

Université Ibn Tofail
Ecole Nationale des

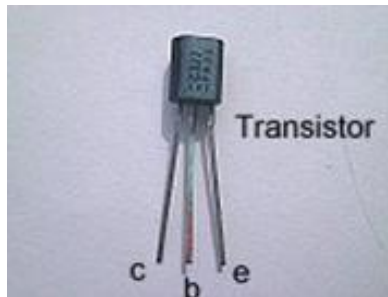


Sciences Appliquées, Kénitra.

Cours d'électronique analogique

Filière : Cycle Préparatoire (S4)

Module : Electronique analogique & numérique



Responsable : Tarik Boujiha

Ecole Nationale des Sciences Appliquées, Campus Universitaire, B.P 242, Kénitra-Maroc

Tél : (+212) 5 37 32 92 46 Fax : (+212) 5 37 32 92 47

Chapitre I: Généralités sur les circuits électroniques

I. Rappels d'électrocinétique

I.1. Source de tension réelle

Un générateur de tension réelle est un instrument aux bornes duquel la tension est constante quelque soit la charge d'utilisation. Le symbole est donné par la figure 1:

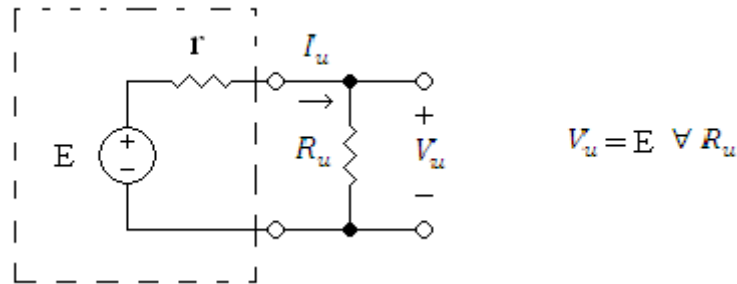


Figure 1 : source de tension réelle

$$\begin{aligned}
 V_u &= R_u I_u & V_u &= E - r I_u \rightarrow I_u = \frac{E - V_u}{r} \\
 V_u &= \frac{R_u}{r} (E - V_u) \rightarrow V_u \left(1 + \frac{R_u}{r}\right) = \frac{R_u}{r} E \\
 \rightarrow V_u &= \frac{R_u}{R_u + r} E = \frac{E}{1 + \frac{r}{R_u}} \\
 \text{Quand } r &\rightarrow 0 & V_u &= E \quad \forall R_u
 \end{aligned}$$

Le meilleur générateur de tension est celui dont la résistance interne est faible. Pour une source de tension idéale $r = 0\Omega$ et $V_u = E \quad \forall I$

I.2. Source de courant réelle

Un générateur de courant réel (cf. figure 2) fournit un courant I constant $\forall R_u$.

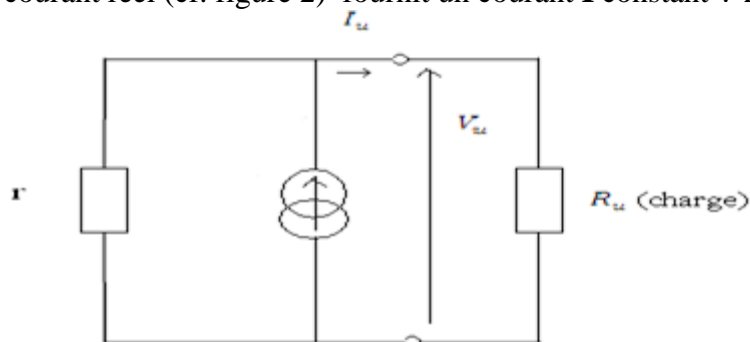


Figure 2 : source de courant réel

$$\begin{aligned}
 V_r &= V_{R_u} \Leftrightarrow r I_r = R_u I_u \text{ et } I = I_r + I_u \\
 \rightarrow I &= \frac{R_u I_u}{r} + I_u = \left(\frac{R_u + r}{r}\right) I_u \\
 \rightarrow I_u &= \frac{r}{R_u + r} I
 \end{aligned}$$

$$I_u = \frac{I}{1 + \frac{R_u}{r}} \quad r \rightarrow \infty \quad I_u = I \quad \forall R_u$$

Le meilleur générateur de courant est celui dont la résistance interne $r \rightarrow \infty$

Pour une source de courant idéale $r = \infty$ et $I = I_u \quad \forall R_u$

I.3. Diviseur de courant

Considérons deux résistances R_1 et R_2 connectées en parallèle :

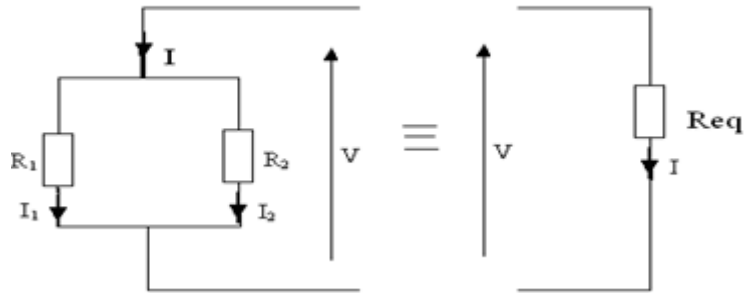


Figure 3 : équivalent parallèle de deux résistances

A l'aide des lois de Kirchhoff, on écrit :

$$V = V_1 = V_2 \quad i = i_1 + i_2 = \frac{V}{R_1} + \frac{V}{R_2} = V \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{V}{V_{eq}}$$

Le courant i à l'entrée est divisé en deux branches i_1 et i_2 .

Chaque courant peut être calculé :

$$i_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} i = \frac{R_{eq}}{R_1} i$$

$$i_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} i = \frac{R_{eq}}{R_2} i$$

Ces relations constituent la loi du diviseur de courant.

$$i_k = \frac{R_{eq}}{R_k} i$$

Généralisation

Pour le cas de N résistances connectées en parallèle. Le courant dans une résistance R_k est donné par la loi du diviseur de courant :

$$i_k = \frac{R_{eq}}{R_k} i$$

I.3. Diviseur de tension

Considérons deux résistances R_1 et R_2 connectées en série, les courants dans les deux résistances sont identiques $i = i_1 = i_2$.

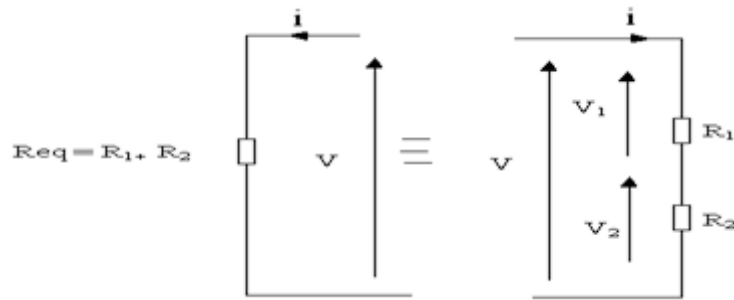


Figure 4 : équivalent série de deux résistances

A l'aide des lois de Kirchhoff, on écrit :

$$V = V_1 + V_2 = R_1 i + R_2 i = (R_1 + R_2) i = R_{eq} i \text{ avec } R_{eq} = R_1 + R_2.$$

La tension V_1 aux bornes de R_1 est donnée par la relation :

$$V_1 = \frac{R_1}{R_{eq}} V = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V$$

La tension V_2 aux bornes de R_2 est donnée par la relation :

$$V_2 = \frac{R_2}{R_{eq}} V = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V$$

Ces relations constituent la loi du diviseur de tension

Généralisation

Soient N résistances connectées en série :

$$R_{eq} = R_1 + R_2 + \dots + R_N$$

La tension aux bornes d'une résistance R_k est donnée par la loi du diviseur de tension :

$$V_k = \frac{R_k}{R_{eq}} V$$

Où V est la tension totale aux bornes des N résistances.

II. Lois et théorèmes généraux

II.1. Lois de Kirchhoff

Les relations entre les courants à un nœud et entre les tensions dans un parcours fermé d'un circuit électrique sont définies pour les deux lois de Kirchhoff : loi des courants et lois des tensions.

II.1.1. Lois des courants

La somme algébrique des courants à un nœud d'un circuit électrique est égale à 0 :

On écrit : $\sum_{k=1}^N i_k = 0$ à un nœud.

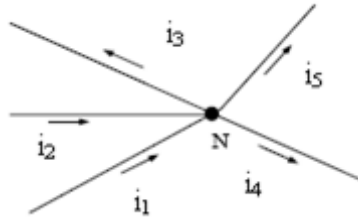


Figure 5 : loi des courants de Kirchhoff

On déduit que:

La somme des courants qui arrivent à un nœud est égale à la somme des courants qui le quittent.

Alors, pour le nœud A, on peut écrire : $i_1+i_2-i_3-i_4-i_5=0$.

II.1.1. Lois des tensions

La somme algébrique des tensions dans un parcours fermé d'un circuit électrique est égale à 0.

On écrit : $\sum_{k=1}^N V_k = 0$

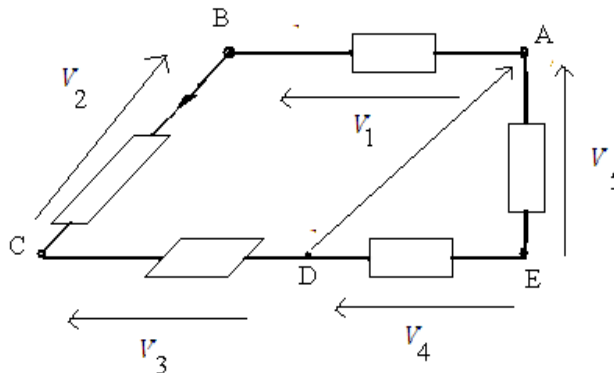


Figure 6 : loi des tensions de Kirchhoff

On déduit que : la tension entre deux nœuds donnés est égale à la somme algébrique des tensions sur n'importe quel parcours qui relie ces deux nœuds.

La tension V_{AD} peut être calculée en suivant les deux parcours DCBA et DEA

$$V_{AD} = V_3 + V_2 - V_1 = V_5 - V_4$$

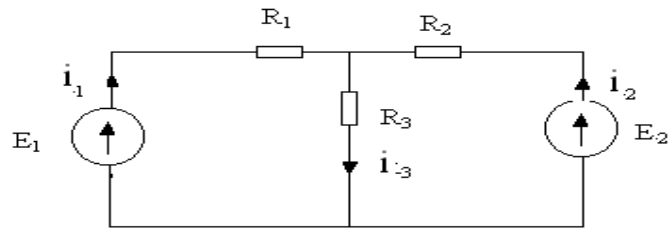
II.2. Théorème de superposition

Dans un circuit linéaire, le courant produit par plusieurs sources de courant indépendantes est égale à la somme des courants produits par chaque source prises isolément.

Pour ce faire, on remplace chaque source de tension parfaite par un court-circuit, et chaque source de courant par un circuit ouvert, à l'exception de la source dont on veut connaître l'influence.

Exemple:

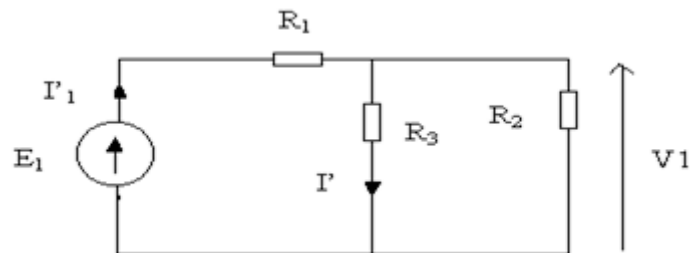
Soit le circuit suivant :



$$E_1 = 5V ; E_2 = 0,5V ; R_1 = 3K\Omega ; R_2 = 100 \Omega ; R_3 = 1K\Omega$$

Calculer la tension V aux bornes de la résistance R_3 ?

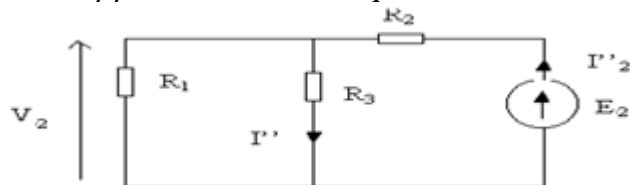
1. E_1 agit seul $\rightarrow E_2 = 0$ et $R_3 // R_2 \rightarrow$ Schéma équivalent



$$V_1 = \frac{R_3 // R_2}{R_1 + R_3 // R_2} E_1$$

A.N: $R_3 // R_2 = \frac{R_3 R_2}{R_3 + R_2} = 91 \Omega$ $V_1 = 0,147 V$

2. E_2 agit seul $\rightarrow E_1 = 0$ et $R_3 // R_2 \rightarrow$ Schémas équivalent



$V_2 = \frac{R_1 // R_3}{R_2 + R_1 // R_3} E_2$ A.N $R_1 // R_3 = 750 \Omega$; $V_2 = 0,441 V$

Finalement la tension $V = V_1 + V_2 = 0,147 + 0,441 = 0,588V$

II.3. Théorèmes de Thevenin et de Norton

Les théorèmes de Thevenin et de Norton permettent de déterminer le circuit équivalent d'un circuit électrique.

II.3.1. Théorème de Thevenin

L'équivalent d'un circuit actif linéaire est constitué, entre deux points A et B, d'une source de tension E_{th} en série avec une résistance de Thevenin R_{th} avec :

E_{th} : la tension à vide entre les points A et B ;

R_{th} : La résistance de Thevenin vue entre A et B, lorsque les sources de tension sont court-circuitées et les sources de courant sont ouvertes.

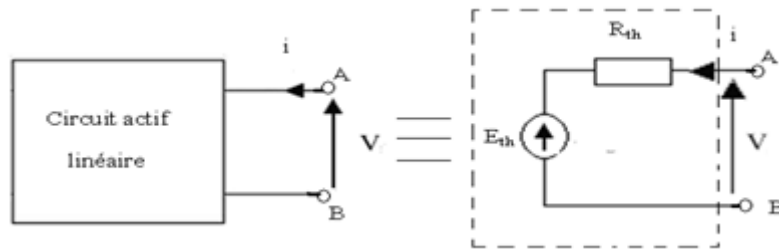


Figure 7 : schéma équivalent de Thévenin

II.3.2. Théorème de Norton

Le circuit équivalent d'un circuit actif linéaire est constitué, entre deux points A et B, d'une source de courant I_N en parallèle avec une résistance R_N avec :

I_N : Le courant en court-circuit du circuit linéaire (courant circulant entre A et B court-circuité) ;

R_N : La résistance de Norton vue entre A et B, lorsque les sources de tension sont court-circuitées et les sources de courant sont ouvertes.

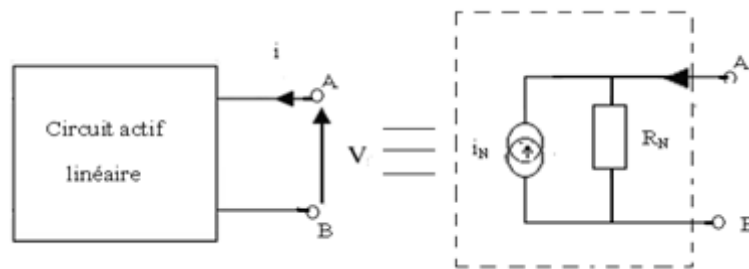


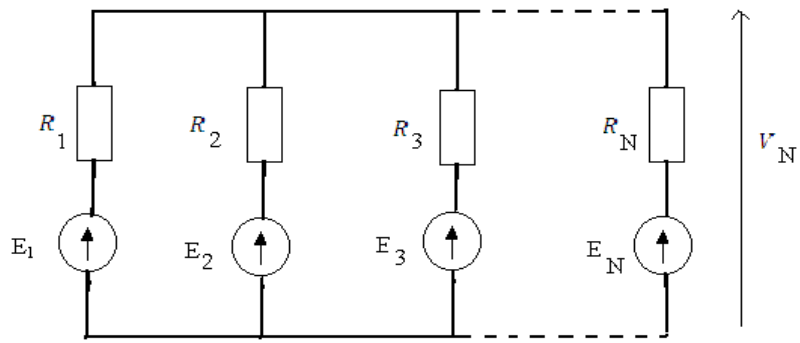
Figure 8 : schéma équivalent de Norton

On peut remarquer que :

- $R_{th}=R_N$
- La source de Thevenin et la source de Norton sont reliées par la relation suivante : $E_{th}= R_{th} i_N$.

II.4. Théorème de Millman

Le théorème de Millman s'applique à un circuit électrique constitué de N branches en parallèle. Chacune de ces branches comprenant un générateur de tension parfait en série avec un élément linéaire (résistance comme exemple).



$$V_N = \frac{\frac{E_1}{R_1} + \frac{E_2}{R_2} + \frac{E_3}{R_3} + \dots + \frac{E_N}{R_N}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_N}} = \frac{\sum_{k=1}^{k=N} \frac{E_K}{R_K}}{\sum_{k=1}^{k=N} \frac{1}{R_K}}$$

Chapitre II: les quadripôles

I. 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 :

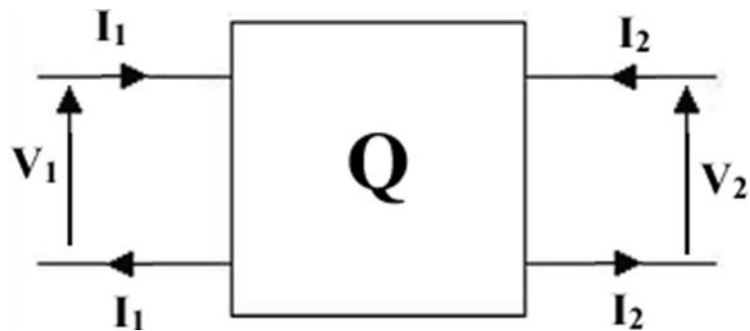


Figure 1: représentation d'un quadripôle

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

Quatre paramètres électriques caractérisent alors le quadripôle : Tension et courant d'entrée V_1 , I_1 et tension et courant de sortie V_2 , et I_2 . Deux de ces variables sont indépendantes, les autres y sont liées par les paramètres du quadripôle.

II. Matrices représentatives des quadripôles

Pour les quadripôles ne contenant que les dipôles linéaires les quatre grandeurs fondamentales V_1 , V_2 , I_1 et I_2 sont liées par des équations linéaires.

Plusieurs représentations matricielles sont possibles et le choix de l'une de celle-ci sera fait en fonction du problème étudié.

II.1. Matrice impédance

On exprime les tensions en fonction des courants. Les éléments de la matrice ont la dimension d'impédance.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

$Z_{11} = \frac{V_1}{I_1} |_{I_2=0}$: Impédance d'entrée à sortie ouverte.

$Z_{12} = \frac{V_1}{I_2} |_{I_1=0}$: Impédance de transfert inverse à entrée ouverte.

$Z_{21} = \frac{V_2}{I_1} |_{I_2=0}$: Impédance de transfert directe à sortie ouverte.

$Z_{22} = \frac{V_2}{I_2} |_{I_1=0}$: Impédance de sortie à entrée ouverte.

Schéma équivalent:

A partir des paramètres définis précédemment, on peut donner un schéma électrique équivalent du quadripôle, ce schéma ne fait intervenir que des composants classiques de l'électricité.

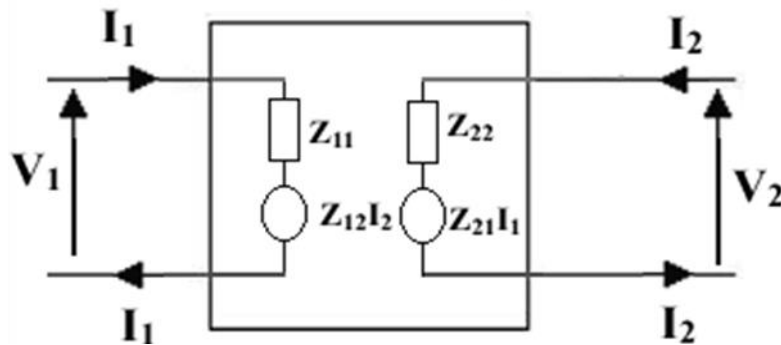


Figure 2: schéma équivalent d'un quadripôle

II.2. Matrice d'admittance

La matrice d'admittance est donnée sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

$Y_{11} = \frac{I_1}{V_1} |_{V_2=0}$: Admittance d'entrée à sortie court-circuitée.

$Y_{12} = \frac{I_1}{V_2} |_{V_1=0}$: Admittance de transfert inverse à entrée court-circuitée.

$Y_{21} = \frac{I_2}{V_1} |_{V_2=0}$: Admittance de transfert directe à sortie court-circuitée.

$Y_{22} = \frac{I_2}{V_2} |_{V_1=0}$: Admittance de sortie à entrée court-circuitée.

Schéma équivalent :

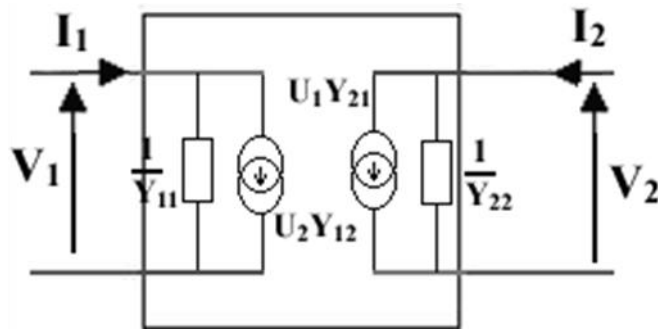


Figure 3: schéma équivalent d'un quadripôle

II.3. Matrice hybride

La matrice hybride correspondant au cas où les variables indépendantes sont de nature différente, un courant et une tension, relative à des accès différents :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

$h_{11} = \frac{V_1}{I_1} \Big|_{V_2=0}$: Impédance d'entrée à sortie court-circuitée.

$h_{12} = \frac{V_1}{V_2} \Big|_{I_1=0}$: Gain en tension inverse à entrée ouverte.

$h_{21} = \frac{I_2}{I_1} \Big|_{V_2=0}$: Gain en courant à sortie court-circuitée.

$h_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{I_1=0}$: Admittance de sortie à entrée ouverte.

Schéma équivalent:

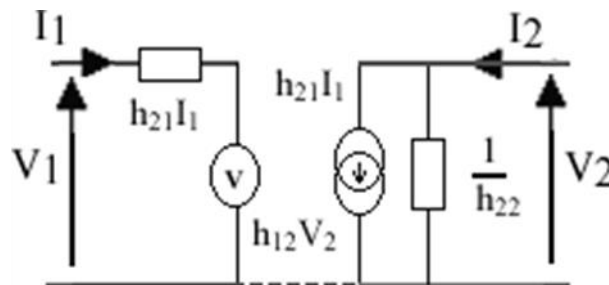


Figure 4: schéma équivalent d'un quadripôle

III. Les quadripôles amplificateurs

En général, le générateur ne peut pas fournir une grande puissance directement au récepteur, on intercale alors entre les deux (un ou plusieurs) quadripôles amplificateurs dont le rôle est d'apporter la puissance nécessaire au récepteur.

On représente un amplificateur par le schéma équivalent suivant :

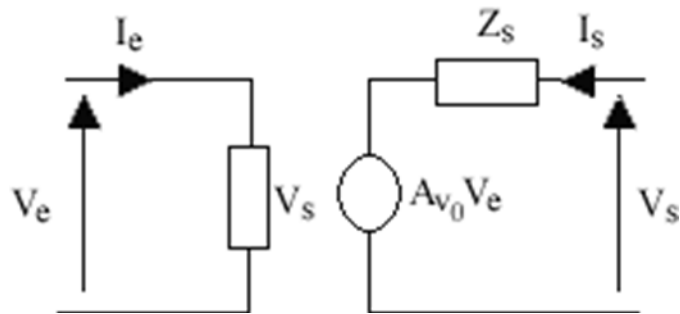


Figure 8: schéma équivalent d'un quadripôle

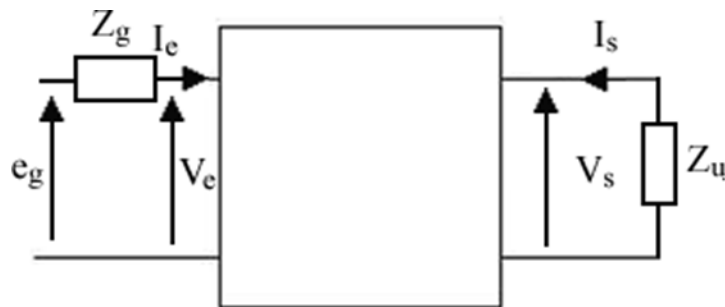
Pour caractériser complètement le quadripôle amplificateur, il faut connaître les paramètres suivants :

- Impédance d'entrée
- Impédance de sortie
- Amplification à vide A_{v0}

Impédance d'entrée

C'est l'impédance $Z_e = \frac{V_e}{I_e}$ vue à l'entrée quand la sortie est chargée par Z_u .

On utilise par exemple la matrice impédance de quadripôle pour calculer $Z_e = \frac{V_e}{I_e}$:



$$\mathbf{V}_e = \mathbf{Z}_{11}\mathbf{I}_e + \mathbf{Z}_{12}\mathbf{I}_s \quad (1)$$

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{Z}_{21}\mathbf{I}_e + \mathbf{Z}_{22}\mathbf{I}_s \quad (2)$$

$$\mathbf{V}_s = -\mathbf{Z}_u\mathbf{I}_s \quad (3)$$

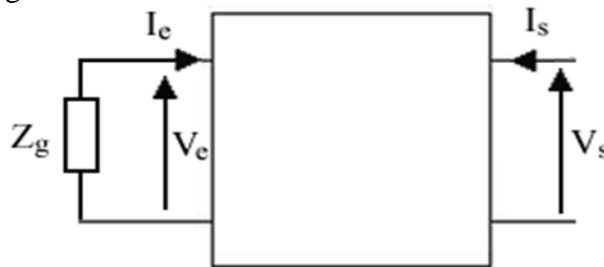
L'équation (2) et (3) donne :

$$\mathbf{I}_s = -\frac{\mathbf{Z}_{21}}{\mathbf{Z}_u + \mathbf{Z}_{22}} \mathbf{I}_e$$

L'impédance d'entrée est : $\mathbf{Z}_e = \mathbf{Z}_{11} - \frac{\mathbf{Z}_{12}\mathbf{Z}_{21}}{\mathbf{Z}_u + \mathbf{Z}_{22}}$

Impédance de sortie

C'est l'impédance $Z_s = \frac{V_s}{I_s}$ vue à la sortie quand l'entrée est fermée par une impédance Z_g qui est l'impédance du générateur.



- Matrice impédance :

$$V_e = Z_{11}I_e + Z_{12}I_s \quad (1) \qquad e_g = Z_g I_e + V_e = 0$$

$$V_s = Z_{21}I_e + Z_{22}I_s \quad (2) \qquad V_e = -Z_g I_e$$

L'impédance de sortie est : $\mathbf{Z}_s = \mathbf{Z}_{22} - \frac{\mathbf{Z}_{12}\mathbf{Z}_{21}}{\mathbf{Z}_{11} + \mathbf{Z}_g}$

Gain en tension

C'est le rapport de la tension de sortie sur la tension d'entrée. Il est le facteur multiplicatif de l'amplificateur.

$$A_v = \frac{V_s}{V_e}$$

Le gain en tension dépend de la fréquence du signal d'entrée, tout en restant pratiquement constant dans la plage de fréquences constituant la bande passante.

Le gain en tension à vide est donné par la relation suivante :

$$A_{v_0} = \frac{V_{s_0}}{V_e}$$

Chapitre III: les propriétés électroniques des semi-conducteurs

I. Introduction

Un semi-conducteur est un corps qui présente, à la température ambiante, une résistivité intermédiaire entre celle d'un conducteur et celle d'un isolant, mais qui se comporte comme un corps isolant à très basse température.

Dans la production de composants semi-conducteurs, la principale matière utilisée est le silicium, et dans une moindre mesure le germanium.

Les électrons d'un atome isolé prennent des valeurs d'énergie discrètes et chaque niveau d'énergie peut accueillir un nombre limité d'électrons. Ce nombre est égale à $2n^2$ où n correspond au numéro du niveau (couche) en partant du noyau. Les électrons se répartissent en occupant d'abord les niveaux les plus proches du noyau. La figure 1 présente la structure électronique de l'atome de silicium et celle de germanium.

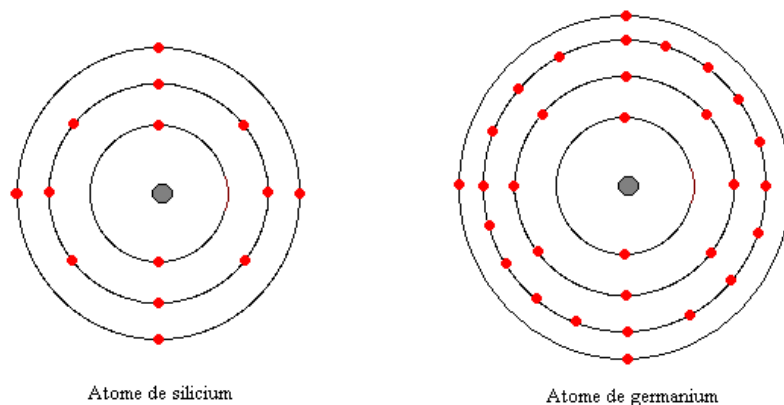


Figure 1 : structure électronique de l'atome de Silicium et de Germanium

Pour qu'il soit stable, un semi-conducteur doit avoir huit électrons dans sa bande de valence, ce qui n'est pas le cas de l'atome de Silicium isolé.

Lors de la formation du **crystal** cet atome va gagner quatre électrons en formant des liaisons covalentes qui correspondent à la mise en commun de ses électrons périphériques avec les atomes voisins. Ainsi un atome de silicium qui s'associe avec quatre autres atomes de Silicium verra huit électrons sur sa dernière couche.

I.1. Semi-conducteur intrinsèque

Un semi-conducteur est dit intrinsèque lorsque le cristal est parfaitement pur. Pour une température différente de 0 K, les concentrations en électrons libres et en trous sont identiques. La conductivité est due à la rupture des liaisons covalentes (agitation thermique).

I.2. Semi-conducteur extrinsèque

Le nombre de porteurs engendré par la seule action de la température est en général trop faible pour assurer une bonne conductivité du cristal. Si l'on introduit dans un semi-conducteur **intrinsèque** des impuretés (atomes étrangers), on obtient un semi-conducteur **extrinsèque**. On dit aussi un semi-conducteur **dopé**, et l'opération s'appelle le **dopage**. La présence des impuretés dans le cristal modifie considérablement la conductivité. Il existe deux types de dopages **N** et **P**.

I.2.1. Semi-conducteur extrinsèque de type N.

Pour augmenter le nombre des électrons dans un semi-conducteur, on ajoute des atomes étrangers pentavalents (ayant 5 électrons dans la bande de valence). Par exemple, l'atome de Phosphore "P".

Ces atomes étrangers possèdent un électron surnuméraire par rapport à ceux du semi-conducteur. On parle d'un dopage avec des **atomes donatrices**. Les impuretés établiront des liaisons covalentes avec les quatre atomes de silicium voisins, mais le cinquième électron, non engagé dans une liaison covalente, sera facilement extrait (une simple agitation thermique permettra de libérer un électron par atome étranger). De ce fait, la concentration en porteurs négatifs devient très importante par rapport au semi-conducteur intrinsèque : les électrons sont dits **porteurs majoritaires**, et les trous **porteurs minoritaires**. Les atomes étrangers (donneurs d' e^-) deviennent des **ions positifs** fixes.

I.2.2. Semi-conducteur extrinsèque de type P.

Pour augmenter le nombre des trous dans un semi-conducteur, on ajoute des atomes étrangers trivalents (ayant 3 électrons dans la bande de valence). Par exemple, l'atome de Bore "B".

Ces atomes étrangers possèdent un électron de moins par rapport à ceux du semi-conducteur. On parle d'un dopage avec des **atomes accepteurs**. Il manque à l'impureté un électron de valence pour assurer les 4 liaisons avec les atomes de silicium voisins. Un faible apport d'énergie ($\approx 0,05$ eV) suffit pour qu'un électron d'un silicium voisin soit capté par l'impureté. De ce fait, La concentration en porteurs positifs est très importante devant les porteurs négatifs:

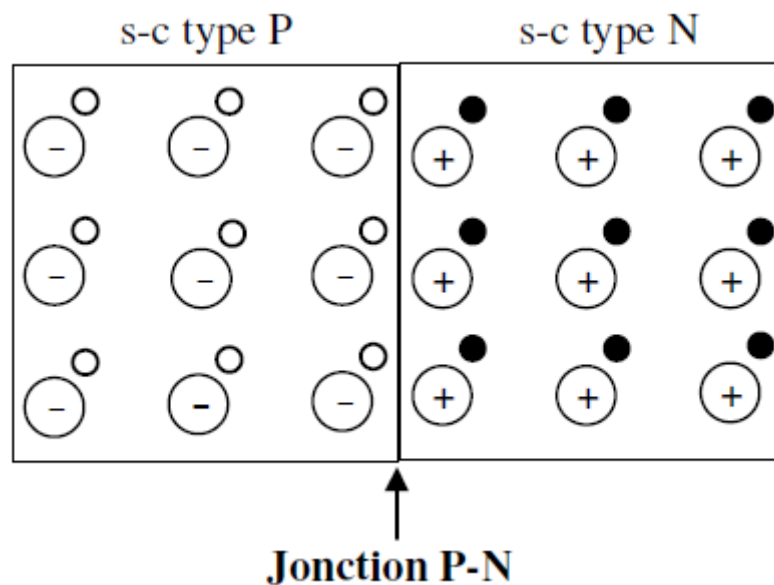
les trous sont dits **porteurs majoritaires**, et les électrons **porteurs minoritaires**. Les atomes étrangers (accepteurs d'e-) deviennent des **ions négatifs** fixes.

II. Jonction PN

Après avoir défini le mécanisme de conduction dans les solides et, en particulier, dans les semi-conducteurs, nous allons étudier le comportement électrique de la juxtaposition de deux barreaux de semi-conducteur extrinsèques de type différent.

II.1. Généralités

Si l'on réalise dans un barreau de semi-conducteur une conductibilité de type **P** dans une zone et une conductibilité de type **N** dans l'autre partie, la zone de séparation entre ces deux régions est appelée **Jonction PN**.



Nous verrons tout au long des chapitres suivants que la jonction PN est l'élément fondamental des composants électroniques (Diodes, Transistors,...).

Dans la région de conductibilité de type **P**:

- Les trous sont les porteurs majoritaires.
- Les électrons sont les porteurs minoritaires.

Dans la région de conductibilité de type **N**:

- Les électrons sont les porteurs majoritaires.
- Les trous sont les porteurs minoritaires.

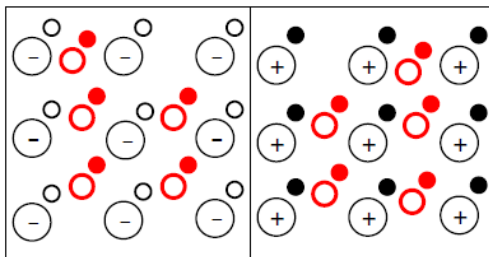
II.2. Jonction PN non polarisée

Sous l'action de l'agitation thermique et en raison de différences importantes de concentration en porteurs libres :

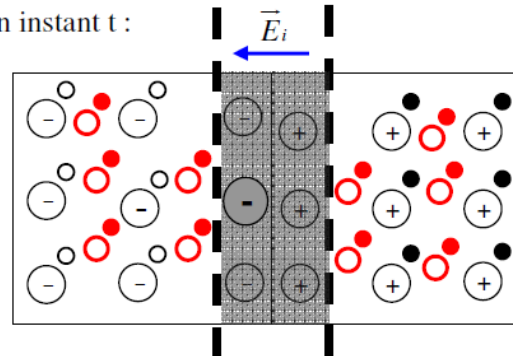
- Les trous de la zone **P** diffusent vers la région **N**.
- Les électrons de la région **N** diffusent vers la région **P**.

On dit qu'il y a une diffusion en porteurs majoritaire.

A l'instant $t=0$:



à un instant t :



A l'instant t , l'attraction électrostatique fait diffuser les électrons vers la région **P**, et les trous vers la région **N**. de nombreuses recombinaisons se produisent, il en résulte au voisinage de la jonction **PN**, une disparition presque complète des porteurs libres.

La zone vide de porteurs libres, située de part et d'autre de la jonction, est appelée **zone de transition**, **zone de déplétion** ou **zone de charge d'espace**.

La double charge (négative du côté **P**, positive du côté **N**) crée dans la zone vide des porteurs libres un champ électrique E_i , dit **champ électrique interne**, dirigé de la région **N** vers la région **P**. seuls quelques porteurs dotés d'une énergie cinétique suffisante pourront franchir la barrière que constitue le champ électrique interne E_i .

- Le déplacement de ces quelques porteurs majoritaires qui parviennent à franchir la barrière de potentiel est appelé **courant de diffusion**.
- Ainsi que, le déplacement de ces quelques porteurs minoritaires qui parviennent à franchir la barrière de potentiel est appelé **courant de saturation**.

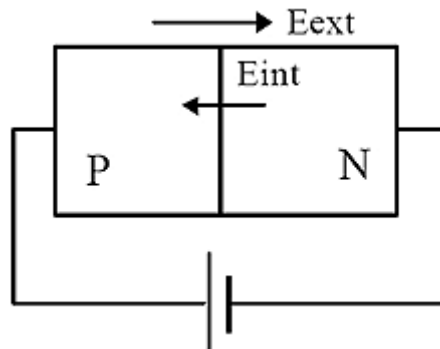
Lorsque la jonction est en circuit ouvert, un état d'équilibre s'établit dans lequel l'intensité du courant de diffusion est égale à l'intensité du courant de saturation.

II.2. Jonction PN polarisée

On dit qu'une jonction est polarisée, si on applique aux bornes de la jonction une différence de potentiel à l'aide d'un générateur de tension.

II.2.1. Polarisation directe

Une jonction est dite polarisée en directe, si on branche l'extrémité de la région **P** à la borne positive du générateur, et l'extrémité de la région **N** à la borne négative du générateur.



Appliquer une telle différence de potentiel aux bornes de la jonction PN revient à superposer au champ électrique interne \mathbf{E}_i , un champ électrique externe \mathbf{E}_e dirigé suivant les potentiels décroissants, donc en inverse de \mathbf{E}_i .

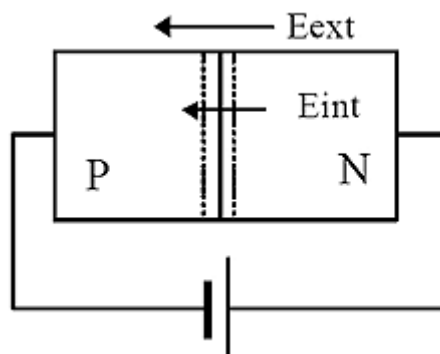
Le champ résultant \mathbf{E}_r est donc plus faible en module que \mathbf{E}_i , la barrière de potentiel est abaissée.

Le nombre de porteurs majoritaires qui peuvent franchir la barrière de potentiel est considérablement augmenté.

Le courant de diffusion devient important, il est appelé **courant direct** I_d .

II.2.2. Polarisation inverse

Une jonction est dite polarisée en inverse si, par l'intermédiaire d'un générateur extérieur, on porte l'extrémité de la région **N** à un potentiel supérieur à celui de la région **P**.

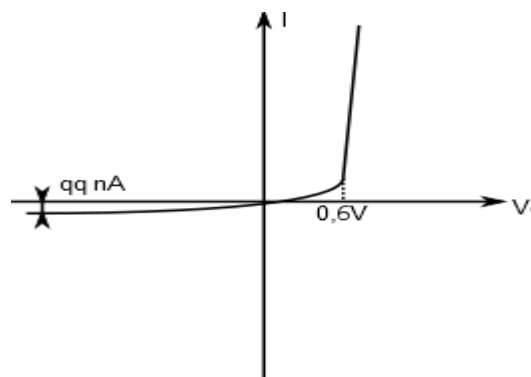


Le champ total appliqué à la jonction est $\mathbf{E}_r = \mathbf{E}_e + \mathbf{E}_i$. Comme \mathbf{E}_e et \mathbf{E}_i ont le même sens, alors la barrière de potentiel augmente, la zone de déplétion devient plus large. Seul un courant très faible peut apparaître et qu'est dû au déplacement des porteurs minoritaires. Ce courant est appelé **courant inverse** I_i ou **courant de fuite**.

II.2.3. Caractéristique courant-tension

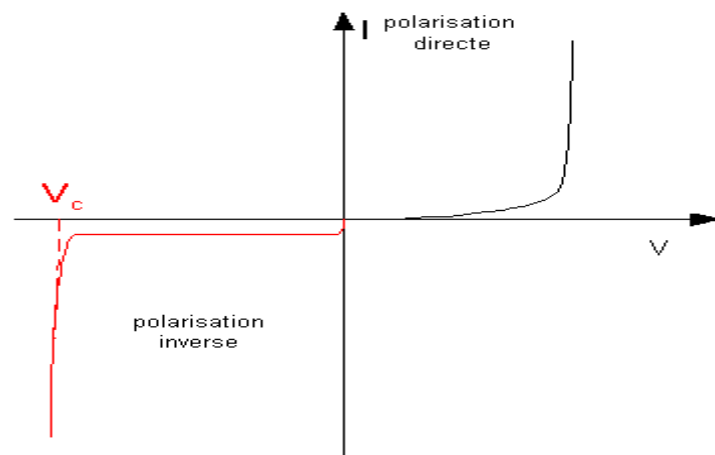
Nous venons de voir que la tension appliquée modifie la hauteur de la barrière de potentiel. Le courant de diffusion dépend beaucoup de la hauteur de cette barrière : le courant de direct est donc fonction rapidement croissante de la tension lorsque celle-ci est positive.

Par contre, le courant de saturation ne dépend pratiquement pas de la hauteur de cette barrière, il ne dépend que de la température : le courant inverse garde une intensité très faible et pratiquement constante I_i lorsque la tension est négative.



II.2.4. Claquage d'une jonction

Pour des tensions inverses suffisamment élevées, la caractéristique courant-tension devient :



Ce claquage est le résultat de deux effets successifs : l'**effet Zener**, puis l'**effet d'avalanche**.

On a vu que le champ électrique résultant E_r croît avec la tension inverse appliquée. Au-delà d'une certaine valeur V_c , ce champ provoque la rupture de liaisons covalentes qui unissent les atomes du cristal. Il y a alors augmentation importante de la concentration en porteurs libres minoritaires. Donc accroissement important du courant inverse. Cet effet statique, par le champ électrique, est appelé **effet Zener**.

Ce phénomène statique est immédiatement suivi d'un effet dynamique d'ionisation par chocs. Les porteurs minoritaires créés sous l'effet du champ électrique sont accélérés par ce dernier. Par collisions avec les atomes du cristal, de nouveaux porteurs sont libérés. Ces nouveaux porteurs libèrent eux-mêmes par chocs d'autres porteurs, ect.

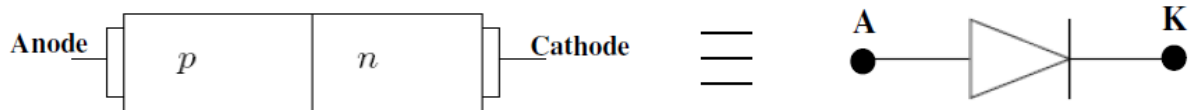
L'effet est alors cumulatif, il en résulte un accroissement considérable du courant inverse. Ce phénomène est appelé **effet d'avalanche**. On dit encore que **la jonction part en avalanche**.

Chapitre IV: Etude de la diode

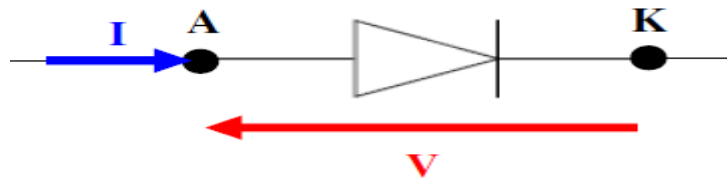
I. Introduction

La diode est l'une des applications directes de la jonction **PN**. Par convention, la région **P** représente l'entrée de la diode, elle est appelée **anode**, et la région **N** représente la sortie de la diode, elle est appelée **cathode**.

Une diode est schématisée comme suit :



Le schéma suivant illustre les orientations du courant et de la tension dans une diode.



$$I = I_s \left(e^{\frac{eV}{kT}} - 1 \right)$$

I_s : le courant de saturation

e : la charge élémentaire

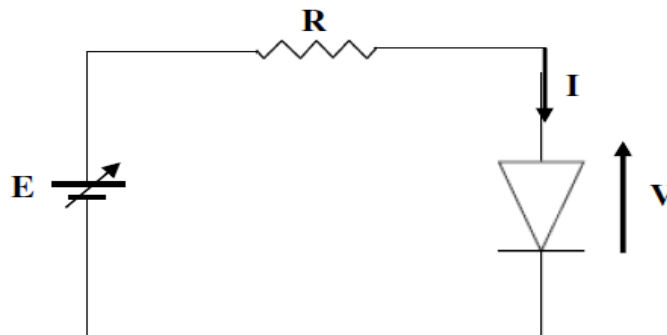
T : la température absolue

K : la constante de Boltzmann

II. Caractéristique d'une diode

Pour faire fonctionner la diode, il faut la polariser en l'insérant dans un montage comportant un générateur en tension en série avec une résistance de protection.

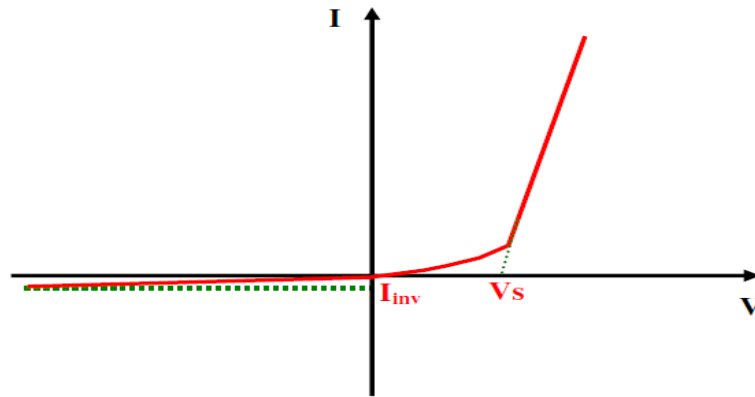
Soit le circuit suivant :



Pour chaque valeur de E , nous aurons une valeur de V et une valeur de I . La courbe $I=f(V)$ est dite caractéristique de la diode.

Si $E>0$, alors la diode est polarisée en directe (passante). Sinon, elle est polarisée en inverse (bloquée).

La caractéristique de la diode a l'allure suivante :



III. Modélisation de la diode

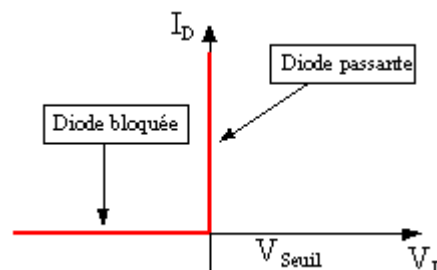
La diode est un élément non linéaire (elle est décrite par une équation non linéaire). L'analyse d'un circuit électrique comportant des diodes est difficile, parce que le système d'équation décrivant le circuit est non linéaire. Pour faciliter cette analyse, les diodes sont remplacées par des modèles linéaires.

III.1. Modélisation N° :1 Diode idéale

Ce modèle est le plus simple, mais également le moins précis. En directe, la diode est considérée comme un court-circuit ($V_d = 0$ et $I_d > 0$).

En inverse, la diode est considérée comme un circuit-ouvert ($V_d < 0$ et $I_d = 0$).

Le schéma suivant représente la caractéristique de la diode idéale.

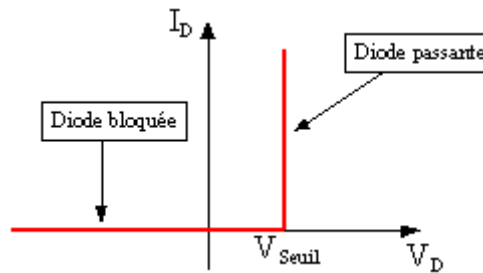


III.2. Modélisation N° :2 Diode avec seuil

Ce modèle prend en compte la valeur de la barrière de potentiel V_s (V_s compris entre 0.6 et 0.7 pour une diode à Silicium) comme tension seuil de conduction de la diode.

- La diode est passante ($I_d > 0$ et $V_d = V_s$), la résistance interne est supposée nulle.
- La diode est bloquée ($I_d = 0$ et $V_d < V_s$).

Le schéma suivant représente la caractéristique de la diode avec seuil.

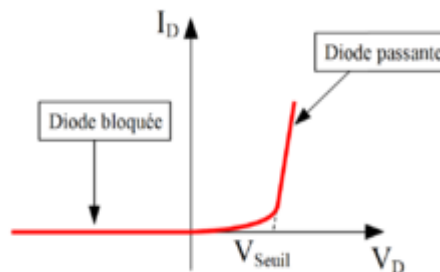


III.3. Modélisation N° :3 Diode réelle

Ce modèle est le plus précis, quand $V_d > V_s$ la diode conduit et elle équivaut à un générateur de tension de f.e.m = V_s , en série avec une résistance interne ($V_d = V_s + r \cdot I_d$ et $I_d > 0$).

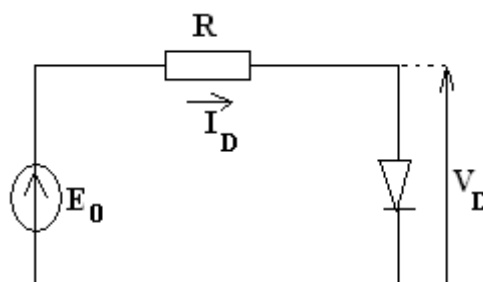
Quand $V_d < V_s$ la diode est bloquée ($I_d = 0$ et $V_d < V_s$).

Le schéma suivant représente la caractéristique de la diode réelle.



IV. Droite de charge et point de fonctionnement

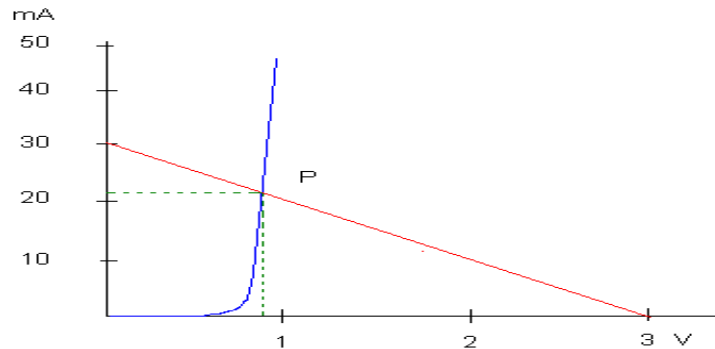
Soit le circuit suivant :



Le point de fonctionnement P de la diode est défini par l'intersection de la caractéristique de la diode et de la droite de charge du générateur.

$$E_0 = R \cdot I_d + V_D \rightarrow I_d = -1/R \cdot V_D + E_0/R$$

C'est une droite de pente $-1/R$. pour la tracer, il suffit de connaître 2 points :



Les coordonnées du point P déterminent le courant et la tension aux bornes de la diode pour un E_0 donné.

V. Résistance statique et résistance dynamique

V.1. Résistance statique

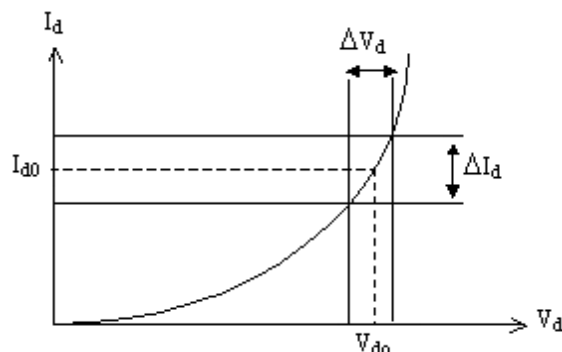
La résistance statique est déterminée en régime continu, au point de fonctionnement P, la diode possède une résistance statique :

$$r_s = V_p / I_p$$

r_s dépend de la position de P et donc de la droite de charge ou encore de E et R.

V.2. Résistance dynamique

La résistance dynamique est déterminée en régime dynamique. Dans certaines applications, on remplace le générateur de tension continue par un générateur alternatif délivrant de faibles signaux. La diode fonctionne alors en régime dynamique. Donc, le point de fonctionnement subit des variations. Le rapport $r_d = \Delta V_d / \Delta I_d$ est la résistance dynamique.

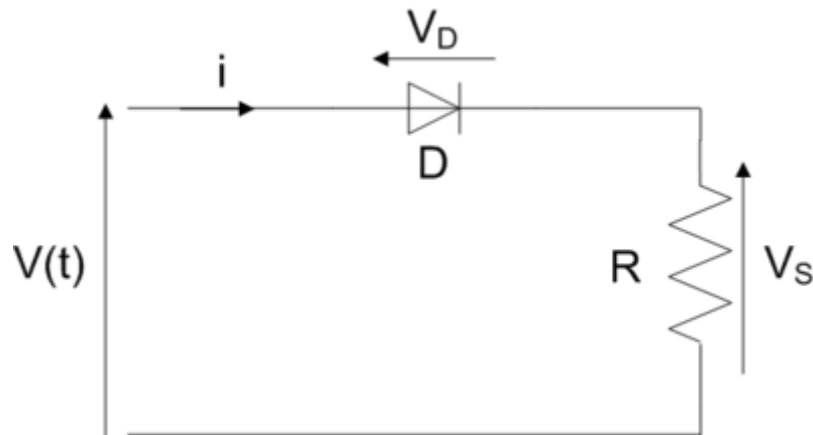


VI. Applications

Une des principales applications de la diode est le redressement de la tension alternative en une tension continue destinées à alimenter les montages électroniques.

VI.1. Redressement simple alternance

Si l'on fait passer dans la diode (supposée parfaite) un signal sinusoïdal $V(t) = V_m \cdot \sin(\omega t)$.



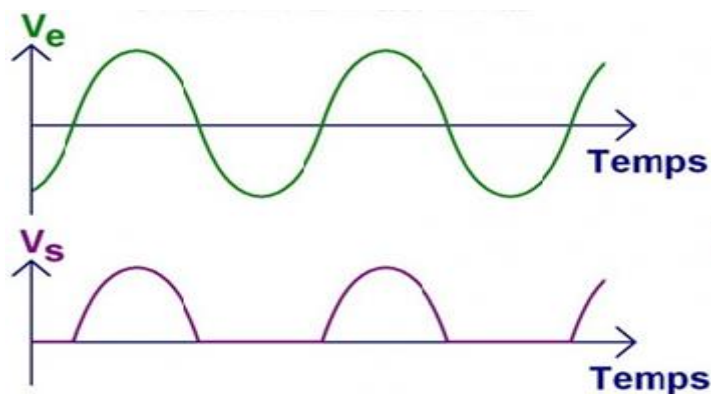
Détermination de l'état électrique de la diode :

- Condition de blocage : $V_D < 0$ et $I = 0$.
- Condition de conduction : $V_D = 0$ et $I > 0$.

Quelque soit l'état électrique de la diode, nous avons la relation suivante :

$$V(t) = V_D + V_s = V_D + R \cdot I$$

- La diode est passante si $V(t) > 0$
- La diode est bloquée si $V(t) < 0$

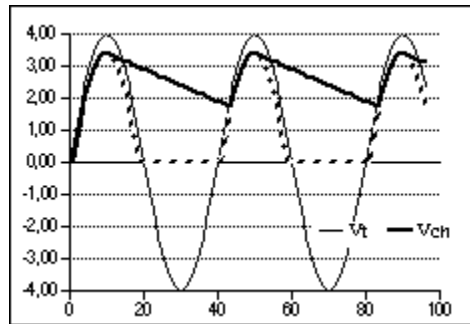


Un des problèmes lié au redressement est le passage de la tension par zéro. Le filtrage va permettre d'obtenir une tension quasi **continue**.

VI.2. Filtrage

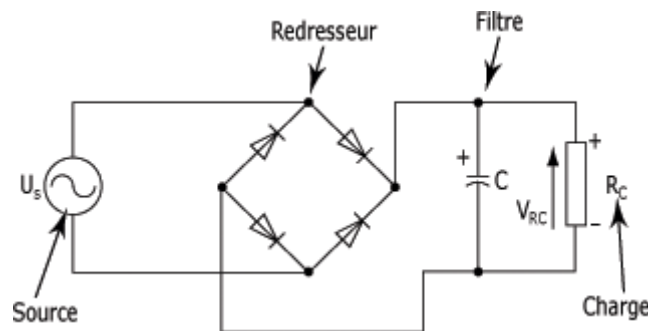
Si l'on branche en parallèle avec la charge un condensateur de capacité C , on peut convertir le signal en un niveau presque continu.

- Quand la diode est passante, le condensateur se charge, la tension de sortie suit l'allure de tension d'entrée.
- Quand la diode est bloquée, le condensateur se décharge dans R avec un temps $\tau = R.C$, plus C est grande et plus le temps de décharge est long, d'où la réponse suivante :



VI.2. Redressement double alternance

Le redresseur double alternance, utilise 4 diodes (supposées parfaites) montées comme indiquées sur la figure suivante (ce montage constitue le pont de Graëtz) :

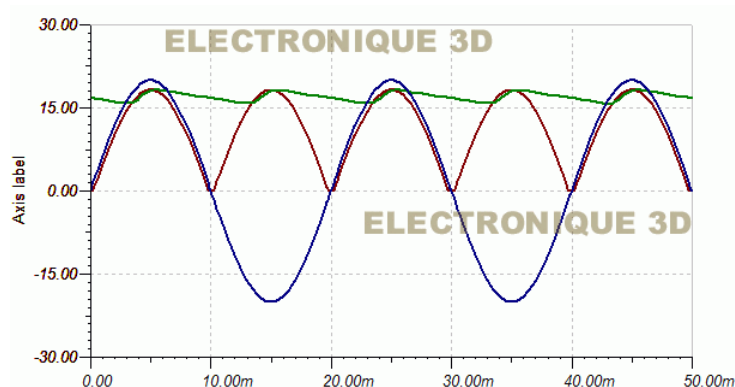


Si $U_s(t) > 0$, alors les diodes D_2 et D_3 sont passantes et D_1 et D_4 sont bloquées.

$$\text{Donc } V_{RC}(t) = U_s(t)$$

Si $U_s(t) < 0$, alors les diodes D_2 et D_3 sont bloquées et D_1 et D_4 sont passantes.

$$\text{Donc } V_{RC}(t) = -U_s(t)$$



VII. Diode Zener

VII.1. Définition

Une diode Zener (dite aussi diode à avalanche contrôlée) ne diffère d'une diode ordinaire que par la caractéristique inverse.

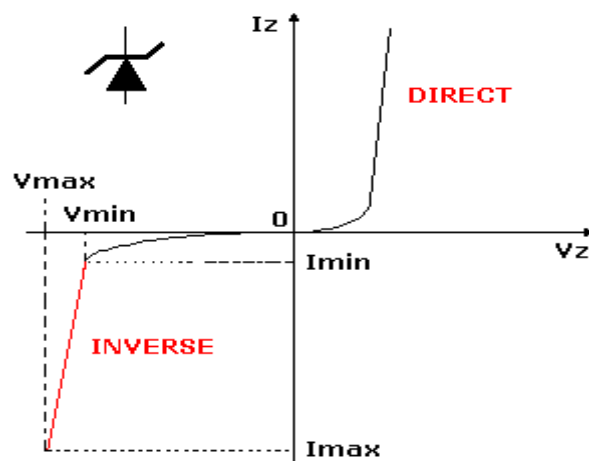
La représentation symbolique de la diode Zener est :



Après le claquage, la diode est équivalente d'un récepteur de f.e.m = V_{Z0} et d'une résistance interne.

$$\text{Donc } V_Z = V_{Z0} + r_z \cdot I_Z \quad (r_z=0 \text{ si la diode Zener est parfaite})$$

VII.2. caractéristique de la diode Zener



- Si la diode Zener est polarisée en directe, elle va se comporter comme une diode ordinaire.
- Si la diode Zener est polarisée en inverse et $V_Z < V_{\min}$, la diode Zener est bloquée ($I_Z=0$).
- Si la diode Zener est polarisée en inverse et $V_{\min} < V_Z < V_{\max}$, la diode Zener est passante ($I_Z > 0$).
- Si la diode Zener est polarisée en inverse et $V_Z > V_{\max}$, la diode Zener part en avalanche.

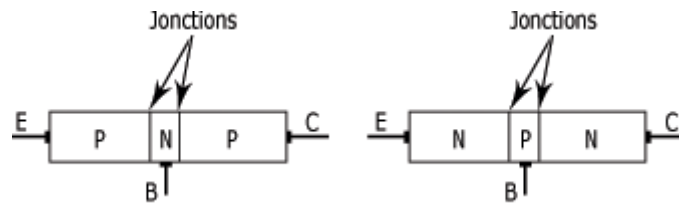
La diode Zener peut être évidemment utilisée en directe, mais ses applications essentielles résident dans son emploi en polarisation inverse.

VII.3. Applications de la diode Zener (voir TD)

Chapitre V: Transistor bipolaire

I. Introduction

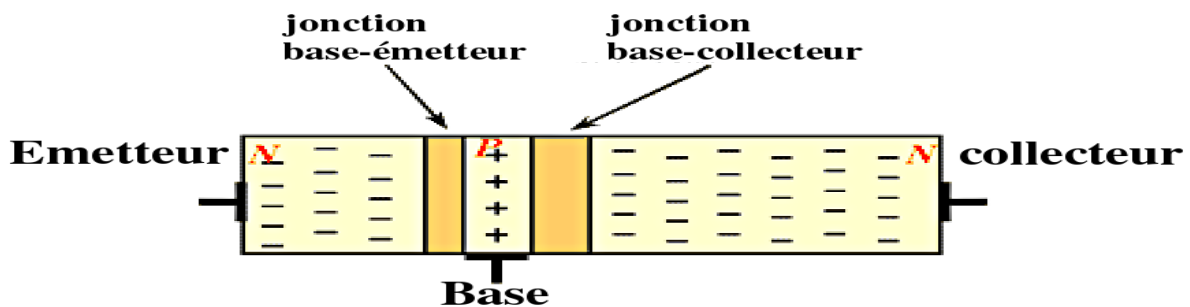
Le transistor bipolaire est un dispositif à trois couches, de types différents, séparées par deux jonctions. Les trois couches sont appelées émetteur, base et collecteur. Il existe actuellement deux grandes classes de transistors : les transistors NPN et les transistors PNP.



Ces transistors sont appelés **bipolaire** car les deux types de porteurs de charges qui sont les électrons et les trous participent à la conduction électrique.

- L'émetteur représente une zone fortement dopée, il est responsable de l'émission des charges.
- La base représente une zone mince est légèrement dopée. Son épaisseur est très faible.
- Le collecteur représente une zone plus large que celle des autres. Son dopage est plus faible que celui de l'émetteur.

I.1. Transistor non polarisé



- Dans la zone N : les électrons sont les porteurs majoritaires et les trous sont les porteurs minoritaires.
- Dans la zone P : les électrons sont les porteurs minoritaires et les trous sont les porteurs majoritaires.

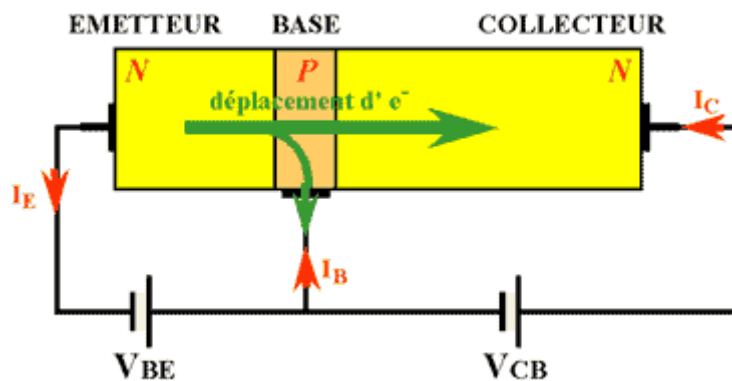
I.2. Transistor polarisé

I.2.1. Effet transistor

L'effet transistor consiste à faire diffuser les porteurs majoritaires de l'émetteur vers le collecteur en traversant les deux jonctions.

Pour l'exemple précédant, il faudra donc :

- Polariser la jonction base-émetteur **en directe**,
- Polariser la jonction base-collecteur **en inverse**.



I.2.2. Bilan des courants

$$I_E = I_C + I_B$$

On montre que $I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CB0}$ avec $0.95 < \alpha < 1$

I_{CB0} : le courant qui circule entre le collecteur et la base quand seule la jonction B-C est polarisée et qu'elle le soit en inverse.

α est un paramètre voisin de 1 et difficilement accessible par la mesure, on lui substitue le paramètre $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$ avec $25 < \beta < 500$ suivant le type des transistors et les conditions de fabrication.

$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CB0} = \alpha \cdot (I_C + I_B) + I_{CB0}$$

$$(1 - \alpha) \cdot I_C = \alpha \cdot I_B + I_{CB0}$$

$$I_C = (\alpha / (1 - \alpha)) \cdot I_B + (1 / (1 - \alpha)) \cdot I_{CB0}$$

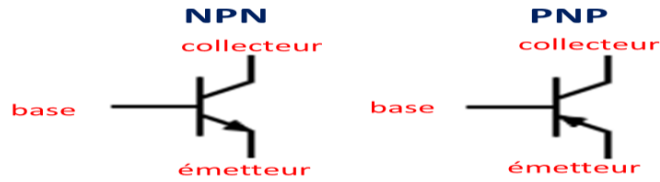
$$I_C = \beta \cdot I_B + (1 + \beta) \cdot I_{CB0}$$

I_{CB0} : le courant inverse, il est très faible :

$$I_C = \beta \cdot I_B \text{ et } I_E = (1 + \beta) \cdot I_B$$

En injectant un courant I_B très faible dans la base, nous commandons un courant de collecteur I_C beaucoup plus intense.

I.2.3. Représentation symbolique



Nous allons étudier plus particulièrement le transistor NPN.

Suivant le mode de polarisation des deux jonctions, quatre modes de fonctionnement du transistor peuvent apparaître :

| Jonction B-C | Jonction B-C | Mode de fonctionnement |
|--------------|--------------|------------------------|
| inverse | directe | normal |
| inverse | inverse | bloqué |
| directe | inverse | inverse |
| directe | directe | saturé |

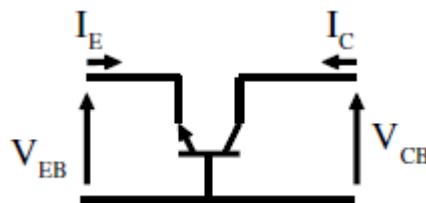
II. Etude statique :

Le but de ce paragraphe est de déterminer le point de fonctionnement en régime continu, appelé **point de repos**, d'un montage à transistor, à l'aide des réseaux de caractéristiques.

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

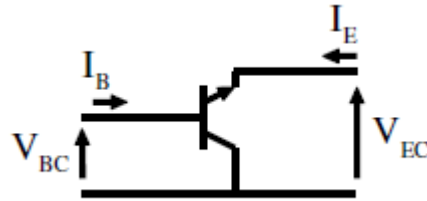
- **Base commune:**

Dans ce montage, la base constitue la référence commune aux circuits d'entrée (circuit émetteur-base) et sortie (circuit collecteur-base). Ce montage est utilisé en hautes fréquences.



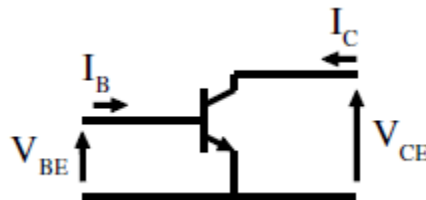
- **Collecteur commun:**

Dans ce montage, le collecteur constitue la référence commune aux circuits d'entrée (circuit base-collecteur) et sortie (circuit émetteur-collecteur). Ce montage est utilisé en adaptation d'impédance.



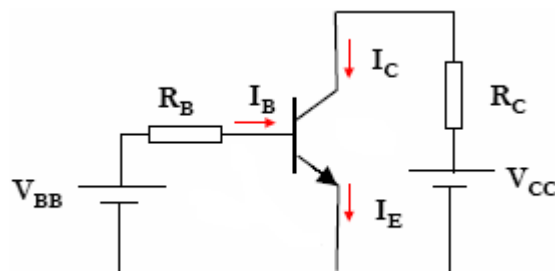
- **Emetteur commun:**

Dans ce montage, l'émetteur constitue la référence commune aux circuits d'entrée (circuit base-émetteur) et sortie (circuit collecteur-émetteur). Ce montage est utilisé en amplification.



II.1. Recherche du point de repos

Soit le montage à transistor suivant. Les circuits d'entrée et de sortie sont appelés circuits de polarisation.



Connaître l'état de fonctionnement de ce système exige de déterminer les quatre variables (I_B , I_C , V_{BE} , V_{CE}), donc d'établir un système d'équations.

II.1.1. Droite d'attaque statique

La loi des mailles appliquée au circuit d'entrée entraîne :

$$V_{BE} = V_{BB} - R_B \cdot I_B$$

$$I_B = -1/R_B \cdot V_{BE} + V_{BB}/R_B$$

Dans le plan (I_B, V_{BE}) , cette relation est l'équation d'une droite qui passe par les points :

$$(I_B=0, V_{BE}=V_{BB}) \text{ et } (I_B=V_{BB}/R_B, V_{BE}=0).$$

Cette droite qui représente le lien des points de fonctionnement du circuit d'entrée est appelée **droite d'attaque statique**.

II.1.2. Droite de charge statique

La loi des mailles appliquée au circuit de sortie entraîne :

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot I_C$$

$$I_C = -1/R_C \cdot V_{CE} + V_{CC}/R_C$$

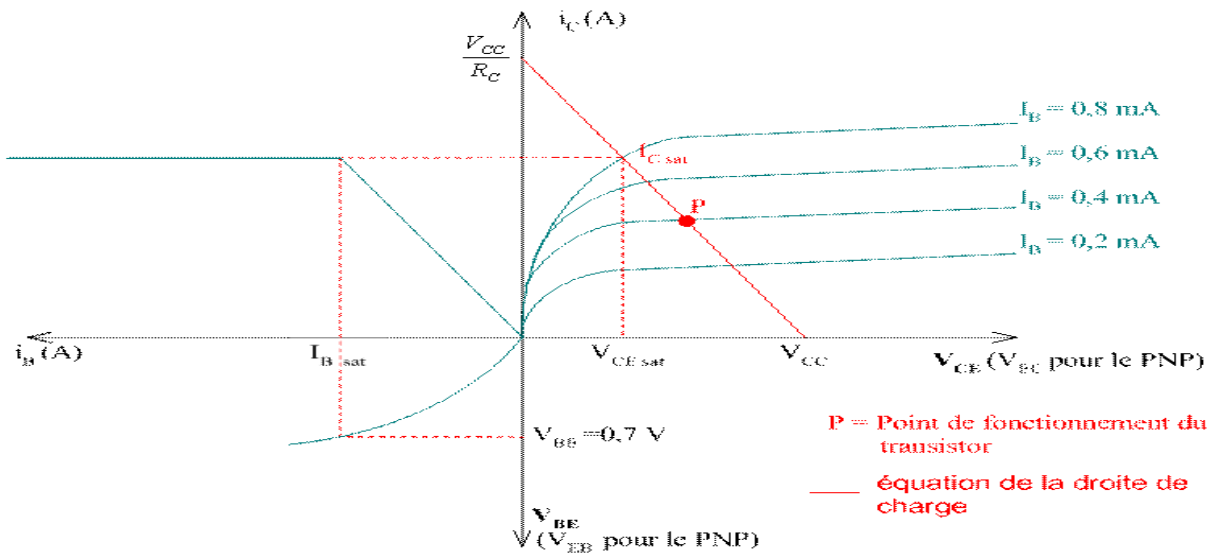
Dans le plan (I_C, V_{CE}) , cette relation est l'équation d'une droite qui passe par les points :

$$(I_C=0, V_{CE}=V_{CC}) \text{ et } (I_C=V_{CC}/R_C, V_{CE}=0).$$

Cette droite qui représente le lien des points de fonctionnement du circuit de sortie est appelée **droite de charge statique**.

II.1.3. Réseau de caractéristiques d'un transistor

Le réseau de caractéristiques du transistor est représenté sur la figure suivante :



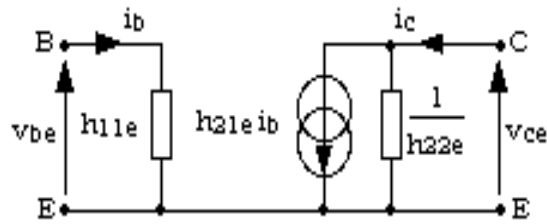
II.1.4. Schéma équivalent au transistor

Le transistor se comporte comme un quadripôle, à l'aide des paramètres hybrides nous aurons les équations suivantes :

$$V_{BE} = h_{11} \cdot I_B + h_{12} \cdot V_{CE}$$

$$I_C = h_{21} \cdot I_B + h_{22} \cdot V_{CE}$$

Le schema equivalent:



III. Etude dynamique :

Réalisation du montage émetteur commun fonctionnant en basses fréquences

On superpose un signal sinusoïdal $V_e(t)$ à une alimentation continue V_{CC} en respectant les conditions suivantes :

1. $V_e(t)$ doit être très faible devant V_{CC} (petit signaux).
2. Le courant continu délivré par V_{CC} ne doit pas traverser le générateur sinusoïdal, ce qui impose le branchement en série avec le générateur une capacité dite de liaison C_L .
3. Pour que le point de repos reste stable, la tension aux bornes de R_E ne doit pas être affectée par aucune variation, d'où la nécessité de brancher en parallèle avec R_E une capacité de découplage.

Pour un signal continu $Z_C=1/C.\omega = \infty$ (la capacité se comporte comme un circuit ouvert)

Pour un signal sinusoïdal $C.\omega \gg 1$ alors $Z_C=0$ (la capacité se comporte comme un court-circuit)

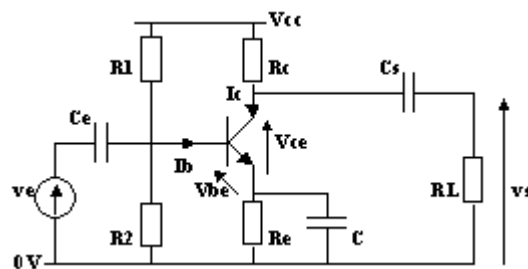


Schéma équivalent :

