

# Cours Electronique II

GIM S2

Année universitaire 2019/2020

## **Chapitre 1 : Régime transitoire des circuits du premier ordre**

### **1. Etude générale**

#### **1.1. Définition**

#### **1.2. Principaux signaux**

### **2. Réponse du circuit du premier ordre en régime alternative**

#### **2.1. Etude générale de la réponse**

#### **2.2. La fonction de transfert**

#### **2.3. Diagramme de Bode des circuits du premier ordre**

### **3. Réponse en régime quelconque**

#### **3.1. Réponse à l'échelon**

## **Chapitre 2 : Notions sur les semi-conducteurs**

### **1- Introduction**

#### **1.1 Notions sur la théorie des bandes d'énergie**

### **2- Les semi-conducteurs**

### **3- Les semi-conducteurs purs ou intrinsèques**

#### **3.1 Notion de trou**

### **4- Les semi-conducteurs dopés ou extrinsèques**

#### **4-1- Dopage des semi-conducteurs**

##### **a- Semi-conducteurs de type N**

##### **b- Semi-conducteurs de type P**

### **5- Jonction P-N**

#### **5-1- Définition**

#### **5-2- Jonction P-N non polarisée**

#### **5-3- Jonction P-N polarisée**

##### **5-3-1- Polarisation en direct**

##### **5-3-2- Polarisation en inverse**

# **Chapitre 3 : La diode à jonction**

## **1- Diode à jonction :**

### **1.1 Caractéristique d'une diode :**

#### **1.1.1 Equations - Caractéristiques statiques**

#### **1.1.2 Résistance dynamique :**

#### **1.1.3 Schéma équivalent d'une diode :**

#### **1.1.4 Caractéristique de transfert courant tension idéale**

##### **A. Diode idéale :**

### **1.2 Différents types de diodes à jonction PN :**

#### **1.2.1 Diode redresseuse**

#### **1.2.2 Diode tunnel**

#### **1.2.3 Diode Schottky**

#### **1.2.3 Diode Varicap (Varactor)**

#### **1.2.4. Diodes électroluminescentes (LED)**

#### **1.2.5 Diode Zener**

## **2- Point de fonctionnement Droite de charge :**

## **3- Analyse en régime dynamique**

## **4- Redressement**

### **4.1 Définition**

### **4.2 Redressement mono-alternance**

#### **4.2.1 Valeur moyenne et valeur efficace de la tension de sortie:**

#### **4.3 Redressement double alternance avec pont de Graëtz :**

#### **4.4 Taux d'ondulation d'un signal redressé**

#### **4.4.1 Calcul de $\tau$ et $F$ pour un redressement mono-alternance :**

#### **4.4.2 Calcul de $\tau$ et $F$ pour un redressement double-alternance :**

### **4.5 Filtrage**

#### **4.5.1 Calcul du condensateur de filtrage**

### **4.6 Stabilisation**

#### **4.6.1 Stabilisation par diode Zener**

## **5- Les limiteurs (écrêteur) à diodes**

# **Chapitre 4 : Le Transistor Bipolaire**

## **1- Introduction**

## **2- Fonctionnement du transistor**

### **2.1 Structure NPN**

### **2.2 Mécanisme de conduction dans une Structure NPN**

## **3- Gain en courant d'un transistor bipolaire**

### **3.1 Le transistor considéré comme un quadripôle**

### **3.2 Les différents montages d'un transistor bipolaire**

#### **3.2.1 Le montage émetteur commun.**

#### **3.2.2 Le montage base commune.**

#### **3.2.3 Le montage collecteur commun.**

### **3.3 Relations fondamentales pour transistor bipolaire**

#### **3.2.1 Montage base commune (gain en courant en base commune)**

#### **3.2.2 Montage émetteur commun (gain en courant en émetteur commun)**

## **4- Transistor bipolaire dans les circuits**

### **4.1 Critère de choix d'un transistor**

### **4.2 Principe d'amplification**

#### **4.2.1 Réseau de caractéristiques statiques**

#### **4.2.2 Polarisation d'un transistor bipolaire**

#### **4.2.3 Droite de charge**

##### **a. droite d'attaque statique :**

##### **b. droite de charge statique :**

#### **4.2.4 Amplification**

##### **4.2.4.1 Phénomène d'amplification**

##### **4.2.5 Procédés de polarisation et facteur de stabilité**

##### **4.2.5.1 Polarisation par courant de base imposé**

##### **4.2.5.2 Polarisation par réaction de collecteur**

##### **4.2.5.3 Polarisation par résistance en série avec l'émetteur**

### **4.3 Exemples de calcul de circuits polarisation**

### **4.4 Le transistor en régime dynamique**

#### **4.4.1 Signification physique des paramètres hybrides**

#### **4.4.2 Les amplificateurs à transistor bipolaire**

#### **4.4.2.1 Condensateurs de couplage et de découplage**

- a. Condensateurs de couplage
- b. Condensateurs de découplage

#### **4.4.3 Circuit équivalent de l'amplificateur en régime continu et en régime variable**

- a. Régime continu
- b. Régime dynamique

#### **4.4.4 Montages fondamentaux à transistors Bipolaires**

##### **4.4.4.1 Amplificateur en émetteur commun**

- a. Gain en courant
- b. Gain en tension
- c. Gain en puissance
- d. Impédance d'entrée
- e. Impédance de sortie

##### **4.4.4.2 Amplificateur en collecteur commun**

- a. Gain en courant
- b. Gain en tension
- c. Gain en puissance
- d. Impédance d'entrée
- e. Impédance de sortie

##### **4.4.4.3 Amplificateur en base commune**

- a. Gain en courant
- b. Gain en tension
- c. Gain en puissance
- d. Impédance d'entrée
- e. Impédance de sortie

#### **4.4.5 Comparaison des trois montages fondamentaux à transistors Bipolaires**

#### **4.4.6 Montages Darlington**

#### **4.5 Le transistor en mode commutation**

##### **4.5.1 Etat bloqué état saturé**

##### **4.5.2 Détermination de l'état de conduction d'un transistor en mode commutation**

##### **4.5.3 Application**

## Chapitre 1 : Régime transitoire des circuits du premier ordre

### 1. Etude générale

#### 1.1. Définition



La relation entre l'excitation  $X$  et la réponse  $Y$  est décrite par une équation différentielle qu'on solutionne analytiquement :

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_m \frac{d^m x}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} x}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x$$

En physique, le régime transitoire correspond au régime qui précède l'établissement du régime permanent d'un système. Il décrit alors l'état intermédiaire d'un système évoluant entre deux états permanents stables.

Donc en entend par phénomène transitoire une phase de durée limitée dans le temps. On peut opposer ainsi phénomène transitoire et phénomène permanent : **par exemple** : on parlera de la phase de démarrage d'un moteur ; comme d'une phase transitoire où sa vitesse évolue suite à un ordre de mise en rotation, à l'inverse, on qualifiera de régime permanent ou établi la phase ultérieure où la vitesse de rotation est stable.

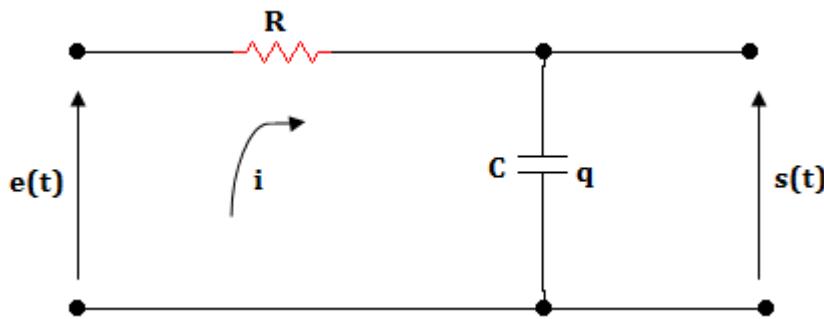
Ces phénomènes transitoires sont ainsi très généraux et surviennent dans de bon nombre de domaines :

- **Electricité** : Mise sous tension ou hors tension d'un circuit, établissement d'un régime électrique périodique (oscillateur, hacheur ...).
- **Mécanique** : Variation de la vitesse d'un moteur (pas nécessairement électrique) suite à une variation de l'effort demandé, évolution du débit d'un fluide dans une canalisation après manœuvre d'une vanne ...

Un circuit du premier ordre c'est un circuit tel qu'une variable inconnue  $y(t)$  appelée **réponse** est liée à une variable connue  $x(t)$  appelée **entrée** par équation différentielle linéaire du premier ordre à coefficients constants de la forme :

$$T \frac{dy}{dt} + y = x$$

**Exemple :**



$$s(t) = \frac{q}{C} = \frac{1}{C} \int i(t) dt \Rightarrow \frac{ds(t)}{dt} = \frac{i(t)}{C}$$

$$e(t) - s(t) = Ri = RC \frac{ds}{dt}$$

$$e(t) = RC \frac{ds}{dt} + s(t)$$

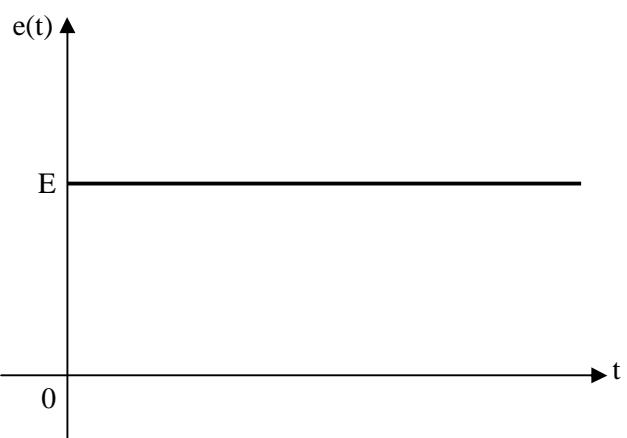
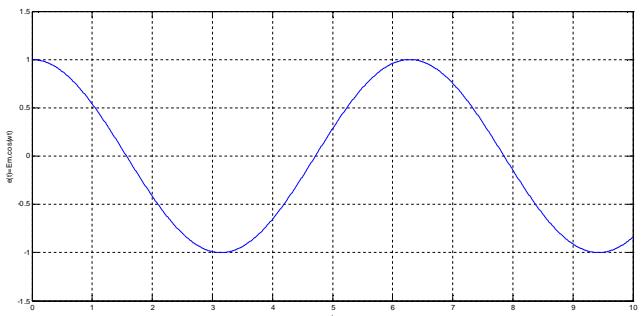
On pose :  $T=RC$ ,  $x=e$ ,  $y=s$

$$\Rightarrow T \frac{ds}{dt} + s(t) = e(t)$$

## 1.2. Principaux signaux

❖ Sinusoïdaux :

$$e(t) = E_m \cos \omega t$$

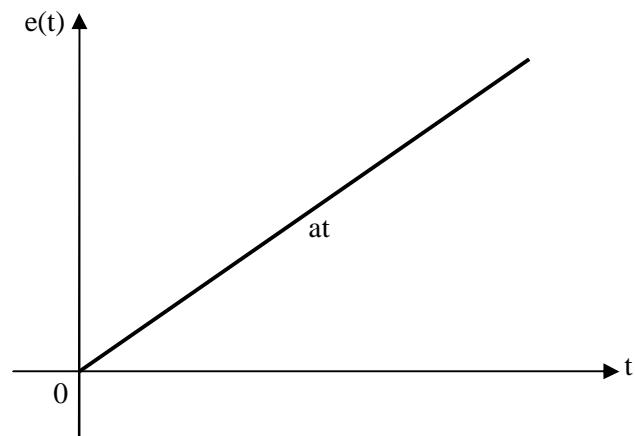


❖ Echelon :

$$\begin{cases} e(t) = 0 \text{ pour } t < 0 \\ e(t) = E \text{ pour } t \geq 0 \end{cases}$$

❖ Rampe :

$$\begin{cases} e(t) = 0 \text{ pour } t < 0 \\ e(t) = at \text{ pour } t \geq 0 \end{cases}$$



## 2. Réponse du circuit du premier ordre en régime alternative

### 2.1. Etude générale de la réponse

$$T \frac{ds}{dt} + s(t) = E_m \cos \omega t$$

On sait que la solution est de la forme :

$$s(t) = s_1(t) + s_2(t)$$

$$s_1(t) = Ae^{\frac{-t}{T}}$$

Elle correspond au régime stationnaire et tend rapidement vers zéro.

$s_2(t) = S_m \cos(\omega t + \varphi)$  elle correspond au régime transitoire.

### 2.2. La fonction de transfert

$$T \frac{ds}{dt} + s(t) = e(t) \Rightarrow TPS + S = E; \quad P = j\omega$$

$$\Rightarrow Tj\omega S + S = E$$

$$\Rightarrow S = \frac{E}{1 + j\omega T} \Rightarrow \frac{S}{E} = \frac{1}{1 + j\omega T} = F \quad \text{Fonction de transfert du circuit}$$

Elle comporte deux renseignements essentiels :

1- Sa norme (module) permet de connaître le gain ou (l'atténuation) en module :

$$S_m = |F|E_m; \Rightarrow \frac{S_m}{E_m} = \sqrt{\frac{1}{1 + \omega^2 T^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}$$

- Si  $\omega \rightarrow 0$  (TBF)  $\Rightarrow \frac{S_m}{E_m} = 1$

- Si  $\omega \rightarrow \infty$  (THF)  $\Rightarrow \frac{S_m}{E_m} = 0$

2- L'arrangement de la fonction de transfert permet de connaître le déphasage entre le signal d'entrée et le signal de sortie.

$$\varphi = \arg(F) = -\arg(1 + \omega T)$$

$$\Rightarrow \varphi = -\arctg(\omega T)$$

### 2.3. Diagramme de Bode des circuits du premier ordre

On pose  $\frac{S_m}{E_m}$  et  $\mu = \omega T$  : appelées coordonnées réduites.

$$\frac{S_m}{E_m} = \sqrt{\frac{1}{1 + \omega^2 T^2}} \Rightarrow A = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}, \quad \varphi = -\arctg(\mu)$$

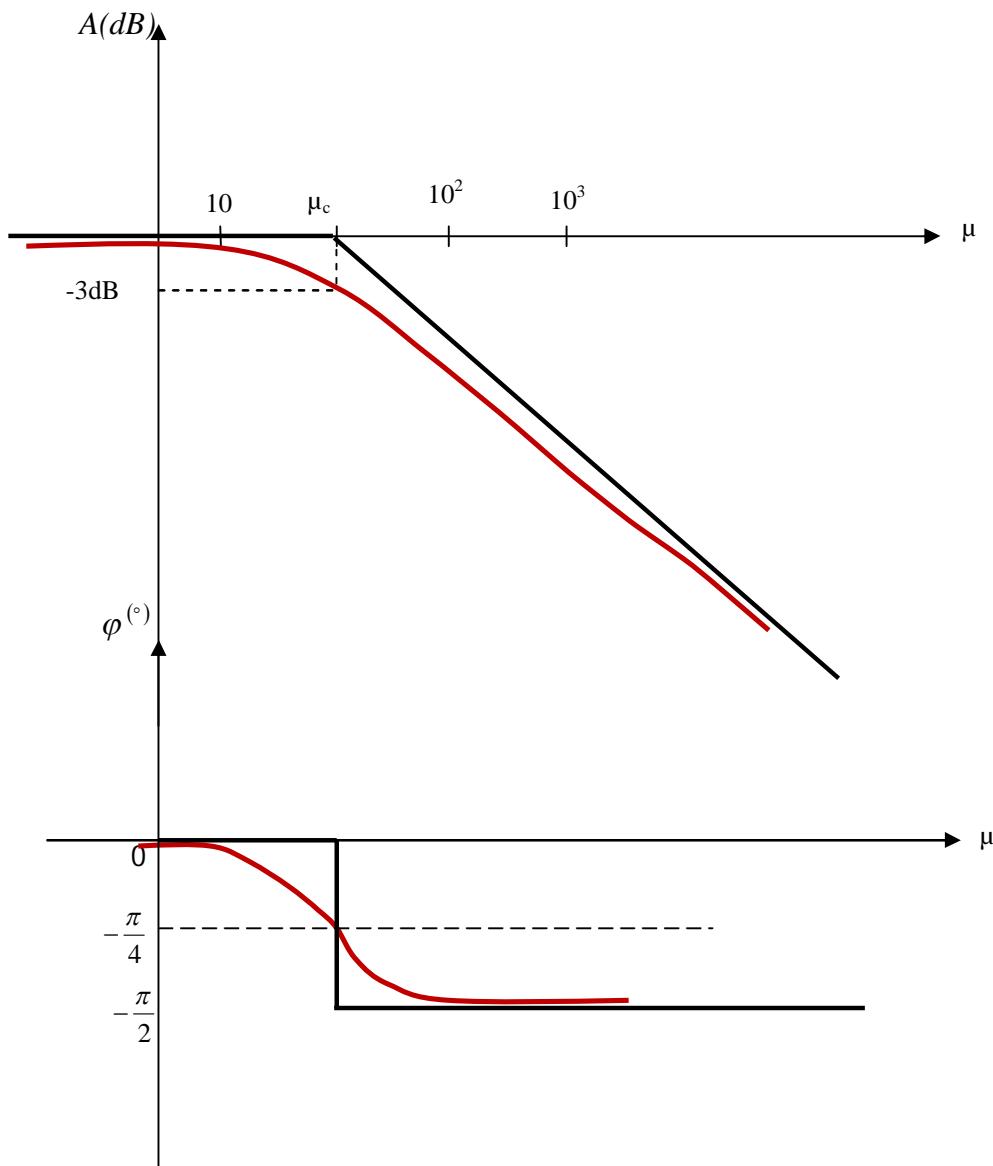
On représente séparément A en dB et  $\varphi$  en degrés en fonction de  $\omega$  par l'intermédiaire d'une échelle logarithmique.

$$A(dB) = 20 \log(1 + \mu^2)^{-\frac{1}{2}} = -10 \log(1 + \mu^2)$$

- TBF pour  $\mu \ll 1$  implique  $A(dB) = 0 \rightarrow$  Asymptote
- THF pour  $\mu \gg 1$  implique  $A(dB) = -20 \log(\mu) \rightarrow$  Asymptote
- Si  $\mu = 1$  implique  $A(dB) = -20 \log(2) = -3$  dB.

$$\varphi = -\arctg(\omega T)$$

- TBF pour  $\mu \ll 1$  implique  $\varphi \rightarrow 0$
- THF pour  $\mu \gg 1$  implique  $\varphi \rightarrow -\frac{\pi}{2}$
- Si  $\mu = 1$  implique  $\varphi \rightarrow -\frac{\pi}{4}$ .



**Fig.** Tracé de Bode du circuit du premier ordre

### 3. Réponse en régime quelconque

#### 3.1. Réponse à l'échelon

$$\begin{cases} e(t) = 0 \text{ pour } t < 0 \\ e(t) = E \text{ pour } t \geq 0 \end{cases}$$

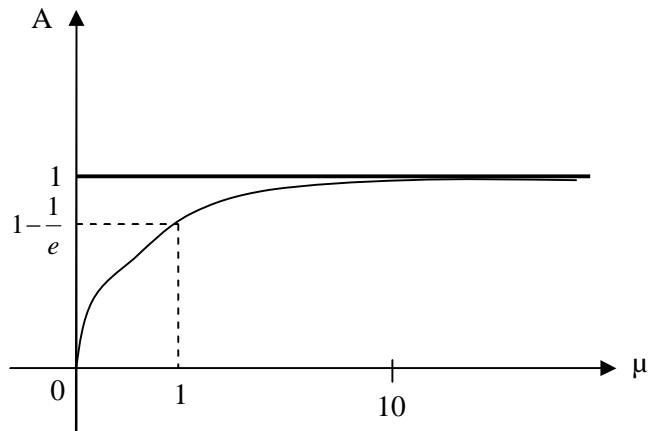
$$T \frac{ds}{dt} + s(t) = E$$

$$\Rightarrow s(t) = E + K e^{\frac{-t}{T}}$$

$$\text{à } t = 0 \Rightarrow s(t) = 0 \Rightarrow K = -E$$

$$s(t) = E \left( 1 - e^{\frac{-t}{T}} \right), \quad A = \frac{S}{E}, \quad \mu = \frac{t}{T}$$

$$A = 1 - e^{-\mu}$$

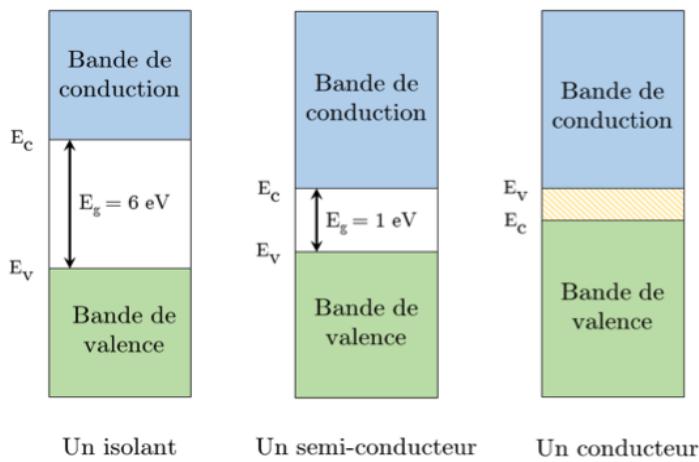


## Chapitre 2 : Notions sur les semi-conducteurs

### 1- Introduction

Pour comprendre le fonctionnement des composants électroniques, il faut tout d'abord étudier les matériaux semi-conducteurs qui ne sont ni conducteurs, ni isolants.

#### 1.1 Notions sur la théorie des bandes d'énergie



**Figure 1.**

La théorie des bandes est un modèle quantique en physique des solides qui détermine les énergies possibles des électrons dans un solide et permet de comprendre la notion de conductivité électrique. Il est issu de la théorie des orbitales moléculaires.

Dans un solide, les niveaux d'énergie permis sont confinés dans une bande dont la largeur, de l'ordre de l'électronvolt, dépend du cristal et du recouvrement des orbitales atomiques.

Les solides ont une structure de bandes ; on distingue les bandes d'énergie permises, et les bandes d'énergie interdites. Les bandes d'énergie se remplissent selon la loi statistique de Fermi : on montre qu'à 0 K, les électrons occupent tous les niveaux d'énergie inférieure à l'énergie de Fermi, ou au niveau de Fermi. Sa valeur est caractéristique du cristal considéré.

On met alors en évidence la bande de valence et la bande de conduction.

Les propriétés électriques d'un matériau sont fonction des populations électroniques des différentes bandes permises. La conduction électrique résulte du déplacement des électrons à l'intérieur de chaque bande. Sous l'action du champ électrique appliqué au matériau l'électron acquiert une énergie cinétique dans le sens opposé au champ électrique. Considérons à présent une bande d'énergie vide, il est évident de par le fait qu'elle ne contient pas d'électrons, elle ne participe pas à

la formation d'un courant électrique. Il en est de même pour une bande pleine. En effet, un électron ne peut se déplacer que s'il existe une place libre (un trou) dans sa bande d'énergie. Ainsi, un matériau dont les bandes d'énergie sont vides ou pleines est un isolant. Une telle configuration est obtenue pour des énergies de gap supérieures à  $\sim 6\text{eV}$ , car pour de telles énergies, l'agitation thermique à 300K, ne peut pas faire passer les électrons de la bande de valence à celle de conduction par cassure de liaisons électronique. Les bandes d'énergie sont ainsi toutes vides ou toutes pleines.

Un **semi-conducteur** est un isolant pour une température de 0K. Cependant ce type de matériau ayant une énergie de gap plus faible que l'isolant ( $\sim 1\text{eV}$ ), aura de par l'agitation thermique ( $T=300\text{K}$ ), une bande de conduction légèrement peuplée d'électrons et une bande de valence légèrement dépeuplée. Sachant que la conduction est proportionnelle au nombre d'électrons pour une bande d'énergie presque vide et qu'elle est proportionnelle au nombre de trous pour une bande presque pleine, on déduit que la conduction d'un semi-conducteur peut être qualifiée de «mauvaise».

Pour un **conducteur**, l'interpénétration des bandes de valence et de conduction implique qu'il n'existe pas d'énergie de gap. La bande de conduction est alors partiellement pleine (même aux basses températures) et ainsi la conduction du matériau est « élevée ».

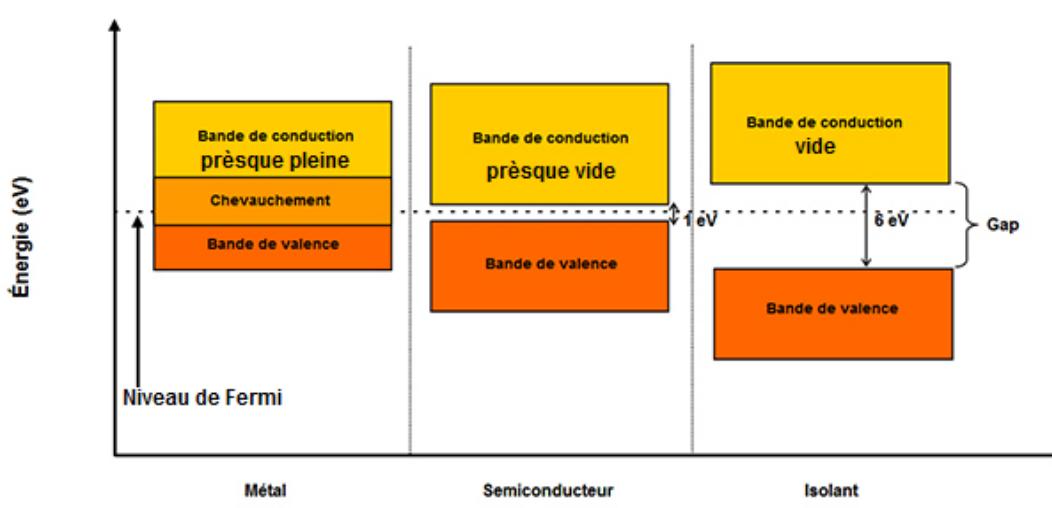


Figure 2.

- Pour les conducteurs, la bande de valence et la bande de conduction se chevauchent. Les électrons peuvent donc passer directement dans la bande de conduction et circuler dans tout le solide. La conductivité est bonne.
- Pour les isolants, la bande de valence et la bande de conduction sont séparées par un gap (bande interdite) de l'ordre de 6 eV. Cette valeur est trop élevée pour que les électrons passent dans la bande de conduction.

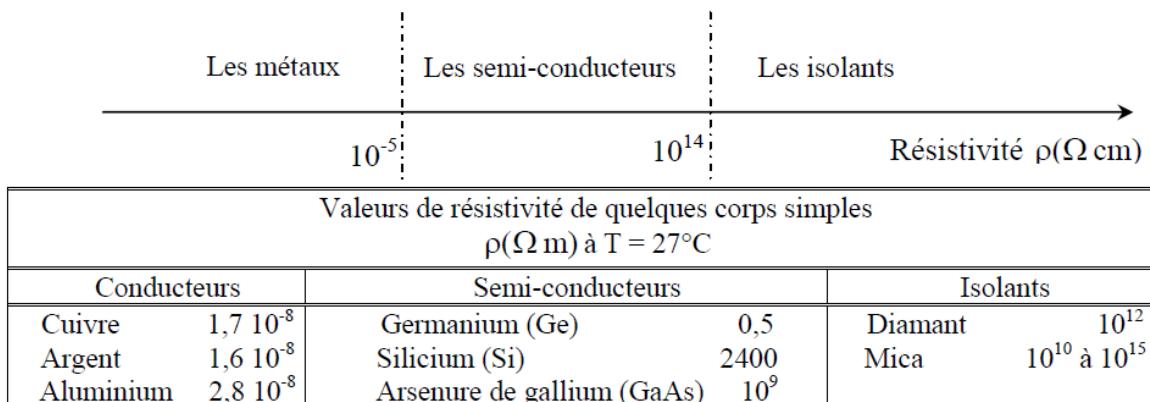
- Pour les semi-conducteurs, la bande de valence et la bande de conduction sont séparées par un gap plus faible, compris entre 0,5 et 4eV, mais le plus souvent voisin de 1eV. Si on apporte cette énergie aux électrons, certains pourront passer dans la bande de conduction et circuler dans le matériau. L'apport d'énergie peut se faire par chauffage, par application d'un champ électromagnétique ou par illumination. A température ambiante la conduction est faible, elle augmente rapidement avec la température.

Les bandes d'énergie correspondent donc aux niveaux d'énergie qui sont permis, ou interdits, aux électrons des éléments ou des composés formant le matériau solide. La dernière bande remplie est appelée bande de valence, la bande immédiatement supérieure bande de conduction. La bande d'énergie comprise entre ces deux bandes est appelée bande interdite ou plus simplement "gap". C'est la valeur de l'énergie de cette bande qui va fixer les propriétés électriques du matériau (figure 2) :

## 2- Les semi-conducteurs

L'appellation des matériaux semi-conducteurs provient de leurs conductivités électriques, intermédiaires entre celles des conducteurs et des isolants. Une autre particularité importante, est que cette conductivité, contrairement aux conducteurs courants, dépend beaucoup de la température et augmente avec celle-ci.

- Ils se placent entre les conducteurs et les isolants.
- Ils possèdent une résistivité intermédiaire entre celle des conducteurs et celle des isolants : Ils se comportent comme des **isolants** aux basses températures lorsque l'agitation thermique est faible et comme des **conducteurs** aux températures élevées.
- La résistivité d'un semi-conducteur diminue quand la température augmente.



### 3- Les semi-conducteurs purs ou intrinsèques

Lorsque le corps est parfaitement pur (dans lequel chaque atome est un atome de même nature), il est qualifié semi-conducteur intrinsèque. En raison de leur faible nombre, les électrons libres et les trous d'un semi-conducteur intrinsèque ne produisent pas un courant assez fort pour la plupart des applications.

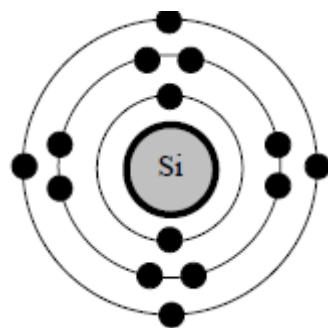
Les corps simples semi-conducteurs sont obtenus dans le groupe IV de la classification périodique des éléments (voir le tableau 1). Ce sont le germanium, et surtout le silicium.

	<b>III</b>	<b>IV</b>	<b>V</b>	
	5 <b>B</b> (Bore)	6 <b>C</b> (Carbone)	7 <b>N</b> (Azote)	
	13 <b>Al</b> (Aluminium)	14 <b>Si</b> (Silicium)	15 <b>P</b> (Phosphore)	16 <b>S</b> (Soufre)
30	<b>Zn</b> (Zinc)	31 <b>Ga</b> (Gallium)	32 <b>Ge</b> (Germanium)	33 <b>As</b> (Arsenic)
48	<b>Cd</b> (Cadmium)	49 <b>In</b> (Indium)	50 <b>Sn</b> (Etain)	51 <b>Sb</b> (Antimoine)

Tableau 1 Classification périodique de Mendeleïev

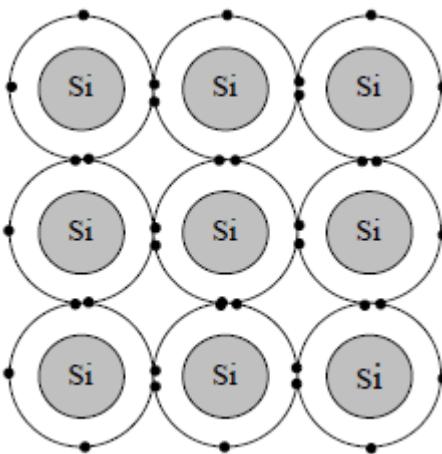
Les corps simples semi-conducteurs ont la caractéristique principale d'être tétravalent, c'est-à-dire que leur couche extérieure comporte 4 électrons.

**Exemples :** Silicium (Si), Germanium (Ge)



**Figure 1 :** Atome de Silicium

Le Silicium est un atome tétravalent : Il possède 4 électrons de valence qui vont se mettre en commun avec d'autres atomes de Silicium pour avoir la forme cristalline (Figure 2).



**Figure 2 :** Cristal de Silicium (Liaison de covalence)

Au zéro absolu, il n'y a pas d'agitation thermique et tous les électrons périphériques participent aux liaisons covalentes; aucun n'est donc libre pour participer à la conduction électrique : le corps est isolant. Lorsqu'on élève la température, l'agitation thermique permet à quelques électrons de se libérer de la liaison covalente, et d'être mobiles dans le cristal. On dit qu'il y a rupture de la liaison covalente et par conséquent :

- libération de certains électrons qui vont se déplacer librement  $\Rightarrow$  conduction du courant électrique.
- il reste une liaison rompue (un ion Si +)  $\rightarrow$  naissance d'une paire de charge : électron libre (charge négative) et trou (charge positive).

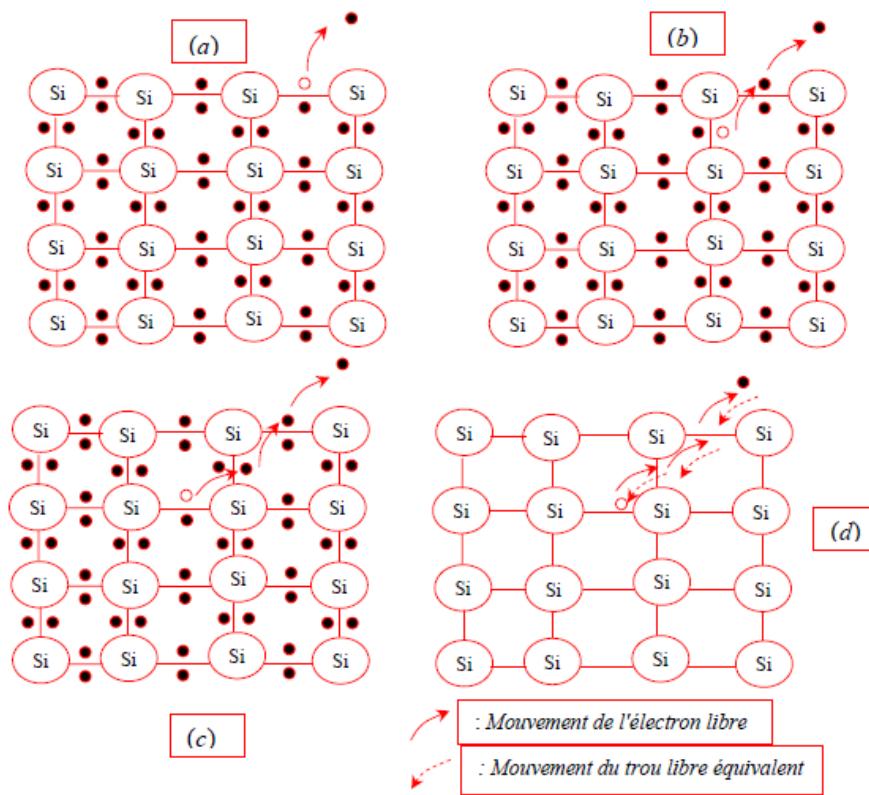
### 3.1 Notion de trou

On voit que la perte de l'électron a provoqué un site vacant (ou trou), dans le cristal. L'atome considéré est ionisé positivement, mais l'ensemble du cristal reste électriquement neutre.

Le trou créé va participer à la conduction électrique. En effet, supposons que le matériau semi-conducteur considéré soit baigné dans un champ électrique  $\vec{E}$ . Les électrons libres vont bien sûr dériver dans la direction opposée au champ, sous l'action de la force

$$\vec{F} = -q\vec{E} \quad (1)$$

Mais de plus, sous l'action du champ électrique et de la température, un électron de liaison voisin du trou va pouvoir le combler, laissant à sa place un nouveau trou qui pourra à son tour être comblé par un autre électron, etc. (Voir la figure 3). Tout se passe donc comme si le trou progresse dans le sens du champ électrique, et participe à la conduction dans le semi-conducteur, au même titre que l'électron libre. On définit donc le trou comme un nouveau porteur de charge positive. Cela est bien sûr fictif, et seul est réel le déplacement des électrons de valence, mais le phénomène mis en jeu est fondamentalement différent de celui utilisé par les électrons de conduction.



**Figure 3 :** Mouvement électron-trou dans un Cristal de Silicium

#### 4- Les semi-conducteurs dopés ou extrinsèques

Par dopage, entendre l'ajout d'atomes d'impureté à un cristal pour augmenter le nombre d'électrons libres ou le nombre de trous. Un cristal dopé s'appelle un semi-conducteur extrinsèque.

##### 4-1- Dopage des semi-conducteurs

Le dopage est l'introduction dans un semi-conducteur intrinsèque de très faible quantité d'un corps étranger 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 de très faible dose (de l'ordre de 1 atome du dopeur pour 106 atomes du semi-conducteur).

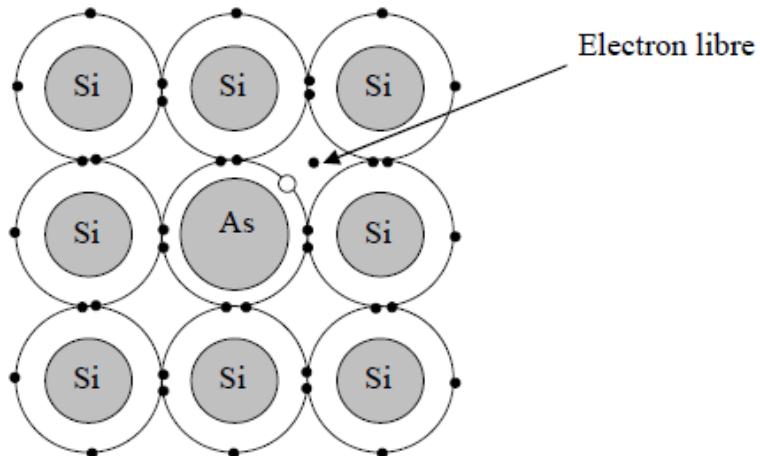
Après le dopage, le semi-conducteur n'est plus intrinsèque mais **extrinsèque**.

##### a- Semi-conducteurs de type N

❖ pour augmenter le nombre d'électrons de la bande de conduction, le dopeur utilisé appartient à la famille des pentavalents (à cinq électrons dans l'orbite de valence) (As, Sb, P,...):

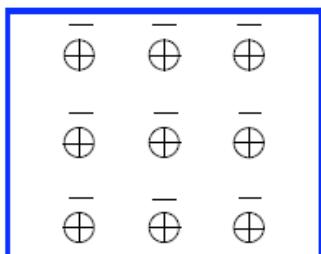
L'atome dopant s'intègre dans le cristal de semi-conducteur, cependant, pour assurer les liaisons entre atomes voisins, 4 électrons sont nécessaires : le cinquième est donc en excès et n'a pas de place pour lui.

On dit que le dopant est un **donneur (N)** 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** (figure 4).



**Figure 4 :** Un atome d'Arsenic incorporé dans le cristal de semi-conducteur

*Représentation simplifiée d'un semi-conducteur type N :*



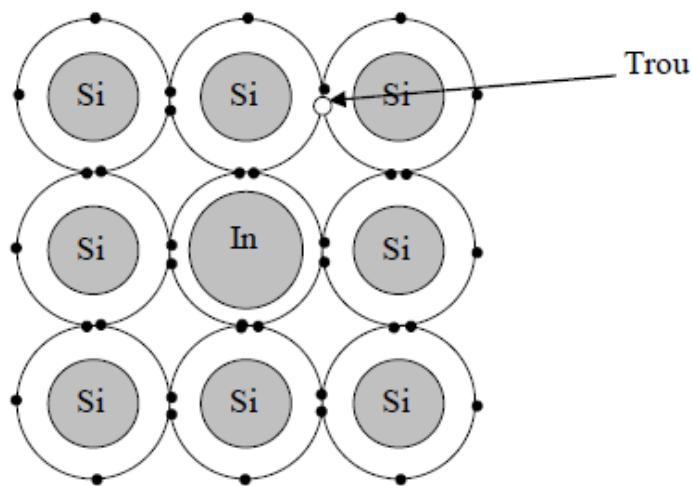
$\oplus$ : Ion positif fixe du dopant.  
 $\ominus$  : électron libre (porteur de charge négative).

### b- Semi-conducteurs de type P

- ❖ Comment doper un cristal pour avoir des trous supplémentaires ? Le dopant utilisé appartient à la famille des trivalents (à trois électrons dans l'orbite périphérique) (B, Ga, In,...) :

L'atome dopant s'intègre dans le cristal de semi-conducteur, cependant, pour assurer les liaisons entre atomes voisins, 4 électrons sont nécessaires alors que le dopant ne porte que 3, 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 dopant devient **un ion négatif fixe**. L'atome quitté aura un trou et une charge positive excédentaire. On dit que le dopant est un **accepteur (P)** d'électrons. (Figure 5).



**Figure 5 :** Un atome d'Indium incorporé dans le cristal de semi-conducteur

*Représentation simplifiée d'un semi-conducteur type P:*

+	+	+
+	+	+
+	+	+

⊖: Ion négatif fixe du dopage.  
+: Trou disponible (porteur de charge positive).

## 5- Jonction P-N

### 5-1- Définition

L'union dans un même cristal d'un semi-conducteur type P et d'un semi-conducteur type N fait apparaître à la limite des zones P et N, une zone de transition appelée : Jonction P-N ou zone de charge d'espace (Figure 6).

+	+	+	⊖	⊖	⊖
+	+	+	⊖	⊖	⊖
+	+	+	⊖	⊖	⊖

**Figure 6 :** Jonction P-N

## 5-2- Jonction P-N non polarisée

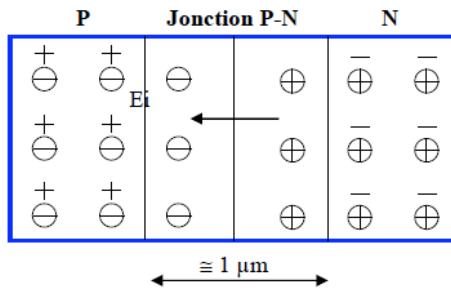
Au niveau de la jonction P-N :

- les électrons libres de la partie N diffusent vers les trous disponibles de la partie P
- les trous disponibles de la partie P diffusent vers la partie N et piègent des électrons.

Il y a recombinaison électron-trou.

Les parties P et N étant initialement neutres, la diffusion des électrons et des trous a pour effet de charger **positivement** la partie N, **négativement** la partie P d'où la création d'un champ électrique interne. Ce champ repousse les porteurs majoritaires de chaque partie et arrête la diffusion (Figure 7).

Entre les deux parties P et N apparaît alors une d.d.p. appelée aussi **barrière de potentiel** de l'ordre de 0,7 V pour le Silicium, 0,3 V pour le Germanium.

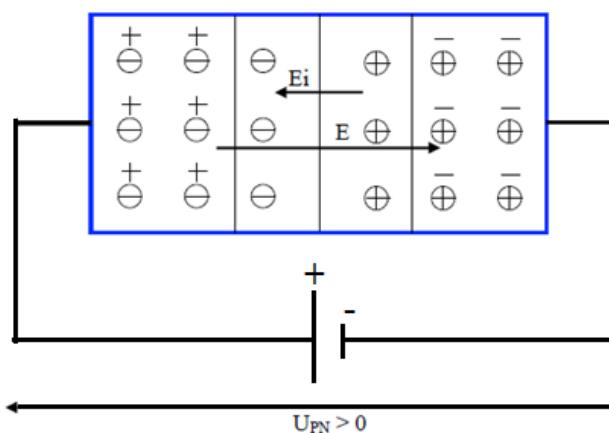


**Figure 7 :** Jonction P-N non polarisée à l'équilibre

## 5-3- Jonction P-N polarisée

### 5-3-1- Polarisation en direct

Lorsqu'une tension positive est appliquée entre la partie P et la partie N ( $U_{PN} > 0$ ), la jonction P-N est polarisée en direct (Figure 8). Cela revient à superposer au champ interne  $E_i$ , un champ externe  $E$ , le champ résultant 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.

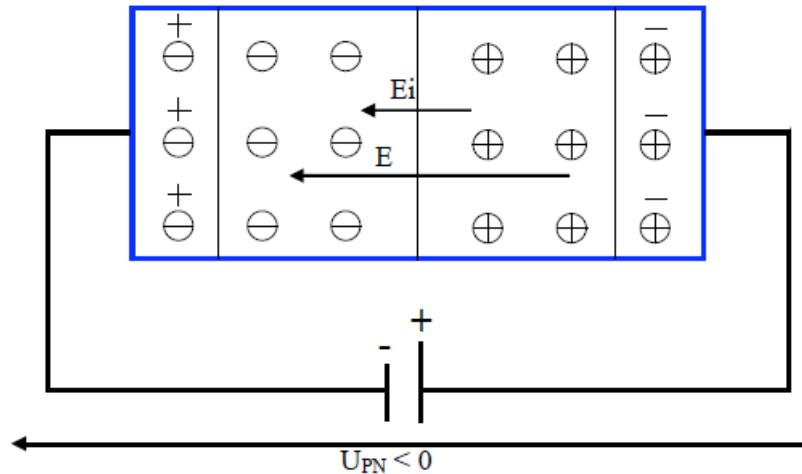


**Figure 8:** Jonction P-N polarisée en direct

A partir d'un certain seuil de tension  $U_o$  de l'ordre de 0,7 V pour le Silicium, les porteurs de charge peuvent franchir librement la jonction P-N, celle-ci devient **passante** et un courant direct s'établit.

### 5-3-2- Polarisation en inverse

Lorsqu'une tension négative est appliquée entre la partie P et la partie N ( $UPN < 0$ ), la jonction P-N est polarisée en inverse (Figure 9). Le champ résultant a pour effet d'empêcher la circulation des porteurs majoritaires. La jonction est **bloquée**. Le courant inverse est pratiquement nul.



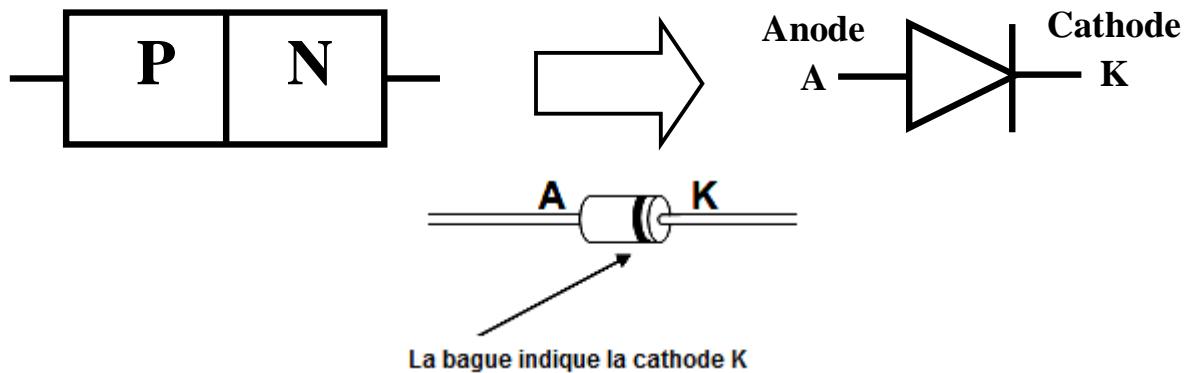
**Figure 9:** Jonction P-N polarisée en inverse

## Chapitre 3 : La diode à jonction

### 1- Diode à jonction :

L'élément de base d'une diode est la **jonction PN**

On la symbolise par :



**Figure 1 Diode à jonction**

La région P représentée par l'anode (A)

La région N représentée par la cathode (K)

### 1.1 Caractéristique d'une diode :

#### 1.1.1 Equations - Caractéristiques statiques

L'étude par la physique des semi-conducteurs de la jonction PN conduit à l'équation de caractéristique  $I_D = f(V_D)$  suivante :

$$I_D = I_{sat} \left( e^{\frac{V_D}{aU_T}} - 1 \right) \quad (1)$$

Où :

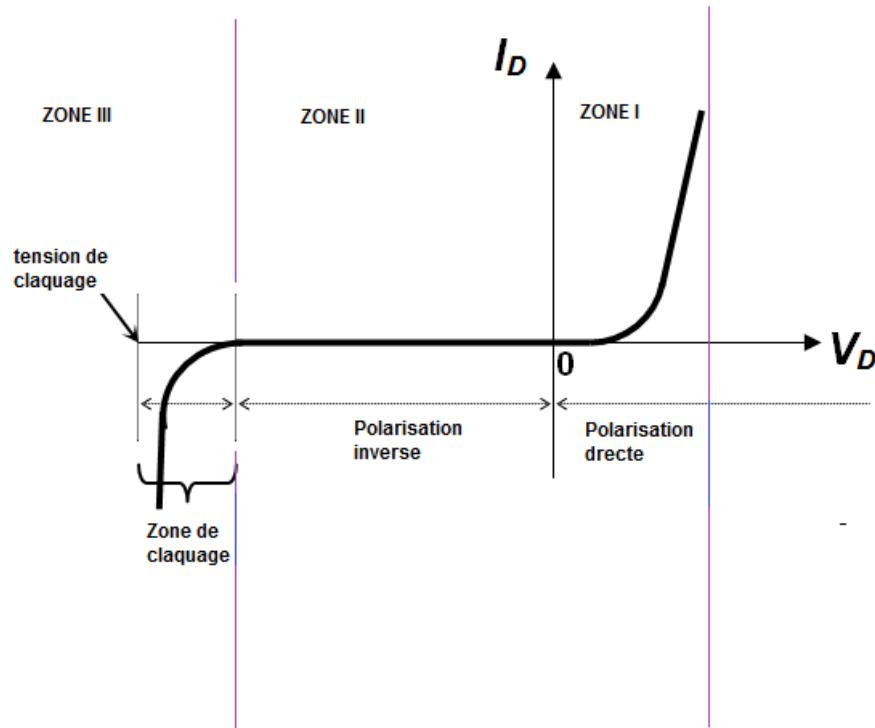
$I_{sat}$  : désigne le courant inverse de saturation de la diode.

$U_T = KT/e = 26\text{mV}$  à  $T=300\text{K}$  désigne le potentiel thermodynamique (constante de Boltzman :  $k=1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ , température en Kelvin :  $T$ , charge de l'électron :  $e=1.602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ )

$a$  : est un coefficient lié à la structure de la diode tel que  $a \in [1.1; 1.2]$  pour une diode de silicium.

$I_D$  : est le courant dans la diode.

$V_D$  : est la tension aux bornes de la diode.



**Figure 2 Caractéristique directe et inverse d'une diode à jonction PN**

Les zones I et II représentent les caractéristiques électriques de la courbe ci-dessus donnée par

$$\text{l'équation (1)} : I_D = I_{sat} \left( e^{\frac{V_D}{aU_T}} - 1 \right)$$

La zone III est la zone d'avalanche (zone de claquage), le courant dans cette zone est multiplié par un facteur M donné par l'équation suivante :

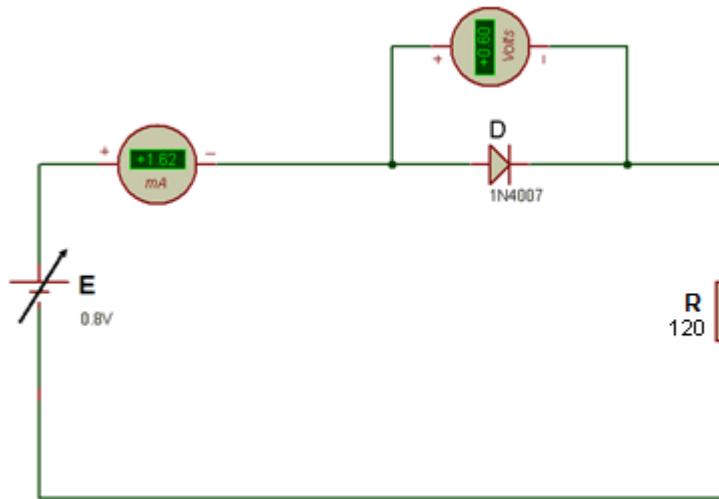
$$M = \frac{1}{1 - \left( \frac{V_R}{V_{BV}} \right)^n} \quad (2)$$

**n** étant un facteur compris entre **2** et **6** et  $V_{BV}$  la tension d'avalanche (Breakdown voltage).

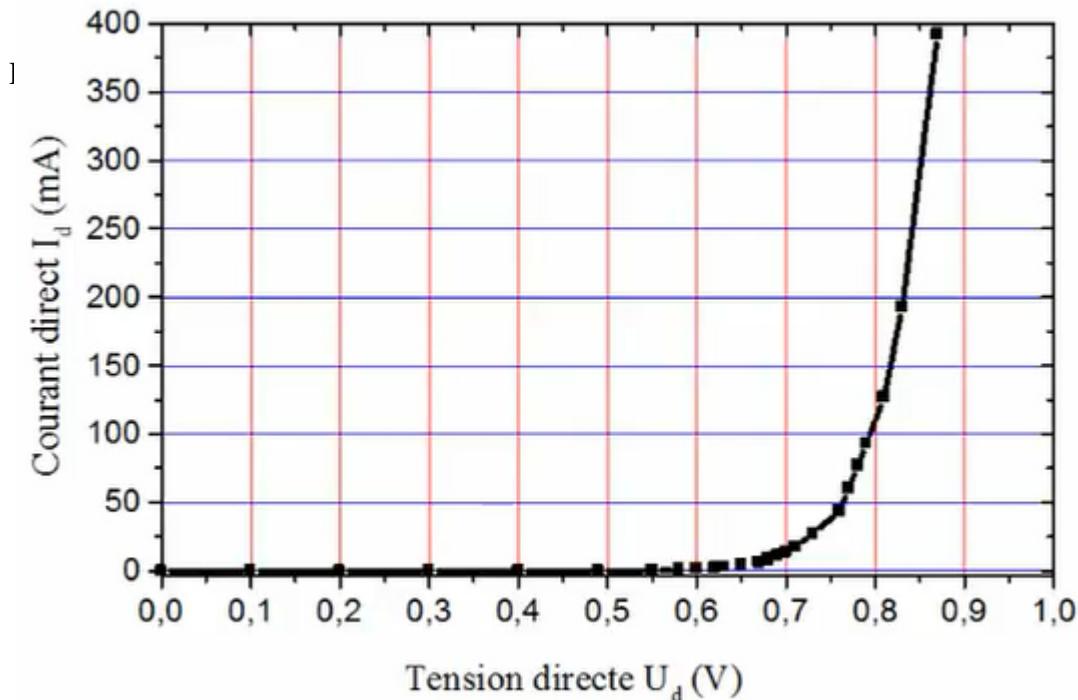
Si la tension inverse (tension  $-V_D$ ) aux bornes de la diode devient trop importante, il y a un risque de destruction de la diode par échauffement de la jonction PN. Les constructeurs précisent la tension de claquage inverse ; elle correspond à la tension maximum que peut supporter une diode en polarisation inverse.

Pour relever la caractéristique directe d'une diode, on utilise le circuit de la figure 3.

Pour relever la caractéristique inverse d'une diode, il suffit d'inverser la polarité de l'alimentation E



**Figure 3 Montage pour relever les caractéristiques d'une diode**

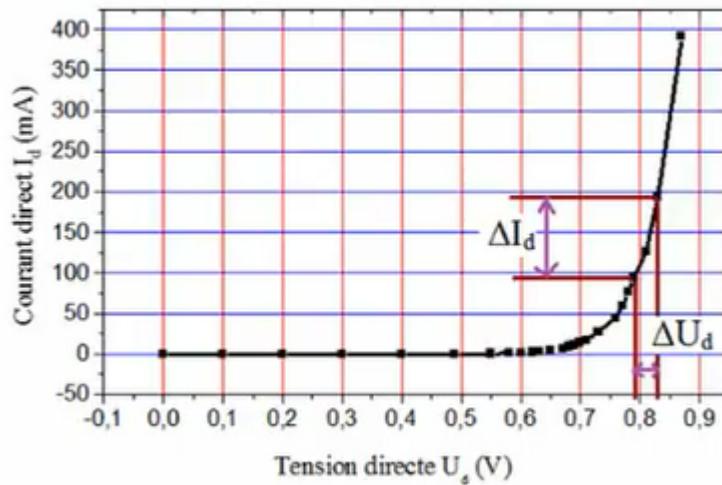


**Figure 4 Caractéristique directe d'une diode (1N4007) avec  $R=120\Omega$**

La figure 4 montre la caractéristique directe

### 1.1.2 Résistance dynamique :

C'est le quotient d'une petite variation de tension  $\Delta U_d$  par la variation de courant  $\Delta I_d$ .  $R_d = \frac{\Delta U_d}{\Delta I_d}$



**Figure 5 Détermination graphique de la résistance dynamique d'une diode (1N4007) ;**

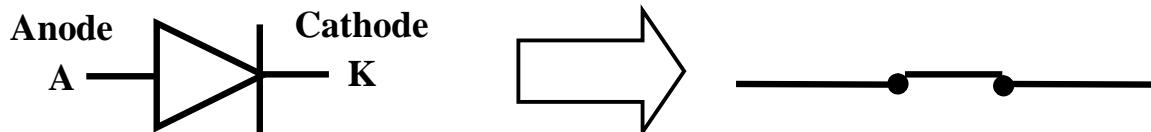
$$R_d = \frac{\Delta U_d}{\Delta I_d} = \frac{0.83 - 0.79}{(193 - 93.3)10^{-3}} = 0.4\Omega$$

La résistance dynamique  $R_d$  est généralement faible, on l'appelle résistance directe.

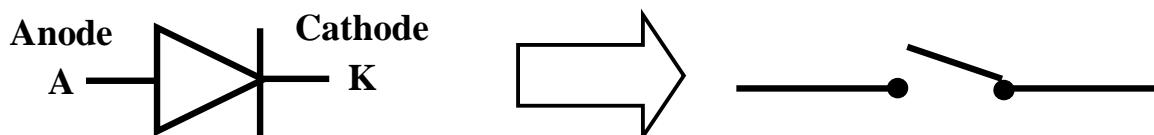
### 1.1.3 Schéma équivalent d'une diode :

Une diode se comporte comme :

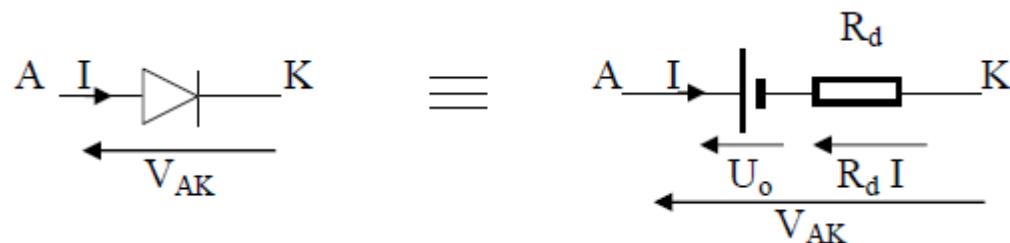
- Un interrupteur fermé lorsqu'elle est polarisée en directe



- Un interrupteur ouvert lorsqu'elle est polarisée en inverse :



- Schéma équivalent d'une diode réelle polarisée en directe



### 1.1.4 Caractéristique de transfert courant tension idéale

La diode se comporte « idéalement » comme un interrupteur ouvert ou fermé. Sa caractéristique de transfert idéale est donc la suivante :

#### A. Diode idéale :

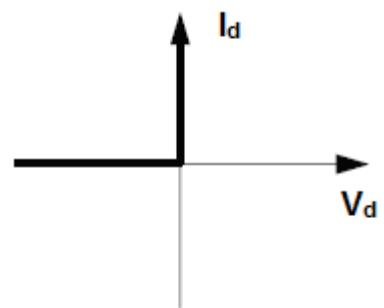
- **Dans le sens passant**, la diode idéale est parfaitement conductrice, sa résistance directe (statique ou dynamique) est nulle, la chute de tension à ces bornes qu'elle produit est nulle aussi.

On peut dire que dans le sens passant, une diode idéale est **équivalente à un interrupteur fermé**.

**Dans le sens inverse**, la diode idéale est parfaitement isolante, sa

résistance inverse est infinie, le courant qui la traverse est nul.

on peut dire que dans le sens inverse, une diode idéale est **équivalente à un interrupteur ouvert**.

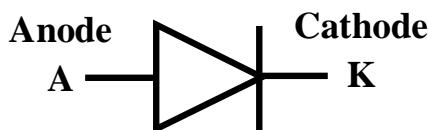


### 1.2 Différents types de diodes à jonction PN :

Il existe différents types de diodes à jonction PN et qui diffèrent les unes des autres par les paramètres physiques et technologiques de leur réalisation. Suivant l'application envisagée, on choisit le type de diode qui convient.

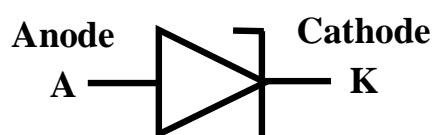
#### 1.2.1 Diode redresseuse

Sachant qu'une diode conduit le courant lorsqu'elle est polarisée en directe, et qu'elle est bloquée lorsqu'elle est polarisée en inverse, cette propriété est exploitée pour le redressement du courant alternatif. C'est l'utilisation la plus répandue de la diode. Si l'on désire avoir des diodes de puissance, on peut intégrer dans le même boîtier plusieurs diodes identiques montées en parallèle.



#### 1.2.2 Diode tunnel

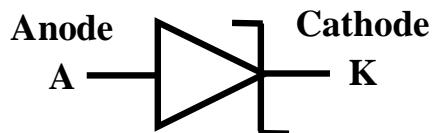
C'est une diode dont la caractéristique présente localement une pente négative lorsqu'elle est polarisée dans une zone médiane de sa caractéristique directe. Cette propriété est utilisée pour la réalisation d'oscillateur LC, la résistance dynamique négative étant ajustée pour annuler les pertes du réseau LC parallèle et garantir l'existence d'une oscillation d'amplitude constante.



### 1.2.3 Diode Schottky

C'est une diode de redressement réalisée sous la forme d'une jonction métal/semi-conducteur et dont la barrière de potentiel est plus faible que celle d'une diode usuelle (de 0.2V à 0.4V). Son utilisation est intéressante dans les applications en basse tension car sa faible barrière de potentiel limite les pertes en conduction et favorise le rendement.

**Avantage :** tension de seuil moins importante et temps de commutation plus rapide. Ces diodes sont utilisées en haute fréquence. Les constructeurs précisent généralement la fréquence maximale d'utilisation.



### 1.2.3 Diode Varicap (Varactor)

Lors de l'étude du fonctionnement interne de la diode à vide, on a fait apparaître le champ électrostatique de la barrière de potentiel. A l'origine de ce champ, il y avait une répartition de charges, des ions de signes opposés, de part et d'autre de la jonction ce qui constitue une capacité (on peut effectivement voir ce phénomène comme 2 plaques recouvertes de charges opposées et séparées par un diélectrique). D'une façon générale, les différentes accumulations de charges dans la jonction d'une diode font apparaître un comportement dynamique capacitif de la diode. Dans le cas de la diode Varicap, ce phénomène est maîtrisé par un dopage spécifique.

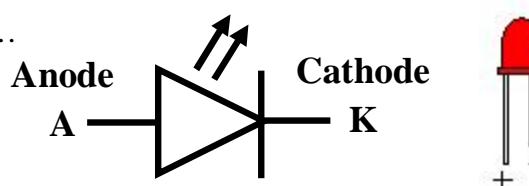


Si on insère une telle diode dans un circuit oscillant, on peut régler la fréquence de résonance du circuit en agissant sur la tension de commande de la diode au lieu d'agir mécaniquement sur un condensateur variable.

### 1.2.4. Diodes électroluminescentes (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 ...



### 1.2.5 Diode Zener

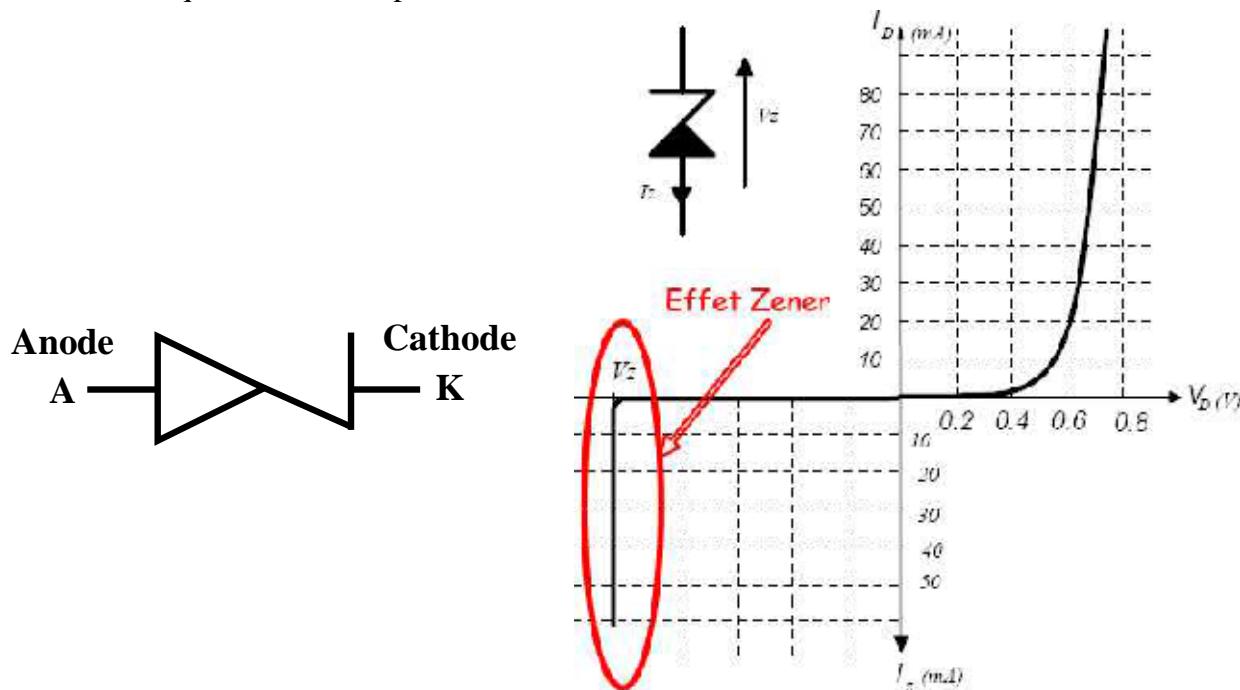
Certaines diodes sont conçues de manière à ce que l'effet d'avalanche ne soit pas destructeur, mais soit au contraire maîtrisé et même utile. Dans ce cas, on parle d'**effet Zener** et de telles diodes sont appelées diodes Zener (figure 6). Dans le sens direct ( $V_D$  et  $I_D$  positifs) une diode Zener présente la même caractéristique qu'une autre diode. Une diode Zener se polarise en inverse et présente à ces bornes, quelque soit le courant qui la traverse, une tension quasiment constante appelée tension Zener et notée  $V_Z$ . Les tensions Zener des diodes Zener couramment utilisées vont de quelques dixièmes de volts à quelques dizaines de volts (en valeur absolue).

Cette diode ne présente pas de zone de claquage :

- Si  $V_{KA} < V_Z$ , alors  $I_Z = 0$  (interrupteur ouvert).
- Sinon  $V_{KA} = V_Z$ , quel que soit le courant  $I_Z$  le traversant.

Les constructeurs précisent la valeur de la tension ZENER :

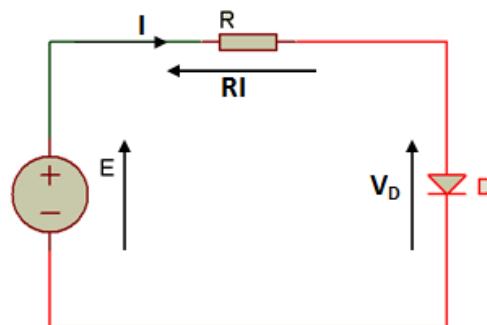
0,78 à 200 V (plage de variation de la tension de Zener). La valeur maximale  $I_{Zmax}$  du courant  $I_Z$  pouvant traverser la diode et la puissance dissipée :  $P_Z = V_Z \cdot I_Z$  dans la zone Zener sont aussi des caractéristiques de choix importantes.



**Figure 6 Caractéristique de la diode Zener**

## 2- Point de fonctionnement Droite de charge :

Considérons le circuit simple à diode donné en figure 7. La diode est alimentée par une tension continue E par l'intermédiaire d'une résistance R.



**Figure 7 Circuit à diode simple**

La tension aux bornes de la diode est donnée par :

$$V_D = E - RI \quad (3)$$

On peut aussi écrire :

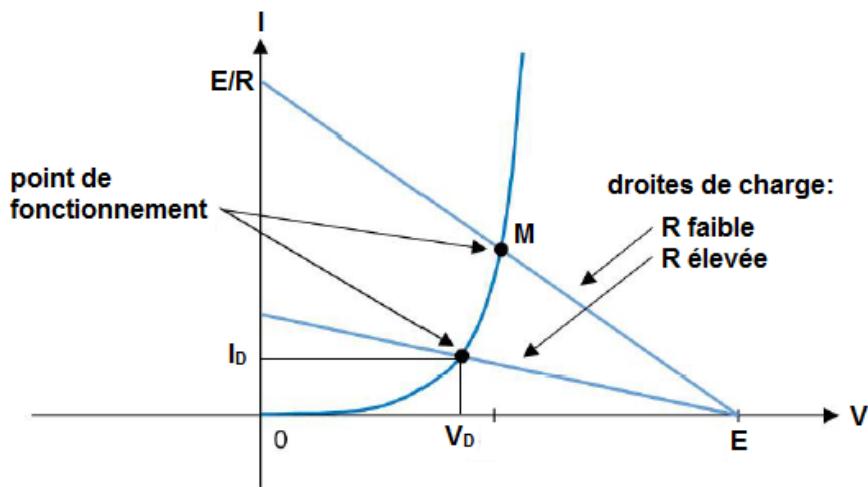
$$I_D = \frac{E}{R} - \frac{V_D}{R} \quad (4)$$

Cette équation est celle de la droite de charge. Pour déterminer le point de fonctionnement ou point de repos du circuit on résout cette équation.

On trace la caractéristique  $I_D(V_D)$  ;  $I_D = \frac{E}{R} - \frac{V_D}{R}$

- $V_D = E$  pour  $I_D=0$
- $V_D = 0$  pour  $I_D = \frac{E}{R}$

Le point M d'intersection de la droite de charge avec la caractéristique  $I(V)$  est appelé point de fonctionnement ou point de polarisation ou point de repos (voir figure 8)

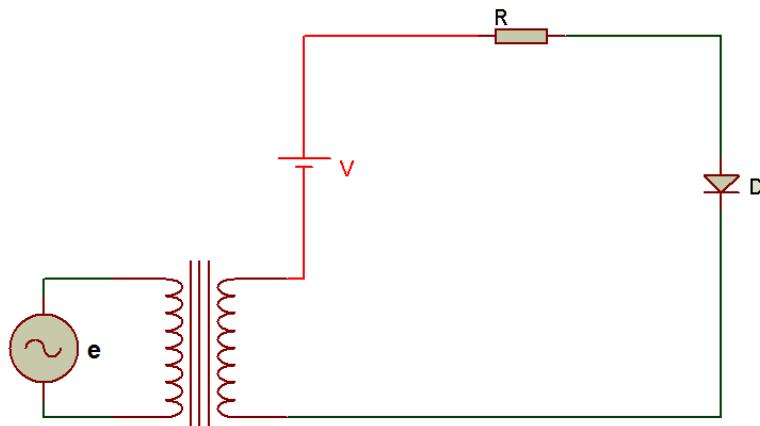


**Figure 8 Point de fonctionnement Droite de charge**

Le point d'intersection de ces deux courbes donne le point de fonctionnement du circuit (figure 8). On voit bien que pour des diverses valeurs de R, la tension V varie peu.

### 3- Analyse en régime dynamique

Soit le montage de la figure 9 où une tension de faible amplitude  $e = E_0 \sin(\omega t)$  est superposée à la tension continue par l'intermédiaire d'un transformateur.



**Figure 9 Circuit à diode avec une tension d'entrée variable**

Si  $e=0$ , la diode est polarisée au point  $M(V_D, I_D)$  par la source E à travers R.

Si  $e \neq 0$ , la tension alternative se superpose à la tension continue, et la tension appliquée à la diode est :  $E+e=E+E_0 \sin(\omega t)$

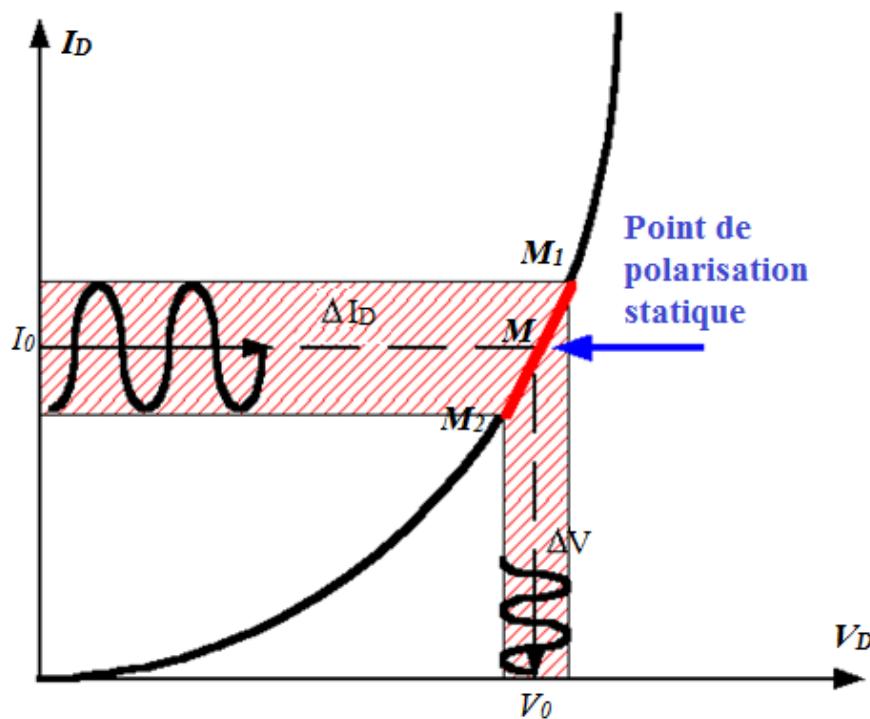
Pour étudier un circuit en régime dynamique, on doit faire deux types d'analyse :

- Une analyse en DC  $\Rightarrow$  courant et tension en DC.
- Une analyse en AC  $\Rightarrow$  courant et tension en AC.

Les valeurs extrêmes de la fonction *sinus* étant -1 et +1, la tension aux bornes de la diode correspondant à ces deux extrêmes est :

$$V = E + e - RI \Rightarrow \begin{cases} V_1 = (E - E_0) - RI \\ V_2 = (E + E_0) - RI \end{cases} \quad (5)$$

La variation alternative de la tension sinusoïdale correspond à un déplacement du point de fonctionnement sur la droite de charge entre les deux points  $M_1$  et  $M_2$  comme cela est montré dans la figure 10. Il en résulte des variations  $\Delta V=v$  et  $\Delta I=i$  du courant autour du point de fonctionnement  $M_0$ . La quantité  $\Delta I / \Delta V$  est la pente de la caractéristique  $I(V)$  de la diode au point M. Elle a la dimension de l'inverse d'une résistance.



**Figure 10 Variation alternative de la tension sinusoïdale**

Par définition on appelle résistance dynamique ou résistance différentielle la quantité :

$$r_d = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \cotg \alpha \quad (6)$$

Où  $\alpha$  est l'angle que fait la droite de charge avec l'axe horizontal.

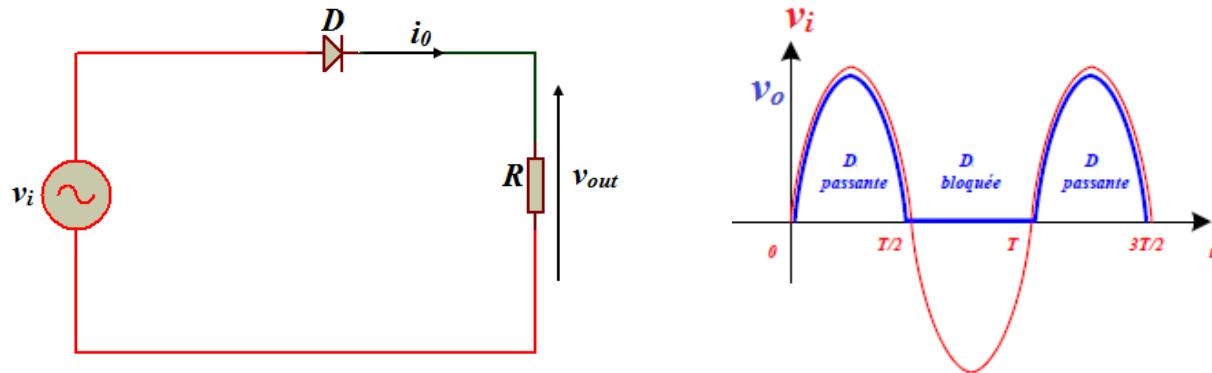
#### 4- Redressement

##### 4.1 Définition

Le redressement consiste à transformer une tension bidirectionnelle en une tension unidirectionnelle appelée tension redressée.

##### 4.2 Redressement mono-alternance

Le redressement est obtenu à l'aide d'un circuit simple comprenant une diode et une résistance pure (figure 11).



**Figure 11. Redressement mono-alternance**

On suppose que la **diode est idéale** :  $V_d \approx 0$ ,  $r_d \approx 0$  et  $R_i \approx \infty$

On sait que :

- Si  $V_{AK} < 0$ ,  $i_{AK} = 0$  la diode est bloquée.
- Si  $V_{AK} = 0$ ,  $i_{AK} > 0$  la diode est passante.

Pour tout état de polarisation de la diode, nous avons :  $V_e = V_R + V_{AK}$

Le courant qui circule dans le circuit est :  $I_D = \frac{v_i - v_\gamma}{R}$

$v_\gamma$  est la tension de seuil.

$$v_o = R i_D = v_i - v_\gamma$$

- **En polarisation directe** (*alternance positive de  $v_i$* ): la diode est passante et le courant circule dans le sens positif. On a  $v_{AK} = 0$  et  $v_R = v_i$  c-à-d  $v_R > 0$ .
- **En polarisation inverse** (*alternance négative de  $v_i$* ):  $v_{AK} < 0$ ,  $i_{AK} = 0$  la diode est bloquée et on a :  $v_{AK} = v_i$  et  $v_R = 0$ .

#### 4.2.1 Valeur moyenne et valeur efficace de la tension de sortie:

Le signal d'entrée est :  $v_i(t) = E_m \sin(\omega t)$

Dans le cas d'une diode idéale, la tension de sortie ou tension redressée a pour expression :

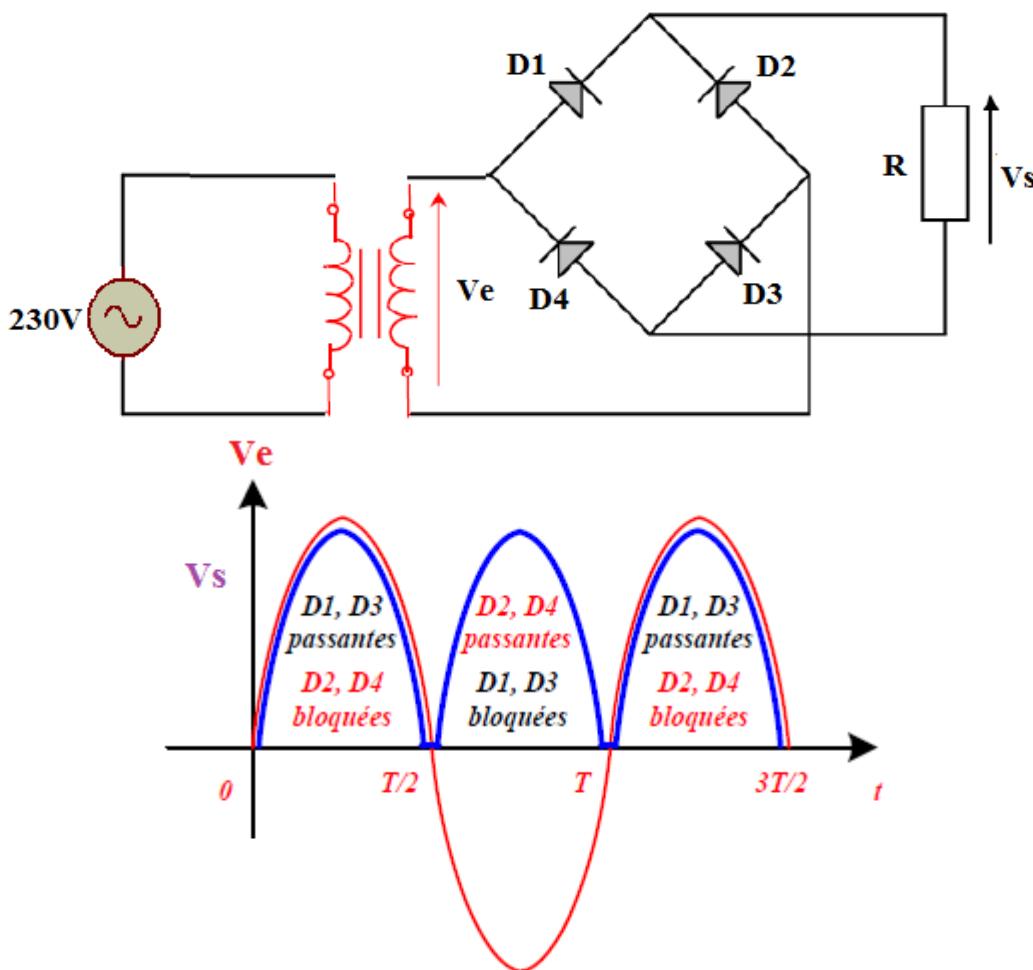
$$v_o = \begin{cases} E_m \sin \omega t & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases} \quad (7)$$

- La valeur moyenne :  $v_{o \text{ moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T E_m \sin \omega t dt = \frac{E_m}{\pi}$
- La valeur efficace :  $v_{o \text{ eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_o^2 dt} = \frac{E_m}{2}$

#### 4.3 Redressement double alternance avec pont de Graëtz :

La figure 12 représente le redresseur en pont le plus simple appelé aussi pont de Greatz pour faire un redressement double alternance. On utilise un transformateur à une seule tension (i.e. un seul enroulement) au secondaire.

Lors de l'alternance positive de la tension d'entrée  $V_e$ , seules les diodes **D1** et **D3**, ayant une tension d'anode supérieure à  $V_d$ , conduisent. Les diodes **D2** et **D4** sont bloquées. Pour l'alternance négative, ce sont les diodes **D2** et **D4** qui conduisent.



**Figure 12. Redressement double alternance**

**Valeur moyenne et valeur efficace de la tension de sortie :**

- La valeur moyenne :  $V_{s\ moy} = \frac{1}{T} \int_0^T E_m \sin \omega t dt = 2 \frac{E_m}{\pi}$
- La valeur efficace :  $V_{s\ eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_o^2 dt} = \frac{E_m}{\sqrt{2}}$

#### 4.4 Taux d'ondulation d'un signal redressé

Le but recherché par l'opération de redressement c'est de transformer un signal alternatif (signe + et -) en un signal continu (un seul signe).

Le signal redressé n'est pas constant, il comporte une composante ondulée. Pour mesurer l'importance de cette composante variable, on définit un paramètre  $\tau$  appelé taux d'ondulation et définit par le rapport de la valeur efficace de l'ondulation sur la valeur moyenne.

$$\tau = \frac{I_{ond}}{I_{moy}}$$

On définit aussi un autre paramètre appelé le facteur de forme  $F$  égal au rapport de la valeur efficace du courant sur sa valeur moyenne.  $F = \frac{I_{eff}}{I_{moy}}$

Or  $I_{eff}^2 = I_{moy}^2 + I_{ond}^2$

En divisant les deux membres par  $I_{moy}^2$ , on obtient :

$$F^2 = 1 + \tau^2$$

Donc

$$\tau = \sqrt{F^2 - 1}$$

En pratique, pour mesurer le taux d'ondulation d'un signal, on mesure la valeur moyenne à l'aide d'un ampèremètre électromagnétique et la valeur efficace à l'aide d'un ampèremètre électrodynamique. On en déduit la valeur du facteur de forme ce qui nous permet de calculer le taux d'ondulation.

#### 4.4.1 Calcul de $\tau$ et $F$ pour un redressement mono-alternance :

$$\left. \begin{array}{l} I_{eff} = \frac{I_{max}}{2} \\ I_{moy} = \frac{I_{max}}{\pi} \end{array} \right\} \Rightarrow F = \frac{I_{eff}}{I_{moy}} = \frac{\frac{I_{max}}{2}}{\frac{I_{max}}{\pi}} = \frac{\pi}{2}$$

Donc le facteur de forme est :

$$F = \frac{\pi}{2} = 1,57$$

Alors le taux d'ondulation est donnée par :

$$\tau = \sqrt{F^2 - 1} = \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} = 1,21$$

#### 4.4.2 Calcul de $\tau$ et $F$ pour un redressement double-alternance :

$$\left. \begin{array}{l} I_{eff} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} \\ I_{moy} = 2 \frac{I_{max}}{\pi} \end{array} \right\} \Rightarrow F = \frac{I_{eff}}{I_{moy}} = \frac{\frac{I_{max}}{\sqrt{2}}}{2 \frac{I_{max}}{\pi}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$$

Donc le facteur de forme est :

$$F = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11$$

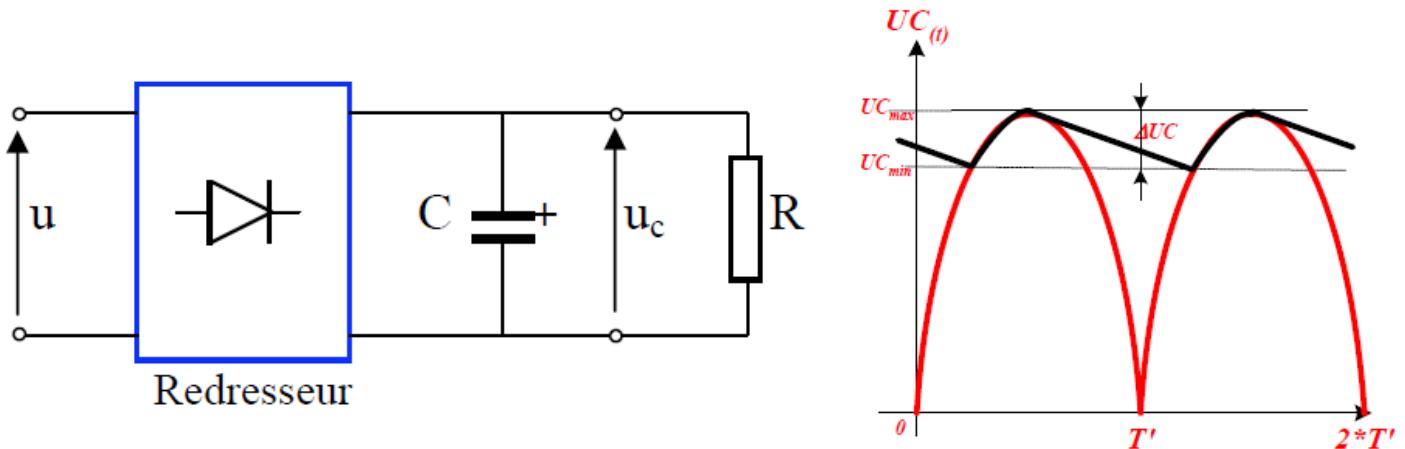
Alors le taux d'ondulation est donnée par :

$$\tau = \sqrt{F^2 - 1} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} = 0,483$$

## 4.5 Filtrage

Le but de filtrage est de rendre l'allure de la tension mono ou double alternance issue du redressement en une tension aussi continue que possible. Cette fonction est matérialisée par un condensateur, sa valeur est souvent élevée : plusieurs  $\mu\text{F}$ .

La charge capacitive a pour but d'augmenter la valeur moyenne de la tension redressée, c'est-à-dire de la rendre **continue**. Le condensateur C joue un rôle de **réservoir** d'énergie qui la restitue en partie durant la demi-période pendant laquelle le redresseur **ne conduit pas** :



$u$  : tension sinusoïdale de fréquence  $f$

**Figure 13 Filtrage d'une tension redressée**

Dès la première alternance, le condensateur C se charge puis, dès que la tension à ses bornes devient supérieure à la tension redressée, il se décharge à travers la résistance R.

Après filtrage, la tension aux bornes du condensateur varie entre une valeur maximale  $U_{C_{MAX}}$  et une valeur minimale  $U_{C_{MIN}}$ .

$U_{C_{MAX}}$  = Tension max de sortie du redresseur.

$U_{C_{MIN}}$  = Tension minimum nécessaire au fonctionnement (Stabilisation ou régulation).

Sa valeur moyenne peut être considérée comme égale à:  $U_{C_{moy}} = \frac{U_{C_{MAX}} + U_{C_{MIN}}}{2}$

L'ondulation autour de cette valeur moyenne est:  $\Delta U_C = U_{C_{MAX}} - U_{C_{MIN}}$

**Avantages :**

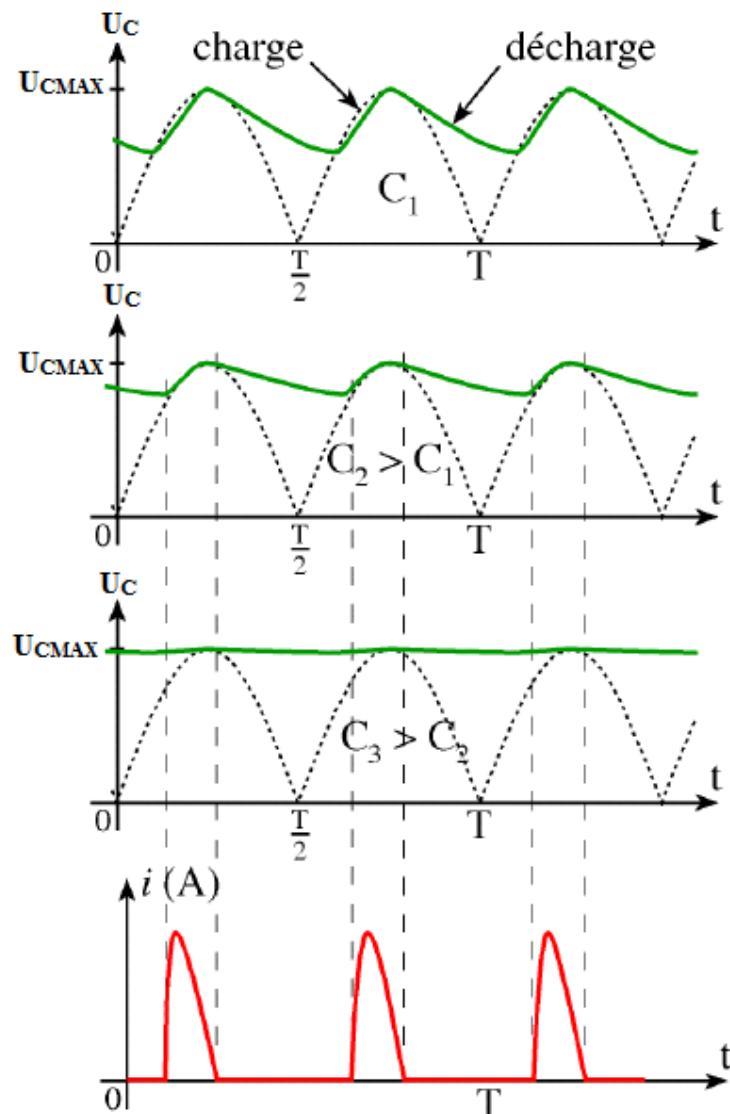
On constate que la présence d'un condensateur diminue l'ondulation  $\Delta U_C$  de la tension redressée.

La valeur moyenne  $U_{C_{moy}}$  est augmentée. Elle se rapproche de  $U_{C_{MAX}}$

**Inconvénients :**

L'apparition de pointes de courant fait que le transformateur et les diodes fonctionnent dans de mauvaises conditions.

Pour cette raison, ce mode de fonctionnement n'est utilisé qu'avec des montages fournissant des courants faibles tels que le petit électroménager.



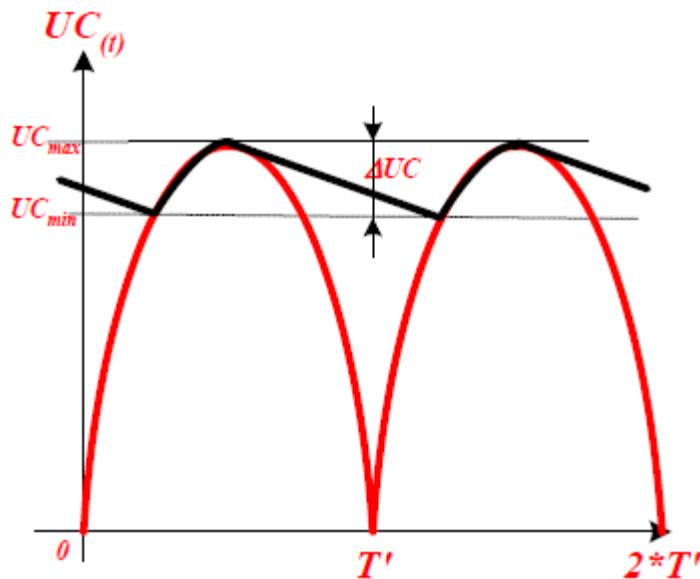
**Remarque :** si la capacité du condensateur est suffisante ( $RC \gg T$ ), l'ondulation Du  $\Delta U_C$  devient négligeable et  $U_{Cmoy} = U_{CMAX}$

#### 4.5.1 Calcul du condensateur de filtrage

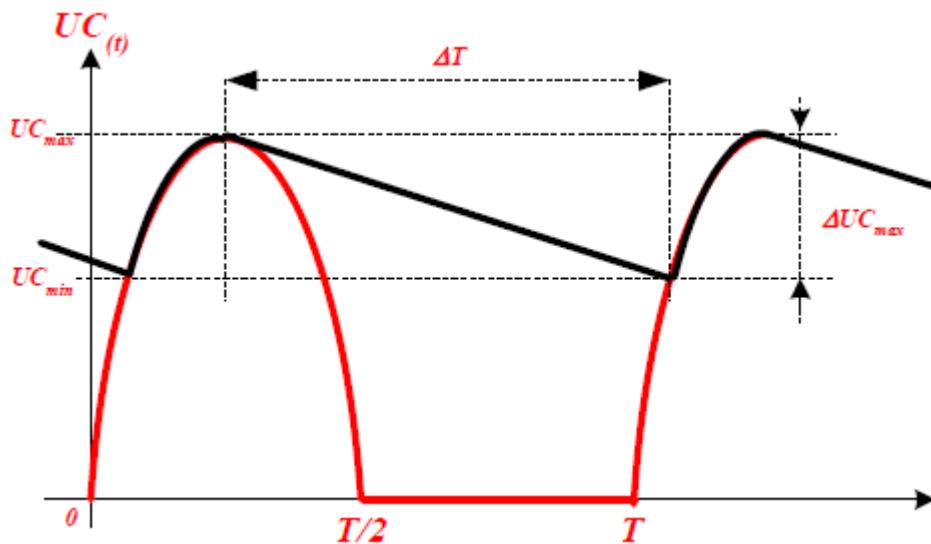
$T$  : c'est la période du signal **non redressé**.

$T'$  : c'est la période du signal **redressé**

$T' = T/2$  pour un redressement **double alternance**



$T' = T$  pour un redressement **mono alternance**



Dans les deux cas le condensateur se décharge pendant le temps  $\Delta T$ , de plus la tension à ses bornes est égale à  $\Delta UC$ .

Comme  $Q = I * T = C * U \Rightarrow Q = I * \Delta T = C * \Delta U$

$$\text{Donc } C = \frac{I \cdot \Delta T}{\Delta U_{C MAX}}$$

Avec  $\Delta T = 80\%$  de  $T$  pour un redressement **mono alternance**.

Avec  $\Delta T = 40\%$  de  $T$  pour un redressement **double alternance**.

I = Le courant maximum de l'alimentation.

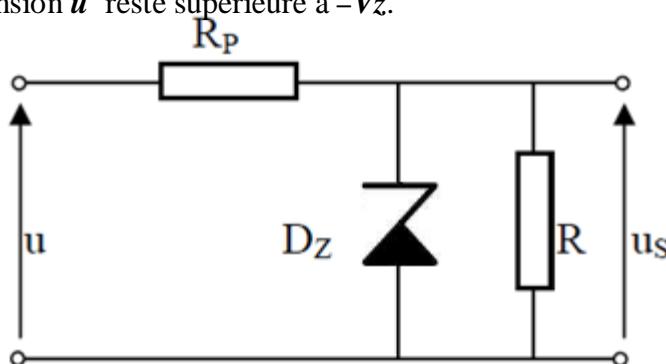
Le condensateur de filtrage est un condensateur **chimique** (valeur supérieure à plusieurs  $\mu F$ ), sa tension de service est égale à  $1.5 * U_{C MAX}$

## 4.6 Stabilisation

La stabilisation (appelée aussi régulation en tension) d'une tension ondulée consiste à obtenir une tension pratiquement constante. Cette fonction peut être réalisée par une diode **Zener**.

### 4.6.1 Stabilisation par diode Zener

Un régulateur de tension est un dispositif qui permet de stabiliser une tension à une valeur fixe et qui est nécessaire pour alimenter des systèmes électroniques qui ont besoin d'une tension ne présentant aucune fluctuation. Le régulateur de tension le plus simple est celui qui tire parti de cette propriété qu'a la diode **Zener** de présenter à ces bornes une tension constante lorsqu'elle est polarisée en inverse (figure 21). Dans ce circuit la tension de sortie  $u_s$  reste constante est égale à  $-V_Z$  du moment que la tension  $u$  reste supérieure à  $-V_Z$ .



$u$  : tension ondulée

$R_P$  : résistance de polarisation de la diode Zener.

Figure 14 Montage Stabilisateur de tension par diode Zener

### Principe de fonctionnement

- On suppose que la résistance  $R$  déconnectée et que la résistance  $R_Z$  de la diode Zener est négligée ( $R_Z = 0$ ),

Si  $u > U_Z$  alors  $u_s = U_Z$

Si  $u < U_Z$  alors  $u_s = u$ .

Il faut donc que  $u > U_Z$  pour que la tension de sortie soit constante (stabilisée).

- A résistance  $R$  non déconnectée et à résistance  $R_Z$  non négligée,

Lorsque  $u$  est suffisamment supérieure à  $U_Z$ , le schéma équivalent du montage est le suivant :

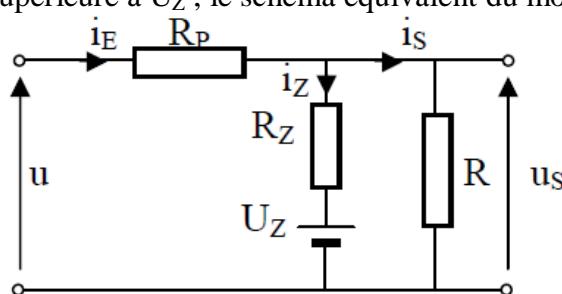


Figure 15 Montage Stabilisateur de tension par diode Zener

Les équations:  $u = R_p i_E + u_s$ ,  $i_E = i_Z + i_S$  avec  $i_Z = \frac{u_s - U_Z}{R_Z}$  et  $i_Z = \frac{u_s}{R}$  mènent à :

$$u_s = \frac{1}{1 + R_p \left( \frac{1}{R_Z} + \frac{1}{R} \right)} u + \frac{\frac{R_p}{R_Z}}{1 + R_p \left( \frac{1}{R_Z} + \frac{1}{R} \right)} U_Z$$

On définit le coefficient de régulation  $K = \frac{\Delta u_s}{\Delta u}$  à  $i_s$  constant :

Donc

$$K = \frac{1}{1 + R_p \left( \frac{1}{R_Z} + \frac{1}{R} \right)} u \text{ et } K \approx \frac{R_Z}{R_Z + R_p} \text{ si } R_Z \ll R$$

La résistance interne du stabilisateur est  $\rho = -\frac{\Delta u_s}{\Delta i_s}$  à  $u$  constante

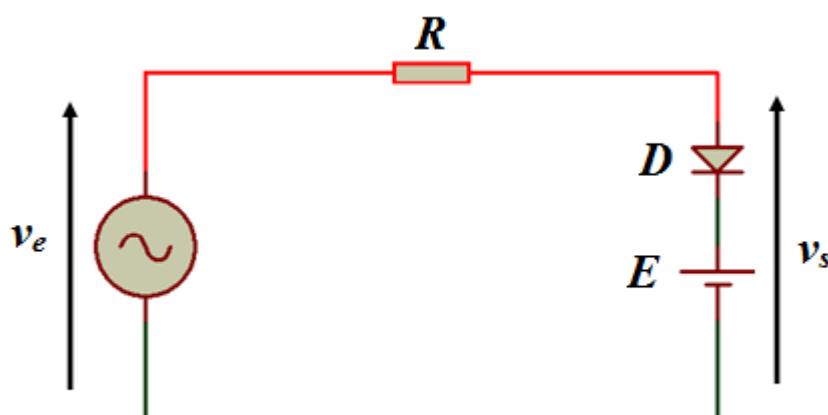
$$\rho = R_Z // R_p = \frac{R_Z R_p}{R_Z + R_p}$$

## 5- Les limiteurs (écrêteur) à diodes

Les limiteurs à diodes sont des circuits comprenant une ou plusieurs diodes, des résistances et des sources continues de référence. Ils permettent de générer des signaux de forme rectangulaire à partir de signaux sinusoïdaux.

### Application 01 :

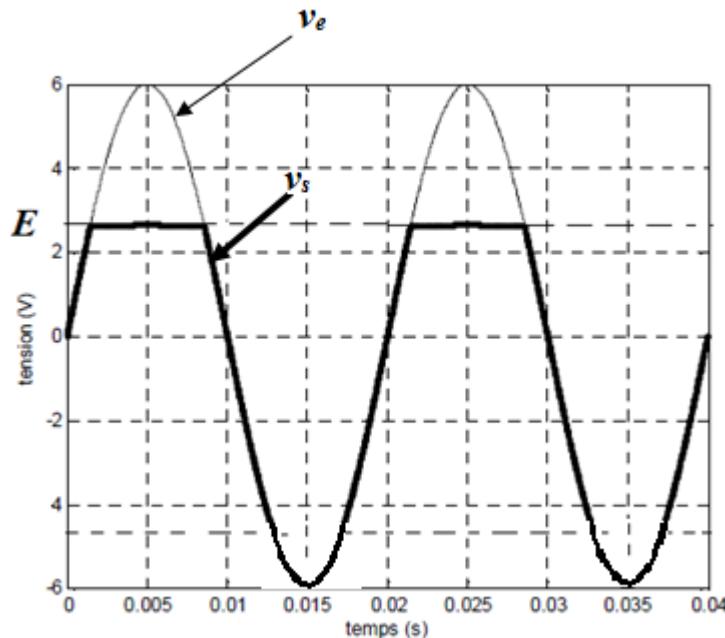
Soit le circuit suivant où la tension d'entrée est sinusoïdale ayant pour expression :  $v_e = V_m \sin(\omega t)$  avec  $V_m > E$



Pendant l'alternance positive, tant que  $v_e < E$ , la diode est bloquée et elle se comporte comme un circuit ouvert, aucun courant ne circule dans la résistance  $R$  et la tension de sortie suit la tension d'entrée :  $v_s = v_e$ . Lorsque  $v_e > E$ , la diode est passante, elle se comporte comme un court circuit et  $v_e = E$ .

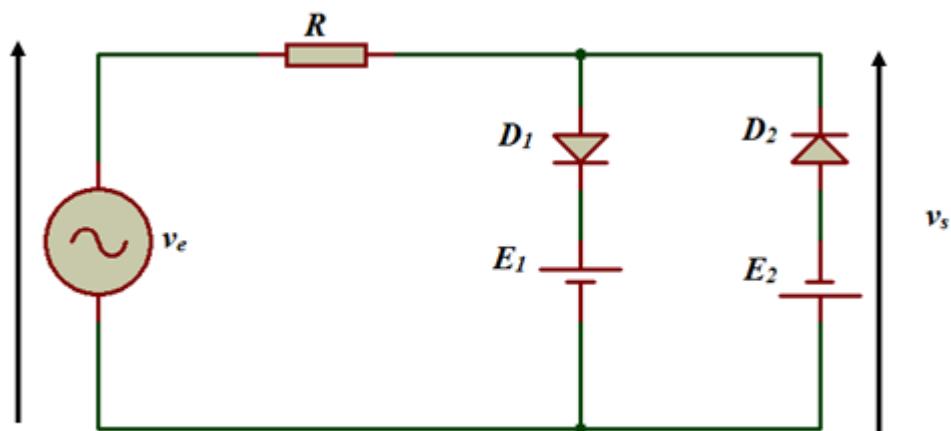
Pendant l'alternance négative, la diode est polarisée en inverse et  $v_s = v_e$ .

La forme du signal de sortie est donnée comme suit :

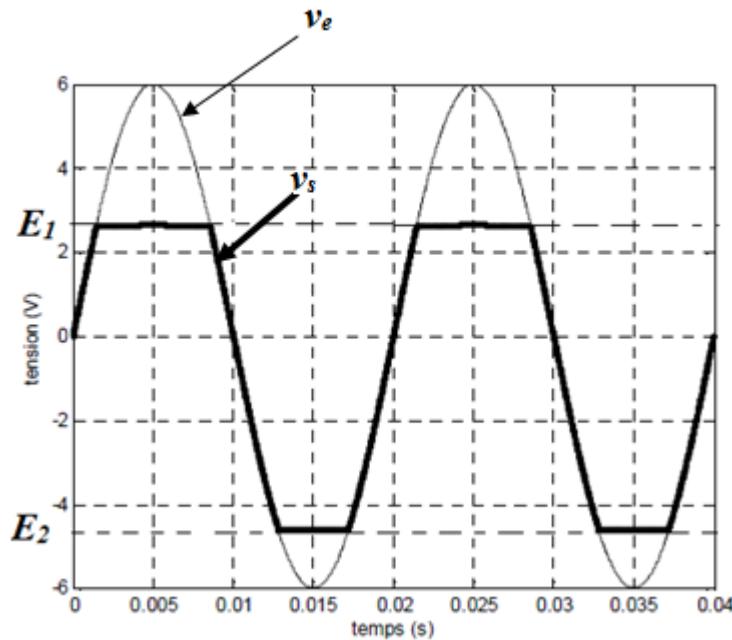


### Application 02 : Limiteur à deux alternances

Soit le circuit suivant. En supposant les diodes idéales, on demande la forme du signal de sortie.



En appliquant le même raisonnement comme auparavant, et sachant que pour l'alternance positive il faut considérer la branche contenant  $D_1$  et pour l'alternance négative la branche contenant  $D_2$ , le signal de sortie aura la forme suivante :

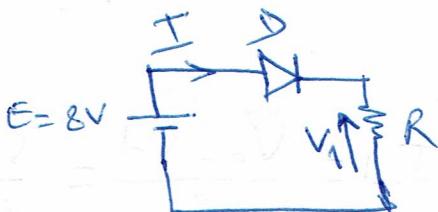


Ce signal a une forme carrée, et donc le circuit écrêteur de la figure ci-dessus permet la génération d'un signal carré à partir d'un signal sinusoïdal.

# TD: Diode dans les circuits

Exo1:

Quelle est la valeur de la charge  $R$  du circuit ci-dessous?



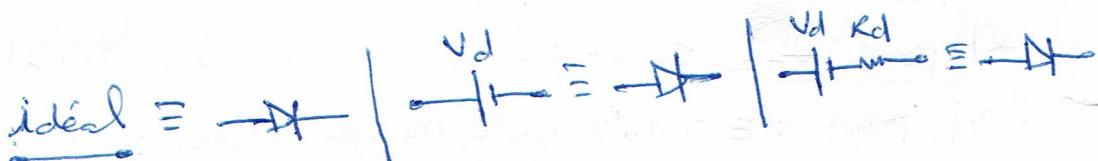
Si on veut un courant  $I = 10mA$  pour les trois cas suivants:

a) D<sub>1</sub> est une diode idéale.

b) D<sub>1</sub> a une tension de seuil  $V_D = 0,7V$

c) D<sub>1</sub> a une tension de seuil  $V_D = 0,7V$  et une résistance directe  $R_D = 15\Omega$ .

Solution:



a) D<sub>1</sub> est une diode idéale:

pour une diode idéale, on remplace la diode par un fil:

$$E \xrightarrow{\text{D}} \frac{E}{I} R = E \xrightarrow{\text{idéal}} \frac{E - V_R}{R} \Rightarrow E = RI \Rightarrow R = \frac{E - 8}{I} = \frac{8}{10 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R = 800\Omega$$

b) D<sub>1</sub> a une tension de seuil  $V_D = 0,7V$

$$E \xrightarrow{\text{D}} \frac{E}{I} R = E \xrightarrow{\text{idéal}} \frac{E - V_R}{R} \Rightarrow E - V_D - V_R = RI \Rightarrow R = \frac{E - V_D}{I} = \frac{8 - 0,7}{10 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R = 730\Omega$$

c) D<sub>1</sub> a une tension de seuil  $V_D = 0,7V$  et une résistance directe  $R_D = 15\Omega$

$$E \xrightarrow{\text{D}} \frac{E}{I} R = E \xrightarrow{\text{idéal}} \frac{E - V_R}{R} \xrightarrow{\text{D}} \frac{E - V_D - V_R}{R + R_D}$$

$$E = V_D + R_D I + RI \Rightarrow RI = E - V_D - R_D I$$

$$\Rightarrow R = \frac{E - V_D - R_D I}{I} = \frac{8 - 0,7 - 15 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R = 715\Omega$$

①

Exo2 Soit le schéma suivant; on considère que la diode est parfaite :



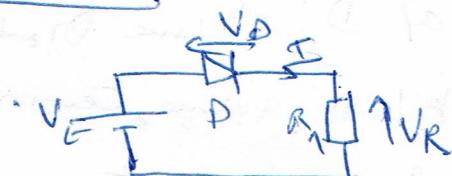
$$V_E = 5V, R = 1k\Omega, V_D = 0.6V$$

determiner  $I_d$ ?

Solution:

$$V_E - R I_d - V_D = 0 \Rightarrow I_d = \frac{V_E - V_D}{R} = \frac{5 - 0.6}{10^3} = 4.4 \text{ mA}$$

Exo3: Soit le schéma suivant :



- 1) sachant que  $V_D = 0.7V$ , quelle est la valeur de  $V_E$  si la diode est bloquée.
- 2) pour  $V_E = -5V$  et  $R = 1k\Omega$ , calculer la valeur de  $I$ .
- 3) pour  $V_E = 1V$ , calculer les valeurs de  $I$  et  $V_R$

Solution:

1) La diode est bloquée  $\Rightarrow V_E - V_D - RI = 0, I = 0 \Rightarrow V_E = V_D$   
 La diode est bloquée si  $V_D < 0.7V$   
 La diode est passante si  $V_D \geq 0.7V$ .

2) Pour  $V_E = -5V$  et  $R = 1k\Omega \Rightarrow I = ?$

$V_E = -5V$  donc  $V_E < V_D \Rightarrow$  la diode D est bloquée, donc  $I = 0$   
 et  $V_R = RI \Rightarrow V_R = 0$

3)  $V_E = 1V \Rightarrow I$  et  $R$ ?

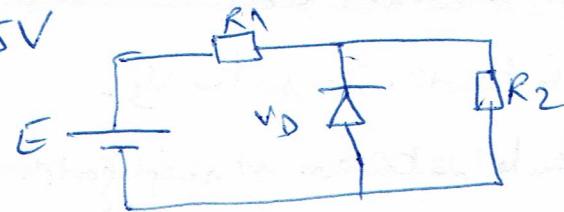
Pour  $V_E = 1V > 0.7V \Rightarrow$  diode passante  $\Rightarrow V_E - V_D - V_R = 0$

$$\Rightarrow V_E - V_D = RI \Rightarrow I = \frac{V_E - V_D}{R} = \frac{1 - 0.7}{10^3} \Rightarrow I = 0.3 \text{ mA}$$

$$V_R = V_E - V_D = RI = 10^3 \times 0.3 / 10^3 \Rightarrow V_R = 0.3V$$

EXO4: Soit le schéma suivant :

- 1) calculer  $V_{R_2}$  pour  $E = 5V$   
et  $R_1 = R_2 = 1k\Omega$



Solution:  $E = 5V \Rightarrow$  Diode bloquée

$$E - (R_1 + R_2) I = 0 \Rightarrow I = \frac{E}{R_1 + R_2} = \frac{5}{2 \times 10^3} \Rightarrow I = 2,5mA$$

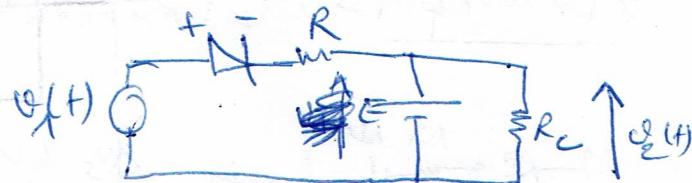
$$V_{R_2} = R_2 I \Rightarrow V_{R_2} = 10^3 \times 2,5 \times 10^{-3} \Rightarrow V_{R_2} = 2,5V$$

EXO5: Soit le circuit à diode suivant :

- 1) Donner le graphe de  $V_2(t)$ .

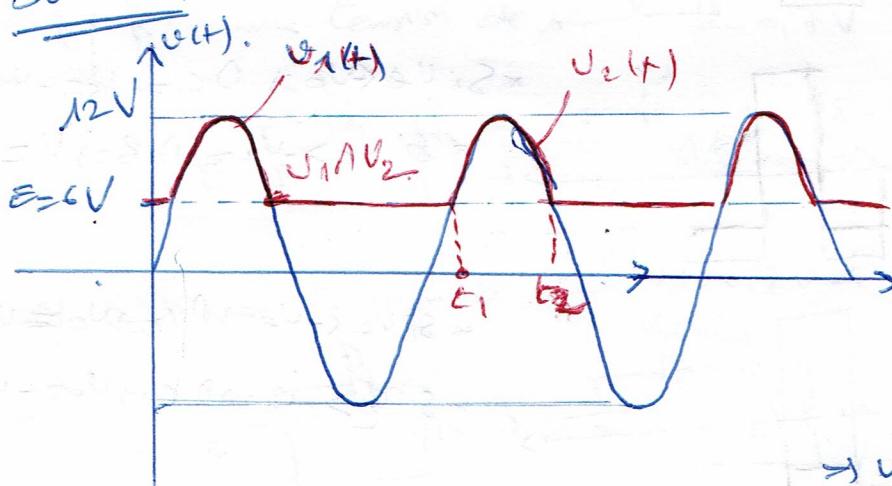
- 2) Donner le graphe de  $V_1(t)$ .

- 3) Soit le temps  $t_1$  tel que :  $0 \leq t_1 \leq T$ , où la diode est passante.  
et soit le temps  $t_2$  tel que :  $0 \leq t_2 \leq T$ , où la diode est bloquée.  
Calculer  $t_1$  et  $t_2$ .



$$V_1(t) = V_M \sin \omega t, V_M = 12V, \omega = 100\pi, D: \text{Diode idéale}, \\ E = 6V \text{ un générateur de tension continue}, E = 6V.$$

Solution:



\* Si  $V_1(t) > E \Rightarrow$  Diode passante  
on peut la remplacer par un fil.  
 $V_1(t) = V_2$

\* Si  $V_1(t) < E \Rightarrow$  Diode bloquée  
on peut la remplacer par un circuit ouvert.

\*  $V_1(t) = E \Rightarrow V_2 = 6V$ .

$$V_1 = 12 \sin \omega t \\ \Rightarrow V_1 \approx V_2 \Rightarrow 6 = 12 \sin \omega t$$

$$\Rightarrow 6 = 12 \sin \omega t \Rightarrow 6 = 12 \sin 100\pi t_1 \Rightarrow \sin 100\pi t_1 = \frac{1}{2}$$

$$\Rightarrow 100\pi t_1 = \frac{\pi}{6} \Rightarrow t_1 = \frac{1}{600} \Rightarrow t_1 = 1,66 \times 10^{-3}s$$

$$\omega t_2 = \pi - \omega t_1 \Rightarrow \pi - \frac{\pi}{6} = \frac{5\pi}{6} \Rightarrow 100\pi t_2 = \frac{5\pi}{2} \Rightarrow t_2 = \frac{5}{100}$$

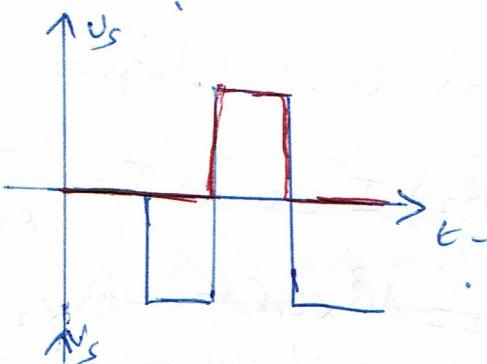
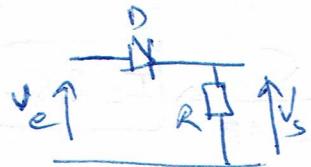
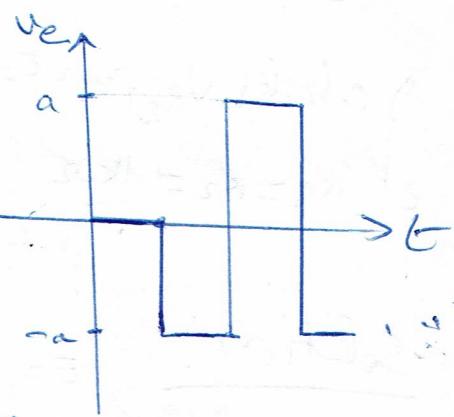
⇒  $t_2 = 8,133 \times 10^{-3}s$

Exo 6! les diodes sont supposées idéales, on attaque chaque circuit

suivant par une tension d'entrée  $V_e$ .

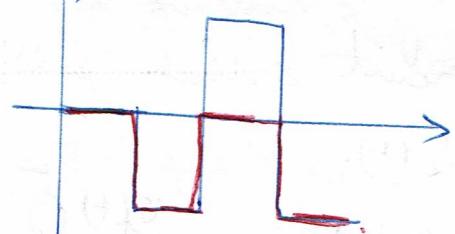
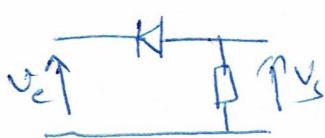
Donner l'allure de la tension de sortie  $V_s$ .

on suppose que la chute de tension est négligeable  
dans  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R > 2V_0$ .



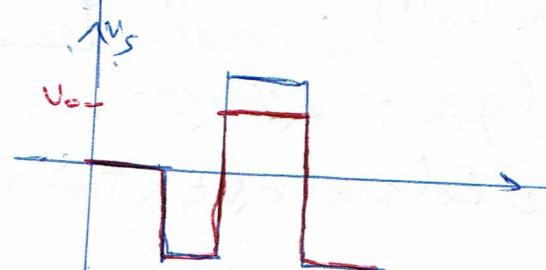
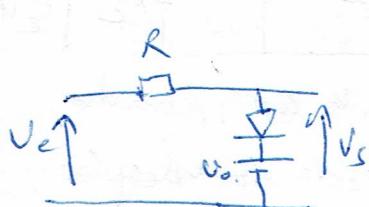
\* Si  $V_e > 0 \Rightarrow D.C \Rightarrow V_s = V_e$

\* Si  $V_e < 0 \Rightarrow D.B \Rightarrow V_s = 0$



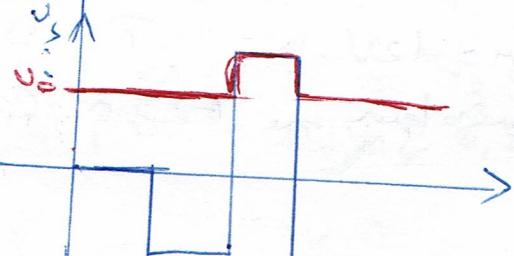
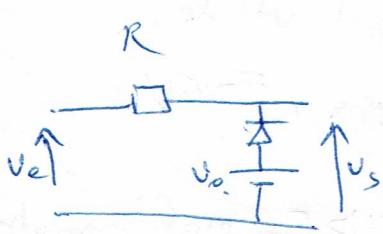
\* Si  $V_e > 0 \Rightarrow D.B \Rightarrow V_s = 0$

\* Si  $V_e < 0 \Rightarrow D.C \Rightarrow V_s = V_e$



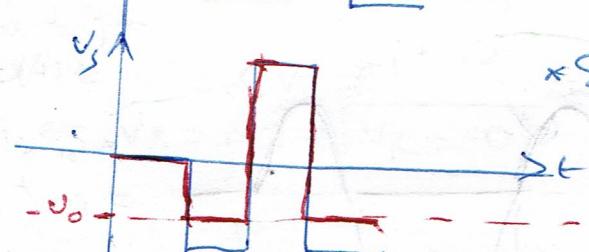
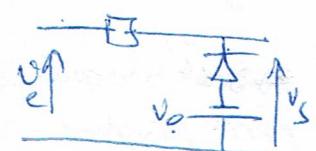
\* Si  $V_e < V_0 \Rightarrow D.B \Rightarrow V_s = V_e$

\* Si  $V_e > V_0 \Rightarrow D.C \Rightarrow V_s = V_e$



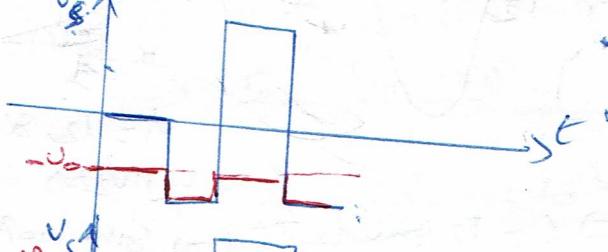
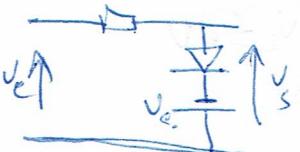
\* Si  $V_e < V_0 \Rightarrow D.C \Rightarrow V_s = V_e$

\* Si  $V_e > V_0 \Rightarrow D.B \Rightarrow V_s = V_e$



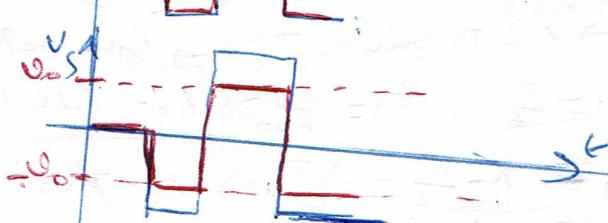
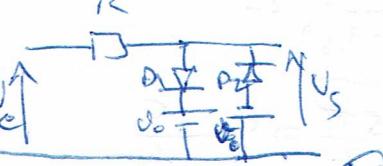
\* Si  $V_e < -V_0 \Rightarrow D.C \Rightarrow V_s = -V_0$

\* Si  $V_e > -V_0 \Rightarrow D.B \Rightarrow V_s = V_e$



\* Si  $V_e > -V_0 \Rightarrow D.C \Rightarrow V_s = V_e$

\* Si  $V_e > -V_0 \Rightarrow D.B \Rightarrow V_s = -V_0$



\* Si  $V_e > -V_0 \Rightarrow D.B \Rightarrow V_s = -V_0$

\* Si  $V_e > -V_0 \Rightarrow D.C \Rightarrow V_s = V_e$

\* Si  $V_e < -V_0 \Rightarrow D.C \Rightarrow V_s = -V_0$

### Exo 1

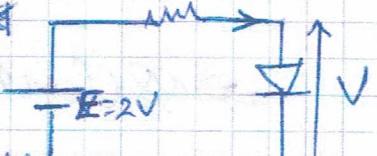
pour le même que le tracé de la caractéristique statique d'une diode polarisée en directe (figuré ci-dessous), on a donné lieu au résultat figurant dans le tableau suivant :

V (volt)	0	0,5	0,55	0,6	0,65	0,7	0,75	0,8	0,85	0,9
I (mA)	0	0	0,1	0,2	0,25	0,4	1,1	3	9	16

- 1) Tracer la caractéristique de la diode  $I_D(V)$

On déduira la nature de la diode.

$$R = 125 \Omega$$



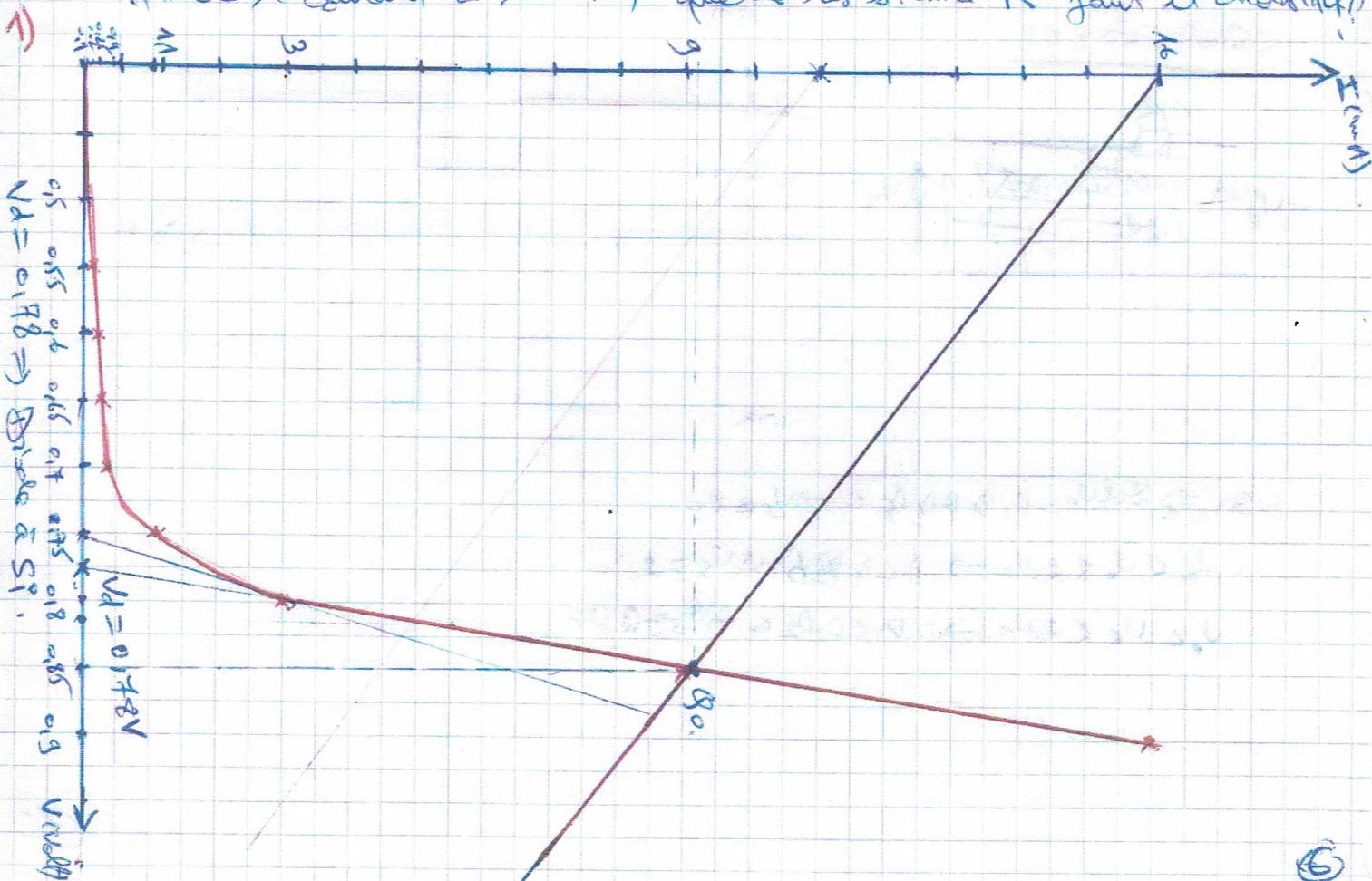
- 2) Donner l'équation de la droite de charge statique.

- 3) On déduira graphiquement le point de fonctionnement.

- 4) Comment se déplace la droite de charge lorsque  $E$  est fixe et  $R$  variable.

- 5) même question que précédemment lorsque  $R$  fixe et  $E$  variable.

- 6) On se place dans le cas où  $E$  est fixe et égale à 1,5V, on veut fixer le courant à 12mA, quelle résistance  $R$  faut-il choisir?



2) Équation de la droite de charge.

$$E - RI - V = 0$$

$$\Rightarrow I = \frac{E - V}{R} \Rightarrow \boxed{I = \frac{E}{R} - \frac{V}{R}}$$

équation de la droite de charge.

3) on déduire graphiquement le point de fonctionnement :

$$\text{pour } I=0 \Rightarrow E=V \Rightarrow \boxed{V=2 \text{ Volt.}}$$

$$\text{pour } V=0 \Rightarrow I = \frac{E}{R} \Rightarrow \boxed{I = 16 \text{ mA}}$$

$$\Rightarrow Q_0 (0,85V, 9mA) = (V_{Q_0}, I_{Q_0})$$

4)  $E$ : fixe,  $R$ : variable : droite de charge déplace autour de  $Q_0$ .

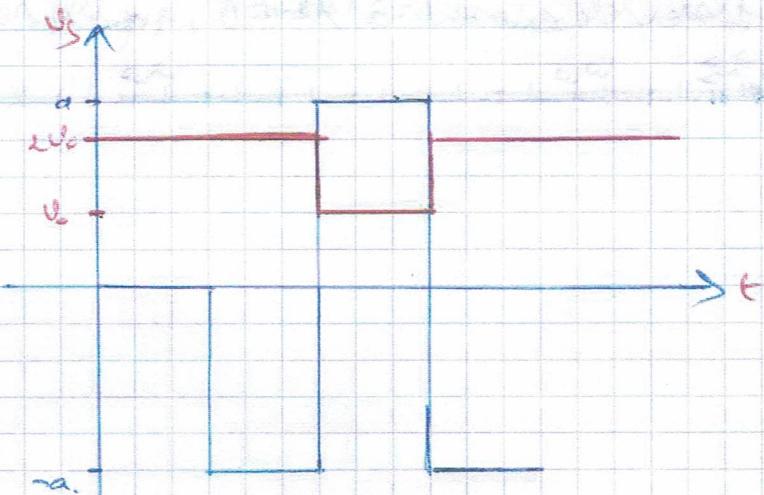
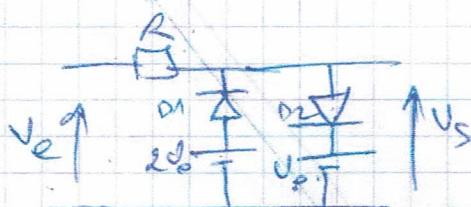
5)  $R$ : fixe,  $E$ : variable : droite de charge déplace parallèlement

(la pente change pas :  $I = \frac{E-V}{R}$ ), car  $R$  fixe.

6)  $E = 1,5 \text{ V}$ ,  $I = 12 \text{ mA}$ ,  $R ?$

$$\Rightarrow R = \frac{E - V}{I} = \frac{1,5 - 0,83}{12 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow \boxed{R = 55,83 \Omega}$$

Suite Exo C1

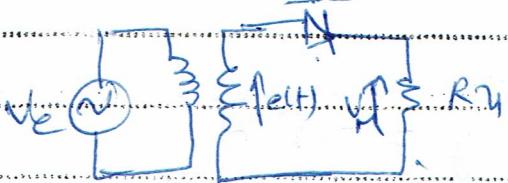


Si  $V_o > 2V_0 \Rightarrow D_1 B, D_2 C \Rightarrow V_s = V_0$

$V_o < V_0 < 2V_0 \Rightarrow D_1 C, D_2 B \Rightarrow V_s = 2V_0$

$V_0 < V_o < 2V_0 \Rightarrow D_1 C, D_2 C \Rightarrow V_s = 2V_0$

EX08: Soit le circuit ci-dessous, avec  $E_{eff} = 300V$

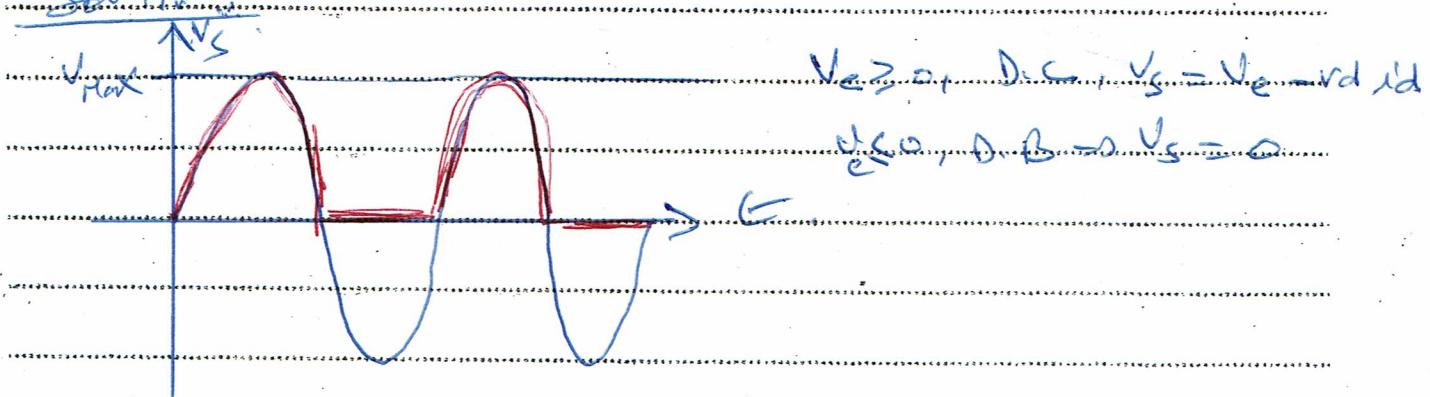


$$R_d = 25\Omega, R_L = 400\Omega$$

1) Trouver la valeur de  $V_H$ , et tracer le comportement de ce montage.

2) Trouver la valeur moyenne  $V_{H\text{moy}}$ ,  $V_{eff}$ ,  $I_{H\text{moy}}$ ,  $I_{eff}$ ,  $T$ .

Solution:



$$V_H ? \text{ car } E_m = r_d i_d + V_H \quad , \quad V_H = R_L i_d \Rightarrow i_d = \frac{V_H}{R_L}$$

$$V_H = E_m - r_d i_d = E_m - r_d \frac{V_H}{R_L} \Rightarrow V_H \left(1 + \frac{r_d}{R_L}\right) = E_m$$

$$\Rightarrow V_H = \frac{E_m}{1 + \frac{r_d}{R_L}} \quad ; \quad E_m = E_{eff} \sqrt{2} = 300\sqrt{2} \Rightarrow E_m = 424,26V$$

$$V_H = \frac{424,26}{1 + \frac{25}{400}} \Rightarrow V_H = 400V$$

$$2) V_{H\text{moy}} ? \quad , \quad V_{H\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_H \sin \omega t dt = \frac{V_H}{T} \int_0^{T/2} \sin \omega t dt +$$

$$V_{H\text{moy}} = \frac{V_H}{T} \left[ -\cos \frac{\omega T}{2} + \right]_0^{\omega T/2} = \frac{V_H}{2\pi} \left[ -\cos \frac{\omega \pi}{2} + \cos 0 \right]$$

$$V_{H\text{moy}} = \frac{V_H}{2\pi} \Rightarrow V_{H\text{moy}} = \frac{V_H}{\pi} = \frac{400}{\pi} \Rightarrow V_{H\text{moy}} = 127,32V$$

$$V_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T V_H^2 \sin^2 \omega t dt = \frac{V_H^2}{T} \int_0^T \left( \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \right) dt$$

$$= \frac{V_H^2}{T} \left[ \frac{t}{2} - \left( \frac{1}{4\omega} \sin 2\omega t \right) \right]_0^T = \frac{V_H^2}{T} \left[ \frac{T}{2} - \left( \frac{1}{4\omega} \sin 2\omega \frac{T}{2} \right) \right] \quad (3)$$

$$V_{eff} = \frac{V_M^2}{4} = \frac{160000}{4} \Rightarrow V_{eff} = 200 \text{ V}$$

$$I_{moy} = \frac{V_{moy}}{R_N} = \frac{127,32}{400} \Rightarrow I_{moy} = 0,31 \text{ A}$$

$$I_{off} = \frac{V_{eff}}{R_N} = \frac{200}{400} \Rightarrow I_{off} = 0,5 \text{ A}$$

(6)

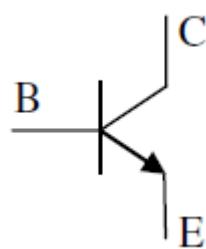
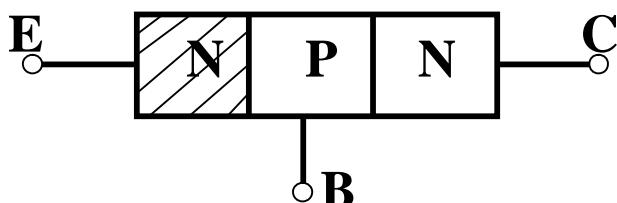
## Chapitre 4 : Le Transistor Bipolaire

### 1- Introduction

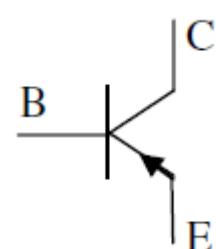
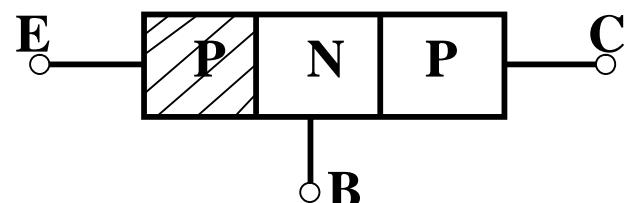
Généralement en électronique, en électrotechnique et en automatique, on est amené à utiliser des composants actifs en vue de réaliser une fonction particulière telle que l'amplification, ou la commutation, le transistor assure cette fonction. Le transistor bipolaire est un composant essentiel de l'électronique moderne, il est construit sur la base de deux jonctions (**PN**) qui lui confèrent des caractéristiques électrique un peu plus complexe que celle de la diode. C'est à partir de ces caractéristiques que nous pouvons examiner le comportement électrique du transistor.

Un transistor bipolaire est formé d'un cristal de silicium comportant trois zones de dopage distinctes. Selon les cas, les transistors sont dits NPN ou PNP.

Les trois couches (zones) forment trois régions appelées dans l'ordre **Emetteur (E)**, **Base (B)** et **Collecteur (C)**. Il s'agit de deux jonctions PN ayant en commun une région centrale appelée base.



Transistor NPN



Transistor PNP

Les transistors **NPN** dans lesquels une mince couche de type **P** est comprise entre deux zones de type **N**

Les transistors **PNP** dans lesquels une mince couche de type **N** est comprise entre deux zones de type **P**

Figure 1 Transistor bipolaire

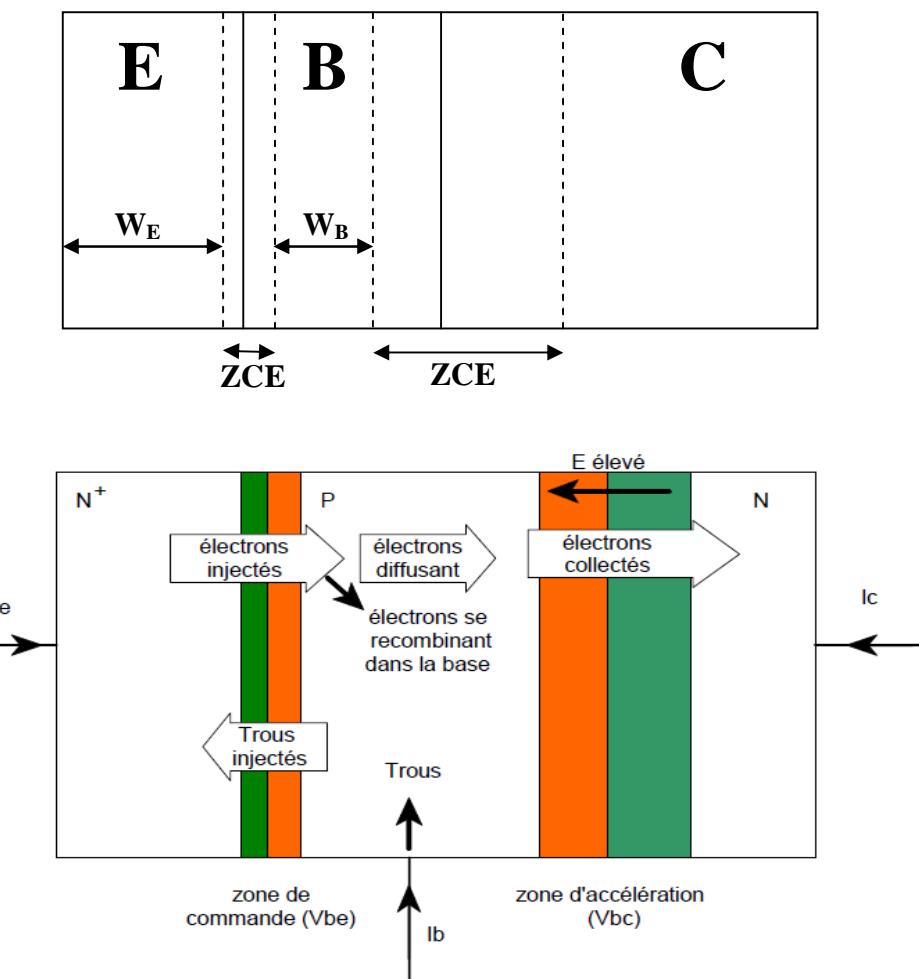
La structure d'un transistor n'est pas symétrique. En effet, la zone correspondant à l'émetteur possède un dopage plus important que celle correspondant au collecteur. On ne peut pas donc inverser émetteur et collecteur dans un montage à transistor.

## 2- Fonctionnement du transistor

L'étude sera menée sur un transistor bipolaire de type NPN qui est le plus utilisé et le plus facile à réaliser. Le fonctionnement d'un transistor de type PNP se déduit en échangeant les rôles des électrons ainsi que des trous et en inversant les signes des tensions d'alimentation et des courants.

### 2.1 Structure NPN

Soient deux jonctions PN ayant en commun une région centrale de type P. la figure 2 représente la coupe transversale de cette structure. Il se crée 2 zones de charges d'espace au niveau des jonctions d'émetteur **EB** et de Base Collecteur **BC**. Le diagramme de répartition des charges et potentiels au niveau des deux jonctions est donné à la figure2.

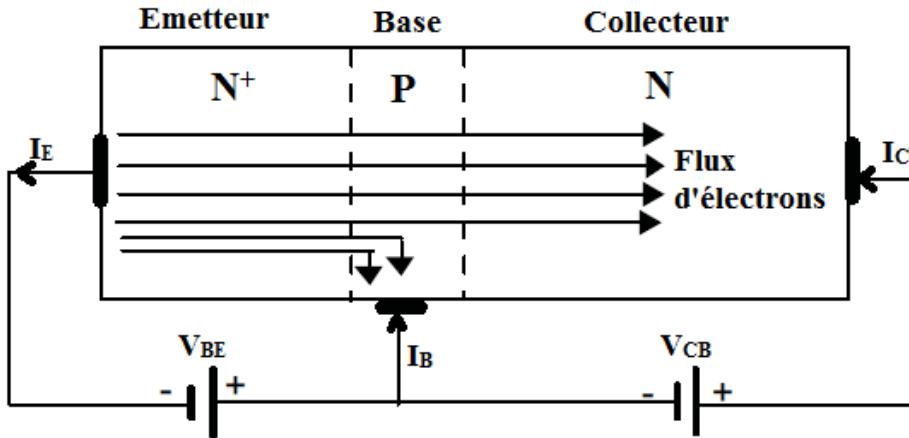


**Figure 2 Structure NPN d'un transistor bipolaire**

Nous appelons épaisseur effective d'une zone, son épaisseur technologique diminuée des épaisseurs de zones de charge d'espace s'il ya lieu.

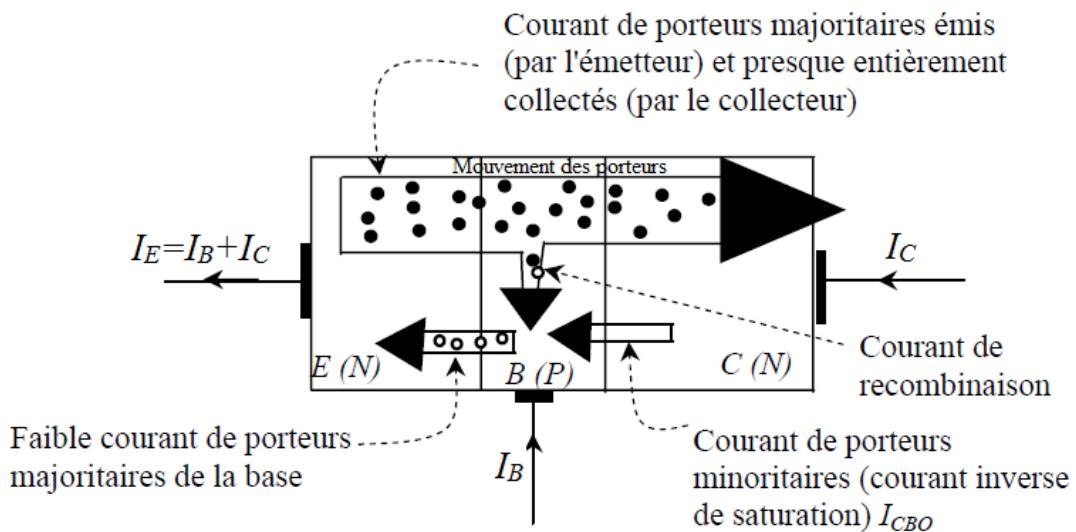
## 2.2 Mécanisme de conduction dans une Structure NPN

Parmi les différentes façons de polariser un transistor de type NPN, une seulement, présente un intérêt primordial. Si nous polarisons la jonction émetteur-base en direct ( $V_{BE} > 0$ ) et la jonction collecteur-base en inverse ( $V_{BC} < 0$ ), nous obtenons la configuration visible sur la figure 3.



**Figure 3 Polarisation directe et principe de l'effet transistor.**

Dans ces conditions, sous l'effet de la polarisation directe  $V_{BE}$ , l'émetteur injecte des électrons dans la base. Ceux-ci diffusent perpendiculairement à la jonction et si la base est assez mince pour que les recombinaisons y soient négligées, ils atteignent la frontière de la ZCE de la jonction base collecteur polarisée en inverse. Là ils sont pris en charge par le champ électrique intense et dont le sens favorise le passage des porteurs minoritaires. Ils sont alors balayés vers le collecteur qui est une région N et où ils redeviennent donc porteurs majoritaires. La figure 4 schématisse le mouvement des porteurs dans une structure NPN et le sens des courants.



**Figure 4 Bilan des courants pour un transistor réel**

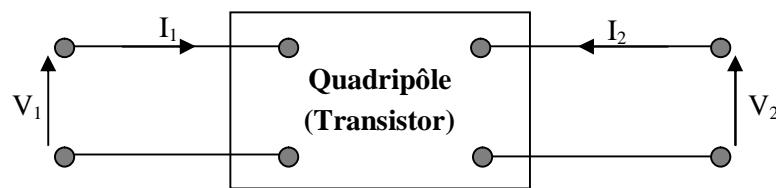
Le courant total de collecteur est légèrement inférieur au courant d'émetteur.

L'effet transistor consiste donc à injecter des porteurs d'un émetteur très dopé vers une base assez mince, où ils deviennent minoritaires et d'où grâce au champ inverse intense, ils sont collectés vers la région du collecteur. Ce type de transistor est appelé **transistor bipolaire** car la conduction se fait avec les deux types de porteurs.

### 3- Gain en courant d'un transistor bipolaire

#### 3.1 Le transistor considéré comme un quadripôle

Quand le transistor est connecté dans un circuit, il est généralement monté en quadripôle. On lui applique donc la convention des signes du quadripôle.



**Fig. 5** Représentation en quadripôle

#### 3.2 Les différents montages d'un transistor bipolaire

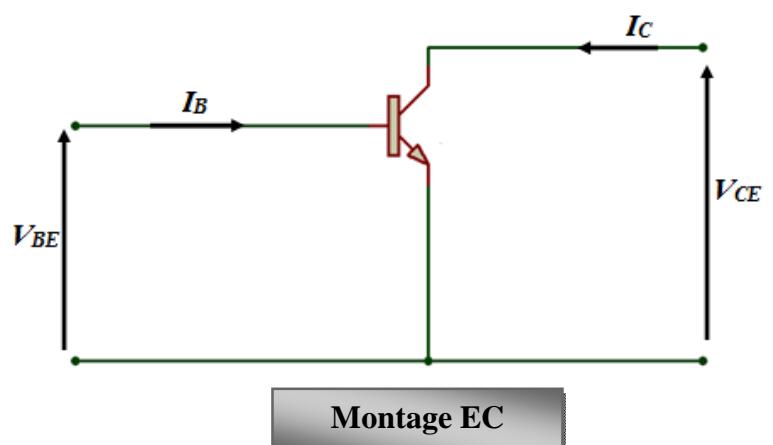
Les caractéristiques statiques des transistors bipolaires sont constituées par les relations entre les courants et tensions à l'entrée et à la sortie du transistor. Suivant le type de montage utilisé les caractéristiques seront différentes pour un même composant. Le transistor ayant trois électrodes, l'une d'elles sera commune à l'entrée et à la sortie. Il en résulte trois montages principaux :

- Le montage émetteur commun.
- Le montage base commune.
- Le montage collecteur commun.

La figure 6 représente ces trois montages en précisant les tensions et les courants d'entrée et de sortie.

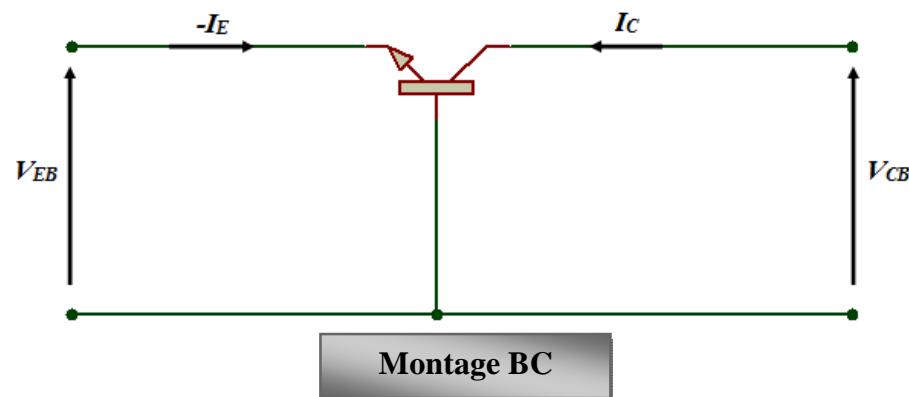
##### 3.2.1 Le montage émetteur commun.

- courant d'entrée :  $I_B$
- courant de sortie :  $I_C$
- tension d'entrée :  $V_{BE}$
- tension de sortie :  $V_{CE}$



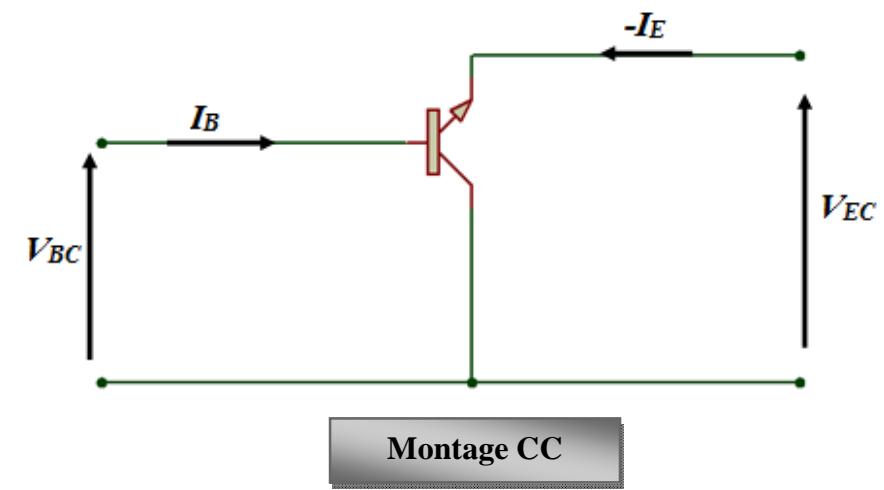
### 3.2.2 Le montage base commune.

- courant d'entrée :  $-I_E$
- courant de sortie :  $I_C$
- tension d'entrée :  $V_{EB}$
- tension de sortie :  $V_{CB}$



### 3.2.3 Le montage collecteur commun.

- courant d'entrée :  $I_B$
- courant de sortie :  $-I_E$
- tension d'entrée :  $V_{BC}$
- tension de sortie :  $V_{EC}$

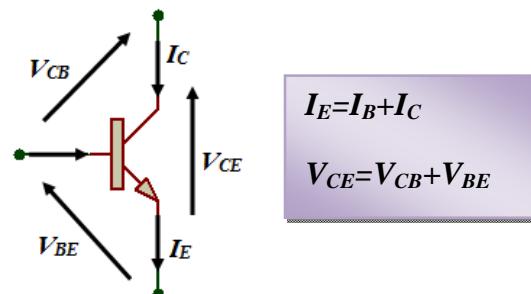


**Figure 6 Différents types de montage du transistor**

Le tableau 1 montre un résumé des tensions et courants des différents types de montage du transistor.

Paramètres	Montage EC	Montage BC	Montage CC
<b>Borne d'entrée</b>	base	émetteur	base
<b>Borne de sortie</b>	collecteur	collecteur	émetteur
<b>Courant d'entrée</b>	$I_B$	$I_E$	$I_B$
<b>Courant de sortie</b>	$I_C$	$I_C$	$I_E$
<b>Tension d'entrée</b>	$V_{BE}$	$V_{EB}$	$V_{BC}$
<b>Tension de sortie</b>	$V_{CE}$	$V_{CB}$	$V_{EC}$

**Tableau 1**



Sachant que l'effet transistor est de faire véhiculer un fort courant du collecteur à partir d'un faible courant de base ( $I_C \gg I_B$ ). On définit l'amplification statique du courant  $\beta = \frac{I_C}{I_B} \Rightarrow I_C = \beta I_B$

### 3.3 Relations fondamentales pour transistor bipolaire

#### 3.2.1 Montage base commune (gain en courant en base commune)

D'après le montage en base commune de la figure 6 on a :

$$I_E = I_B + I_C$$

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

Où  $I_{CB0}$  est le courant inverse de saturation de la jonction Base-Collecteur (appelé aussi courant de fuite à émetteur ouvert  $I_E=0$ ). En pratique,  $I_{CB0}$  est un constant très faible.

En première approximation  $I_C = \alpha I_E$  avec  $0.98 < \alpha < 0.99$

Le coefficient  $\alpha = I_C / I_E$  est appelé le **gain en courant en base commune**

#### 3.2.2 Montage émetteur commun (gain en courant en émetteur commun)

Dans la pratique, le montage le plus utilisé est le montage en émetteur commun figure 6 (à noté que l'émetteur est commun à l'entrée et à la sortie)

D'après le montage en émetteur commun de la figure 6 on a :

$$I_E = I_B + I_C$$

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

Où  $I_{CE0}$  est le courant de fuite à base ouverte  $I_B=0$ .

On a :  $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$  et  $I_{CE0} = (\beta + 1)I_{CB0}$

Comme le coefficient  $\alpha$  est voisin de l'unité, le coefficient  $\beta$  est dans la pratique compris entre 20 et 900.

Dans la pratique, le courant  $I_{CE0}$  est faible et  $I_C$  est proportionnel à  $I_B$  pour  $V_{CE}=\text{constante}$  :

Le coefficient  $\beta = \frac{I_C}{I_B} \Rightarrow I_C = \beta I_B$  est appelé le **gain en courant en émetteur commun**.

## 4- Transistor bipolaire dans les circuits

Le transistor possède deux fonctions principales :

- L'amplification de signaux dans les circuits analogiques.
- La commutation dans les circuits logiques.

### 4.1 Critère de choix d'un transistor

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

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

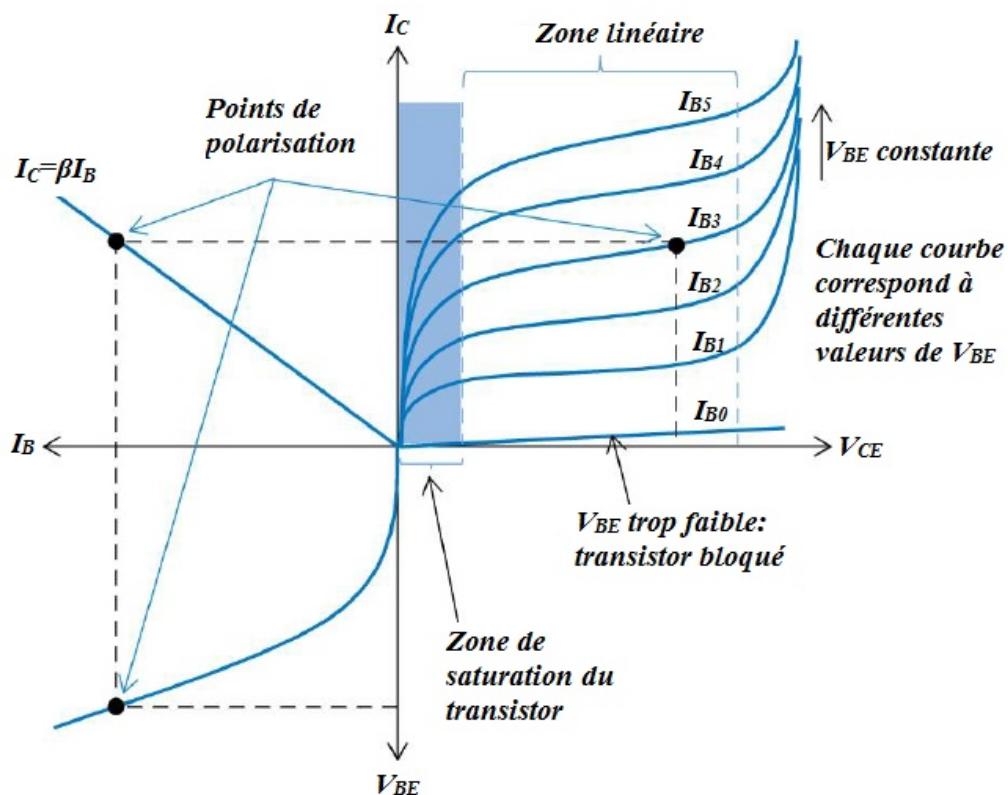
### 4.2 Principe d'amplification

#### 4.2.1 Réseau de caractéristiques statiques

Les caractéristiques sont les courbes qui représentent les relations entre les courants et les tensions du transistor. Elles permettent de délimiter les régions de fonctionnement du transistor, de déterminer le point de fonctionnement optimal et les paramètres hybrides du transistor.

On peut en principe définir quatre types de réseaux de caractéristiques (figure 7) :

- le réseau de caractéristiques d'entrée  $I_B(V_{BE}) \rightarrow V_{CE} = \text{Cte}$  ;
- le réseau de caractéristiques de transfert direct :  $I_C(I_B) \rightarrow V_{CE} = \text{Cte}$  ;
- le réseau de caractéristiques de sortie :  $I_C(V_{CE}) \rightarrow I_B = \text{Cte}$  ;
- le réseau de caractéristiques de transfert inverse :  $V_{BE}(V_{CE}) \rightarrow I_B = \text{Cte}$ .



**Figure 7 Réseau de caractéristique d'un transistor bipolaire**

#### 4.2.2 Polarisation d'un transistor bipolaire

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  $V_{BE}$  et  $V_{CE}$  ainsi que le courant de commande  $I_B$  et le courant d'émetteur ou de collecteur.

Le transistor étant un composant à trois entrées, pour appliquer les résultats vus sur les quadripôles, il faut prendre un des pôles communs à l'entrée et à la sortie. Le montage le plus utilisé est le montage « émetteur commun ».

Polariser un transistor va donc consister à insérer ce quadripôle entre un réseau d'entrée, qui va fixer les valeurs  $V_{BE}$  et  $I_B$ , et un réseau de sortie qui va fixer les valeurs  $V_{CE}$  et  $I_C$ .

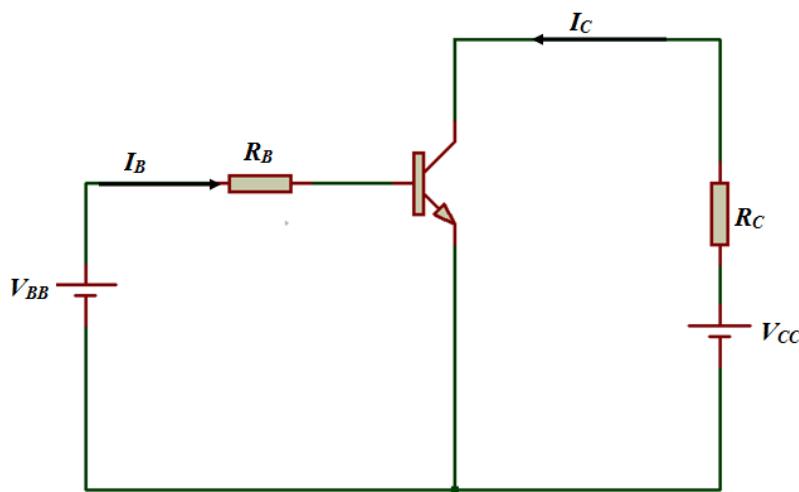
Soit le circuit de la figure 8. A l'entrée on a :

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE}$$

A la sortie nous avons :

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE}$$

Si on fixe un point de fonctionnement  $Q$  défini par :  $Q(I_B, I_C, V_{BE}, V_{CE})$ , on peut fixer les valeurs de résistances de polarisation  $R_B$  et  $R_C$ .

**Figure 8**

#### 4.2.3 Droite de charge

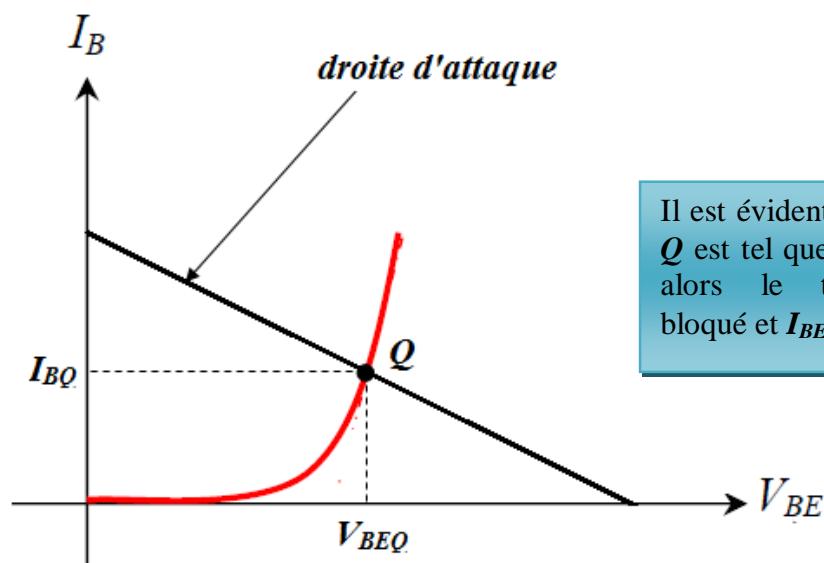
##### a. droite d'attaque statique :

C'est l'équation d'une droite que l'on appellera la *droite d'attaque*. Cette droite est représentée sur la caractéristique de base du transistor. Les valeurs de  $V_{BE}$  et de  $I_B$  devant vérifier à la fois l'équation de fonctionnement du transistor et celle du réseau d'entrée, elles seront déterminées par l'intersection entre la droite d'attaque statique et la caractéristique de base du transistor comme le montre la figure 9. L'équation de la droite d'attaque statique du transistor est donnée par :

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE}$$

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

C'est une droite de pente égale à  $\frac{1}{R_B}$ , figure 9

**Figure 9** Droite d'attaque

**b. droite de charge statique :**

L'équation de maille du circuit de sortie nous donne :  $V_{CC} = V_{CE} + R_C I_C$ . La droite représentative de cette équation est appelée *droite de charge statique*. L'intersection de cette droite avec la caractéristique de collecteur du transistor donne les valeurs de  $V_{CE}$  et de  $I_C$  comme le montre la figure 10. La caractéristique de collecteur choisie correspondra au courant de base  $I_{B0}$  déterminé par la droite d'attaque statique.

Alors:

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE}$$

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

C'est une droite de pente égale à  $\frac{1}{R_C}$ , figure 10

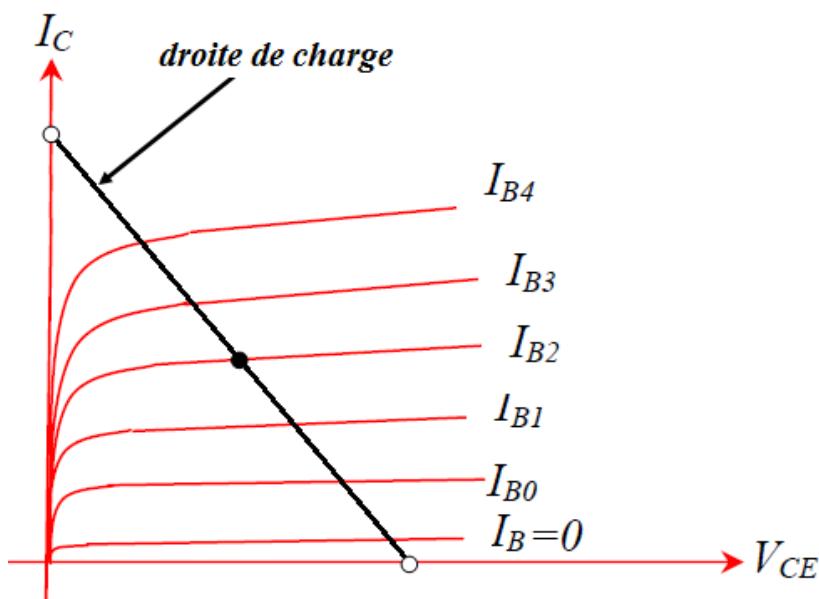


Figure 10 Droite de charge

#### 4.2.4 Amplification

Appliquons un signal variable à l'entrée du circuit de la figure 8. Cette tension va se superposer à la tension continue.

#### Notations :

On notera les grandeurs continues avec des lettres majuscules et des indices majuscules (exemple:  $V_{CE}$ ), les grandeurs alternatives avec des lettres minuscules et des indices minuscules (exemple:  $v_{ce}$ ), et la grandeur variable est leur somme avec des lettres minuscules et des indices majuscules (exemple:  $v_{CE} = V_{CE} + v_{ce}$ )

Sur la droite de charge, le point de repos Q peut varier entre les points A et B comme le montre la figure 11.

- Le point A correspond à  $i_{CMAX}$  est le point de **saturation**.

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C} \text{ et } V_{CESat} = 0$$

- Le point B correspond à  $v_{CE} = V_{CC}$  et  $i_C = 0$  est le point de **blocage**.

$$I_{CBLO} = 0 \text{ et } V_{CEBLO} = V_{CC}$$

Le courant et la tension de sortie variable varient autour du point  $Q$  (figure 11). Pour qu'ils puissent varier dans une large gamme, le point de fonctionnement doit être placé de préférence au milieu de la droite de charge.

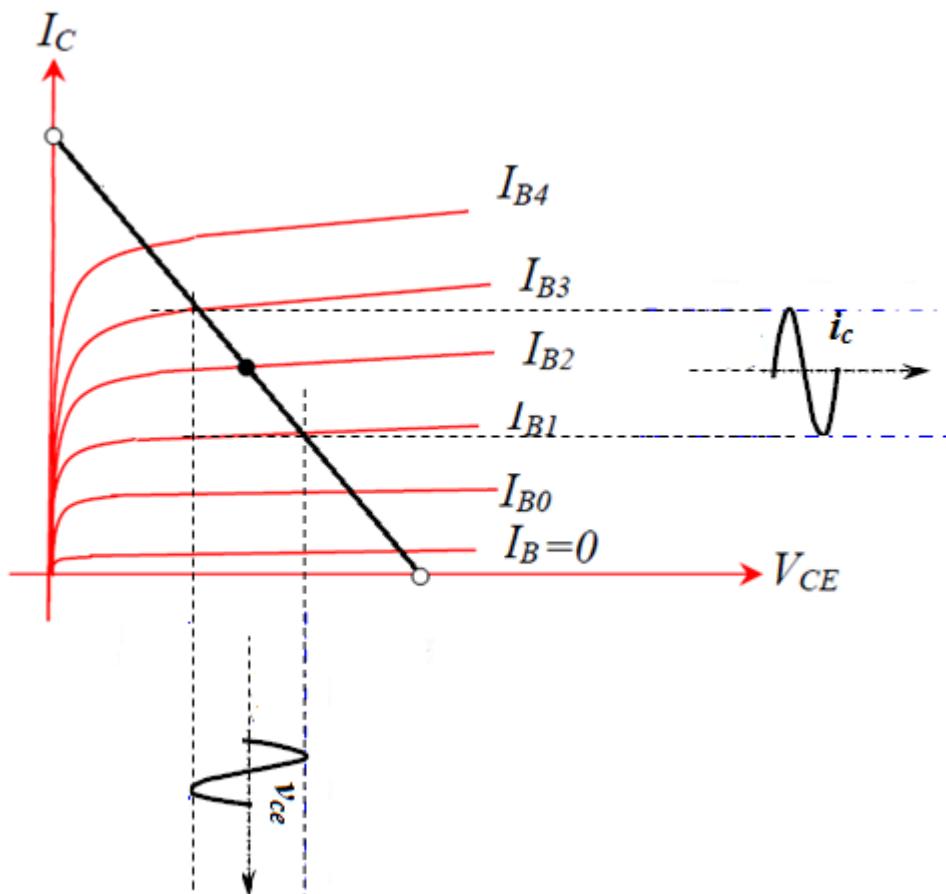


Figure 11

#### 4.2.4.1 Phénomène d'amplification

A l'entrée  $i_B$  faible ainsi que  $v_{BE}$

En sortie  $i_C$  élevée et  $v_{CE}$  grand

Nous avons donc un gain en puissance :  $A_P = \frac{V_{CE} i_C}{V_{BE} i_B}$

#### 4.2.5 Procédés de polarisation et facteur de stabilité

Nous avons vu que le courant de collecteur est de la forme :

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

$$I_C = \beta I_B + \frac{I_{CB0}}{1 - \alpha}$$

$I_{CB0}$ : courant de fuite, il est très sensible aux variations de température, Il double tous les  $6^{\circ}\text{C}$  pour une diode de silicium. Donc toute variation de la température implique une variation de  $I_{CB0}$  qui implique un changement dans le courant  $I_C$ .

On définit un facteur de stabilité S :

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CB0}}$$

Pour qu'un montage soit stable en température, il faut que le facteur de stabilité S soit proche de 1.

#### 4.2.5.1 Polarisation par courant de base imposé

Un exemple de circuit de polarisation par courant de base fixé est donné dans la figure 12. L'étude de ce circuit montre que le courant de base est donné par la relation suivante :

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

Si  $V_{BB} \gg V_{BE}$  alors  $I_B = \frac{V_{BB}}{R_B}$

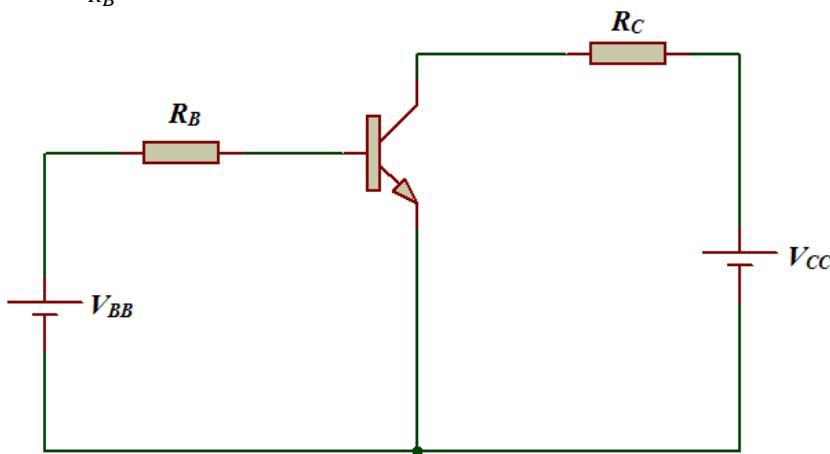


Figure 12

En ce qui concerne le facteur de stabilité, sachant que :

$$I_C = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B + \frac{I_{CB0}}{1 - \alpha}$$

Qui tient du courant de fuite dans un montage en émetteur commun.

Le calcul du courant de base donne :

$$I_B = \frac{1 - \alpha}{\alpha} I_C - \frac{I_{CB0}}{\alpha}$$

Pour notre circuit on a :

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE}$$

$$V_{BB} = R_{BB} \left[ \frac{1 - \alpha}{\alpha} I_C - \frac{\Delta I_{CB0}}{\alpha} \right]$$

En différenciant cette équation on trouve :

$$\Delta V_{BB} = 0 = \frac{1 - \alpha}{\alpha} I_C - \frac{\Delta I_{CB0}}{\alpha}$$

Alors le facteur de stabilité S est :

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CB0}} = \frac{1}{1 - \alpha}$$

Or :

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

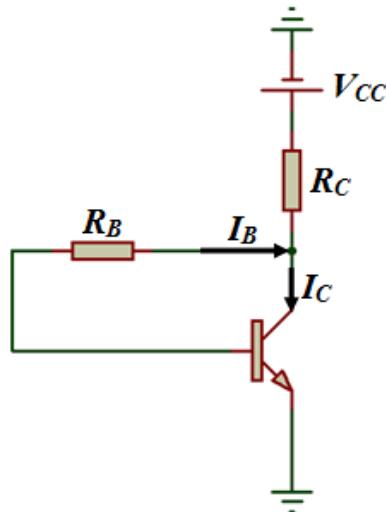
Donc le facteur de stabilité est :

$$S = \beta + 1$$

La valeur de  $\beta$  le gain statique en montage émetteur commun est relativement élevée. Donc ce montage donne une mauvaise stabilité en température.

#### 4.2.5.2 Polarisation par réaction de collecteur

Dans ce type de circuit de polarisation (voir figure 13), une résistance relie la base au collecteur. Se basant sur ce circuit nous pouvons écrire :



**Figure 13**

$$V_{CC} = R_C(I_B + I_C) + R_B I_B + V_{BE}$$

$$V_{CC} = R_C(I_B + I_C) + V_{CE}$$

$$I_B = \frac{1 - \alpha}{\alpha} I_C - \frac{I_{CB0}}{\alpha}$$

Puisque :

$$V_{BB} \ll V_{CC} \Rightarrow V_{CC} = R_C I_C + (R_B + R_C) I_B$$

$$V_{CC} = R_C I_C + (R_B + R_C) \left[ \frac{1 - \alpha}{\alpha} I_C - \frac{I_{CB0}}{\alpha} \right]$$

$$V_{CC} = \left[ R_C + (R_B + R_C) \frac{1 - \alpha}{\alpha} \right] I_C - (R_B + R_C) \frac{I_{CB0}}{\alpha}$$

$$\Delta V_{CC} = 0 = [\alpha R_C + (R_B + R_C)(1 - \alpha)] \Delta I_C - (R_B + R_C) \Delta I_{CB0}$$

On déduit le facteur de stabilité :

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CB0}} = \frac{1}{1 - \alpha \frac{R_B}{R_B + R_C}}$$

En comparant S à  $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ , on peut affirmer qu'il est inférieur à  $\beta$  mais il demeure supérieur à 1.

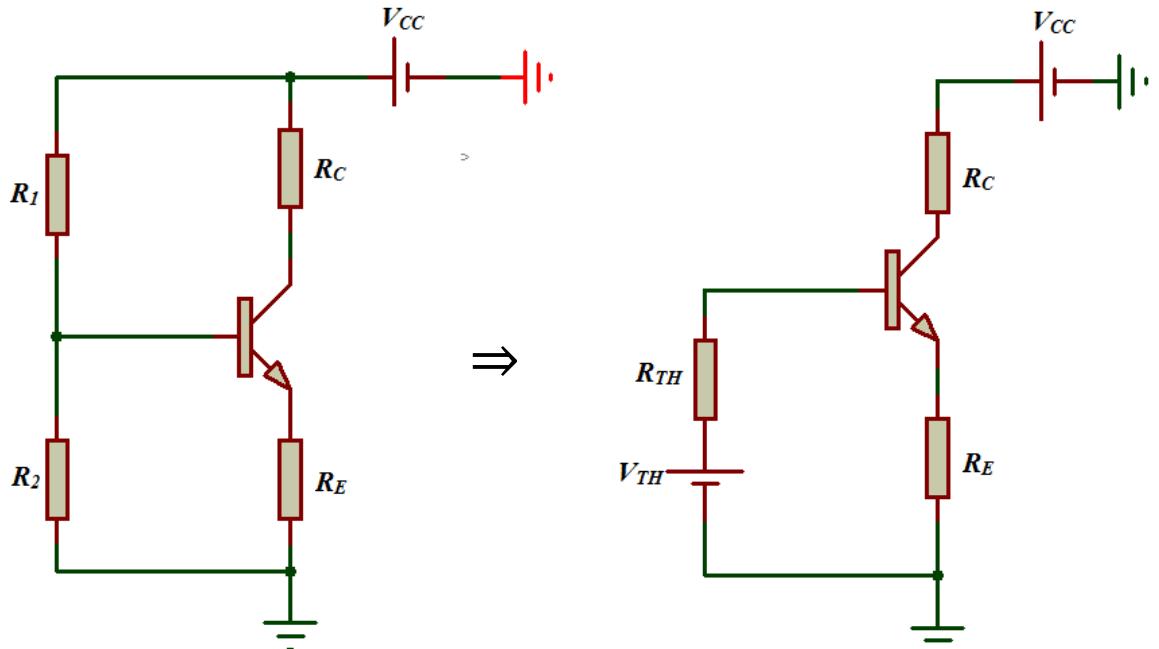
Donc ce type de polarisation donne aussi une mauvaise stabilité en température.

#### 4.2.5.3 Polarisation par résistance en série avec l'émetteur

Soit le circuit de la figure 14, où la polarisation de la base du transistor est assurée par le pont de résistances  $R_1$  et  $R_2$  et celle du collecteur par les résistances  $R_C$  en série avec le collecteur et  $R_E$  en série avec l'émetteur.

Ce circuit peut être transformé par le théorème de Thévenin et on obtient et obtient le schéma simplifié suivant :

**Figure 14**



$$V_{CC} = R_C I_C + R_E I_E + V_{CE}$$

$$V_{TH} = R_{TH} I_B + R_E (I_C + I_B) + V_{BE}$$

Cette équation peut se simplifiée si on tient compte que  $V_{BB} \ll V_{CC}$

$$V_{TH} = (R_{TH} + R_E) I_B + R_E I_C$$

Sachant que :

$$I_B = \frac{1 - \alpha}{\alpha} I_C - \frac{I_{CB0}}{\alpha}$$

On obtient :

$$V_{TH} = (R_{TH} + R_E) \left[ \frac{1 - \alpha}{\alpha} I_C - \frac{I_{CB0}}{\alpha} \right] + R_E I_C$$

$$V_{TH} = (R_{TH} + R_E) \left[ \frac{1 - \alpha}{\alpha} I_C - \frac{I_{CB0}}{\alpha} \right] + R_E I_C$$

$$V_{TH} = \left[ R_E + (R_{TH} + R_E) \frac{1 - \alpha}{\alpha} \right] I_C - I_{CB0} \frac{R_{TH} + R_E}{\alpha}$$

Après différentiation et simplification de cette équation on obtient :

$$S = \frac{1 + \frac{R_{TH}}{R_E}}{1 + \frac{R_{TH}}{R_E}(1 - \alpha)}$$

Le facteur de stabilité tend vers 1 si le rapport  $\frac{R_{TH}}{R_E}$  est faible  $S \rightarrow 1$ .

Donc ce circuit donne une bonne stabilité en température si on fixe correctement les valeurs des résistances de polarisation.

#### 4.3 Exemples de calcul de circuits polarisation

##### Exemple 01

Soit le circuit ci-contre où :

T est un transistor au silicium, avec  $\beta=50$ ,  $V_{BE}=0.6V$

Trouver  $I_C$  et  $V_{CE}$

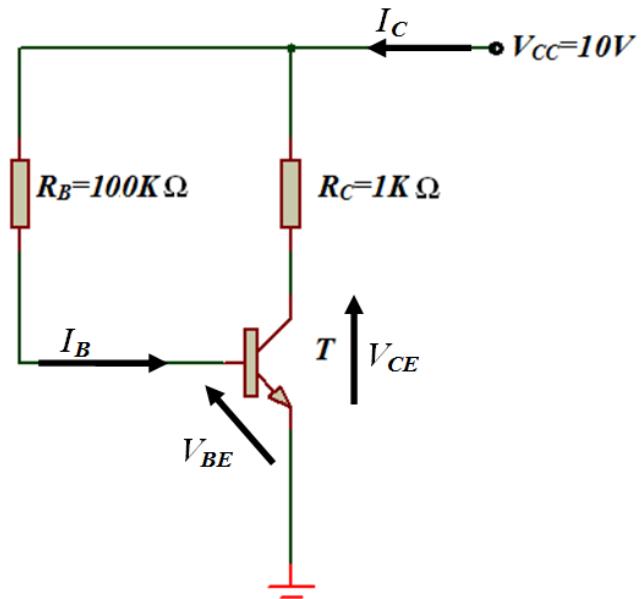
$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} \quad (1)$$

$$V_{CC} = R_B I_B + V_{BE} \quad (2)$$

$$\text{De (2) on a } I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{10 - 0.6}{100 \cdot 10^3} \Rightarrow I_B = 9.4 \cdot 10^{-5} \text{ mA}$$

$$I_C = \beta I_B = 50 \times 9.4 \cdot 10^{-5} \text{ donc } I_C = 4.7 \text{ mA}$$

$$\text{De (1) on a : } V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C = 10 - 4.7 \text{ donc } V_{CE} = 5.3V$$

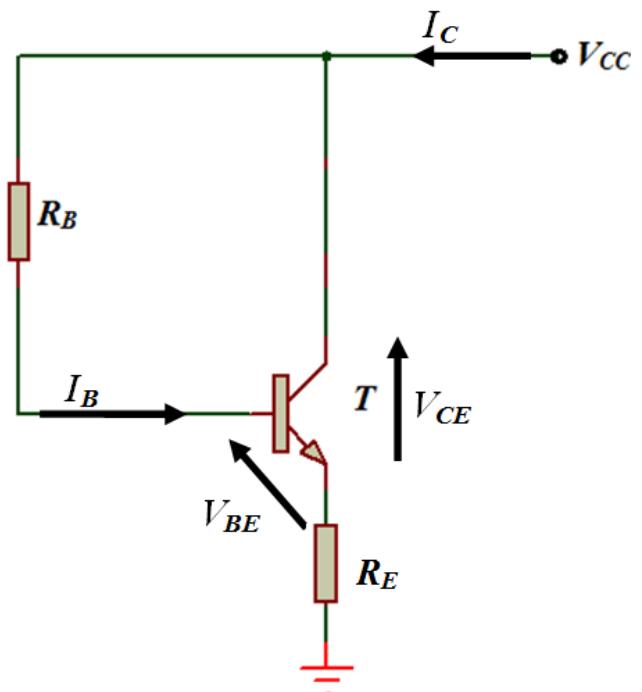


**Exemple 02**

Soit le circuit ci-contre où :

$$V_{CE}=10V, V_{BE}=0.5V, I_C=5mA \text{ et } \beta=100$$

Sachant que le point de fonctionnement est au milieu de la droite de charge, on se propose de calculer  $V_{CC}$ ,  $R_B$  et  $R_E$



$V_{CE}=10V$ , le point de fonctionnement est au milieu de

$$\text{la droite de charge alors } V_{CC}=2V_{CE}=20V$$

$$V_{CC}=R_E I_E + V_{CE}$$

$$I_E = I_C + I_B \approx I_C$$

$$\text{Alors } R_E I_E = V_{CC} - V_{CE} \Leftrightarrow R_E I_C = V_{CC} - V_{CE} \Leftrightarrow R_E = (V_{CC} - V_{CE}) / I_E = (20 - 10) / (5 \cdot 10^{-3})$$

$$\Leftrightarrow R_E = 2K\Omega$$

$$I_C = \beta I_B \Leftrightarrow I_B = I_C / \beta = 5 \cdot 10^{-3} / 100 \Leftrightarrow I_B = 5 \cdot 10^{-5} = 50 \mu A$$

$$V_{CC} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E \Leftrightarrow R_B = (V_{CC} - V_{BE} - R_E I_E) / I_B \Leftrightarrow R_B = (20 - 0.5 - 2 \cdot 10^3 \times 5 \cdot 10^{-5}) / 5 \cdot 10^{-5}$$

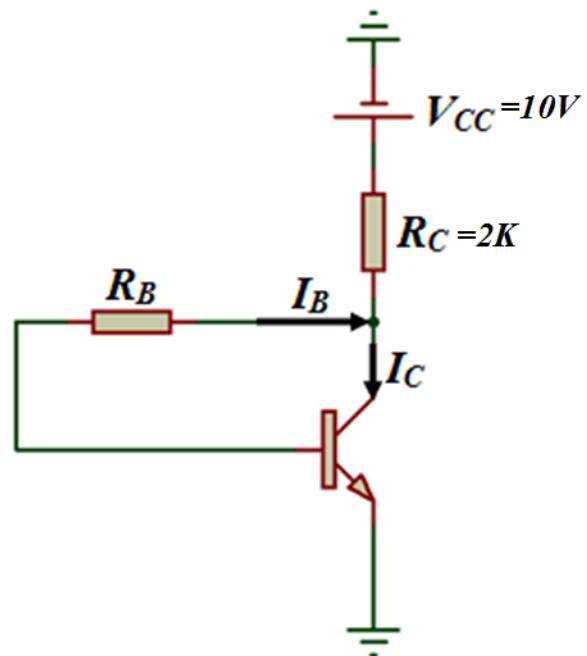
$$R_B = 1.9 \cdot 10^5 \Leftrightarrow R_B = 190 K\Omega$$

**Exemple 03**

Soit le circuit ci-contre où :

$$V_{CC}=10V, V_{BE}=0.3V, \beta=50 \text{ et } R_C=2K\Omega$$

Sachant que le point de fonctionnement est au milieu de la droite de charge, on se propose de calculer  $I_B$ ,  $R_B$  et le facteur de stabilité  $S$ .



La droite de charge alors  $V_{CC}=2V_{CE} \Leftrightarrow V_{CE} = V_{CC}/2 = 10/2 \Leftrightarrow V_{CE} = 5V$

$$V_{CC}=R_CI_C+V_{CE}$$

$$I_E=I_C+I_B \approx I_C$$

$$I_C = (V_{CC}-V_{CE})/R_C = (10-5)/(2 \cdot 10^3) \Leftrightarrow I_C = 2.5 \text{ mA}$$

$$I_C = \beta I_B \Leftrightarrow I_B = I_C/\beta = 2.5 \cdot 10^{-3}/50 \Leftrightarrow I_B = 5 \cdot 10^{-5} = 50 \mu\text{A}$$

$$V_{CC}=R_CI_C+R_BI_B + V_{BE} \Leftrightarrow R_B = (V_{CC}-R_CI_C - V_{BE})/I_B = R_B = (10 - 2 \cdot 10^3 \times 2.5 \cdot 10^{-3} - 0.3)/(50 \cdot 10^6)$$

$$\Leftrightarrow R_B = 94 \text{ k}\Omega$$

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CB0}} = \frac{1}{1 - \alpha \frac{R_B}{R_B + R_C}}$$

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

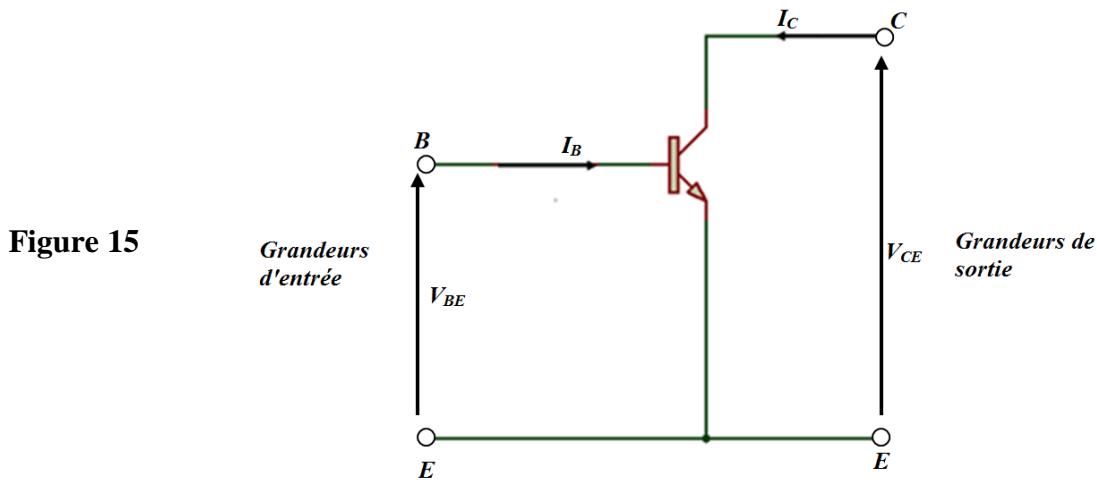
$$S = \frac{1}{1 - \frac{\beta}{1 + \beta} \frac{R_B}{R_B + R_C}}$$

$$S = \frac{1}{1 - \frac{50}{51} \frac{94 \cdot 10^3}{94 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3}}$$

Alors  $S=25$

#### 4.4 Le transistor en régime dynamique

En régime dynamique, à l'entrée du montage du transistor en émetteur commun, les grandeurs d'entrée et de sortie résultent de la superposition de grandeurs continues ou statiques ( $V_{BE}$ ,  $I_B$ ,  $I_C$  et  $V_{CE}$ ) et de grandeurs alternatives qui sont l'effet de source alternative.



Grandeur variable = Grandeur continue + Grandeur alternative

**Exemples :**

$$v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$$

$$i_C = I_C + i_c$$

Appliquons à l'entrée une tension alternative  $v_e$  en série avec  $V_{BB}$ , cette tension variable va produire une variation du courant de base qui implique une variation du courant de collecteur. Donc les courants en régime dynamique sont :

$$\text{Courant total de base : } i_B = I_B + i_b$$

$$\text{Courant total de collecteur : } i_C = I_C + i_c$$

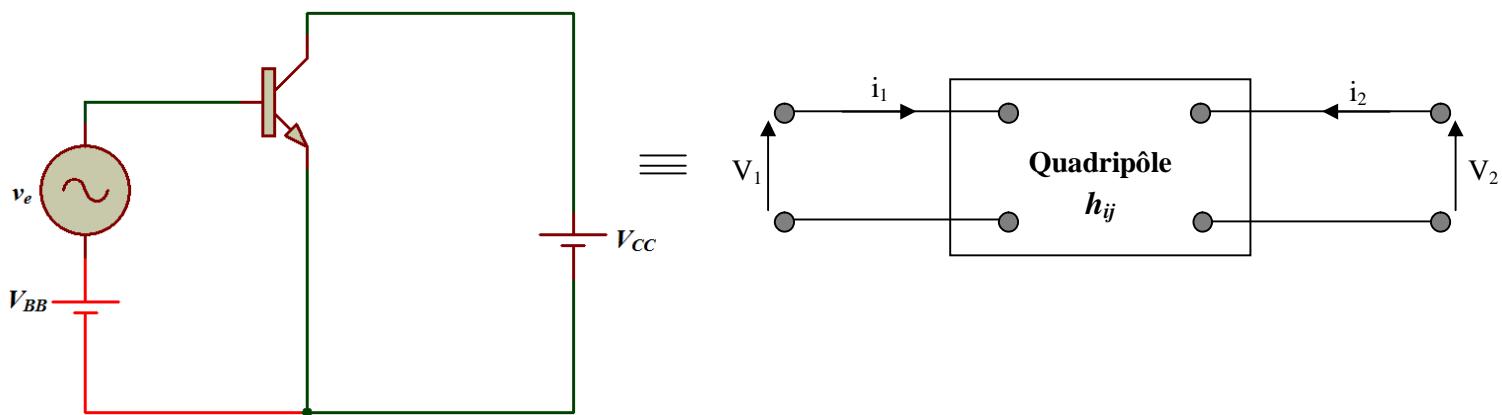


Figure 16

D'une façon générale, le transistor est considéré comme un quadripôle: il a deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie (une patte du transistor sera donc commune à l'entrée et à la sortie).

Il est commode de définir le quadripôle équivalent au transistor par ses paramètres hybrides "h" tels que:

$$\begin{cases} v_1 = h_{11}i_1 + h_{12}v_2 \\ i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}v_2 \end{cases} \equiv \begin{cases} v_{BE} = h_{11}i_B + h_{12}v_{CE} \\ i_C = h_{21}i_B + h_{22}v_{CE} \end{cases}$$

Ce qui correspond au schéma électrique équivalent suivant :

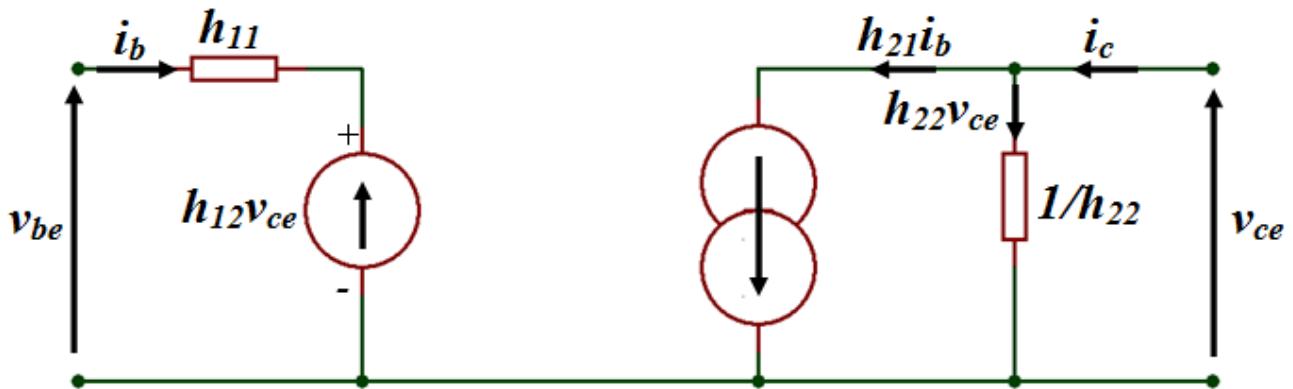


Figure 17 Schéma équivalent du transistor en alternatif monté en émetteur commun

#### 4.4.1 Signification physique des paramètres hybrides

D'après le système d'équation des paramètres hybrides  $h_{ij}$  on a :

$h_{11} = \frac{v_{be}}{i_b} = \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} \Big|_{v_{CE}=0}$  :  $h_{11}$  n'est autre que la résistance dynamique de la jonction base-émetteur (impédance d'entrée), la sortie étant en court circuit.  $v_{ce} = V_{CE} + v_{ce}$

$h_{12} = \frac{v_{be}}{v_{ce}} = \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta v_{CE}} \Big|_{i_B=0}$  :  $h_{12}$  est l'inverse du gain en tension (ou facteur de réaction de la sortie sur l'entrée).

$h_{21} = \frac{i_c}{i_b} = \frac{\Delta i_c}{\Delta i_B} \Big|_{v_{CE}=0}$  :  $h_{21} = \beta$  C'est le gain en courant du transistor. La sortie est en court circuit pour le signal alternatif.

$h_{22} = \frac{i_c}{v_{ce}} = \frac{\Delta i_c}{\Delta v_{CE}} \Big|_{i_B=0}$  :  $h_{22}$  C'est l'admittance de sortie du transistor à entrée ouverte pour le signal alternatif. En pratique, sa valeur est faible. Dans la suite on posera  $\rho = \frac{1}{h_{22}}$

**Remarque:** On a souvent  $h_{12}$  très faible de l'ordre de  $10^{-4}$   
 $h_{22}$  très faible de l'ordre de  $10^{-5}\Omega$  (où  $\rho$  est très grand)

Le schéma équivalent est réduit alors à :

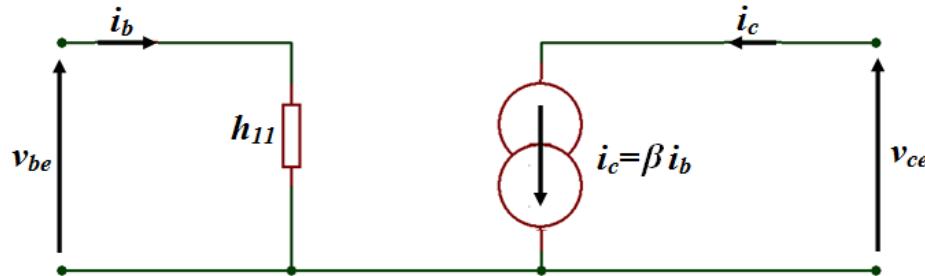


Figure 18

Dans un schéma équivalent en régime de petits signaux variable, seules les composantes variables des signaux sont considérées. Tous les potentiels constants sont équivalents à la masse.

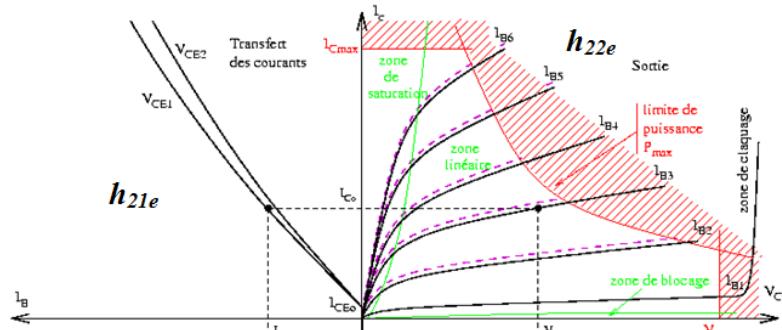
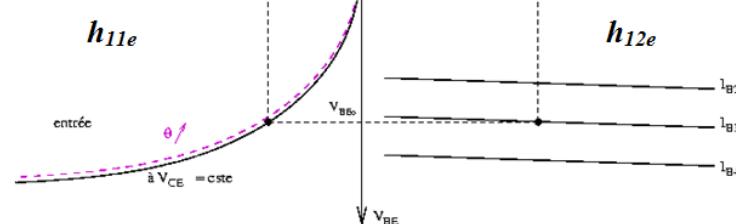


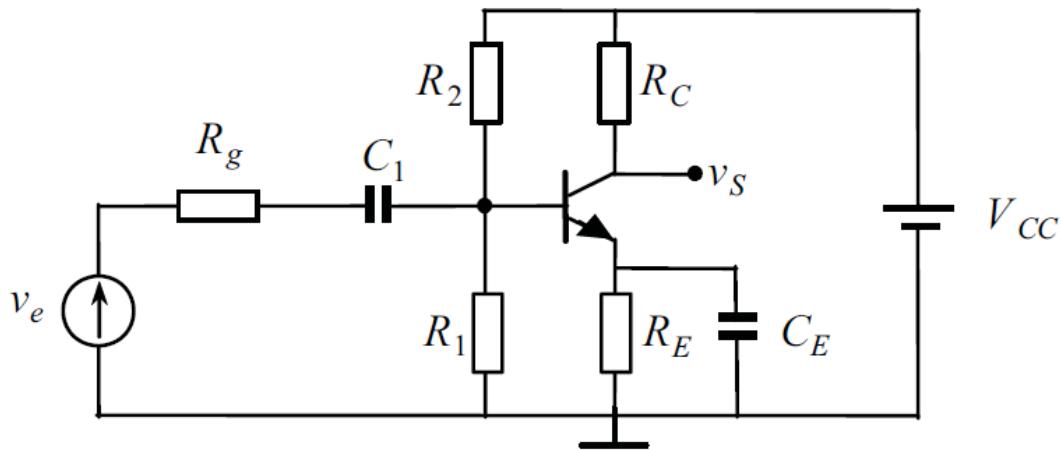
Figure 19



#### 4.4.2 Les amplificateurs à transistor bipolaire

La fonction principale d'un transistor, c'est l'amplification d'un signal présent à son entrée.

Un amplificateur à transistor peut comprendre un ou plusieurs étages, le nombre d'étages est égale au nombre de transistors présent dans le circuit amplificateur. La figure 20 montre un exemple d'un montage d'amplificateur à transistor bipolaire.



**Figure 20**

##### 4.4.2.1 Condensateurs de couplage et de découplage

On vient de voir qu'un montage à transistors comprenait un circuit en courant continu et un circuit en courant alternatif. Grâce aux condensateurs, on va pouvoir superposer le circuit en courant alternatif au circuit de polarisation sans que celui-ci modifie les courants et tensions continus.

###### a. Condensateurs de couplage

Un condensateur de couplage transmet (sans atténuation) un signal alternatif d'un point qui n'est pas à la masse à un autre point qui, lui non plus, n'est pas à la masse, il doit se comporter comme un court circuit en alternatif. Donc sa capacité doit être calculée en fonction de la fréquence la plus basse à transmettre. Pour calculer sa capacité, on doit transformer par le théorème de Thévenin le circuit auquel est reliée  $C_L$  (voir figure 21).

Dans le circuit équivalent de la figure 21,  $R_{TH}$  représente la résistance du circuit situé avant l'emplacement du condensateur et  $R_L$  la résistance d'entrée du circuit placé après le condensateur. Ce circuit est équivalent à un filtre passe bas dont la fréquence de coupure basse  $f_{cb}$  est donnée par la relation suivante :

$$|Z_C| = \frac{1}{C\omega} = \frac{1}{2\pi f C} \Rightarrow f_{cb} = \frac{1}{2\pi(R_{TH} + R_L)C_L}$$

Ce qui donne la valeur de  $C_L$  :

$$C_L = \frac{1}{2\pi f_{cb} (R_{TH} + R_L)}$$

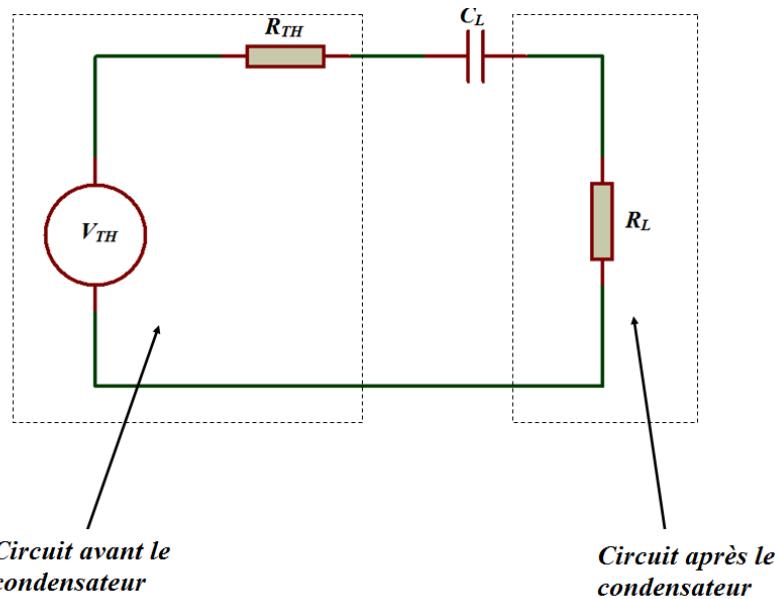
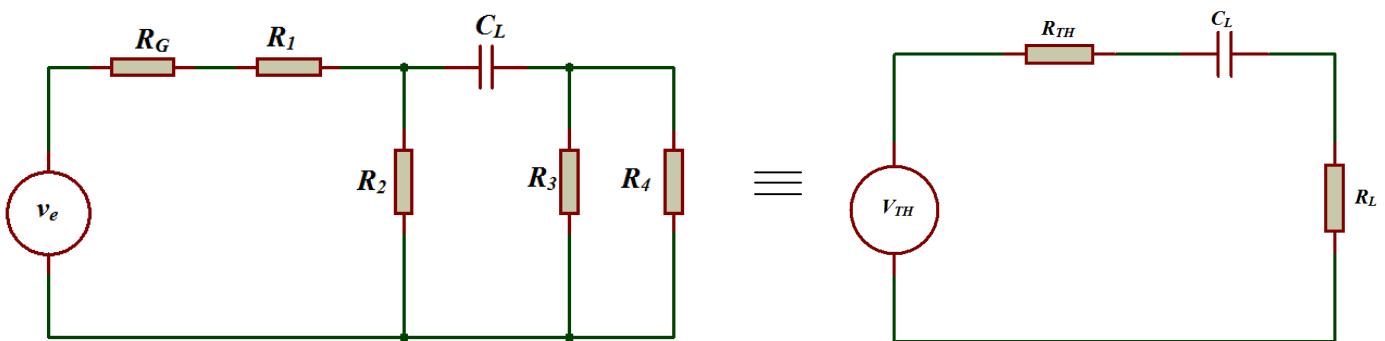


Figure 21

**Exemple :**

Soit le circuit suivant, on applique à son entrée un signal sinusoïdal dont la fréquence varie de 100Hz à 1MHz, issu d'un générateur dont la résistance interne  $R_G=1K\Omega$ . Calculer la valeur de la capacité de couplage qui permet de laisser passer ces fréquences sans atténuation.



$$R_{TH} = (R_I + R_G) // R_2 \text{ avec } R_I = 11K\Omega, R_2 = 6K\Omega, R_G = 1K\Omega$$

$$R_{TH} = (1+11) // 6 = 4K\Omega$$

$$R_L = (R_3 // R_4) = 3 // 6 = 2K\Omega$$

A partir de là on peut évaluer la valeur minimale de la capacité de liaison permettant le passage d'un signal de fréquence basse de 100Hz sans atténuation.

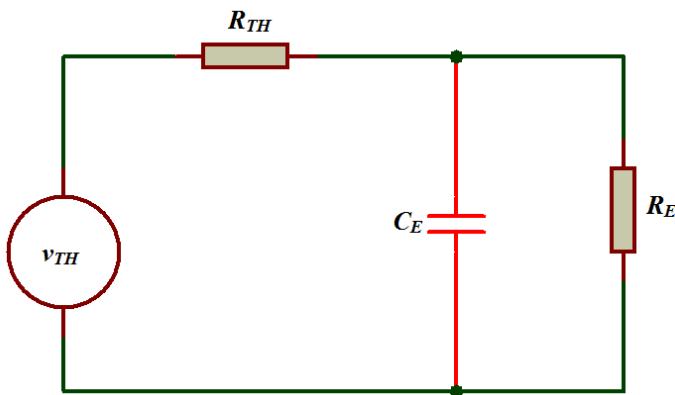
$$C_{Lmin} = \frac{1}{2\pi 100(6)} = 2.6\mu F$$

### b. Condensateurs de découplage

Un condensateur de découplage 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. Ces capacités introduisent le concept de masse en courant alternatif.

Parmi les montages que nous avons étudiés et qui présente une meilleure stabilité en température, est celui où une résistance de polarisation est placée en série avec l'émetteur du transistor. Il faut donc la découpler en alternatif en lui plaçant en parallèle un condensateur qui doit se comporter comme un court circuit en alternatif. Il est appelé condensateur de découplage.

Pour calculer la valeur minimale de la capacité de découplage, il faut faire la même transformation de circuit que dans le cas du condensateur de couplage pour ce qui est du circuit avant le condensateur. On obtient le schéma équivalent suivant :



**Figure 22**

$$C_{Emin} = \frac{1}{2\pi f_{cb} R_{TH}}$$

#### 4.4.3 Circuit équivalent de l'amplificateur en régime continu et en régime variable

Dans un amplificateur à transistors, les sources continues établissent des courants et des tensions continus. La source alternative produit des fluctuations dans les courants et les tensions du transistor. La façon la plus simple d'analyser l'action des circuits à transistors est de scinder l'analyse en deux parties : une analyse pour les grandeurs continues et l'autre pour les grandeurs alternatives. Autrement dit, on peut analyser les circuits à transistors en appliquant le théorème de superposition des états électriques de façon un peu spéciale. Au lieu de prendre une source à la fois, on prend toutes les sources continues en même temps et on trouve les courants et tensions continus en utilisant les méthodes habituelles du paragraphe sur la polarisation des transistors bipolaires.

On prend ensuite toutes les sources alternatives en même temps et on calcule les courants et tensions alternatives. En additionnant ces courants et tensions continus et alternatifs, on obtient les courants et les tensions totaux.

### a. Régime continu

En régime statique, les condensateurs de couplage et de découplage sont remplacés par des circuits ouverts. Par ailleurs on éteint les générateurs de tension variable. En appliquant ces considérations, le circuit de la figure 20 devient comme suit :

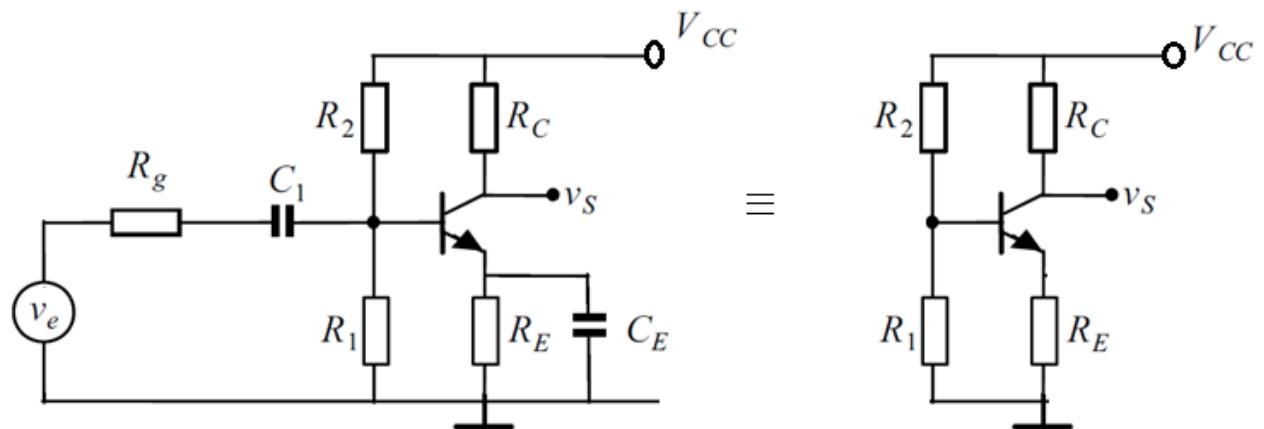


Figure 23 Schéma équivalent en régime statique

### b. Régime dynamique

En régime dynamique, on réduit les sources continues à zéro et on remplace les condensateurs par des courts circuits. Donc le schéma équivalent sera de la forme suivante :

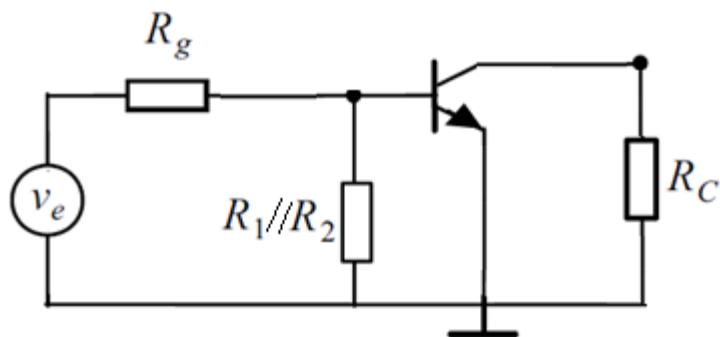


Figure 24 Schéma équivalent en régime dynamique

#### 4.4.4 Montages fondamentaux à transistors Bipolaires

Le transistor bipolaire est le composant le plus utilisé en électronique. Ce composant de base, est utilisé dans les circuits discrets mais surtout en circuits intégrés. Les trois montages fondamentaux sont l'émetteur commun, le collecteur commun et la base commune.

##### 4.4.4.1 Amplificateur en émetteur commun

Considérons le montage émetteur commun de la figure 20 dans lequel le transistor est considéré polarisé dans sa zone de fonctionnement linéaire. Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont choisies de sorte que  $h_{11}$  soit très inférieur à la résistance équivalente à leur association en parallèle  $R_o$  et on formule également l'hypothèse que la résistance  $R_C$  est du même ordre que  $h_{11}$ .

En utilisant les paramètres hybrides nous rappelons les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_{BE} = h_{11e}i_B + h_{12e}v_{CE} \\ i_C = h_{21e}i_B + h_{22e}v_{CE} \end{cases}$$

En nous basant sur le schéma équivalent du transistor en régime dynamique, nous pouvons redéfinir les paramètres  $h_{ij}$  :

$$h_{11e} = \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} \right|_{v_{CE}=0} = r: \text{Résistance d'entrée du transistor.}$$

$$h_{12e} = \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta v_{CE}} \right|_{i_B=0} = \gamma: \text{Taux de réaction de la sortie sur l'entrée. } \gamma \approx 0 \text{ (caractéristiques } v_{be}(v_{ce})$$

**pratiquement horizontales)**

$$h_{21e} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \right|_{v_{CE}=0} = \beta: \text{Gain en courant du transistor. .}$$

$$h_{22e} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}} \right|_{i_B=0} = \frac{1}{\rho}, \rho: \text{C'est la résistance de sortie du transistor.}$$

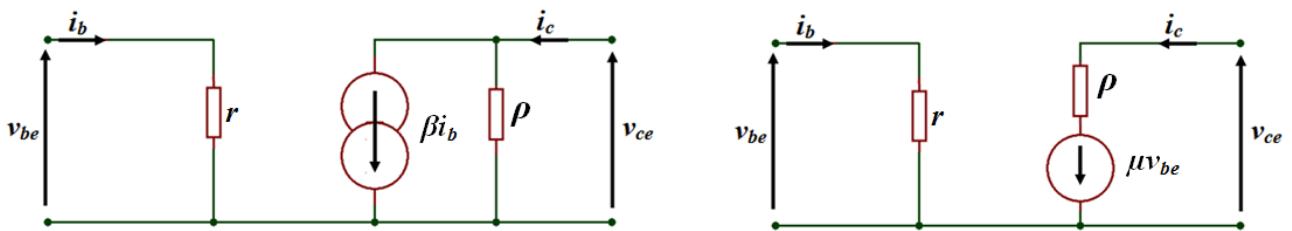
Utilisant ces paramètres et sachant que  $\gamma \approx 0$ , on peut écrire :

$$\begin{aligned} v_{be} &= ri_b \\ i_c &= \beta i_b + \frac{v_{ce}}{\rho} \\ \Rightarrow i_b &= \frac{v_{be}}{r} \\ \Rightarrow i_c &= \beta \frac{v_{be}}{r} + \frac{v_{ce}}{\rho} \end{aligned}$$

Ou encore sachant que  $g_m = \frac{\beta}{r}$ , on peut écrire :

$$i_c = g_m v_{be} + \frac{v_{ce}}{\rho}$$

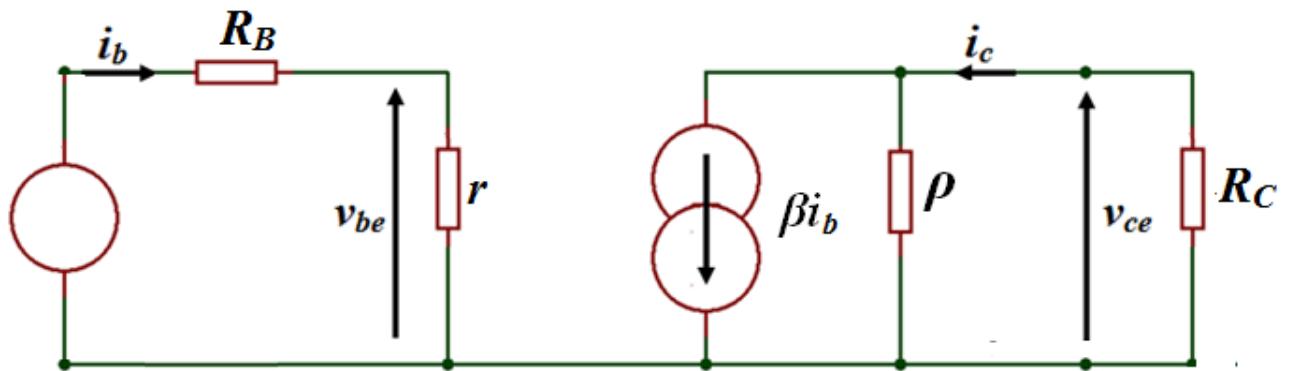
A partir de ces équations, on peut dresser les deux schémas équivalents suivants :



$$\mu = \frac{\beta\rho}{r}$$

**Figure 25**

En associant à ce schéma équivalent un générateur d'entrée et une charge en sortie, nous obtenons le schéma équivalent suivant :



**Figure 26**

A partir de ce schéma équivalent de l'étage, nous allons calculer les différents paramètres de l'amplificateur.

#### a. Gain en courant

Le gain en courant du montage émetteur commun est :

$$G_I = \frac{i_c}{i_b}$$

Qui est obtenu à partir des formules suivantes :

$$v_{ce} = -R_C i_c$$

Où  $r_c$  est la résistance du collecteur en régime dynamique. Dans notre cas :  $r_c=R_C/\rho$

$$v_{ce} = -r_c \beta i_b$$

$$v_{ce} = -\frac{\rho R_C}{\rho + R_C} \beta i_b$$

Alors :

$$-R_C i_c = -\frac{\rho R_C}{\rho + R_C} \beta i_b$$

$$\frac{i_c}{i_b} = \frac{\beta\rho}{\rho + R_c}$$

Généralement la résistance de sortie du transistor a une valeur assez élevée et que  $\rho \gg R_C$ . la formule du gain peut être alors se simplifier et on peut écrire :

$$G_I \approx \beta$$

Le gain en courant en montage émetteur commun est important.

### b. Gain en tension

Le gain en tension est :

$$\begin{aligned} G_V &= \frac{v_{ce}}{v_{be}} \\ v_{ce} &= -R_C i_c \\ v_{be} &= r i_b \\ \Rightarrow G_V &= -\frac{R_C}{r} G_I \\ \Rightarrow G_V &= -\beta \frac{R_C}{r} \end{aligned}$$

Le signe moins présent dans la formule donnant le gain indique un déphasage de  $\pi$  entre la tension de sortie et la tension d'entrée.

### c. Gain en puissance

Le gain en puissance c'est le produit des valeurs absolues des gains en courant et en tension.

$$\begin{aligned} G_P &= |G_V| |G_I| \\ G_P &= \beta^2 \frac{R_C}{r} \end{aligned}$$

### d. Impédance d'entrée

Par définition, l'impédance d'entrée est le rapport entre la tension d'entrée et le courant d'entrée.

$$R_e = \frac{v_{be}}{i_b} = \frac{r i_b}{i_b} \Rightarrow R_e = r$$

### e. Impédance de sortie

L'impédance de sortie du transistor est :

$$R_s = \rho$$

#### 4.4.4.2 Amplificateur en collecteur commun

Le schéma équivalent de ce type de montage est donné dans la figure 27. Dans ce type de montage nous avons :

- Paramètre d'entrée :  $\begin{cases} i_1 = i_b \\ v_1 = v_{bc} \end{cases}$

- Paramètre de sortie :  $\begin{cases} i_2 = i_e \\ v_2 = v_{ec} \end{cases}$

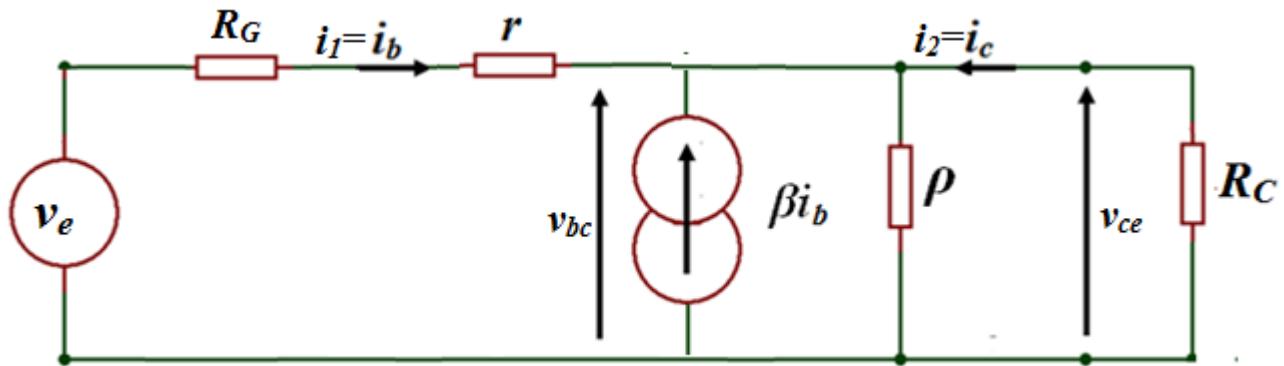


Figure 27

### a. Gain en courant

Le gain en courant du montage collecteur commun est :

$$\begin{aligned} i_1 &= i_b \\ i_2 &= -(\beta + 1)i_b \end{aligned}$$

Donc le gain en courant est :

$$G_I = \frac{i_2}{i_1} = -(\beta + 1) \approx -\beta$$

La formule du gain peut être alors se simplifier et on peut écrire :

$$G_I \approx -\beta$$

### b. Gain en tension

$$\begin{aligned} v_2 &= (\beta + 1)(\rho // R_C)i_b \\ v_1 &= ri_b + (\beta + 1)(\rho // R_C)i_b \end{aligned}$$

Le gain en tension est :

$$G_V = \frac{(\beta + 1)(\rho // R_C)}{r + (\beta + 1)(\rho // R_C)}$$

La valeur de résistance est assez élevée comparativement aux valeurs des charges usuelles. Alors le gain en tension se simplifier comme suit :

$$G_V = \frac{(\beta + 1)R_C}{r + (\beta + 1)R_C}$$

Si  $r \ll (\beta + 1)R_C$ , le gain peut être approximé par  $G_V = I$

### c. Gain en puissance

Le gain en puissance c'est le produit des valeurs absolues des gains en courant et en tension.

$$G_P = |G_V| |G_I|$$

$$G_P = \beta \frac{(\beta + 1)R_C}{r + (\beta + 1)R_C}$$

Dans les conditions d'approximations précédentes :

$$G_P = \beta$$

#### d. Impédance d'entrée

Par définition, l'impédance d'entrée est le rapport entre la tension d'entrée et le courant d'entrée.

$$R_e = \frac{v_1}{i_1} = r + (\beta + 1)(\rho//R_C)$$

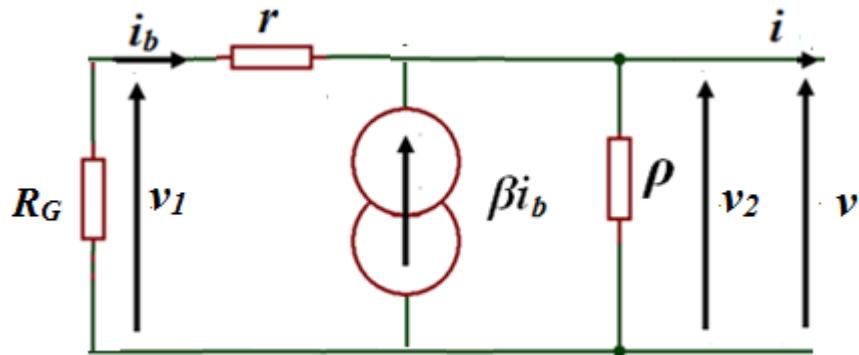
Utilisant les approximations précédentes :

$$R_e = (\beta + 1)R_C$$

Ce montage présente une impédance d'entrée relativement élevée par rapport aux autres deux montages.

#### e. Impédance de sortie

L'impédance de sortie du transistor est :



**Figure 28**

Selon la figure 28, on peut écrire les équations suivantes :

$$i = -\frac{v}{\rho} + (\beta + 1)i_b$$

$$v = -(r + R_G)i_b$$

En remplaçant  $i_b$  par son expression :

$$i = -\frac{v}{\rho} - \frac{(\beta + 1)}{r + R_G}v$$

$$\frac{i}{v} = -\frac{1}{\rho} - \frac{(\beta + 1)}{r + R_G}$$

Alors la résistance de sortie est donnée par :

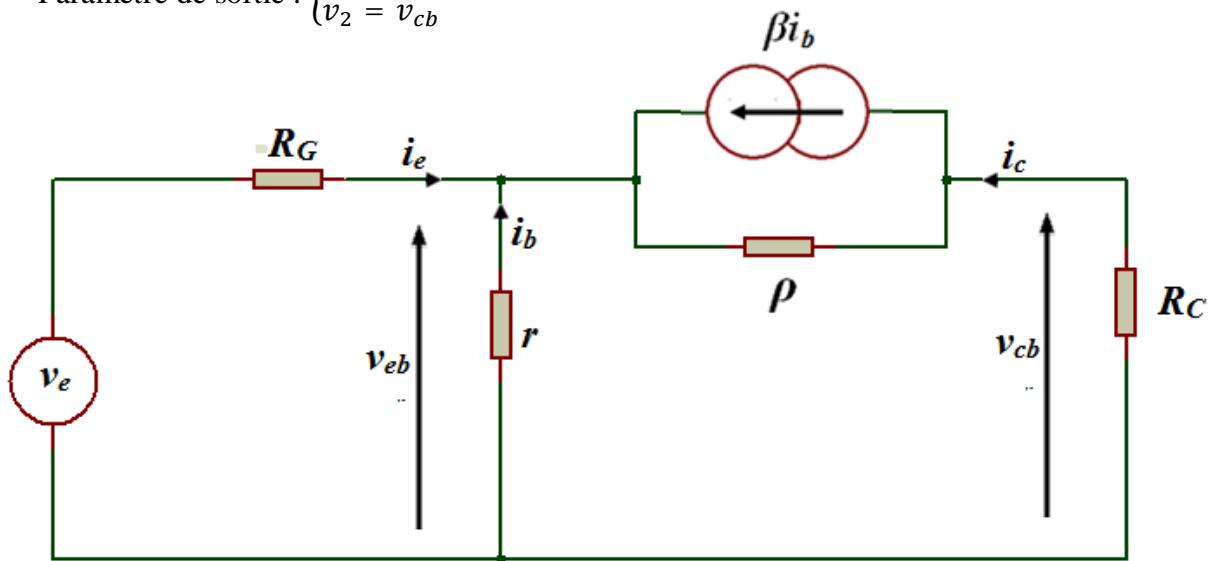
$$R_S = \rho//\left(\frac{r + R_G}{\beta + 1}\right)$$

#### 4.4.4.3 Amplificateur en base commune

Le schéma équivalent de ce type de montage est donné dans la figure 29. Dans ce type de montage nous avons :

- Paramètre d'entrée :  $\begin{cases} i_1 = i_e \\ v_1 = v_{eb} \end{cases}$

- Paramètre de sortie :  $\begin{cases} i_2 = i_c \\ v_2 = v_{cb} \end{cases}$



**Figure 29**

Pour ce type de montage, et du fait que la résistance de sortie du transistor  $\rho$  est de grande valeur, cette dernière sera négligée sauf pour le calcul de la résistance de sortie de l'étage.

##### a. Gain en courant

Le gain en courant du montage base commune est :

$$i_1 = -(\beta + 1)i_b$$

$$i_2 = i_c = \beta i_b$$

Donc le gain en courant est :

$$G_I = \frac{i_2}{i_1} = -\frac{\beta}{(\beta + 1)} \approx -\alpha$$

La formule du gain peut être alors simplifiée et on peut écrire :

$$G_I \approx -\alpha$$

$\alpha$  étant proche de 1, le montage base commune n'a pas de gain en courant. Par ailleurs le signe moins indique un déphasage entre le courant d'entrée et le courant de sortie.

##### b. Gain en tension

$$v_2 = -R_C i_c$$

$$v_1 = -r i_b$$

Le gain en tension est :

$$G_V = \frac{R_C i_c}{r i_b} \Leftrightarrow G_V = \beta \frac{R_C}{r}$$

### c. Gain en puissance

Le gain en puissance c'est le produit des valeurs absolues des gains en courant et en tension.

$$G_P = |G_V| |G_I|$$

$$G_P = \alpha \beta \frac{R_C}{r}$$

Dans les conditions d'approximations précédentes  $\alpha$  proche de 1 :

$$G_P = \beta \frac{R_C}{r}$$

### d. Impédance d'entrée

Par définition, l'impédance d'entrée est le rapport entre la tension d'entrée et le courant d'entrée.

$$R_e = \frac{v_1}{i_1}$$

Sachant que:

$$v_1 = -r i_b$$

$$i_1 = -(\beta + 1) i_b$$

Ce montage présente une impédance d'entrée de la forme suivante :

$$R_e = \frac{r}{\beta + 1}$$

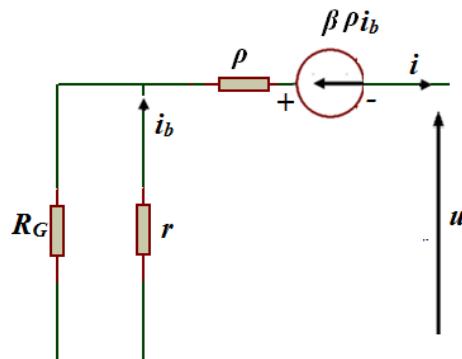
Généralement  $\beta \gg 1$  alors :

$$R_e = \frac{r}{\beta}$$

L'impédance d'entrée de ce type de montage est  $\beta$  fois plus faible que la résistance d'entrée du montage émetteur commun.

### e. Impédance de sortie

L'impédance de sortie du transistor est :



**Figure 30**

Selon la figure 29, on peut écrire les équations suivantes :

$$R_S = \frac{u = v_{2(co)}}{i = i_{2(cc)}}$$

Pour faire ce calcul, on procède comme suit :

- On court circuit le générateur d'entrée pour le calcul de  $i$
- On enlève la charge  $R_C$  pour le calcul de la tension de sortie à vide  $u$
- On transforme le générateur de courant en un générateur de tension pour simplifier les calculs.

Du circuit de la figure 30 on a :

$$u = \beta\rho i_b + \rho i + ri_b = 0$$

$$R_G(i_b - i) = -ri_b$$

Ce qui permet d'écrire :

$$i_b = -\frac{R_G}{R_G + r} i$$

Alors la résistance de sortie est donnée par :

$$R_S = \frac{v}{i} = \rho + \left( \frac{r + \beta\rho}{r + R_G} \right) R_G$$

La résistance de sortie est fonction de la résistance interne du générateur, ce qui représente un des inconvénients de ce type montage.

#### 4.4.5 Comparaison des trois montages fondamentaux à transistors Bipolaires

- Le montage **E.C** est celui qui offre le meilleur gain en puissance **Gp**, c'est la raison qui lui rend le montage le plus utilisé en amplification. Son principal inconvénient c'est son impédance d'entrée qui n'est pas assez élevée, ce qui nécessite une adaptation d'impédance à l'entrée, donc l'utilisation d'un préamplificateur.
- Le montage **C.C** présente les caractéristiques requises pour un préamplificateur, car il possède une grande impédance d'entrée et une faible impédance de sortie.

Le tableau suivant, donne un résumé sur les caractéristiques des trois montages fondamentaux à transistor bipolaire.

Montage	Re	Rs	Gi	Gv	
E.C	$r = h_{11}$	moyenne	$\rho$	élévée	$-\beta \frac{R_C}{r}$
B.C	$\frac{r}{\beta}$	faible	$\rho + \left( \frac{r + \beta \rho}{r + R_G} \right) R_G$	grande	$\beta \frac{R_C}{r}$
C.C	$\approx \beta R_C$	élévée	$\rho // \left( \frac{r + R_G}{\beta + 1} \right)$	faible	$\approx 1$

#### 4.4.6 Montages Darlington

Le montage Darlington permet d'obtenir un super  $\beta$ . Il consiste à connecter deux transistors liés comme cela est montré dans la figure suivante :

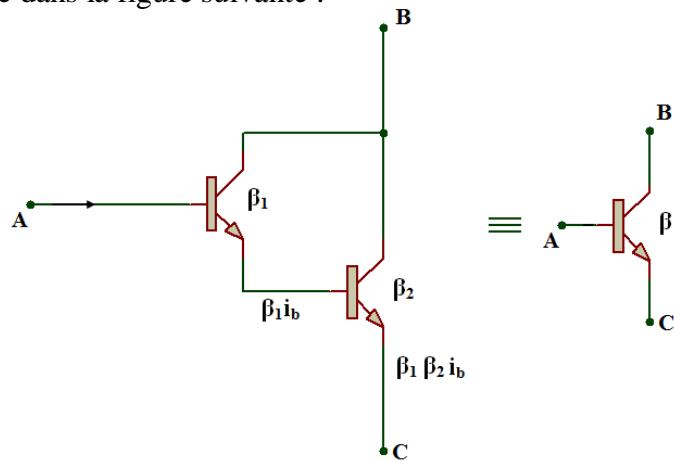


Figure 31

Le montage de la figure.31 représente deux transistors montés en cascade dans un même boîtier, qui peut être assimilé à un seul transistor appelé un transistor "Darlington" ou transistors en montage Darlington. Les transistors sont caractérisés respectivement par des gains en courant  $\beta_1$  et  $\beta_2$ . Ils sont supposés être polarisés dans leur zone linéaire. Ce montage permet, à partir de deux transistors différents de construire un dispositif dont le gain en courant est le produit des deux gains  $\beta_1$  et  $\beta_2$ . Les deux transistors en montage de Darlington seront traités comme un seul transistor ayant un gain très élevé (super  $\beta$ ).

## 4.5 Le transistor en mode commutation

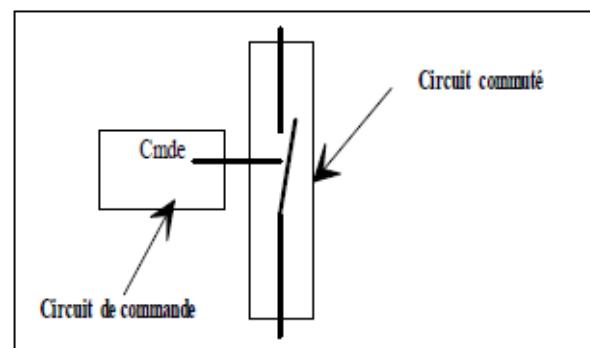
Nous allons maintenant étudier le transistor en mode commutation. Si le transistor n'est pas polarisé dans sa zone linéaire, alors il ne prend que deux états : **bloqué** ( $V_{BE}$  et  $I_B$  sont très faibles) ou **saturé** ( $V_{CE}$  très faible). Il existe de nombreux systèmes faisant appel à cette propriété des transistors.

On peut assimiler le transistor à un interrupteur commandé électriquement. La commande étant la **base**, et l'interrupteur étant entre le **collecteur** et l'**émetteur**.

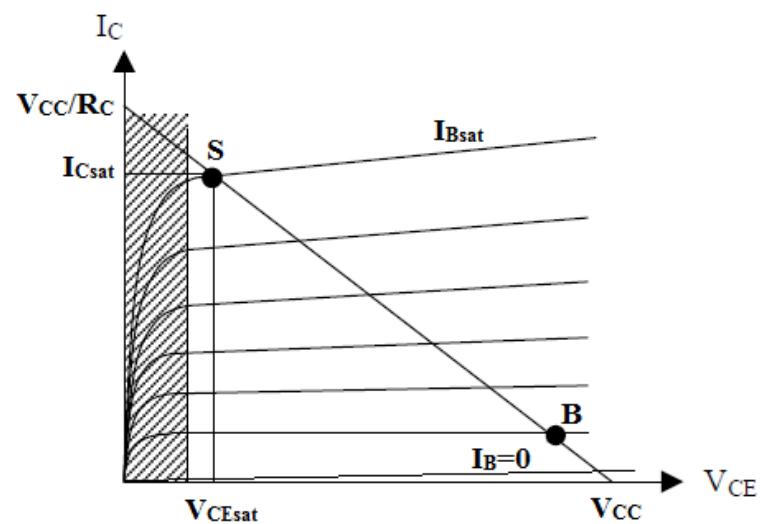
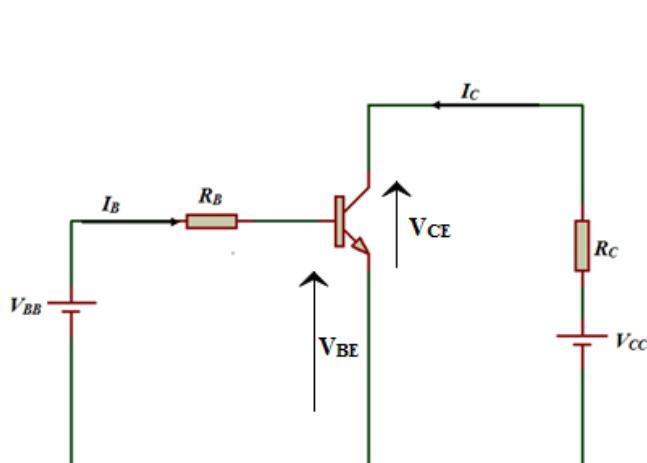
Le transistor en commutation est utilisé afin d'ouvrir ou fermer un circuit. Ainsi il peut commander une **LED**, un **RELAIS**, un **MOTEUR** ...etc. on assimile en générale le circuit de sortie du transistor à un interrupteur qui est commandé soit par une tension, soit par un courant suivant le type de transistor choisi.

Le montage d'un transistor en commutation peut être décomposé en deux circuits :

- Circuit de commande ou Circuit d'entrée
- Circuit commuté ou circuit de sortie



### 4.5.1 Etat bloqué état saturé



**Figure 32 Définition des régimes de fonctionnement du transistor bipolaire**

Considérons le montage de la figure 32, les équations des mailles d'entrée et de sortie sont :

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE}$$

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE}$$

Dans le plan de sortie  $I_C = f(V_{CE})$  on considère 3 régions suivant l'état du transistor (figure 32):

- Une région de saturation caractérisée par la tension  $V_{CE} = V_{CESat} \approx 0$  et le courant  $I_C = I_{Csat} = I_{Cmax}$  donné par :

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC} - V_{CESat}}{R_C}$$

Point **S** de la figure 32.

- Une région de blocage caractérisée par la tension  $V_{CE} \approx V_{CC}$  et le courant  $I_B \approx 0$  et  $I_C \approx 0$

Point **B** de la figure 32.

- Une région d'amplification dite région de fonctionnement linéaire située entre les deux régions précédentes.

Lorsque le transistor fonctionne en commutation parfaite son point de fonctionnement est :

- Soit en **S**, le transistor est *parfaitement saturé* :  $V_{CE} = 0$  et  $I_C = I_{Csat} \neq 0$ .

Le transistor est équivalent à un interrupteur fermé.

- Soit en **B**, le transistor est *parfaitement bloqué* :  $V_{CE} = V_{CC} \neq 0$  et  $I_C = 0$ .

Le transistor est équivalent à un interrupteur ouvert.

La condition de saturation s'écrit :

$$I_B \geq \frac{1}{\beta} \left( \frac{V_{CC} - V_{CESat}}{R_C} \right)$$

En réalité on a  $V_{CC} \gg V_{CESat}$  d'où la condition de saturation

$$I_B \geq I_{Bsat} \cong \frac{1}{\beta} \frac{V_{CC}}{R_C}$$

Cependant le courant  $I_B$  est donné par:

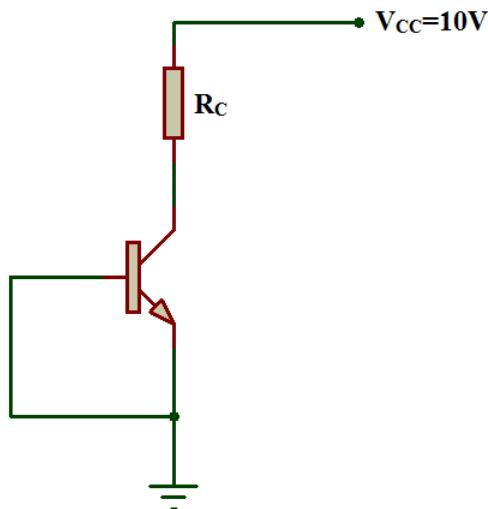
$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BESat}}{R_B} \geq I_{Bsat}$$

A l'examen de cette dernière relation on constate que le courant  $I_B$  est fixé par le circuit d'entrée.

Cependant pour  $I_B \geq I_{Bsat}$  le courant  $I_C$  n'augmente quasiment plus. On dit alors que le transistor fonctionne en régime de sursaturation. Une augmentation de  $I_B$  se traduit alors par une accumulation de charges constituées par les porteurs minoritaires dans la base. On constate de plus que dans ce type de régime les deux jonctions **BE** et **BC** sont polarisées en direct. Les charges stockées dans la base proviennent alors à la fois de l'émetteur et du collecteur.

#### 4.5.2 Détermination de l'état de conduction d'un transistor en mode commutation

Si un transistor n'est pas polarisé dans sa zone linéaire, il peut être soit **bloqué** ( $V_{BE}$  et  $I_B$  sont très faibles) ou **saturé** ( $V_{CE}$  très faible). Une simple analyse du point de fonctionnement suffit à déterminer si le transistor est bloqué ou saturé. Dans le cas de la figure ci-dessous, on constate immédiatement que  $V_{BE}=0$ . Le transistor est donc bloqué et son courant de collecteur est nul.



Soit le circuit suivant :

Le cas de ce montage est moins évident et nécessite une Méthode particulière, on suppose qu'il est polarisé dans sa zone linéaire.

Si ce n'est pas le cas, on aboutit rapidement à une contradiction. Ainsi, le transistor est polarisé dans sa zone linéaire, on a  $V_{BE}=V_B=0.7V$ ,  $\beta=50$ .

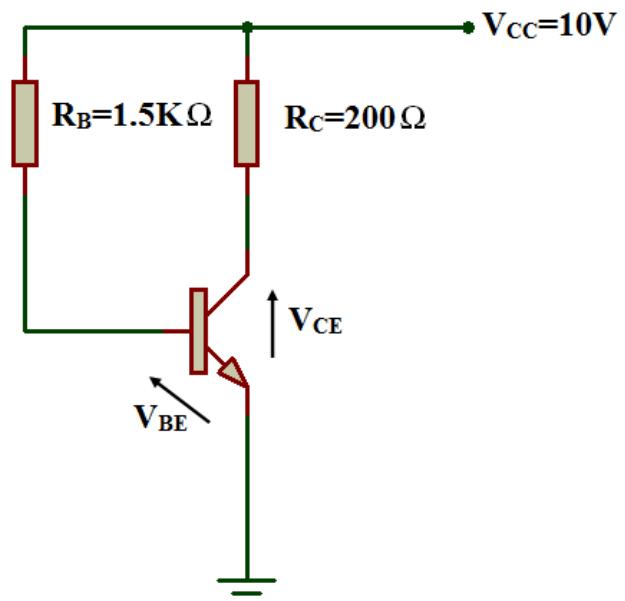
d'où :

$$I_B = \frac{V_{CC}-V_B}{R_B} = \frac{10-0.7}{1500} \Rightarrow I_B = 6.2mA$$

et  $I_C=\beta I_B=50\times 0.0062\Rightarrow I_C=0.31A$

Calculons à présent :  $V_{CE}=V_C$ , on a :  $V_{CC}-V_C=R_C I_C$

D'où :  $V_C=V_{CC}-R_C I_C=10-200\times 0.31\Rightarrow V_C=-52V$



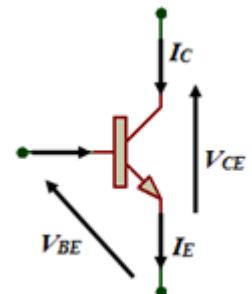
Or, la tension  $V_{CE}$  ne peut descendre en dessous de 0V. L'hypothèse de départ est donc fausse. Le courant  $I_C$  ne pourra jamais atteindre cette valeur de 0.31A mais se stabilisera à une valeur correspondant à  $V_C=0V$ .

Soit :

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{10}{200} \Leftrightarrow I_C = 50mA$$

Le transistor est donc saturé, il faut noter que dans ce cas, l'égalité  $I_C=\beta I_B$  n'est plus valable. On a en réalité  $I_C < \beta I_B$ .

- Donc, pour un transistor NPN, lorsque  $V_{BE}=0$ , le transistor est bloqué.  
Ca signifie que  $I_C=I_E=0$ , et  $V_{CE}$  est quelconque positif ( $V_{CE} < V_{CEmax}$ )
- Et, lorsque  $V_{BE}=0.7V$  (tension de seuil de la diode base-émetteur),  
le transistor est passant. Pour qu'il soit saturé, on a vu qu'il fallait que



$$I_B > \frac{I_C}{\beta}$$

Ca signifie que  $V_{CE} = V_{CEsat} = 0.2V$  pour un transistor de faible puissance. Le courant peut alors circuler dans le transistor du collecteur vers l'émetteur. Ce qu'il faut bien voir c'est que le transistor se comporte comme un interrupteur.

#### 4.5.3 Application

Il existe de nombreuses applications des transistors fonctionnant en mode commutation car dans ce cas, il s'agit comme un interrupteur que l'on peut commander.

Bon nombre de fonction logique peuvent aussi être implémentée à partir de ce principe. Par exemple la figure ci-dessous représente *la fonction logique de négation*, lorsque  $V_E=0V$ , la jonction base-émetteur est bloquée, aucun courant de base, ni de collecteur. La différence de potentiel aux bornes de  $R_C$  est donc nulle et on a  $V_S=V_{CC}=5V$ .

Si, au contraire,  $V_E=5V$ , la jonction base-émetteur est correctement polarisée et, comme l'émetteur se trouve à la masse, on a :  $V_B=0.7V$ . le courant de base est donc :

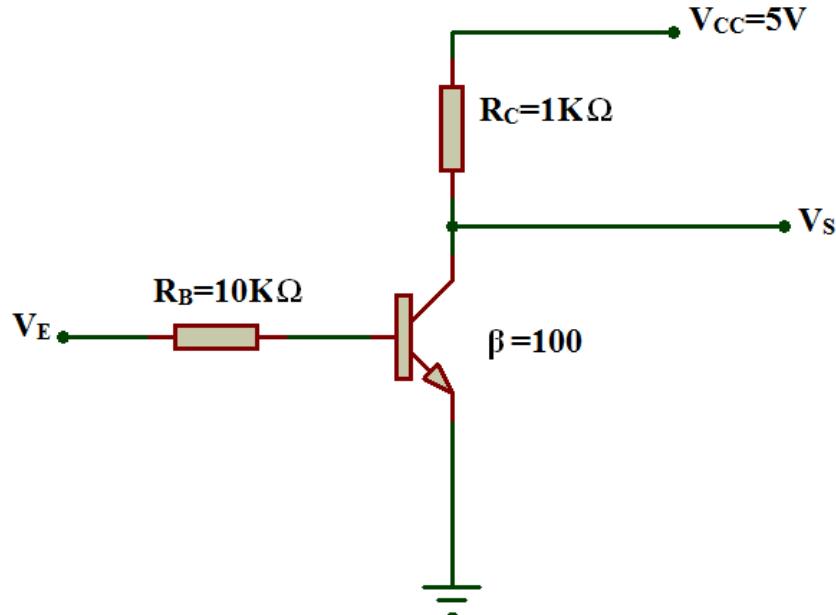
$$I_B = \frac{V_1 - V_B}{R_B} = \frac{5 - 0.7}{10^4} \Leftrightarrow I_B = 0.43mA$$

On déduire le courant de collecteur puis la tension  $V_S$ .

$$I_C = \beta I_B = 100 \times 0.43 \text{ } 10^{-3} \Leftrightarrow I_C = 43 \text{ mA.}$$

$$V_{CC} - V_S = R_C I_C \Leftrightarrow V_S = V_{CC} - R_C I_C = 5 - 1000 \times 43 \text{ } 10^{-3} \Leftrightarrow V_S = -38 \text{ V}$$

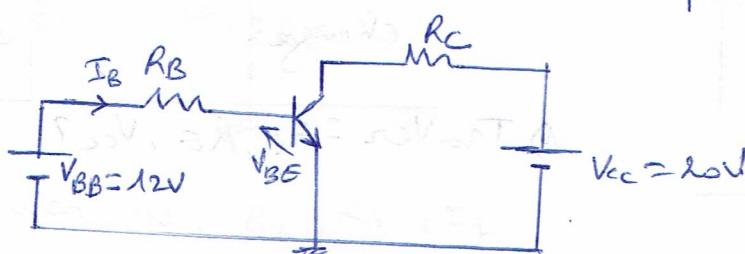
Cette valeur est impossible à obtenir, le transistor ne peut être que saturé à la valeur  $V_C = V_S = 0 \text{ V}$ .



# TD: Le Transistor Bipolaire

## Exercice 1:

Soit le montage suivant:



$$\beta = 100, V_{BE} = 0.7V, R_C = 5k\Omega$$

$$R_B = 1M\Omega.$$

Tracer la droite de charge et la droite d'attaque de ce circuit.

## Solution:

1) droite de charge  $I_C = f(V_{CE})$

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{V_{CE}}{R_C}$$

$$\text{pour } I_C = 0 \Rightarrow V_{CE_{max}} = V_{CC} = 20V \Rightarrow V_{CE_{max}} = 20V$$

$$\text{pour } V_{CE} = 0 \Rightarrow I_{C_{max}} = I_{C_0} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{20}{5 \cdot 10^3} \Rightarrow I_{C_{max}} = 4mA$$

2) droite d'attaque :  $I_B = f(V_{BE})$ .

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE} \Rightarrow I_B = \frac{V_{BB}}{R_B} - \frac{V_{BE}}{R_B}$$

$$\text{pour } I_B = 0 \Rightarrow V_{BE} = V_{BB} = 12V \Rightarrow V_{BE} = 12V$$

$$\text{pour } V_{BE} = 0 \Rightarrow I_B = \frac{V_{BB}}{R_B} = \frac{12}{10^6} \Rightarrow I_B = 12\mu A$$

3) Le point de fonctionnement ( $I_{C0}$ ,  $V_{CE0}$ ).

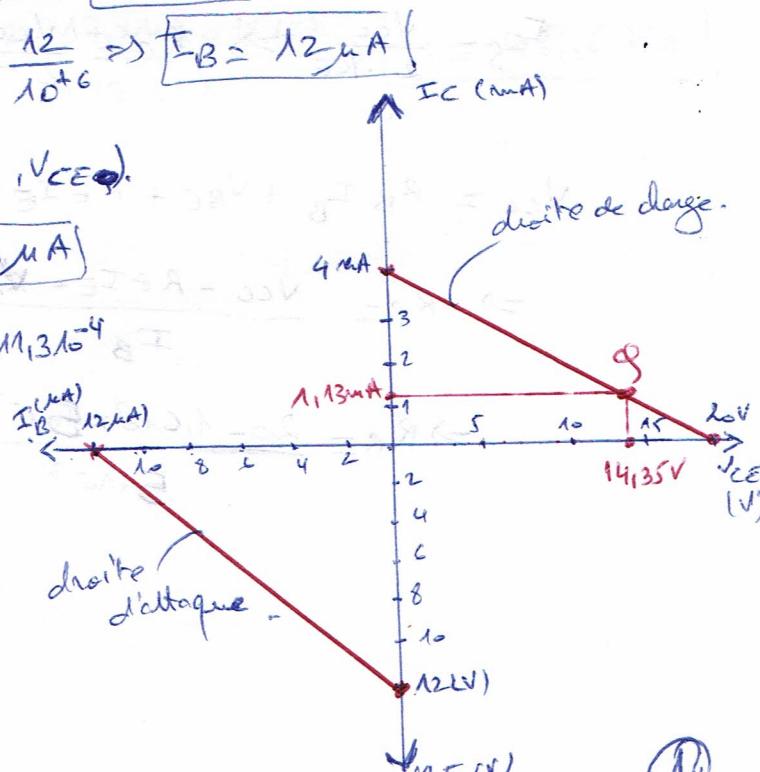
$$I_{B0} = \frac{12}{10^6} - \frac{0.7}{10^6} \Rightarrow I_{B0} = 11.3\mu A$$

$$I_{C0} = \beta I_{B0} = 100 \times 11.3 \cdot 10^{-6} = 1.13 \cdot 10^{-4} \Rightarrow I_{C0} = 1.13mA$$

$$V_{CE0} = V_{CC} - R_C I_{C0} = 20 - 5 \cdot 10^3 \times 1.13 \cdot 10^{-3}$$

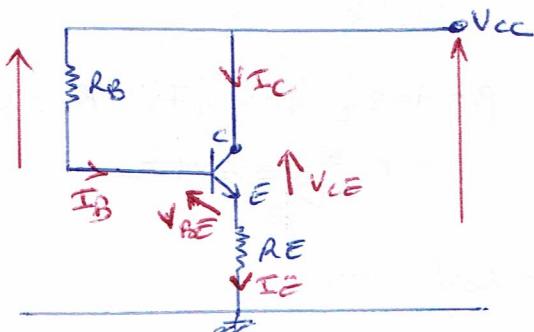
$$\Rightarrow V_{CE0} = 14.135V$$

$$\Rightarrow Q(1.13mA; 14.135V)$$



## Exercice 2:

Soit le montage suivant :



Q (8V, 5mA),  $V_{BE} = 0.5V$ ,  $\beta = 100$   
 $V_{CEQ}$   $I_{CQ}$

Q : au milieu de la droite de charge.

1) Trouver  $R_B$ ,  $R_E$ ,  $V_{CC}$ ?

Solution :

Sachant que Q est au milieu de la droite de charge alors :

$$V_{CC} = V_{CE} + R_E I_C$$

$$I_E = I_C + I_B \text{, avec } I_C = \beta I_B \Rightarrow I_E = \beta I_B + I_B \Rightarrow I_E = (\beta + 1) I_B$$

$$\text{et: } I_E = I_C + I_B \Rightarrow I_E = I_C + \frac{I_C}{\beta} = (1 + \frac{1}{\beta}) I_C \Rightarrow [I_E \approx I_C]$$

$$\Rightarrow V_{CC} = V_{CE} + R_E I_C \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_E}$$

$$\text{pour } I_C = 0 \Rightarrow V_{CC} = V_{CE}$$

$$\text{pour } V_{CE} = 0 \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC}}{R_E}$$

$$\text{Q: au milieu de la droite de charge} \Rightarrow V_{CEQ} = \frac{V_{CC}}{2} \Rightarrow V_{CC} = 2 \times V_{CEQ}$$

$$\Rightarrow V_{CC} = 2 \times 8 \Rightarrow [V_{CC} = 16V]$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{2 \cdot R_E} \Rightarrow R_E = \frac{V_{CC}}{2 \cdot I_{CQ}} = \frac{16}{2 \times 5 \times 10^{-3}} \Rightarrow [R_E = 1.6 k\Omega]$$

$$V_{CC} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E$$

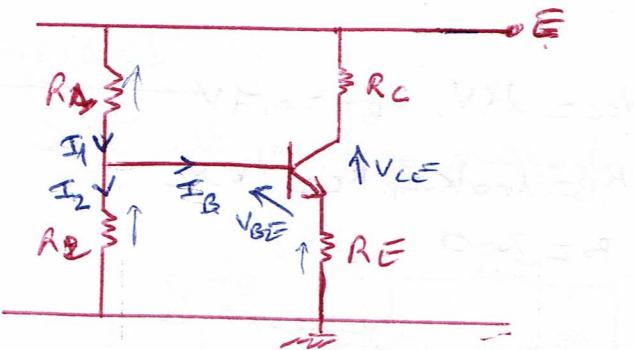
$$\Rightarrow R_B = \frac{V_{CC} - R_E I_E - V_{BE}}{I_B} = \frac{V_{CC} - R_E I_E - V_{BE} \times \beta}{I_C}$$

$$\Rightarrow R_B = \frac{20 - 1.6 \times 10^3 \times 5 \times 10^{-3} - 0.5 \times 100}{5 \times 10^{-3}} \Rightarrow [R_B = \cancel{150 k\Omega}]$$

$$R_B = 150 k\Omega$$

### Exercice 3:

Stabilisation par point de base.



$$E = 12 \text{ V}, h_{21} = 60 \text{ pour } I_C \approx 1 \text{ mA}$$

$$R_C = 4,7 \text{ k}\Omega, V_{CE} = 4,8 \text{ V}$$

$$V_{BE} = 0,7 \text{ V}, I_2 = 0,18 \text{ mA}$$

1) Trouver  $R_E$ ,  $R_2$ ,  $R_1$ ,  $I_L$

$$E = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E \Rightarrow R_E = \frac{E - R_C I_C - V_{CE}}{I_E}$$

$$I_E = I_B + I_C = I_B + \beta I_B = I_B + \frac{1}{\beta} I_C = (1 + \frac{1}{\beta}) I_C \approx I_C$$

$$R_E = \frac{E - R_C I_C - V_{CE}}{I_C} = \frac{12 - 4,7 \cdot 10^3 \times 10^{-3} - 4,8}{10^{-3}} \Rightarrow R_E = 2,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 I_2 = V_{BE} + R_E I_E \Rightarrow R_2 \approx \frac{V_{BE} + R_E \cdot I_C}{I_2} = \frac{0,7 + 2,5 \cdot 10^3 \times 10^{-3}}{0,18 \times 10^{-3}}$$

$$\Rightarrow R_2 = 17,8 \text{ k}\Omega$$

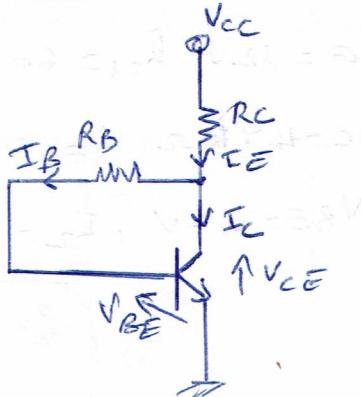
$$E = R_1 I_1 + R_2 I_2$$

$$I_1 = I_B + I_2 \Rightarrow I_1 \approx I_2 \Rightarrow I_1 = 0,18 \text{ mA}$$

$$\Rightarrow R_1 = \frac{E - R_2 I_2}{I_1} \Rightarrow \frac{12 - 17,8 \cdot 10^3 \times 0,18 \cdot 10^{-3}}{0,18 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R_1 = 48,86 \text{ k}\Omega$$

### Exercice 4:

Soit le montage suivant :



$$V_{CC} = 25V, V_{BE} = 0,7V$$

$$R_B = 100k\Omega, R_C = 1k\Omega$$

$$\beta = 200$$

$$V_{CC} = R_C I_E + V_{CE} \quad \text{--- (1)}$$

$$V_{CC} = R_C I_E + R_B I_B + V_{BE} \quad \text{--- (2)}$$

$$I_E = I_C + I_B$$

$$\text{--- (2)} \Rightarrow V_{CC} = R_C (I_C + I_B) + R_B I_B + V_{BE}, \quad I_C = \beta I_B$$

$$\Rightarrow V_{CC} = R_C \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) I_C + R_B \frac{I_C}{\beta} + V_{BE}$$

$$\Rightarrow V_{CC} = \left[ R_C \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) + \frac{R_B}{\beta} \right] I_C + V_{BE}$$

$$\Rightarrow I_C \left[ R_C \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) + \frac{R_B}{\beta} \right] = V_{CC} - V_{BE}$$

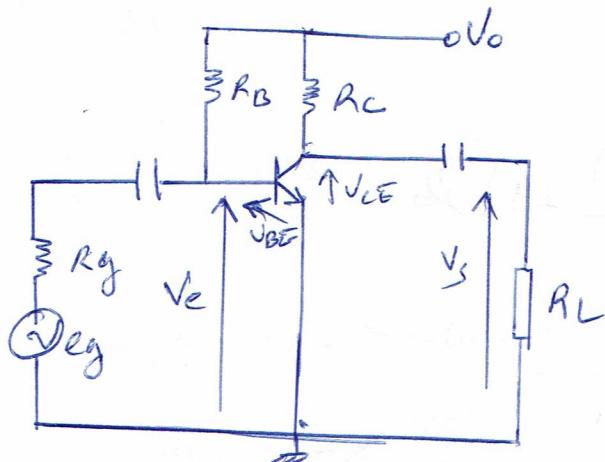
$$\Rightarrow I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta} + R_C \left(1 + \frac{1}{\beta}\right)} = \frac{25 - 0,7}{\frac{100 \cdot 10^3}{200} + 10^3 \left(1 + \frac{1}{200}\right)} \Rightarrow I_C = 16,14 \text{ mA}$$

$$\text{--- (1)} \Rightarrow V_{CC} = R_C (I_C + I_B) + V_{CE} \Rightarrow V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C \left(1 + \frac{1}{\beta}\right)$$

$$\Rightarrow V_{CE} = 25 - 10^3 \times 16,14 \cdot 10^{-3} \left(1 + \frac{1}{200}\right)$$

$$\Rightarrow V_{CE} = 8,78 \text{ V}$$

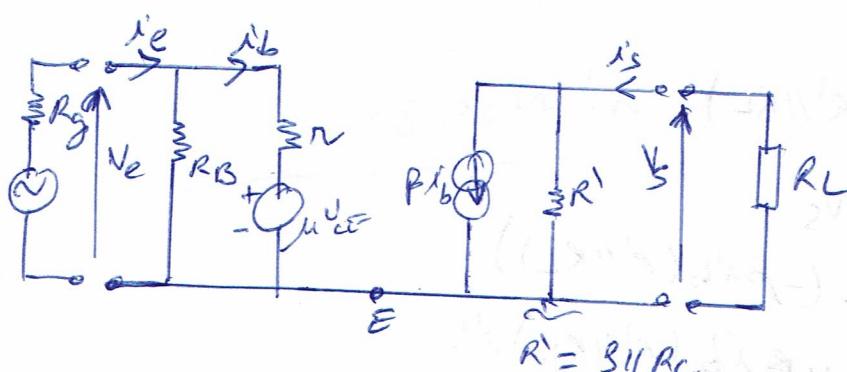
Exo 5: Soit le montage suivant :



1) Calculer  $A_i$ ,  $A_v$ ,  $R_{e\text{q}}$ ,  $R_s$ :

Solution:

Le schéma équivalent en régime dynamique :



$$V_{CE} = V_S$$

$$V_e = r_i i_b + \mu V_S$$

$$i_s = \frac{V_S}{R'_i} + \beta i_b$$

$$V_S = -R_L i_s$$

$$i_s = -\frac{R_L}{R'_i} i_s + \beta i_b$$

$$\Rightarrow i_s \left( 1 + \frac{R_L}{R'_i} \right) = \beta i_b \Rightarrow \frac{i_s}{i_b} = \frac{\beta}{1 + \frac{R_L}{R'_i}} = \frac{\beta R'_i}{R'_i + R_L}$$

$$i_e = \frac{V_e}{R_B} + i_b = \frac{r_i i_b + \mu V_S + i_b}{R_B}$$

$$V_s = -\beta i_b (R' \parallel R_L)$$

$$i_e = \frac{r_{ab} + \mu V_s}{R_B} + i_b$$

$$i_e = \left( \frac{r + \mu \beta (R' \parallel R_L)}{R_B} + 1 \right) i_b$$

$$\Rightarrow \frac{i_b}{i_e} = \frac{1}{\frac{r + \mu \beta (R' \parallel R_L)}{R_B} + 1}$$

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{V_s}{i_b} \times \frac{i_b}{i_e} = \boxed{\frac{BR}{R+R_L} \times \frac{R_B}{r + \mu \beta (R' \parallel R_L) + R_B} = A_v}$$

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

$$V_s = -\beta i_b (R' \parallel R_L)$$

$$\begin{aligned} V_e &= r_{ab} + \mu V_s \\ &= r_{ab} + \mu (-\beta i_b (R' \parallel R_L)) \\ &= (r - \mu \beta i_b (R' \parallel R_L)) i_b. \end{aligned}$$

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-\beta (R' \parallel R_L)}{r - \mu \beta (R' \parallel R_L)}$$

$$R_e = \frac{V_e}{i_e} \Rightarrow R_e = \frac{(r - \mu \beta (R' \parallel R_L)) i_b}{i_e}$$

$$= \frac{[r - \mu \beta (R' \parallel R_L)]}{[r - \mu \beta (R' \parallel R_L) + R_B]} \frac{R_B}{R_B + R_1}$$

$$\Rightarrow R_e = \frac{R_B}{1 + \frac{R_B}{r - \mu \beta (R' \parallel R_L)}}$$

$$r - \mu \beta (R' \parallel R_L) = R_1$$

$$\Rightarrow R_e = \frac{R_1 R_B}{R_1 + R_B}$$

②

$$R_S = \frac{V_S}{I_S} \Big|_{I_B=0}, R_L = \infty$$

$$I_S = \beta I_B + \frac{V_S}{R_I} \quad \text{--- (1)}$$

$$-(R_g \parallel R_B) I_B = r_{AB} + \mu V_S$$

$$\Rightarrow I_B = \frac{-\mu V_S}{(R_g \parallel R_B) + r}$$

dans (1) on remplace  $I_B \Rightarrow$

~~$$I_S = \beta \left( \frac{-\mu V_S}{R_g \parallel R_B + r} \right) + \frac{V_S}{R_I}$$~~

$$\Rightarrow \boxed{\frac{V_S}{R_S} = \frac{1}{-\beta \mu \frac{R_g \parallel R_B + r}{R_I}}}$$