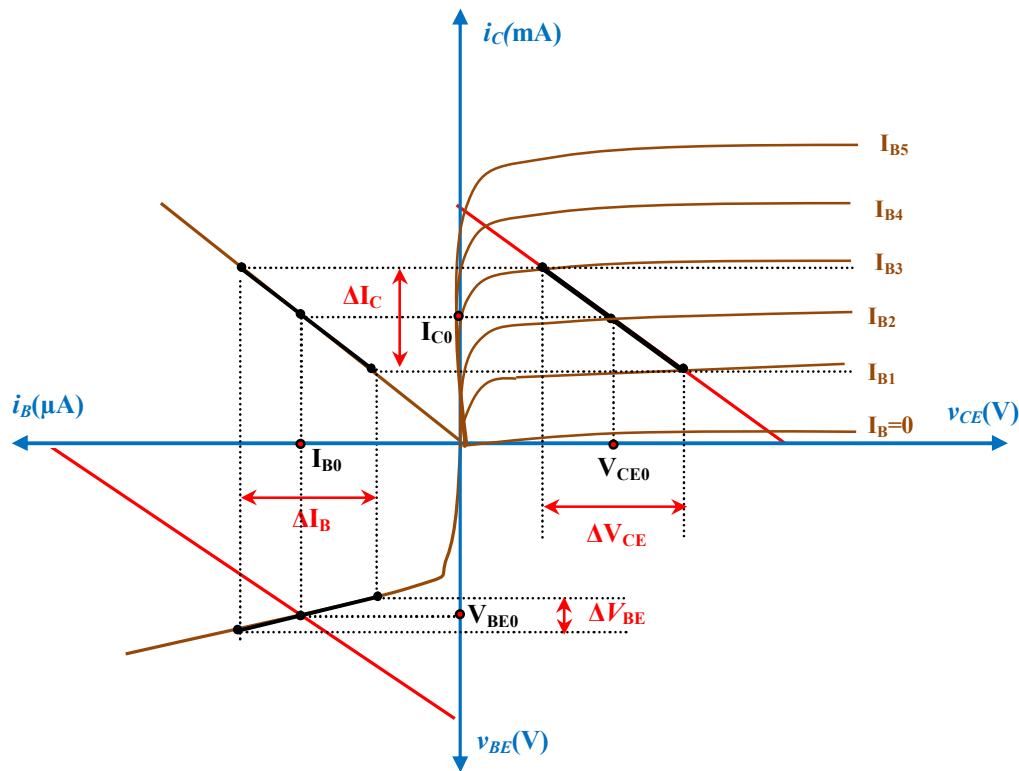


Fig.4.5

Les paramètres h_{ij} dépendent du point de fonctionnement et peuvent être obtenus graphiquement (Fig.4.5). Ils ne sont constants que si les variations autour du point de fonctionnement sont faibles.

Sur les fiches techniques des constructeurs :

h_i au lieu de h_{11} : entrée (input)

h_o au lieu de h_{22} : sortie (output)

h_f au lieu de h_{21} : transfert direct (forward transfer)

h_r au lieu de h_{12} : transfert invers (reverse transfer).

Remarque :

En général h_{22} est très faible de l'ordre de $10^{-5}\Omega$ (ou ρ est très grande). De même h_{12} est très faible. On obtient un schéma simplifié du transistor suivant (Fig.4.6) :

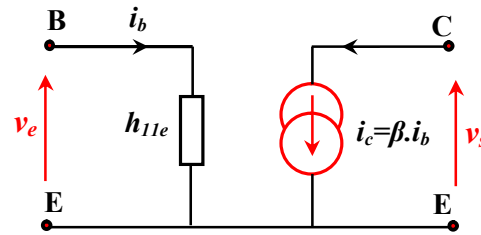


Fig.4.6 : Schéma équivalent simplifié du transistor en régime dynamique petits signaux

IV. Amplificateur à transistor monté en émetteur commun

Un amplificateur est un circuit actif capable d'amplifier un signal d'entrée, amplifier signifiant augmenter la puissance du signal.

IV.1 Schéma du montage

On considère le montage de la figure 4.7 suivant.

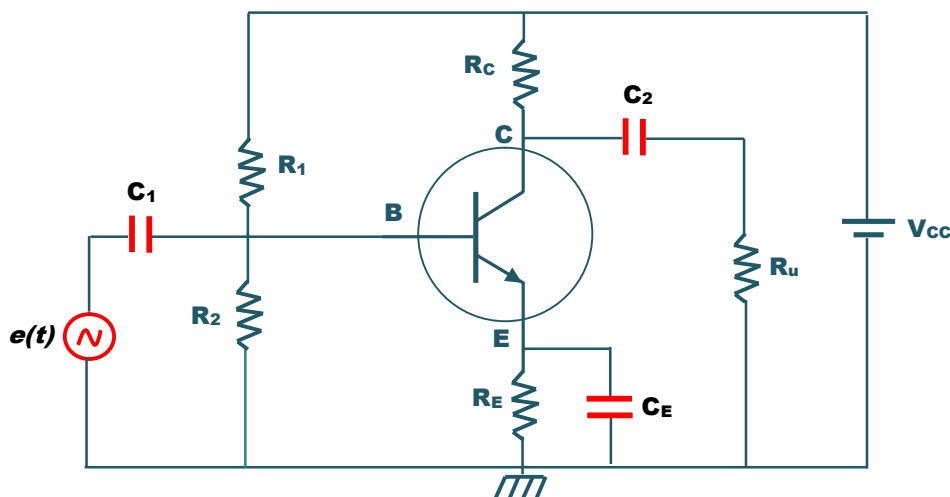


Fig.4.7 : Amplificateur émetteur commun à résistance émetteur découplée

C_1 et C_2 sont des condensateurs de liaison (de couplage). Ils se comportent comme des circuits ouverts en courant continu et des courts-circuits en courant alternatif (aux fréquences des signaux à amplifier).

- ✓ Le condensateur C_1 est placé entre la source alternative et le point d'entrée du montage.
- ✓ Le condensateur C_2 élimine la composante continue à la sortie. On recueille uniquement le signal alternatif amplifié.

Ces capacités sont choisies suffisamment grandes pour que l'on puisse négliger leurs impédances aux fréquences de travail.

Le condensateur C_E est un condensateur de découplage : il est semblable à un condensateur de couplage à la nuance près qu'il couple à la masse un point qui n'y est pas relié. Ce condensateur sert à découpler R_E en régime alternatif.

IV.2 Schéma équivalent du montage en dynamique

Pour établir le schéma équivalent en dynamique d'un montage à transistor (Fig.4.8) :

- On supprime les générateurs de tension continue (on les court-circuite) tout en conservant leurs résistances internes ;
- On court-circuite les capacités de liaisons ;
- On court-circuite les capacités de découplage ;
- On remplace le transistor par son schéma équivalent.

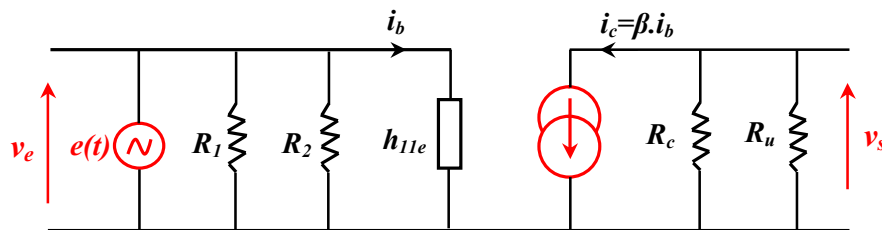


Fig.4.8 : Schéma équivalent du montage amplificateur EC en régime dynamique

IV.3 Calcul des caractéristiques de l'amplificateur

IV.3.1 Gain en tension

Le gain en tension est défini par : $A_v = \frac{v_s}{v_e}$

On a les équations Suivantes : $v_e = h_{11e} \cdot i_b$ et $v_s = -(R_c // R_u) \cdot i_c$ avec $i_c = \beta \cdot i_b$

Donc :
$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = - \frac{\beta (R_c // R_u)}{h_{11e}}$$

Remarque : A_v dépend de la valeur de la charge R_u (gain en charge). On définit le gain en tension à vide A_{v0} , tel que :

$$A_{v0} = \left. \frac{v_s}{v_e} \right|_{R_u = \infty} \quad \text{donc :} \quad A_{v0} = - \frac{\beta \cdot R_c}{h_{11e}}$$

IV.3.2 Gain en courant

Le gain en courant est défini par : $A_i = \frac{i_s}{i_e}$

On pose $R = R_1 // R_2$

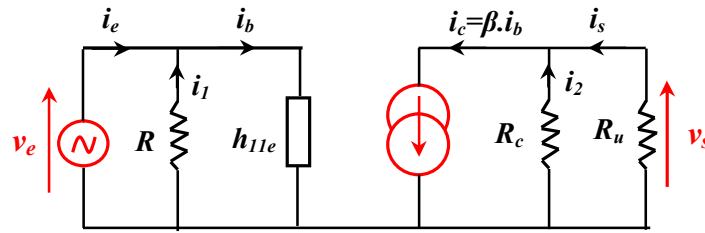


Fig.4.9

$$\left. \begin{array}{l} i_c = i_s + i_2 \\ R_c \cdot i_2 = R_u \cdot i_s \end{array} \right\} \Rightarrow i_c = i_s \left(1 + \frac{R_u}{R_c}\right) \Rightarrow \beta \cdot i_b = i_s \left(1 + \frac{R_u}{R_c}\right)$$

A la sortie on a :

$$\Rightarrow i_s = \beta \cdot \frac{R_c}{R_c + R_u} \cdot i_b$$

A l'entrée on a :

$$\left. \begin{array}{l} i_e + i_1 = i_b \\ -R \cdot i_1 = h_{11e} \cdot i_b \end{array} \right\} \Rightarrow i_e = i_b \left(1 + \frac{h_{11e}}{R}\right)$$

Donc : $A_i = \frac{i_s}{i_e} = \frac{\beta \cdot R_c \cdot R}{(R_c + R_u)(R + h_{11e})}$ c'est le gain en courant en charge (présence de R_u).

On définit $A_{i0} = \left. \frac{i_s}{i_e} \right|_{R_u=0}$: gain en courant en sortie court-circuitée

Donc $A_{i0} = \frac{\beta \cdot R}{R + h_{11e}}$

IV.3.3 Impédance d'entrée et de sortie

Le schéma équivalent du montage amplificateur peut être représenté comme suit :

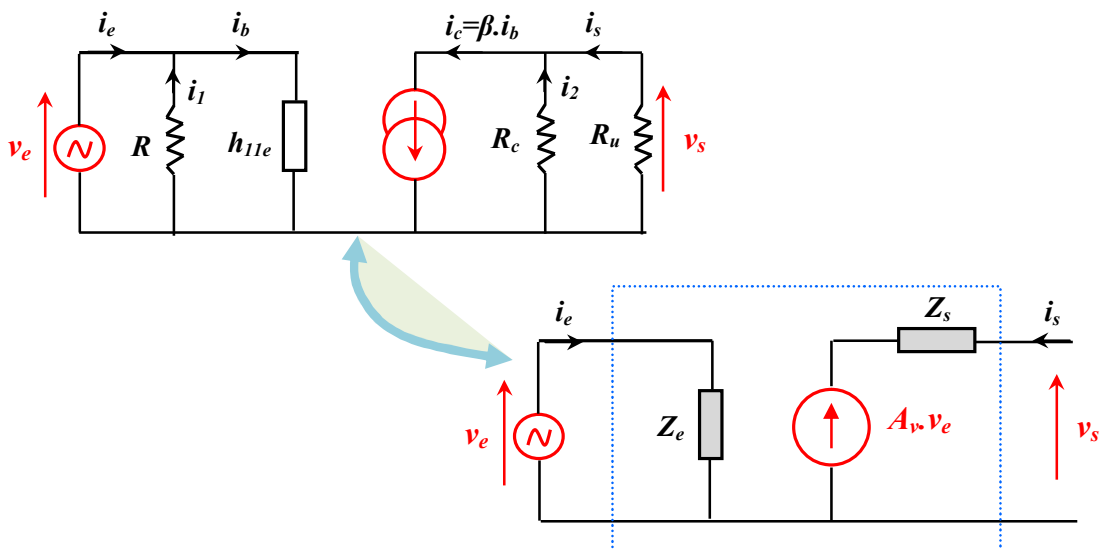


Fig.4.10

En entrée, le générateur alternatif voit l'impédance d'entrée de l'amplificateur Z_e .

En sortie, on a un générateur de tension commandé en série sa résistance interne Z_s qui représente l'impédance de sortie.

a). Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée est définie par : $Z_e = \frac{v_e}{i_e} = (R // h_{11e})$

b). Impédance de sortie

L'impédance de sortie est l'impédance du montage vu par la charge. Elle est définie par

$$Z_s = \frac{v_s}{i_s}.$$

D'après le théorème de Thevenin le montage vu entre les bornes de sortie est équivalent à un générateur de Thevenin E_{Th} et d'impédance $Z_{Th}=Z_s$.

On vérifie facilement que $Z_s=R_c$.

Remarque :

Si la charge est une impédance complexe, il suffit de remplacer dans les expressions précédentes R_u par Z_u .

IV.4 Variation du gain en fonction de la fréquence (basses fréquences)

Le gain de l'amplificateur émetteur commun varie en fonction de la fréquence sous l'influence de plusieurs paramètres.

- Les paramètres hybrides du transistor. On notera que pour les basses fréquences (<100kHz), leurs variations restent négligeables ;
- Les capacités de liaisons C_1 et C_2 : pour les basses fréquences, ces dernières ne peuvent plus être considérées des courts-circuits et leur impédances ne peuvent ainsi être négligées ;
- La capacité de découplage C_E .

IV.4.1 Influence des capacités de liaison C_1 et C_2

On considère le schéma équivalent de l'amplificateur EC en régime dynamique et en tenant compte des capacités de liaison (Fig.4.11).

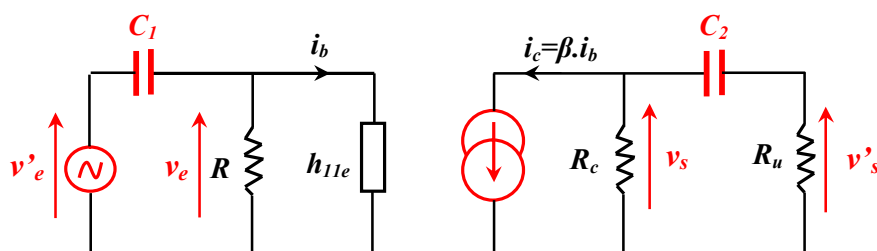


Fig.4.11

On va avoir l'effet de C_1 et C_2 sur le gain en tension :

$$A'_v = \frac{v'_s}{v'_e} = \frac{v'_s}{v_s} \cdot \frac{v_s}{v_e} \cdot \frac{v_e}{v'_e}$$

$$\text{avec : } \frac{v_s}{v_e} = A_v = -\frac{\beta(R_c // R_u)}{h_{11e}} \quad \text{et} \quad \frac{v_e}{v'_e} = \frac{Z_e}{Z_e + Z_{C1}} \quad \text{et} \quad \frac{v'_s}{v_s} = \frac{R_u}{R_u + Z_{Cs}}$$

En remplaçant Z_{Ce} et Z_{Cs} par leurs expressions, on obtient :

$$A'_v = \frac{A_v}{\left(1 - j \frac{\omega_1}{\omega}\right) \left(1 - j \frac{\omega_2}{\omega}\right)}, \quad \text{avec} \quad \omega_1 = \frac{1}{Z_e \cdot C_e} \quad \text{et} \quad \omega_2 = \frac{1}{R_u \cdot C_s}$$

D'une façon générale, on a : $\omega_2 > \omega_1$

La figure 4.12 donne le tracé de $|A'_v| = f(\omega)$

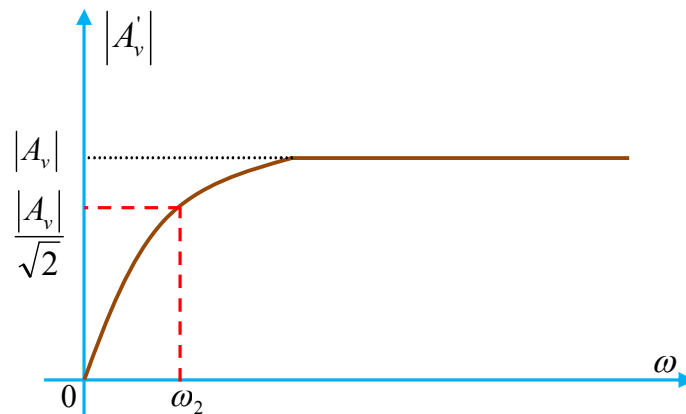


Fig.4.12 : Le tracé de $A'_v = f(\omega)$

Pour $\omega < \omega_2$, (la fréquence de coupure pour laquelle $|A'_v| \approx \frac{|A_v|}{\sqrt{2}}$), $|A'_v| < |A_v|$, il faut donc prendre en compte les impédances des capacités C_1 et C_2 .

Pour $\omega \gg \omega_2$, on a $|A'_v| \approx |A_v|$, donc on peut remplacer les capacités de liaisons par des courts circuits.

IV.4.2 Influence de la capacité de couplage C_E

Les caractéristiques de l'amplificateur dépendent de la résistance R_E .

R_E est stabilisateur en température pour le transistor.

Avec la présence de la capacité de découplage, le schéma équivalent de l'amplificateur EC en dynamique devient (Fig.4.13).

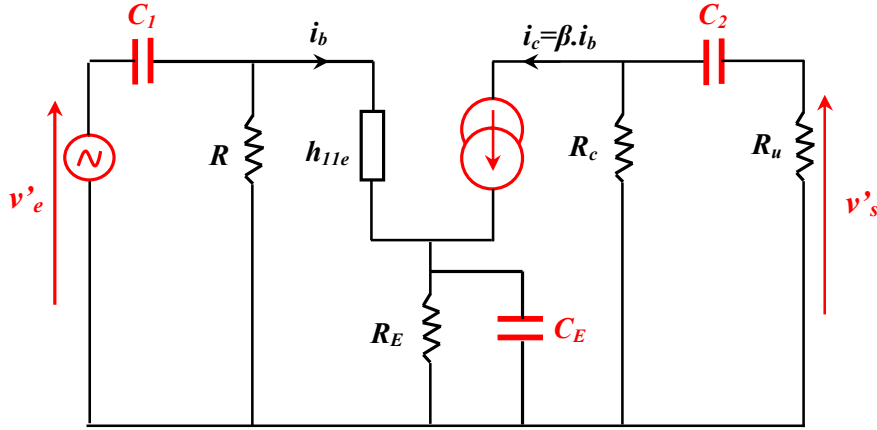


Fig.4.13

Le gain en tension de l'amplificateur est :

$$A'_v = \frac{v'_s}{v'_e} = -\beta \frac{R_c // R_u}{h_{11e} + (1 + \beta).Z_E} , \text{ avec } Z_E = R_E // C_E = \frac{R_E}{1 + jR_E C_E \omega}$$

On obtient :

$$A'_v = A_{v0} \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_1}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_2}} , \text{ avec } A_{v0} = -\frac{\beta R_c}{h_{11e} + (1 + \beta)R_E} , \quad \omega_1 = \frac{1}{R_E C_E}$$

$$\text{et } \omega_2 = \frac{h_{11e} + (1 + \beta)R_E}{R_E C_E h_{11e}} = \frac{1}{R_E C_E} + \frac{1 + \beta}{C_E h_{11e}}$$

La figure 4.14 donne le tracé de $|A'_v| = f(\omega)$

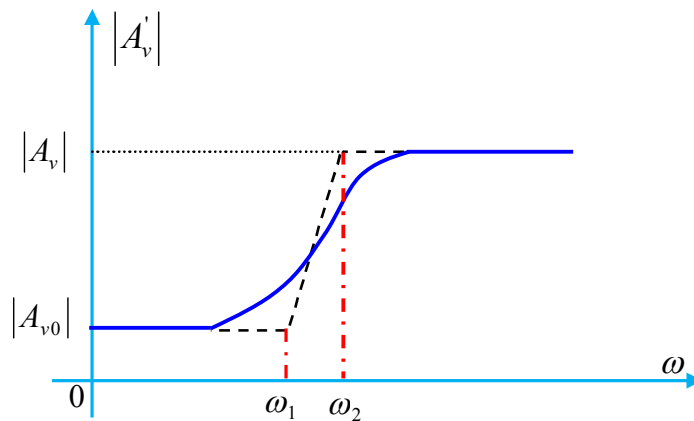


Fig.4.14

Chapitre 5

Transistor à effet de champ (TEC)

Chapitre 5 : Transistor à effet de champ

I. Introduction

Dans le cas du transistor bipolaire, nous avons vu que le courant de sortie sur le collecteur est proportionnel au courant d'entrée sur la base. Le transistor bipolaire est donc un dispositif piloté par un courant. Le transistor à effet de champ (EN : Field Effect Transistor ou FET) utilise une tension sur la borne d'entrée du transistor, appelée la base afin de contrôler le courant qui le traverse. Cette dépendance se base sur l'effet du champ électrique généré par l'électrode de base (d'où le nom de transistor à effet de champ). Le transistor à effet de champ est ainsi un transistor commandé en tension. On distingue deux familles :

- Les transistors à effet de champ à jonction JFET ;
- Les transistors à effet de champ à grille isolée MOS FET (métal-Oxyde-Semi conducteur).

Le MOS FET est réalisé par la superposition de trois couches, métal, oxyde et semi-conducteur.

Le transistor à effet de champ se distingue du transistor bipolaire par les caractéristiques suivantes :

- ▮ Son fonctionnement est basé sur les porteurs majoritaires ;
- ▮ Sa fabrication est simple et occupe un espace très faible ;
- ▮ Possède une très forte impédance d'entrée ;
- ▮ Il est peu sensible au bruit.

II. Transistor à effet de champ à jonction JFET

II.1 Structure

Le JFET est constitué d'un canal de semi-conducteur de type N (ou P) autour duquel on réalise un anneau de semi-conducteur de type N (ou P) fortement dopé. Les deux extrémités du canal sont munies de contact ohmique, un autre contact est réalisé sur l'anneau fortement dopé.

Donc, le transistor à effet de champ est un dispositif qui possède trois bornes de connexion selon une terminologie qui lui est propre. La comparaison avec le transistor bipolaire est donnée ci-dessous.

Transistor bipolaire	Transistor à effet de champ
Emetteur (E)	Source (S)
Base (B)	Grille (G)
Collecteur (C)	Drain (D)

Tab.5.1 : Comparaison entre les bornes du transistor bipolaire et du transistor à effet de champ

Il y a deux types de transistors JFET : les JFET à canal N (Fig.5.1) et les JFET à canal P (Fig.5.2). Le JFET à canal N est dopé avec des donneurs et la conduction est dominée par le flux de porteurs majoritaires, soit des électrons. De la même manière, le canal P est dopé avec des accepteurs et la conduction se fait par les trous.

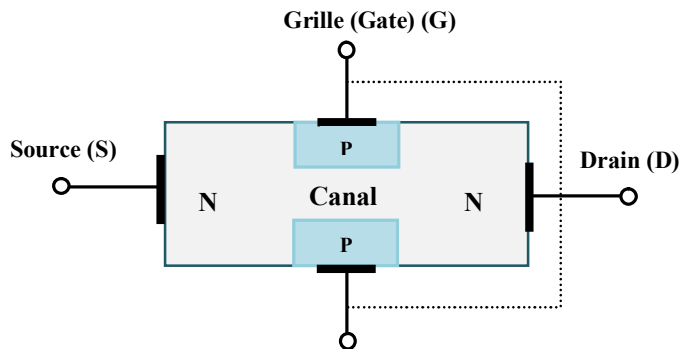


Fig.5.1 (a) : JFET à canal N

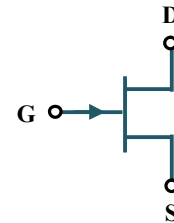


Fig.5.1 (b) : Symbole d'un N-JFET

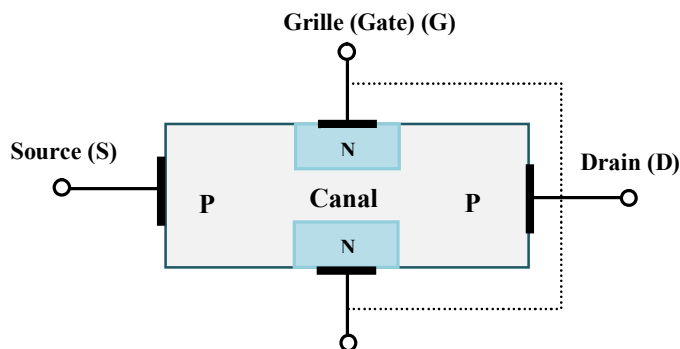


Fig.5.2 (a) : JFET à canal P

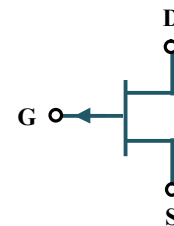


Fig.5.2 (b) : Symbole d'un P-JFET

Grille : électrode de commande ($I_G = 0$), elle est constituée avec le canal une jonction PN qui est toujours polarisée en inverse ;

Source : électrode par laquelle les porteurs entrent dans le canal ;

Drain : électrode par laquelle les porteurs quittent dans le canal.

Nous étudierons par la suite le JFET à canal N. Le raisonnement est identique par rapport au JFET à canal P.

II.2 Fonctionnement

La figure 5.3 ci contre, représente un N-JFET.

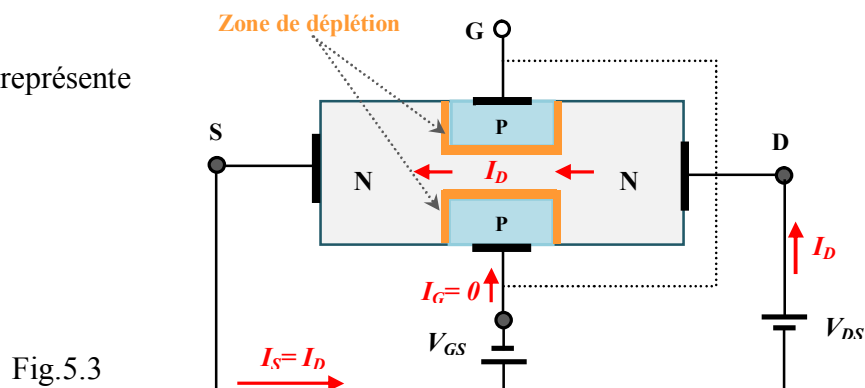


Fig.5.3

La conductance maximale du canal est obtenue pour $V_{GS}=0$. Lorsque la tension V_{GS} devient négative, la zone de déplétion (zone de charges fixes) s'étend réduisant la taille du canal et sa conductance (I_D diminue).

Lorsque V_{GS} atteindra une valeur de $V_{GS}=V_{GSoff}$ (Fig.5.4), les deux zones de déplétion se rejoignant et le canal est supprimé. La conductance tend alors vers 0 ($I_D=0$). Le TEC fonctionne en déplétion ou appauvrissement. Dans ce cas, on peut considérer le TEC comme une résistance commandée en tension.

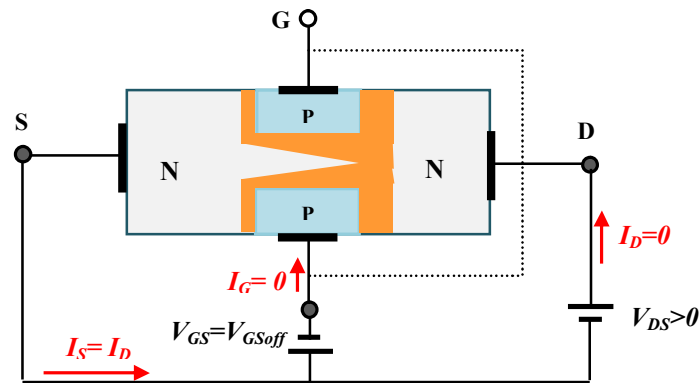


Fig.5.4

La conduction du canal peut être donc commandée par l'épaisseur de la zone de déplétion.

Remarque :

La zone de déplétion s'élargit vers le drain du transistor, car lorsque $V_{DS} > 0$ le potentiel du drain est supérieur au potentiel de la source. La tension inverse grille-canal sera donc plus importante du côté du drain.

II.3 Réseau de caractéristiques

Comme le cas d'un transistor bipolaire, on peut avoir trois montages de base pour le TEC : source commune, drain commun et grille commune.

On considère le montage source commune suivant (Fig.5.5).

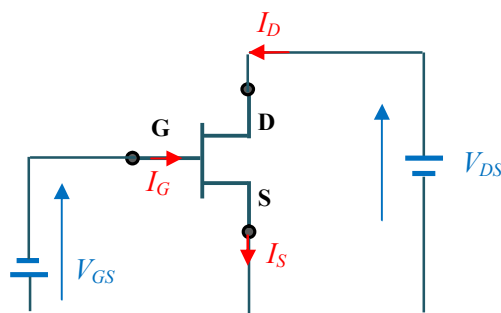


Fig.5.5

Les caractéristiques de ce montage sont données par :

$$\begin{cases} I_D = f(V_{DS}) \big|_{V_{GS}=cte} \\ I_D = f(V_{GS}) \big|_{V_{DS}=cte} \end{cases}$$

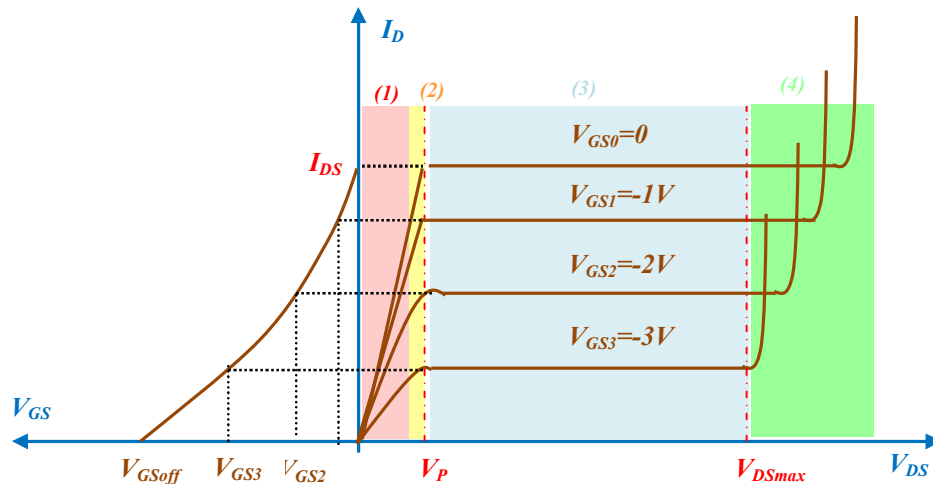


Fig.5.6 : Caractéristiques statiques du JFET

On distingue quatre régions :

Région (1) : V_{DS} est faible ($< 200\text{mV}$) le canal se comporte comme une résistance (I_D croît linéairement).

Région (2) : V_{DS} augmente, la polarisation inverse de la jonction augmente et le courant I_D n'augmente plus d'une manière proportionnelle avec V_{DS} : c'est la zone du coude ou du début du pincement du canal.

Région (3) : à partir de la tension de coude le courant I_D conserve une valeur constante, c'est la région de pincement (ou de saturation ou linéaire). Le TEC se comporte comme une source de courant commandée en tension.

$$\text{Si } \left. \begin{array}{l} V_{GS} \neq 0 \Rightarrow V_{DS \text{ coude}} = V_P + V_{GS} \\ V_{GS} < 0 \end{array} \right\} \Rightarrow V_{DS \text{ coude}} < V_P$$

Le courant constant correspondant à $V_{GS}=0$ est noté I_{DSS} .

La courbe $I_D = f(V_{GS})|_{V_{DS}=cte}$ peut être déduite de la courbe $I_D = f(V_{DS})|_{V_{GS}=cte}$, on peut montrer qu'elle est donnée par la relation suivante :

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

La tension V_{GSoff} est la tension de blocage ($I_D=0 \forall V_{DS}$), $V_{GSoff}=-V_P$

Région (4) : zone d'avalanche, si V_{DS} dépasse V_{DSmax} on obtient le claquage de la jonction. Le semi conducteur est détruit par effet avalanche.

Remarque : On régime normale le TEC est utilisé dans la zone de pincement.

III. JFET en régime continu (ou statique)

III.1 Polarisation automatique

On considère le montage source commune de la figure 5.6 suivante :

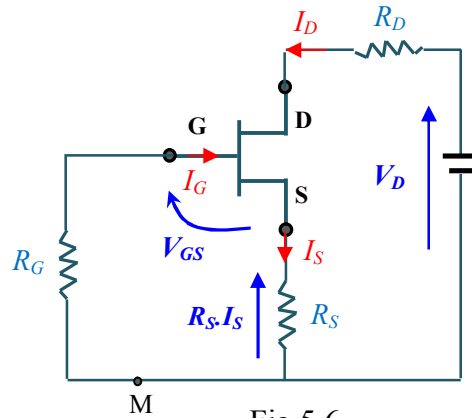


Fig.5.6

Déterminer le point de fonctionnement c.à.d : déterminer I_{D0} , V_{GS0} , et V_{DS0} .

Les constructeurs fournissent :

- Soit le réseau de caractéristiques $I_D=f(V_{DS})$ (méthode graphique)
- Soit la tension de pincement V_P et le courant I_{DSS} à $V_{GS}=0$ (méthode analytique)

III.1.1 Méthode graphique

A l'entrée :

$$V_{GM}=V_{GR}=0 \quad (I_G=0)$$

$$V_{GM}=V_{GS}+R_S \cdot I_S=0 \rightarrow V_{GS}+R_S \cdot I_D=0 \quad (\text{car } I_D=I_S)$$

Donc : $V_{GS}=-R_S \cdot I_D$: Equation de la droite de transfert.

Le montage crée donc sa propre polarisation en utilisant la tension aux bornes de R_S pour polariser la grille en inverse.

En sortie :

$$V_D=(R_D+R_S)I_D+V_{DS} \rightarrow I_D = \frac{V_D - V_{DS}}{R_D + R_S} : \text{Equation de la droite de charge.}$$

A partir du réseau de caractéristiques fournies par le constructeur et les droites de charge et de transfert on détermine le point de fonctionnement (I_{D0} , V_{GS0} , et V_{DS0}) (Fig.5.7).

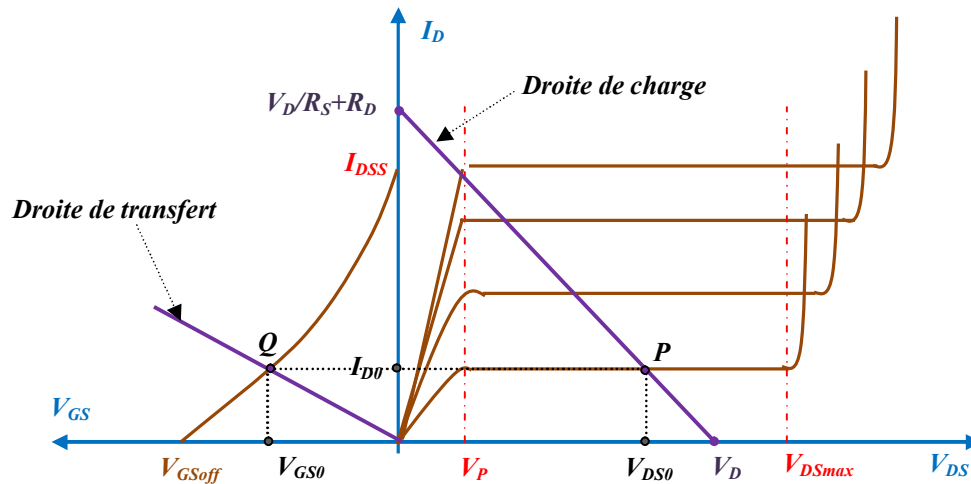


Fig.5.7 : Détermination du point de fonctionnement statique

III.1.2 Méthode analytique

On suppose que le transistor fonctionne normalement, donc le point de fonctionnement est dans la zone de pincement, on a :

$$\begin{cases} V_{GS} = -R_S \cdot I_D & (1) \\ V_{DS} = V_D - (R_S + R_D) I_D & (2) \\ I_D = I_{DSS} \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 & (3) \end{cases}$$

$$(1) \text{ et } (3) \Rightarrow I_D = I_{DSS} \left(1 + \frac{R_S}{V_P} I_D \right)^2$$

$$\Leftrightarrow I_{DSS} \left(\frac{R_S}{V_P} \right)^2 I_D^2 + (1 - 2I_{DSS} \frac{R_S}{V_P}) I_D + I_{DSS} = 0$$

Exemple : $V_D=15V$, $R_D=1,5K\Omega$, $R_S=1k\Omega$, $R_G=1M\Omega$

Déterminer le point de fonctionnement du transistor sachant que $I_{DSS}=8mA$ et $V_P=4V$

IV. TEC en régime dynamique (faible signaux)

Cette étude consiste à analyser le fonctionnement d'un transistor FET polarisé en zone de saturation lorsqu'on applique de petites variations à l'une des grandeurs électriques.

IV.1 Schéma équivalent en Basses Fréquences

Le transistor est équivalent à un quadripôle linéaire (Fig.5.8).

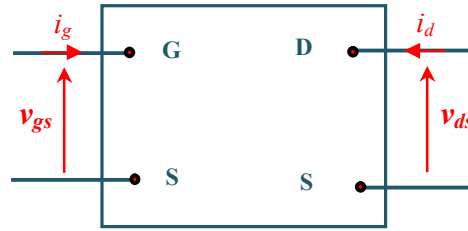


Fig.5.8

On choisit la matrice admittance :

$$\begin{cases} i_g = y_{11} \cdot v_{gs} + y_{12} \cdot v_{ds} \\ i_d = y_{21} \cdot v_{gs} + y_{22} \cdot v_{ds} \end{cases} \quad \forall v_{gs} \text{ et } v_{ds} \text{ on a } i_g = 0, \text{ donc } y_{11} = y_{12} = 0$$

$$\Rightarrow i_d = y_{21} v_{gs} + y_{22} v_{ds}$$

$$* \quad y_{21} = \left. \frac{i_d}{v_{gs}} \right|_{v_{ds}=0} = \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta v_{GS}} \right|_{V_{DS}=cte} = g_m$$

$$* \quad y_{22} = \left. \frac{i_d}{v_{ds}} \right|_{v_{gs}=0} = \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta v_{DS}} \right|_{V_{GS}=cte} = g_{ds}$$

g_m représente la transconductance et g_{ds} l'admittance du drain.

Le schéma équivalent d'un TEC en (B.F) est donné par la figure 5.9 suivante :

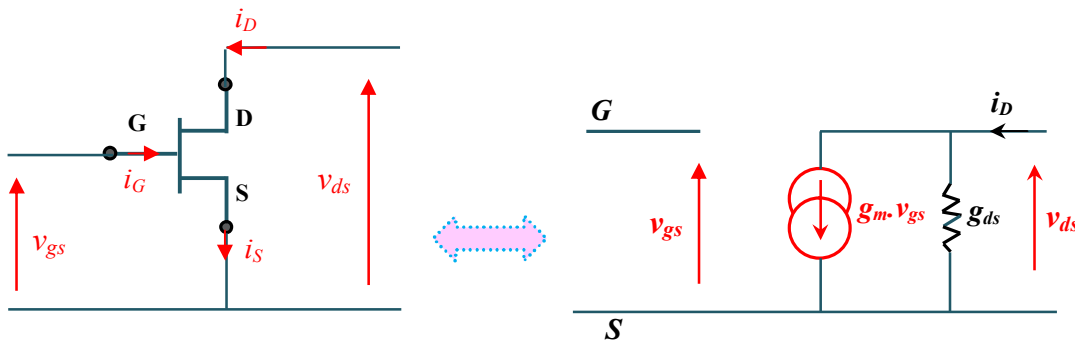


Fig.5.9 : Schéma équivalent d'un TEC en basses fréquences

IV.2 Schéma équivalent en hautes Fréquences

En hautes fréquences les capacités parasites interviennent. Toute jonction PN polarisée en inverse constitue un condensateur. Pour le TEC, on considère deux condensateurs parasites, l'un entre grille et source et l'autre entre grille et drain (Fig.5.10).

Remarque :

En hautes fréquences la résistance d'entrée n'est plus infinie. D'autre part, il existe une réaction de la sortie sur l'entrée due à la présence de la capacité C_{gs} .

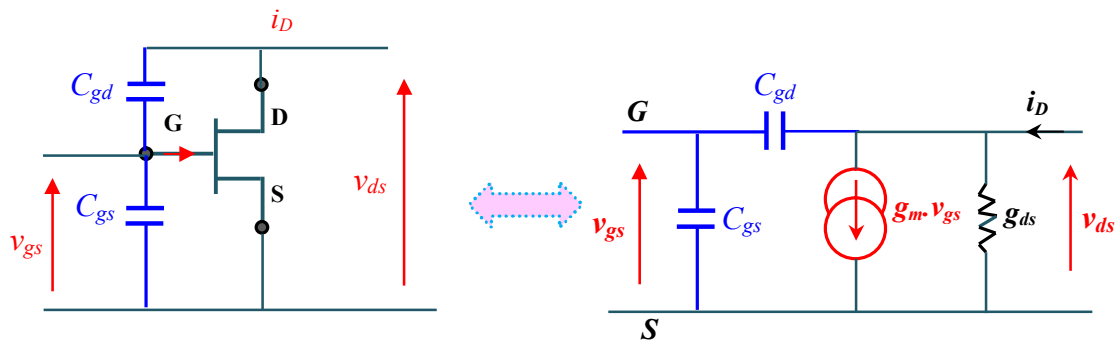


Fig.5.10 : Schéma équivalent d'un TEC en hautes fréquences

C_{gs} : Capacité de la jonction grille source

C_{ds} : Capacité de la jonction drain source

Chapitre 6

Filtres passifs

Chapitre 6 : Filtres passifs

I. Définitions

Un filtre est un quadripôle qui réalise une opération de traitement du signal: il atténue certaines composantes d'un signal et en laisse passer d'autres.

Il existe plusieurs types de filtres, dont les plus connus sont :

- ✓ Filtre passe-haut ;
- ✓ Filtre passe-bas ;
- ✓ Filtre passe-bande.

I.1. Réponse fréquentielle d'un filtre

La réponse fréquentielle (ou Réponse harmonique) d'un filtre est la réponse en régime permanent du système à une entrée sinusoïdale. Elle est obtenue par variation de ω .

I.2 Fonction de transfert

En régime sinusoïdal, on caractérise un filtre par sa fonction de transfert complexe qu'est le quotient de la tension de sortie \underline{v}_s par la tension d'entrée \underline{v}_e :

$$\underline{G}(j\omega) = \frac{\underline{v}_s}{\underline{v}_e} = G(\omega).e^{j\varphi}$$

$G(\omega)$ est la norme du gain en tension et φ le déphasage $\varphi = \arg(\underline{v}_s) - \arg(\underline{v}_e)$

I.3 Echelles logarithmiques

Si les grandeurs physiques varient sur de grandes échelles, il est difficile d'utiliser l'échelle linéaire. On définit :

Le Décibel :

Les gains en décibels sont définis par :

- ☑ Gain en puissance : $P(\omega)_{dB} = 10 \log_{10}(P(\omega))$
- ☑ Gain en tension : $G(\omega)_{dB} = 20 \log_{10}(G(\omega))$

Valeurs remarquables :

■ Pour les puissances :

Soit G un gain en puissance égal à 2. Le gain G' correspondant en décibels est :

$$G' = 10 \log_{10}(2) = 3.01 \text{ dB} \approx 3 \text{ dB}$$

$$\text{Si } G=4, G' = 6.02 \text{ dB} \approx 6 \text{ dB}$$

$$\text{Si } G=1/2, G' = -3 \text{ dB}$$

- ✗ Une multiplication du gain par 2 correspond à une augmentation de 3dB ;
- ✗ Une division du gain par 2 correspond à une diminution de 3 dB.

■ Pour les tensions :

- ✗ Une multiplication par 2 correspond à une augmentation de 6dB ;
- ✗ Une division du gain par 2 correspond à une diminution de 6 dB.

I.3 Fréquence de coupure

On définit la fréquence de coupure ω_c d'un système comme étant fréquence pour laquelle le gain maximum en tension est divisé par $\sqrt{2}$.

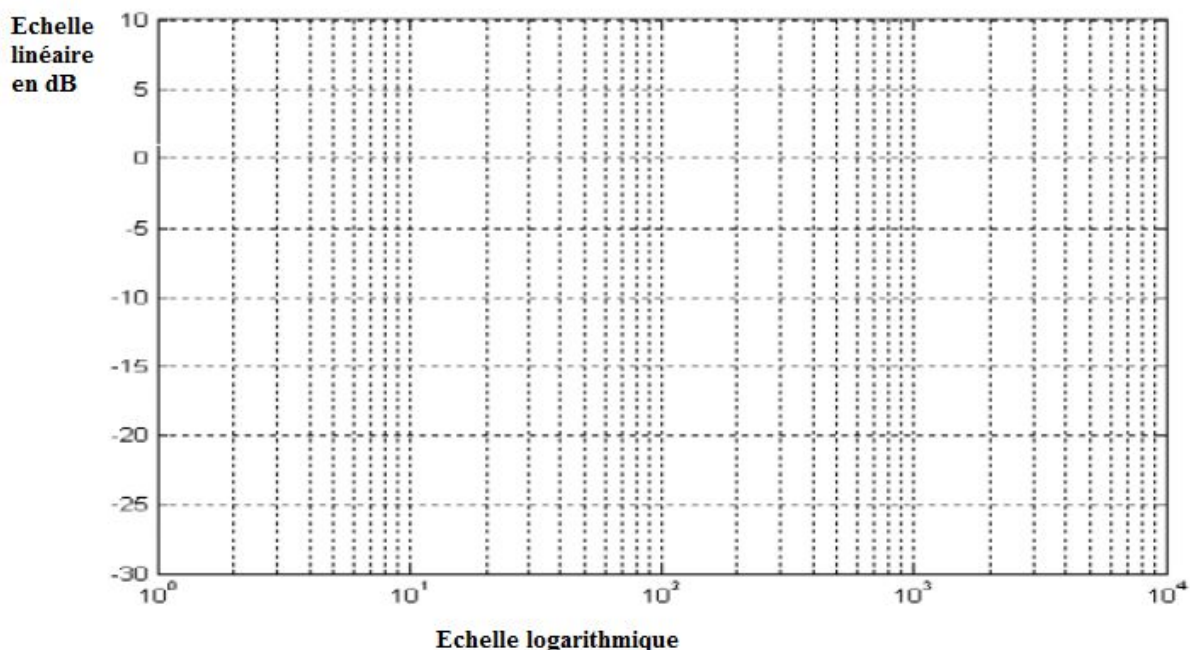
$$G(\omega_c) = \frac{G_{Max}}{\sqrt{2}}. \text{ Or } \log(\sqrt{2}) = 0,1505 \approx \frac{3}{20}$$

Donc, on peut définir aussi la fréquence de coupure comme la fréquence qui correspond à une diminution de 3dB du gain maximum : $G'(\omega_c) = G'_{Max} - 3dB$

I.4 Lieu de transfert - Diagrammes de Bode

On appelle lieu de transfert, le lieu des points $G(j\omega)$ quand la pulsation ω varie de 0 à l'infini. Le lieu de Bode (Diagramme de Bode) correspondant à deux courbes :

$|G(j\omega)| = f(\omega)$ et $\arg(G(j\omega)) = g(\omega)$, ω s'exprime en échelle logarithmique.



II. Lieu de transfert dans le plan de Bode

II.1 Intégrateur :

La fonction de transfert d'un intégrateur est donnée par : $G(j\omega) = \frac{1}{j\tau\omega} = \frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_c}}$

$$* \quad |G(j\omega)|_{dB} = -20 \log \left| j \frac{\omega}{\omega_c} \right| = -20 \log(\omega) + 20 \log(\omega_c)$$

C'est une droite qui passe par :

$$\left. \begin{aligned} \bullet \quad \omega = \omega_c &\Rightarrow -20 \log \frac{\omega}{\omega_c} = 0 \\ \bullet \quad \omega = 10\omega_c &\Rightarrow -20 \log \frac{\omega}{\omega_c} = -20 \text{ dB} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \text{pente de } -20 \text{ dB / Décade}$$

Ou

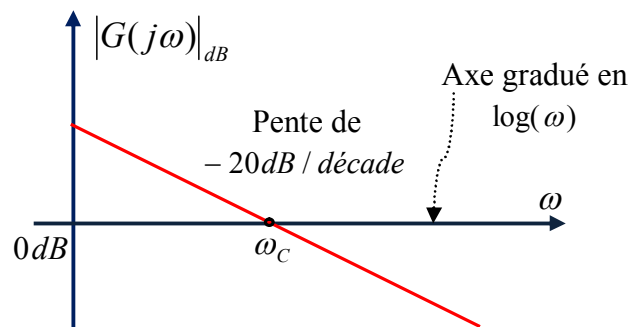
$$\left. \begin{aligned} \bullet \quad \omega = \omega_c &\Rightarrow -20 \log \frac{\omega}{\omega_c} = 0 \\ \bullet \quad \omega = 2\omega_c &\Rightarrow -20 \log \frac{\omega}{\omega_c} = -6 \text{ dB} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \text{pente de } -6 \text{ dB / Octave}$$

$|G(j\omega)|_{dB} = -20 \log(\omega) + 20 \log(\omega_c)$: c'est une droite de pente -20dB/décade

Une **décade** correspond à une multiplication de la fréquence par **10** ;

Une **octave** correspond à une multiplication de la fréquence par **2**.

$$* \quad \text{Arg}(G(j\omega)) = -\frac{\pi}{2}$$



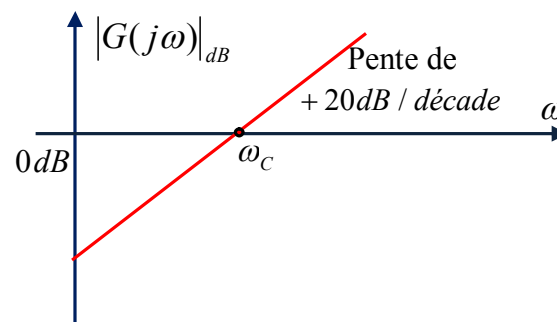
II.2 dérivateur :

La fonction de transfert d'un dérivateur est donnée par : $G(j\omega) = j\tau\omega = j \frac{\omega}{\omega_c}$

$$* \quad |G(j\omega)|_{dB} = 20 \log \left| j \frac{\omega}{\omega_c} \right| = 20 \log(\omega) - 20 \log(\omega_c)$$

C'est une droite de pente +20dB/décade

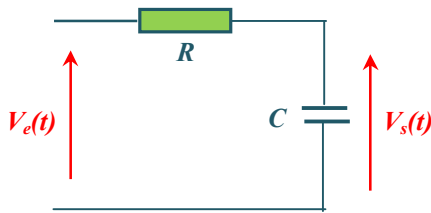
$$* \quad \text{Arg}(G(j\omega)) = \frac{\pi}{2}$$



II.3 Filtre passe bas du 1^{er} ordre

➤ Exemple : Circuit RC

On considère le montage de la figure suivante :



La fonction de transfert de ce filtre est :

$$\underline{G}(j\omega) = \frac{\underline{V}_s(j\omega)}{\underline{V}_e(j\omega)} = \frac{\underline{Z}_C}{R + \underline{Z}_C} = \frac{1}{1 + jRC\omega} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}}, \text{ avec } \underline{Z}_C = \frac{1}{jC\omega} \text{ et } \omega_c = \frac{1}{RC} = \frac{1}{\tau}$$

$\omega_c = 2\pi F_c$: La pulsation de coupure du filtre.

Dans le plan de Bode, on représente les deux courbes suivantes :

$$\begin{aligned} * \quad |G(j\omega)|_{dB} &= 20 \log(1) - \log \left| 1 + j \frac{\omega}{\omega_c} \right| = -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^2} \\ * \quad \text{Arg}(G(j\omega)) &= -\text{Arg} \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_c} \right) = -\text{Arctg} \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \end{aligned}$$

➤ Tracé des asymptotes

Pour $\omega \ll \omega_c \Rightarrow \frac{\omega}{\omega_c} \ll 1$ (**basse fréquences**)

✖ $|G(j\omega)|_{dB} \approx 0dB$, l'axe horizontal est une asymptote en basse fréquences.

✖ $\text{Arg}(G(j\omega)) \approx 0 \text{ rad}$ (ou 0°), l'axe horizontal $\varphi = 0$ est une asymptote.

Pour $\omega \gg \omega_c \Rightarrow \frac{\omega}{\omega_c} \gg 1$ (**haute fréquences**)

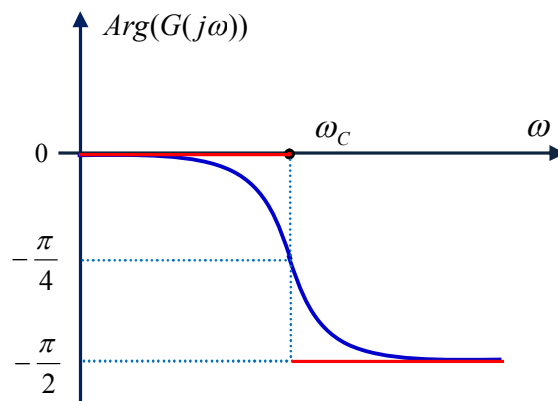
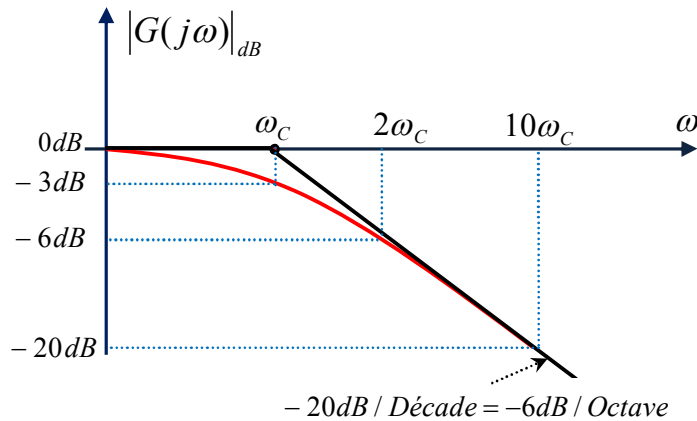
✖ $|G(j\omega)|_{dB} = -20 \log \left| j \frac{\omega}{\omega_c} \right| = -20 \log \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) = -20 \log(\omega) + 20 \log(\omega_c)$, c'est une droite de pente -20dB/décade.

✖ $\text{Arg}(G(j\omega)) = -\text{Arg} \left(j \frac{\omega}{\omega_c} \right) \approx -\text{Arctg}(\infty) = -\frac{\pi}{2}$, l'axe horizontal $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ est une asymptote.

Pour $\omega = \omega_c$ on a :

✖ $|G(j\omega)|_{dB} = -3dB$, on dit que le gain a chuté de 3 dB.

✖ $Arg(G(j\omega)) = -\frac{\pi}{4}$.

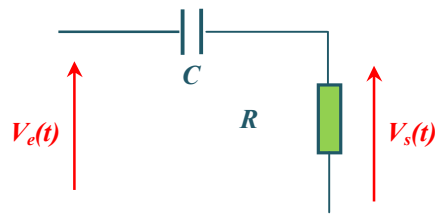


Ces courbes caractérisent un filtre passe bas (le système atténue les haute fréquences). La bande de fréquence $[0, \omega_c]$ s'appelle la bande passante du filtre.

II.4 Filtre passe haut du 1^{er} ordre

➤ Exemple : Circuit CR

On considère le montage de la figure suivante :



La fonction de transfert de ce filtre est :

$$\underline{G}(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} = \frac{R}{R + \underline{Z}_C} = \frac{1}{1 + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega} = \frac{j\frac{\omega}{\omega_c}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}} \quad , \quad \text{avec } \omega_c = \frac{1}{RC} = \frac{1}{\tau}$$

$\omega_c = 2\pi F_c$: La pulsation de coupure du filtre.

Dans le plan de Bode, on représente les deux courbes suivantes :

$$* \quad |G(j\omega)|_{dB} = 20 \log\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) - \log\left|1 + j \frac{\omega}{\omega_c}\right| = 20 \log\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) - 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}$$

$$* \quad \text{Arg}(G(j\omega)) = \frac{\pi}{2} - \text{Arg}\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_c}\right) = \frac{\pi}{2} - \text{Arctg}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)$$

➤ Tracé des asymptotes

Pour $\omega \ll \omega_c \Rightarrow \frac{\omega}{\omega_c} \ll 1$ (**basse fréquences**)

✘ $|G(j\omega)|_{dB} \approx -20 \log\left|j \frac{\omega}{\omega_c}\right| = -20 \log\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) = -20 \log \omega + 20 \log \omega_c$, c'est une droite de pente -20dB/décade.

✘ $\text{Arg}(G(j\omega)) \approx \frac{\pi}{2} \text{ rad}$ (ou 90°), l'axe horizontal $\varphi = 90^\circ$ est une asymptote.

Pour $\omega \gg \omega_c \Rightarrow \frac{\omega}{\omega_c} \gg 1$ (**haute fréquences**)

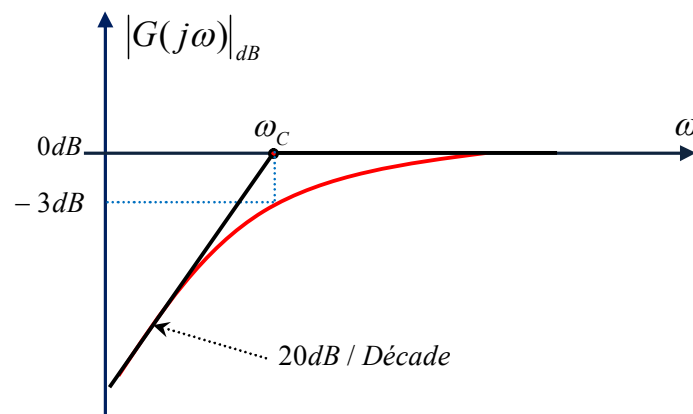
✘ $|G(j\omega)|_{dB} \approx 0 \text{ dB}$, l'axe horizontal est une asymptote en haute fréquences.

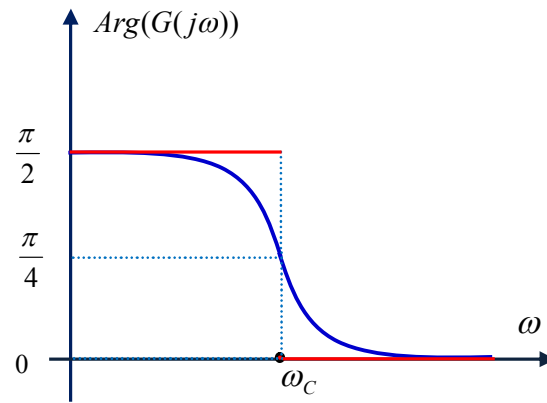
✘ $\text{Arg}(G(j\omega)) \approx \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} = 0$, l'axe horizontal $\varphi = 0$ est une asymptote.

Pour $\omega = \omega_c$ on a :

✘ $|G(j\omega)|_{dB} = -3 \text{ dB}$, on dit que le gain a chuté de 3 dB.

$$\text{Arg}(G(j\omega)) = \frac{\pi}{4}.$$



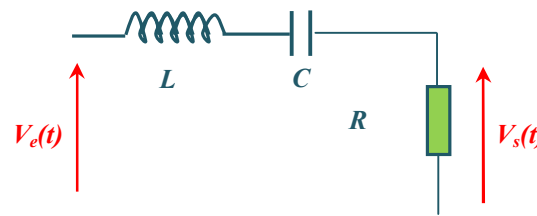


Cette courbe caractérise un filtre passe haut (le système atténue les basses fréquences). La bande de fréquence $[\omega_C, \infty[$ s'appelle la bande passante du filtre.

II.5 Filtre passe bande

➤ Exemple : Circuit RLC

On considère le montage de la figure suivante :



La fonction de transfert de ce filtre est :

$$\underline{G}(j\omega) = \frac{\underline{V}_s(j\omega)}{\underline{V}_e(j\omega)} = \frac{R}{\underline{Z}_L + R + \underline{Z}_C} = \frac{R}{jL\omega + R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega + LC(j\omega)^2}$$

On pose $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ la pulsation (fréquence) propre et $Q_0 = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{L\omega_0}{R}$ le facteur de qualité.

$G(j\omega)$ peut se mettre sous la forme :

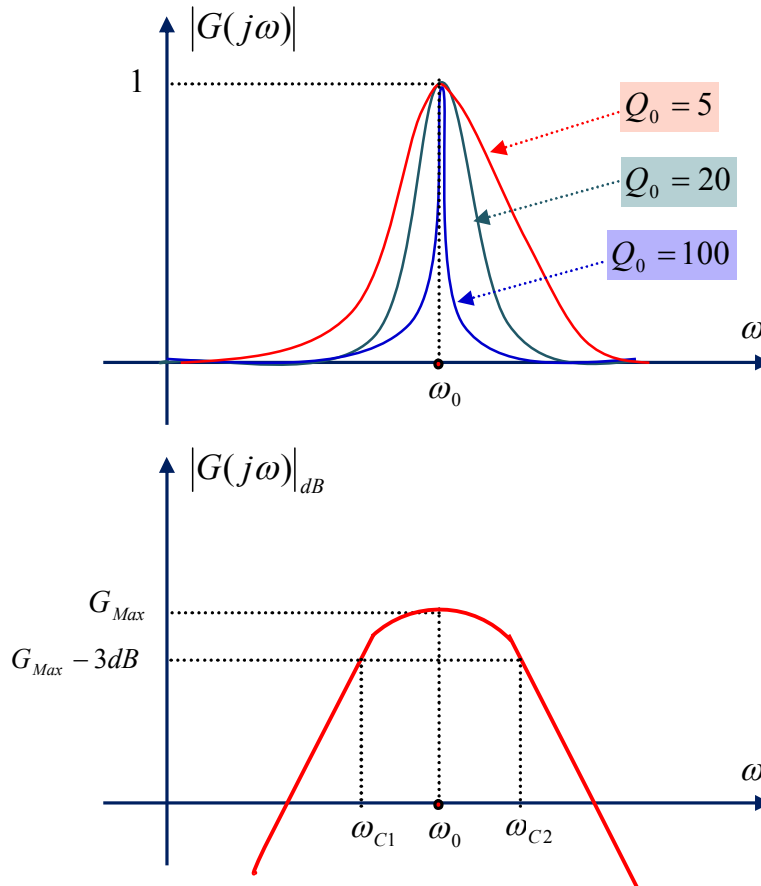
$$G(j\omega) = \frac{1}{1 + jQ_0 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_0^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}, \text{ et } \text{Arg}(G(j\omega)) = -\arctg \left(Q_0 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right)$$

➤ Bande passante

$$|G(j\omega)| = \frac{G_{Max}}{\sqrt{2}} \quad \text{ou} \quad |G(j\omega)|_{dB} = |G_{Max}| - 3dB$$

On trouve les deux fréquences ω_{C1} et ω_{C2} . La bande passante = $[\omega_{C1}, \omega_{C2}]$



➤ Sélectivité du filtre

La largeur de la bande passante $\Delta\omega = \omega_{C2} - \omega_{C1}$ dépend du facteur de qualité du filtre et de la fréquence centrale ω_0 . On a la relation : $\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q_0}$

Plus Q_0 est grand plus la largeur de la bande passante est étroite, on dit que le filtre est sélectif lorsque $\Delta\omega$ est petite autour de la fréquence centrale ω_0 . Q_0 caractérise la sélectivité du filtre passe bande.