

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE SUPERIEURE EN SCIENCES APPLIQUEES  
--T L E M C E N--



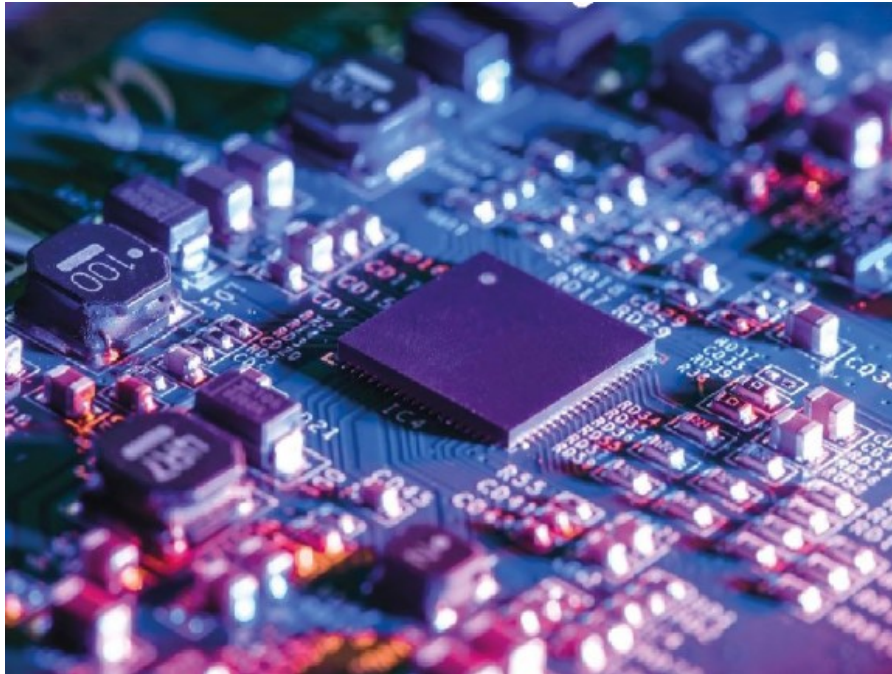
وزارة التعليم العالي والبحث  
العلمي  
المدرسة العليا في العلوم  
التطبيقية

*Département de la formation Préparatoire*

POLYCOPIE

Cours

# Électronique Fondamentale -Semestre II-



Élaboré Par :

Dr. Chewki OUGHERB

Dr. Abdel Karim FEROUANI

# AVANT PROPOS

Le module « **Electronique Fondamental** » est destiné à faire connaître à l'apprenant des concepts de développement de l'électronique, dans une perspective d'électronique industrielle. Pour ces raisons et par le biais de ce module, nous allons rendre service à l'apprenant ou le futur ingénieur d'avoir une solide formation en Electronique générale grâce à un certain nombre de lois et des théorèmes fondamentaux de l'électronique, s'il veut assimiler et comprendre ultérieurement une technologie qui évolue et se complique chaque jour.

Le présent polycopié fait l'objet de textes de rappels de cours sur les circuits électriques dont l'objectif est de mettre à la disposition des étudiants un document de travail permettant une illustration de toutes les parties enseignées en électronique générale. Cet enseignement qui a lieu en deuxième semestre est destinés aux élèves ingénieurs des classes préparatoires et de licence en génie électrique.

## **Objectifs spécifiques**

- ✓ Découvrir les notions élémentaires sur la physique des semi-conducteurs en illustrant la constitution et le fonctionnement d'une diode (circuits à diodes).
- ✓ De comprendre les caractéristiques statiques et dynamiques du transistor bipolaire et son domaine d'utilisation.

**Dr. Chewki OUGHERB**

**Dr. Abdel Karim FEROUANI**

# Tables de matieres

I-1) Introduction.....	6
I-2) La jonction PN.....	6
I-2-1) Jonction PN non polarisée.....	6
I-2.2) Polarisation directe.....	8
I-2.3) Polarisation inverse.....	8
I-2.4) Effet de la température.....	9
I-3) Caractéristiques électriques.....	9
I-3.1) Caractéristique courant / tension.....	9
I-3.2) Résistance différentielle (ou dynamique).....	10
I-4) Schéma équivalent.....	11
I-4.1) Diode idéale.....	11
I-4.2) Diode avec seuil.....	11
I-4.3) Diode avec seuil et résistance.....	11
I-5) Point de fonctionnement.....	12
I-6) Application.....	13
I-7) Utilisation de la Diode à Jonction en Redressement.....	14
I-7.1) Introduction.....	14
I-7.2) Redressement simple alternance.....	14
I-7.2.1) Montage.....	14
I-7.2.2) Fonctionnement du montage.....	15
I-7.3) Chronogrammes.....	15
I-7.4) Performance du redressement simple alternance.....	17
I-8) redressement double alternance.....	19
I-8.1) Avec transfo à point milieu.....	19
I-8.1.1) Montage.....	19
I-8.1.2) Fonctionnement et chronogramme.....	19
I-8.1.3) Performance du redresseur.....	20
I-8.1.4) Caractéristiques des diodes.....	21
I-8.2) Avec pont de graetz.....	23
I-8.2.1) Montage.....	23
I-8.2.2) Fonctionnement.....	23
I-8.2.3) Chronogrammes.....	25
I-8.2.4) Performances du redresseur.....	26
I-9) Filtrage.....	26

I-9.1) Redressement simple alternance.....	26
I-9.1.1) Fonctionnement.....	27
I-9.1.2) Calcul de l'ondulation.....	28
I-9.2) Redressement double alternance.....	29
I-9.3) Doubleur de la tension.....	29
I-10) Diodes Zener.....	30
I-10.1) Caractéristiques.....	30
I-10.2) Schéma équivalent.....	31
I-10.3) Stabilisation de tension.....	32
I-10.4) Diodes électroluminescentes.....	35
I-10.4.1) Caractéristiques.....	35
I-10.4.2) Utilisations.....	36
I-10.5) Autres types.....	36
II-1) Historique.....	39
II-1-1) Constitution d'un Transistor bipolaire.....	39
II-1-1) Symboles, tensions et courants.....	40
II-2) Fonctionnement d'un Transistor bipolaire.....	41
II-3) Relations fondamentales.....	42
II-3-1) Relations entre les courants.....	42
II-3-2) Relations entre les tensions.....	43
II-4) Zones de fonctionnement du transistor NPN.....	44
II-4-1) Zone de blocage.....	44
II-4-2) Zone de saturation.....	44
II-4-3) Zone de fonctionnement linéaire.....	45
II-5) Montage Émetteur commun.....	45
II-6) Caractéristique statique du transistor NPN.....	45
II-6-1) Caractéristiques $I_B = f(V_{BE})$ .....	45
II-6-2) Caractéristiques $I_C = f(I_B)$ .....	46
II-6-3) Caractéristiques $I_C = f(V_{BE})$ .....	47
II-6-4) Caractéristiques $I_C = f(V_{CE})$ .....	47
II-7) Montages universel du transistor.....	49
II-8) Polarisation d'un Transistor.....	50
II-8-1) Polarisation par résistance de base.....	50
II-8-1-1) Sans résistance d'émetteur RE:.....	50
II-8-1-2) Polarisation par résistance de base avec RE:.....	53
II-8-1-3) Polarisation par résistance entre base et collecteur.....	54
II-8-1-4) Polarisation par diviseur de tension .....	54
YIII-1) Introduction.....	60

III-2) Schéma équivalent en alternatif du transistor (petits signaux et basses fréquences <math><1\text{MHz}</math>).....	60
III-2-1) Signification physique des paramètres hybrides.....	63
III-3) Étude d'un émetteur commun (EC) avec $R_E$ découplée.....	64
III-3-1) Gain en tension.....	65
III-3-2) Gain en courant.....	66
III-3-3) Impédance d'entrée.....	66
III-3-3) Impédance de sortie.....	66
III-4) Étude d'un émetteur commun (EC) non $R_E$ découplée.....	67
III-4-1) Gain en tension.....	68
III-4-2) Gain en courant.....	69
III-4-3) Impédance d'entrée.....	69
III-4-4) Impédance de sortie.....	69
III-5) Colporteur commun (CC) :.....	70
III-5-1) Gain en tension.....	71
III-5-2) Gain en courant.....	71
III-5-3) Impédance d'entrée.....	72
III-5-4) Impédance de sortie.....	72
III-6) Base commune (BC) :.....	73
III-6-1) Gain en tension.....	74
III-6-2) Gain en courant.....	74
III-6-3) Impédance d'entrée.....	75
III-6-4) Impédance de sortie.....	75

# Chapitre I

# La Diode à Jonction

### I-1) Introduction

Une diode est un dipôle passif non linéaire, polarisé dont le fonctionnement macroscopique est assimilable à celui d'un interrupteur commandé qui ne laisse passer le courant que dans un seul sens.



Fig.I.1

### I-2) La jonction PN

Une jonction est la limite de séparation entre un semi-conducteur de type N et un semi-conducteur de type P.

#### I-2-1) Jonction PN non polarisée

Au voisinage de la jonction, les électrons libres (porteurs majoritaires) de la zone N franchissent la jonction et diffusent vers les trous (porteurs majoritaires) de la zone P laissant en place des ions fixes (positif côté N, négatif côté P). Cette diffusion des électrons et des trous donne naissance à un courant de majoritaires  $I_M$  appelé courant de diffusion. Ce phénomène va s'arrêter quand un champ électrique  $E_d$ , crée par les ions fixes sera suffisant pour s'opposer au mouvement des porteurs majoritaires. Il apparaît, alors, entre les semi-conducteurs de type N et de type P, une différence de potentiel  $V_0$ , appelée barrière de potentiel.

Celle-ci maintient les porteurs majoritaires dans leurs zones respectives, sauf pour ceux qui possèdent une énergie  $W_0 = eV_0$  nécessaire pour franchir la barrière. Le courant dû à ces porteurs est de la forme :

$$I_M = I_0 \exp\left(\frac{-eV_0}{KT}\right) \quad (I-1)$$

1)

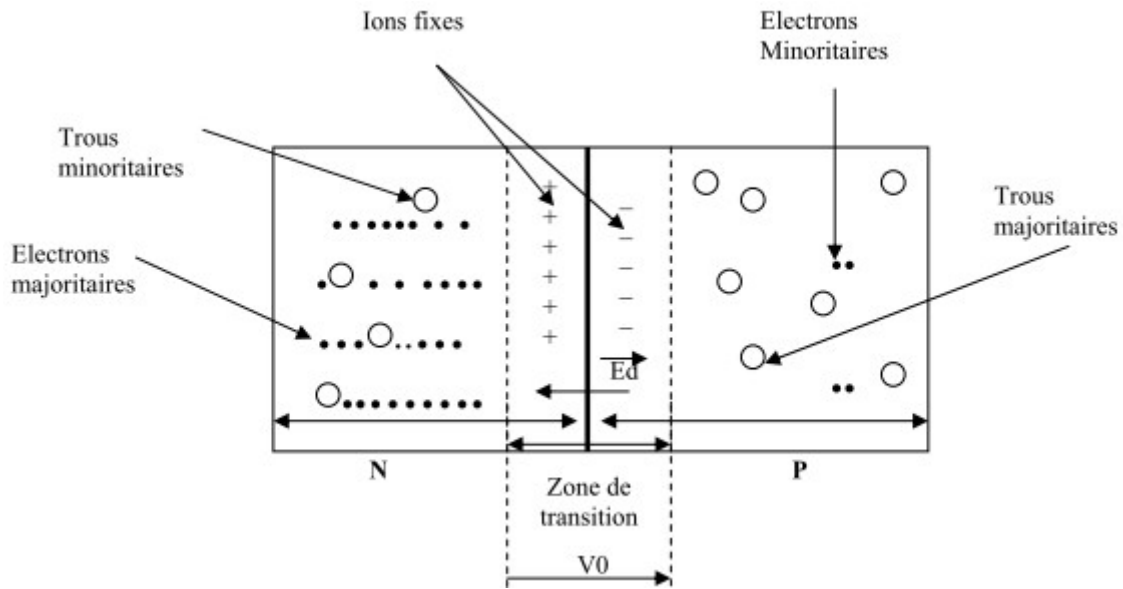


Fig.I.2: Équilibre au niveau de la jonction

$e$  : la charge de l'électron =  $-1.6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$

$K$  : constante de Boltzmann =  $1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$

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

$V_0$  : barrière de potentiel

Par contre, cette barrière de potentiel va favoriser le passage des porteurs minoritaires (les électrons côté P, les trous côté N) conduisant à un courant  $I_s$  très faible, appelé courant de saturation. Ce courant ne dépend que du nombre des porteurs minoritaires se trouvant au voisinage de la jonction et indépendant de  $V_0$

Les deux courants antagonistes (diffusion des majoritaires et conduction des minoritaires) s'équilibrent et leur somme est nulle en régime permanent et en absence de champ électrique extérieur.

$$I_M - I_S = 0$$

Et le courant de saturation s'écrit alors :



$$I_s = I_0 \exp\left(\frac{-eV_0}{KT}\right) \quad (I-2)$$

2)

### I-2.2) Polarisation directe

Supposons que le potentiel du semi-conducteur de type N restant constant, on relève, à l'aide d'une source d'énergie externe, le potentiel du semi-conducteur de type P, la barrière de potentiel passe, alors, de  $V_0$  à  $V_0 - V_D$

$$I_0 \exp\left(\frac{-e(V_0 - V_D)}{KT}\right) = I_0 \exp\left(\frac{-eV_0}{KT}\right) \exp\left(\frac{eV_D}{KT}\right) = I_s \exp\left(\frac{eV_D}{KT}\right)$$

(I-3)

En tenant compte du courant inverse (courant des minoritaires) il circule dans la diode (de P vers N) un courant appelé courant direct :

$$I_D = I_s \left[ \exp\left(\frac{eV_D}{KT}\right) - 1 \right] \approx I_s \exp\left(\frac{eV_D}{KT}\right) \quad (I-4)$$

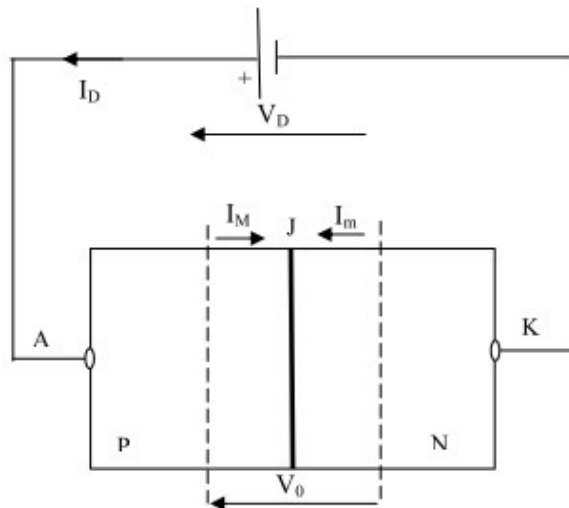


Fig. I.3

### I-2.3) Polarisation inverse

Si on branche le générateur dans le sens inverse du cas précédant, on renforce le champ électrique interne, et on empêche le passage des porteurs majoritaires : les électrons libres sont repoussés dans la zone N et les trous dans la zone P ; on assure la séparation des charges (zone de déplétion ou de transition). La barrière de potentiel s'établit à  $V_0+V_D$ . Il circule dans la diode (de N vers P) un courant  $I_i$  appelé courant inverse qui est dû aux porteurs minoritaires.

$$I_i = I_s \left[ 1 - \exp\left(\frac{-eV_D}{KT}\right) \right] \approx I_s \quad (I-5)$$

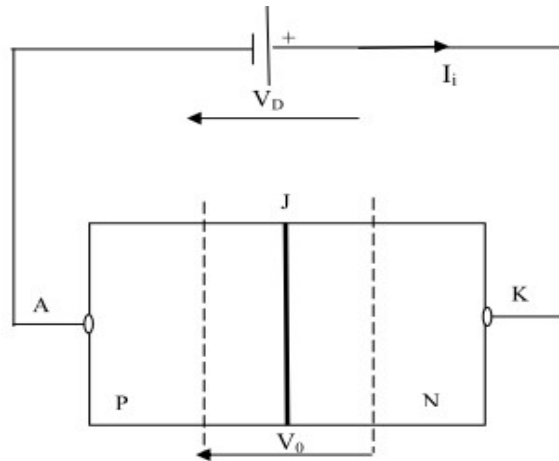


Fig-I.4

### I-2.4) Effet de la température

Pour  $V_D$  positif, la diode a un coefficient de température négatif égal à  $-2\text{mV/K}$ . Pour  $V_D$  négatif, le courant de saturation  $I_s$  varie très rapidement avec la température. IL est plus important pour le germanium que pour le silicium, et croît plus vite, ce qui devient rapidement gênant. Dans le silicium, ce courant double tous les  $6^\circ\text{C}$ .

## I-3) Caractéristiques électriques

### I-3.1) Caractéristique courant / tension

On a vu précédemment que le courant était négligeable pour une tension  $V_D = V_P - V_N$  négative (ceci est vrai jusqu'à une tension  $V_C$  dite tension de claquage). Au-dessus d'un certain seuil  $V_0$ , le courant direct croît très rapidement avec  $V_D$ .

Le seuil  $V_0$  (barrière de potentiel) dépend du semi-conducteur intrinsèque de base utilisé. Il est d'environ 0.2 V pour le germanium et 0.6 V pour le silicium. La caractéristique est représentée à la figure I-5.

- Caractéristique directe ( $V_D > 0$ )

$$I_D = I_M = I_s \left[ \exp\left(\frac{V_D}{V_T}\right) \right] \text{ avec } V_T = \frac{KT}{e} \quad (I-6)$$

Pour  $t = 27 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $T = 300 \text{ }^\circ\text{K}$ ,  $\frac{e}{KT} = \frac{1.59 \cdot 10^{-19}}{1.38 \cdot 10^{-23} \times 300} \approx 39$  soit  $V_T \approx 26 \text{ mV}$

- Caractéristique inverse ( $V_D < 0$ ). Phénomène de claquage :  $I_D = -I_s$

Quand la tension appliquée dépasse la valeur spécifiée par le fabricant, le courant décroît très rapidement. S'il n'est pas limité par des éléments externes, il y a destruction rapide de la diode.

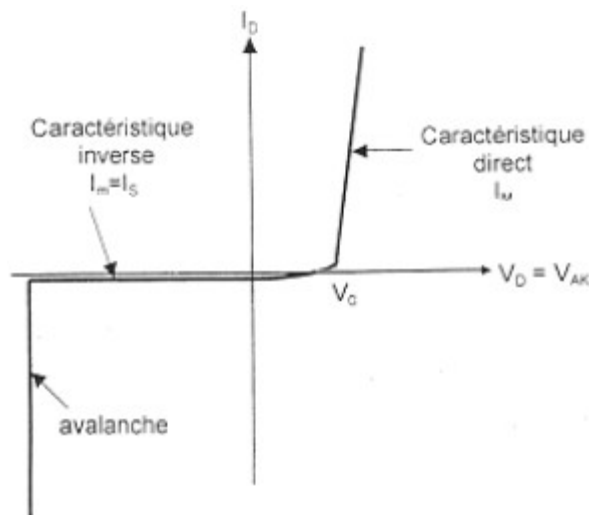


Fig. I.5

### I-3.2) Résistance différentielle (ou dynamique)

La résistance dynamique étant l'inverse de la pente en un point de fonctionnement de la caractéristique. C'est la résistance dynamique au point de fonctionnement ( $V_d, I_d$ ). Elle est fonction du courant de polarisation  $I_d$  au point étudié. La figure I-6 donne la valeur de  $r_d$  en fonction de la tension de la diode : les variations sont très importantes :

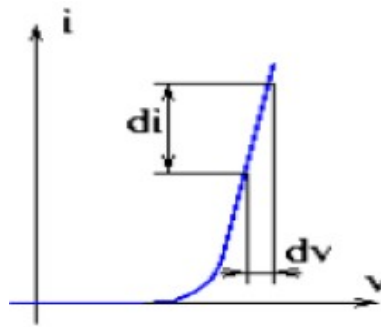


Fig. I.6

On peut la déduire par dérivation de la relation suivante :

$$i = I_s \exp\left(\frac{eV_D}{KT}\right) \text{ Donc } r = \frac{dv}{di} = \frac{KT}{e} \frac{1}{I_s} \exp\left(-\frac{eV_D}{KT}\right)$$

#### I-4) Schéma équivalent

Plusieurs schémas équivalents simplifiés sont proposés pour la représentation de la diode.

##### I-4.1) Diode idéale :

Dans ce cas, on néglige la tension de seuil et la résistance interne de la diode. La caractéristique est alors celle de la figure I-7.



Fig.1.7

##### I-4.2) Diode avec seuil

On peut continuer à négliger la résistance interne, mais tenir compte du seuil de la diode. La caractéristique devient :

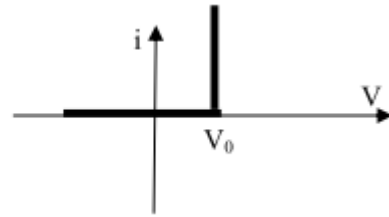
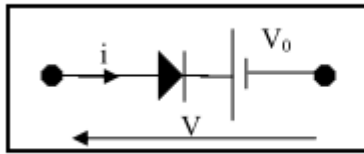


Fig.1.8

Ce schéma est le plus utilisé pour les calculs :

- Si la diode est polarisée en directe :  $v = V_0$
- Si la diode est polarisée en inverse ( $v < V_0$ ) :  $i = 0$ .

### I-4.3) Diode avec seuil et résistance

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

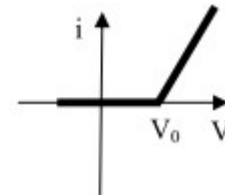
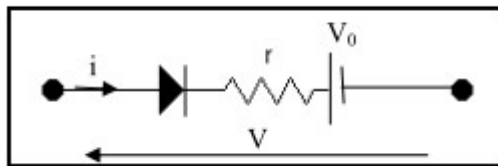


Fig.1.9

**Remarque** : Dans ce cas, on considère que la résistance dynamique est constante. Ce qui n'est vrai que si la variation du signal alternatif est très petite autour du point de polarisation en continu.

### I-5) Point de fonctionnement

Considérons le circuit de la figure I-10. La caractéristique  $I = f(V)$  d'une diode réelle étant non linéaire, le point de fonctionnement peut être déterminé graphiquement. En traçant sur un même graphique la droite de charge statique définit par l'équation :

$$I = \frac{E - V}{R} \quad (I-$$

7)

Le point de fonctionnement de la diode, défini par  $(I_M, V_M)$  est l'intersection des deux courbes (figure I-11)

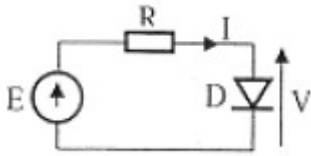


Fig. I.10

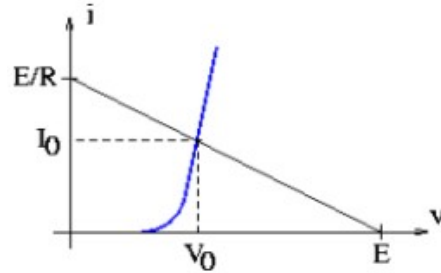


Fig. I.11

Si la caractéristique de la diode est linéaire, le point de fonctionnement peut être déterminé analytiquement. Les coordonnées du point de fonctionnement  $(V_M, I_M)$  seront déterminées, dans ce cas, comme suit :

D'une part on a  $V_M = V_0 + r I_M$  (caractéristique de la diode) et d'autre part  $V_M = E - R I_M$  (loi des mailles), d'où :

$$I_M = \frac{E - V}{R + r} \quad \text{et} \quad V_M = \frac{E \cdot r + V_0 R}{R + r}$$

(I-8)

### I-6) Application

Soit le circuit à diode suivant : Figure I-12.

Avec  $I_s = 10^{-11} \text{ A}$ ,  $e = 1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$ ,  $K = 1.38 \times 10^{-23} \text{ K}$  et  $T = 179 \text{ C}$

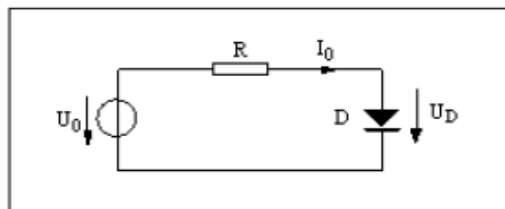


Fig.1.12

On veut imposer un courant  $I_0 = 1 \text{ mA}$  à partir d'une source  $U_0 = 2 \text{ V}$ .

1/En utilisant le modèle exponentiel de la diode, calculez

- a) la chute de tension aux bornes de la diode
- b) la résistance R nécessaire pour imposer le courant  $I_0$
- c) la résistance dynamique de la diode au point de fonctionnement

2/ En utilisant le modèle simplifié de la diode ( $U_D = U_j = 0.7 \text{ V}$ ), calculez le courant  $I_0$  en prenant la même résistance que celle trouvée précédemment.

**Corrigé :**

1/ a) De l'équation de la diode  $I = I_s \left( \exp\left(\frac{eU_D}{KT}\right) - 1 \right) \approx I_s \exp\left(\frac{eU_D}{KT}\right)$  on obtient

$$U_D = \frac{KT}{e} \ln\left(\frac{I_D}{I_s}\right) \quad \text{d'où } U_D = 0.72 \text{ V}$$

b) Comme  $U_D = U_0 - RI_0$ , on obtient pour R :

$$R = \frac{U_0 - U_D}{I_0} = \frac{U_0 - \frac{KT}{e} \ln\left(\frac{I_D}{I_s}\right)}{I_0}$$

$$R = 1.28 \text{ K } \Omega$$

c) Résistance dynamique  $r_d = \frac{KT}{eI_0}$  ;  $r_d = 39 \Omega$

• 1.2 Avec le modèle simplifié de la diode,  $U_d = 0.7 \text{ V}$

$$\Rightarrow I_0 = \frac{U_0 - 0.7}{R} = 1.016 \text{ mA}$$

soit une différence de 1.6% au résultat donné par le modèle exponentiel.

## I-7) Utilisation de la Diode à Jonction en Redressement

### I-7.1) Introduction

Une des principales applications de la diode est le redressement de la tension alternative du secteur.

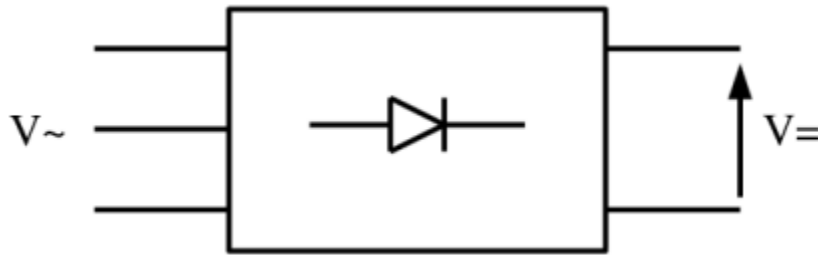


Fig. I-13

Avant le redresseur, on a presque toujours un transformateur qui sert à abaisser la tension secteur et à isoler les montages du secteur.

**I-7.2) Redressement simple alternance**

**I-7.2.1) Montage :**

Considérons le schéma de la figure I-14.dans lequel la tension  $e(t)$  varie sous la forme :

$$e(t) = E \sin \omega t \quad \text{Ou} \quad \text{encore} \quad e(t) = \sin \theta$$

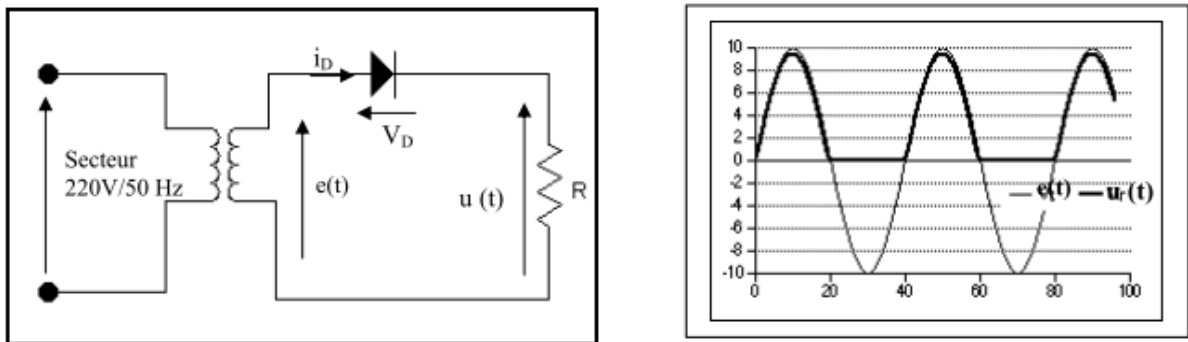


Fig-I-14

**I-7.2.2) Fonctionnement du montage :**

Quand la tension aux bornes du secondaire du transformateur dépasse la tension de seuil de la diode D, celle-ci conduit (elle est « passante »). La tension aux bornes de la charge R est alors égale à la tension aux bornes du transformateur moins la tension directe  $V_f$  de la diode, soit en moyenne 0,7 v.

Quand la tension aux bornes du transformateur devient inférieure à la tension du seuil, la diode est bloquée ; il ne subsiste que le courant de saturation qui est négligeable en comparaison du courant direct. La tension aux bornes de la diode est alors égale à celle aux



bornes du transformateur : il faudra choisir une diode avec une tension  $V_R$  au minimum égale à la tension crête du secondaire du transformateur.

### I-7.3) Chronogrammes

• **État passant de la diode** : (pour une diode parfaite) ; la configuration du circuit de la figure I-15 donne :

$$u(\theta) = e(\theta) = E \sin \theta \quad i_D = \frac{e}{R} = \frac{E}{R} \sin \theta = I_M \sin \theta \quad (I-9)$$

Cet état est maintenu pour  $i_D > 0$  c'est-à-dire pour  $\sin \theta > 0 : 0 < \theta < \pi$

Le courant direct maximum traversant la diode est  $I_{Dmax} = I_M$

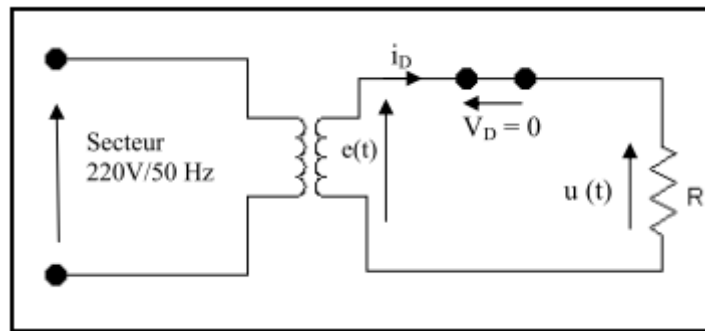


Fig. I.15

• **État bloquée de la diode** : à partir de l'instant correspondant à  $\theta = \pi$  (le courant  $i_D$  s'annule et a tendance à devenir négatif), la diode va basculer pour se bloquer :  $i_D = 0$  ; la configuration du circuit figure I-16 donne :

$$u(\theta) = R i_D = 0 \quad v_D(\theta) = e(\theta) - u(\theta) = e(\theta) = E \sin \theta \quad (I-10)$$

Cet état bloqué est maintenu pour  $V_D < 0$  c'est-à-dire pour  $\sin \theta < 0 : \pi < \theta < 2\pi$  La tension inverse maximale aux bornes de la diode est  $V_{max} = -E$

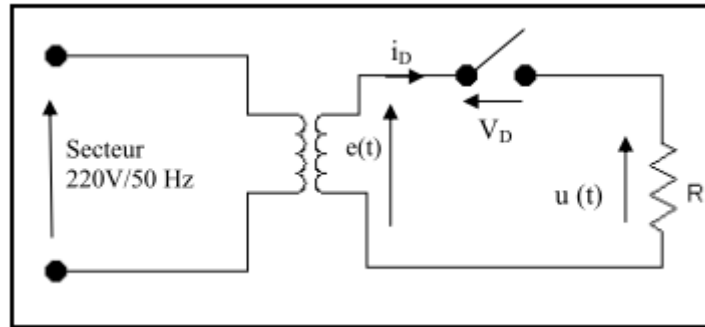


Fig. I.16

L'allure de la tension  $u(t)$  aux bornes de la charge est un signal composé par une seule alternance de la tension  $e(t)$  ; fig. I.17

La fig.I.17 donne l'allure des différentes tensions du montage ainsi que l'allure du courant dans la charge.

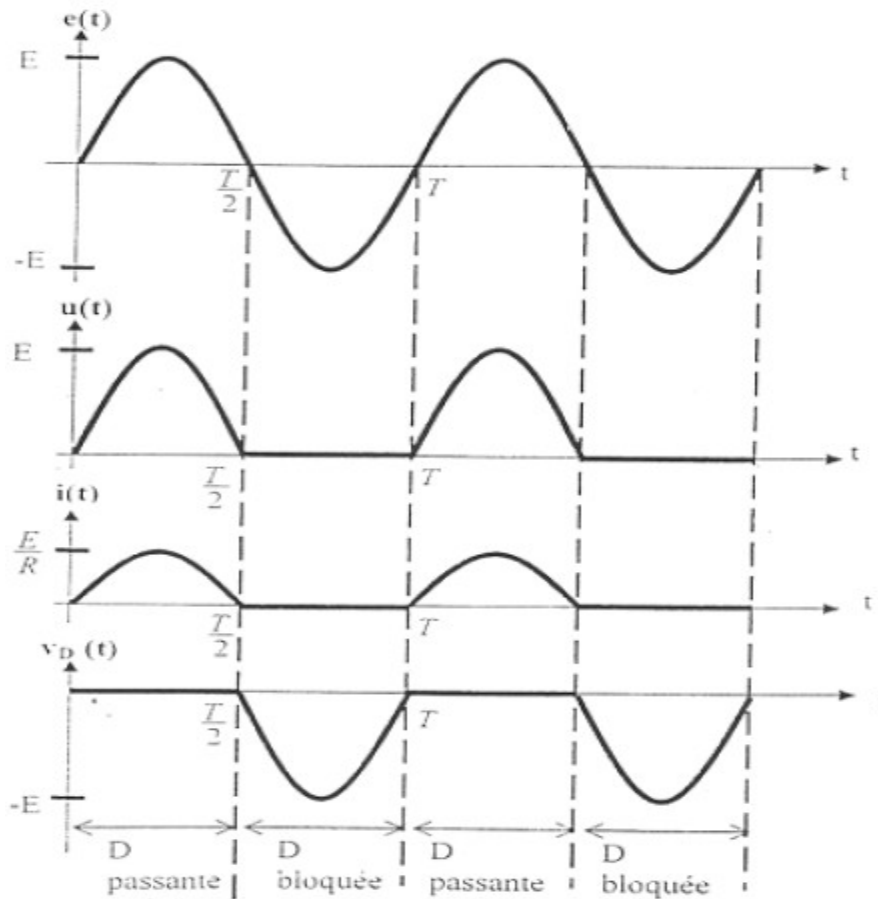


Fig.I.17

#### I-7.4) Performance du redressement simple alternance

Du fait que l'objectif de la fonction redressement (conversion alternatif-continu) est d'obtenir une fonction constante à partir d'une fonction sinusoïdale. Il y a lieu de quantifier le degré de réalisation de cet objectif. En effet, le signal obtenu à la sortie du redresseur (figure I.17) contient une composante continue (Valeur moyenne du signal  $U_{moy}$ ) à laquelle est superposée une ondulation  $U_{ond}$  (de valeur moyenne nulle).

$$u(\theta) = u_{moy} + u_{ond}(\theta) \quad (I-11)$$

La tension  $u(t)$  est périodique de période  $T$  sa valeur moyenne est :

$$U_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} e(\theta) d\theta \quad (I-12)$$

$$U_{\theta} = \frac{E}{\pi}$$

Le courant moyen étant égal à :  $I_{moy} = \frac{E}{\pi R}$

Sa valeur efficace est :

$$U_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u^2(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} e^2(\theta) d\theta \quad (I-13)$$

$$U_{eff} = \frac{E}{2}$$

Pour évaluer l'importance de l'ondulation par rapport à la valeur moyenne, on fait appel à l'un des deux coefficients suivants :

- **Le taux d'ondulation  $\tau$**  : c'est le rapport de la valeur efficace de l'ondulation à la valeur

moyenne de la grandeur  $\tau = \frac{V_{effmoy}}{V_{moy}}$

- **Le facteur de forme  $F$**  : c'est le rapport de la valeur efficace de la grandeur à sa valeur

moyenne  $F = \frac{V_{eff}}{V_{moy}}$

On peut démontrer la relation suivante :

$$U_{eff}^2 = U_{moy}^2 + U_{ond\ eff}^2 \quad (I-14)$$

Et on peut en tirer la relation suivante entre F et  $\tau$ .

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

Pour le redressement simple alternance, on a :

$$F = \frac{\frac{E}{2}}{\frac{E}{\pi}} = \frac{\pi}{2} = 1.57 \quad \tau = \sqrt{F^2 - 1} = 1.21$$

## I-8) redressement double alternance

### I-8.1) Avec transfo à point milieu

#### I-8.1.1) Montage

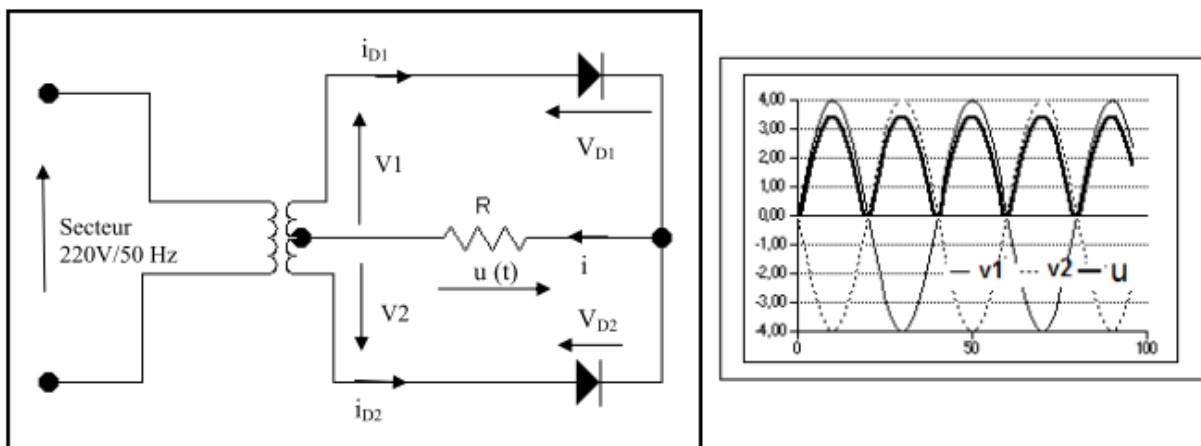


Fig. I-18

Le montage précédant présente l'inconvénient de laisser passer que la moitié du courant que peut délivrer le transformateur. Pour remédier à cela. On utilise un transformateur à point milieu. On applique aux bornes de l'enroulement primaire du transformateur une tension sinusoïdale  $e(t) = E \sin \omega t = E \sin \theta$  (avec  $\theta = \omega t$ ). Le secondaire à point milieu du transformateur est constitué par deux enroulements symétriques délivrant entre leurs bornes deux tensions  $v_1$  et  $v_2$  en opposition de phase :

$$v_1(\theta) = -v_2(\theta) = v_m \sin \theta \text{ avec } V_m = m \frac{E}{2} \quad (\text{I-15})$$

Où  $m$  est le rapport de transformation.

### I-8.1.2) Fonctionnement et chronogramme

Dans ce cas, tout se passe comme si on avait deux montages identiques à celui de la figure I-14 qui fonctionnent l'un pour l'alternance positive, l'autre pour l'alternance négative. On vérifie bien (figure I-18) que le courant dans la charge est toujours orienté dans le même sens.

La chute de tension dans les diodes devient non négligeable quand les tensions alternatives sont faibles.

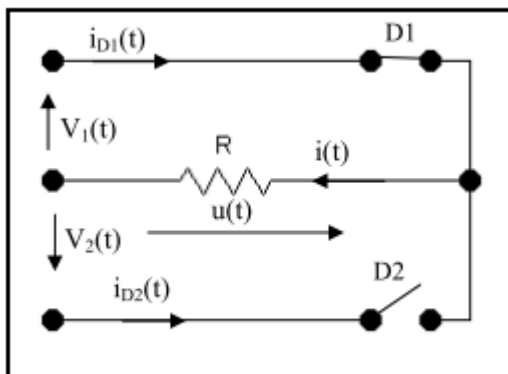


Fig. I-19

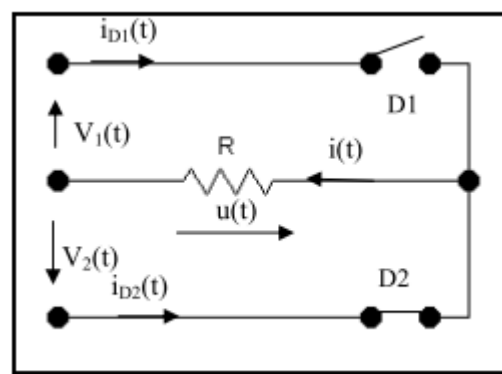


Fig. I.20

- pour l'alternance positive de  $e(t)$  : fig. I.19

$$u(t) = Ri(t) = v_1(t) \quad (\text{I-16})$$

$$i(t) = i_{D1}(t) \quad (\text{I-17})$$

- pour l'alternance négative de  $e(t)$  : figure II-8

$$u(t) = v_2(t) = -v_1(t) \quad (\text{I-18})$$

$$i(t) = i_{D2}(t) \quad (\text{I-19})$$

### I-8.1.3) Performance du redresseur

La tension  $u(t)$  est périodique de période  $T/2$ ,  $T$  est la période de la tension secteur

- Sa valeur moyenne est

$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{\frac{T}{2}} \int_0^{\frac{T}{2}} u(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u(\theta) d\theta = \frac{E}{\pi} \int_0^{\pi} \sin(\theta) d\theta \quad (\text{I-20})$$

$$\text{Soit } U_{\text{moy}} = \frac{2E}{\pi}$$

- Sa valeur efficace est :

$$U_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{\frac{T}{2}} \int_0^{\frac{T}{2}} u^2(t) dt = \frac{E^2}{\pi} \int_0^{\pi} \sin^2(\theta) d\theta = \frac{E^2}{2\pi} \int_0^{\pi} (1 - \cos 2\theta) d\theta \quad (\text{I-21})$$

$$\text{Soit } U_{\text{eff}} = \frac{E}{\sqrt{2}}$$

Le courant moyen étant égal à :

$$I_{\text{moy}} = \frac{2E}{\pi R} \quad (\text{I-22})$$

$$\text{Le facteur de forme } F : F = \frac{\frac{E}{\sqrt{2}}}{\frac{2E}{\pi}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1.11$$

$$\text{Le taux d'ondulation } \tau : \tau = \sqrt{F^2 - 1} = 0.48$$

### I-8.1.4) Caractéristiques des diodes

$$v_{D1}(t) = V_1(t) - u(t) \quad \text{et} \quad v_{D2}(t) = V_2(t) - u(t)$$

Les diodes sont plus sollicitées que pour le montage simple alternance : en effet, la diode qui ne conduit pas devra supporter une tension  $V_R$  double de celle requise dans le montage à simple alternance, soit deux fois la tension crête présente sur chacun des secondaires.

Chaque diode ne conduise que pendant une alternance de  $e(t)$ , soit :  $I_{Dmoy} = \frac{E}{\pi R}$

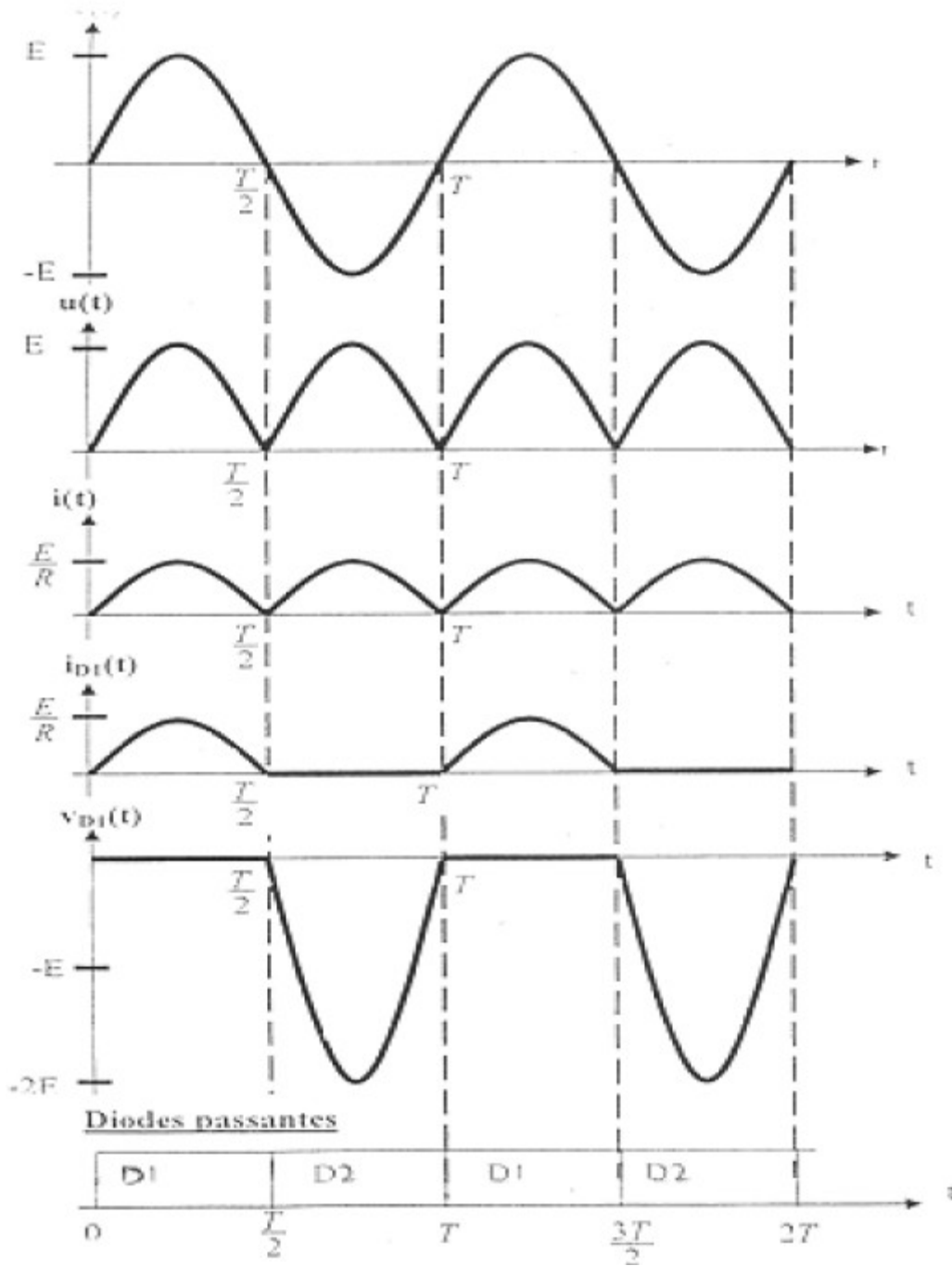


Fig. I.21



## I-8.2) Avec pont de graetz

### I-8.2.1) Montage

Il existe une autre manière de faire du redressement double alternance, ne nécessitant pas un transformateur à double enroulement : on utilise 4 diodes montées en pont.

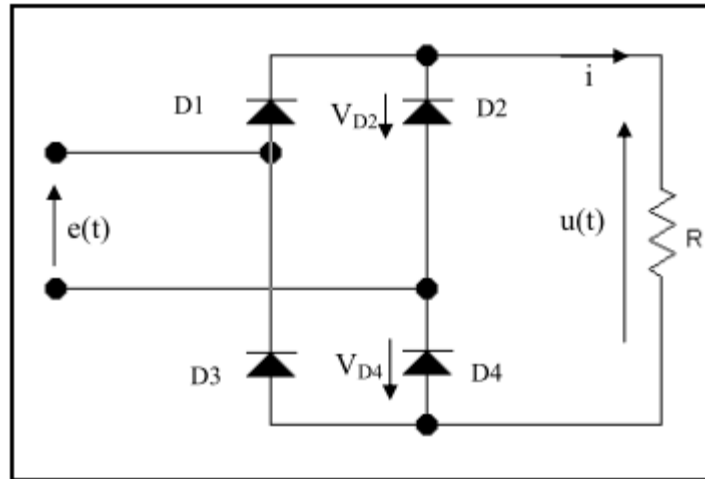


Fig. I.22

### I-8.2.2) Fonctionnement

Lorsque la tension aux bornes du transformateur est positive, D1 et D4 conduisent (D2 et D3 sont bloquées), et quand elle est négative, D2 et D3 conduisent (D1 et D4 sont bloquées). Le courant dans la charge est toujours orienté dans le même sens.

#### a. Alternance positive : Figure I-23

D<sub>1</sub> et D<sub>4</sub> sont passantes  $V_{D1} = 0$  et  $V_{D4} = 0$  (interrupteurs fermés). La loi des mailles :

$$e(t) - V_{D1} - u(t) - V_{D4} = 0 \quad (\text{I-23})$$

$$\Rightarrow e(t) - u(t) = 0 \Rightarrow u(t) = e(t) \geq 0 \quad (\text{I-24})$$

$$i(t) = i_{D1}(t) = \frac{u(t)}{R} \quad (\text{I-25})$$

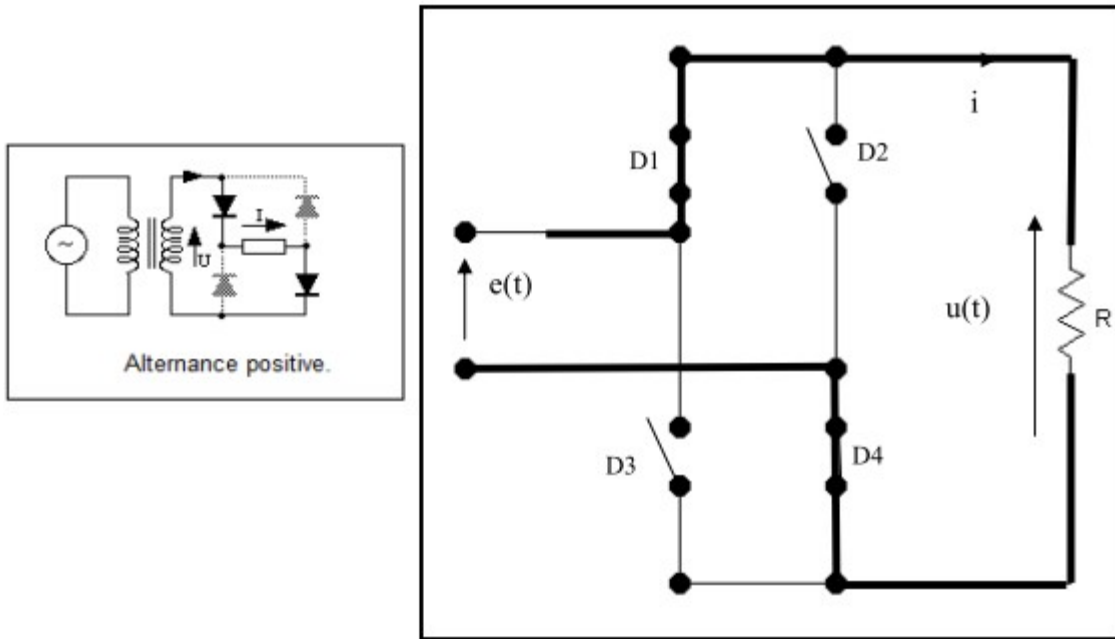


Fig. I.23

**b. Alternance négative : Figure I-24**

D2 et D3 sont passantes  $V_{D2} = 0$  et  $V_{D3} = 0$  (interrupteurs fermés). La loi des mailles :

$$e(t) + V_{D2} + u(t) + V_{D3} = 0 \Rightarrow e(t) + u(t) = 0 \quad (I-26)$$

$$\Rightarrow u(t) = -e(t) \geq 0 \quad (I-27)$$

$$i(t) = i_{D2}(t) = \frac{u(t)}{R} \quad (I-28)$$

La loi des mailles pour D1 :

$$V_{D1} + u + V_{D3} = 0 \Rightarrow V_{D1}(t) = -u(t) = e(t) \leq 0 \quad (I-29)$$

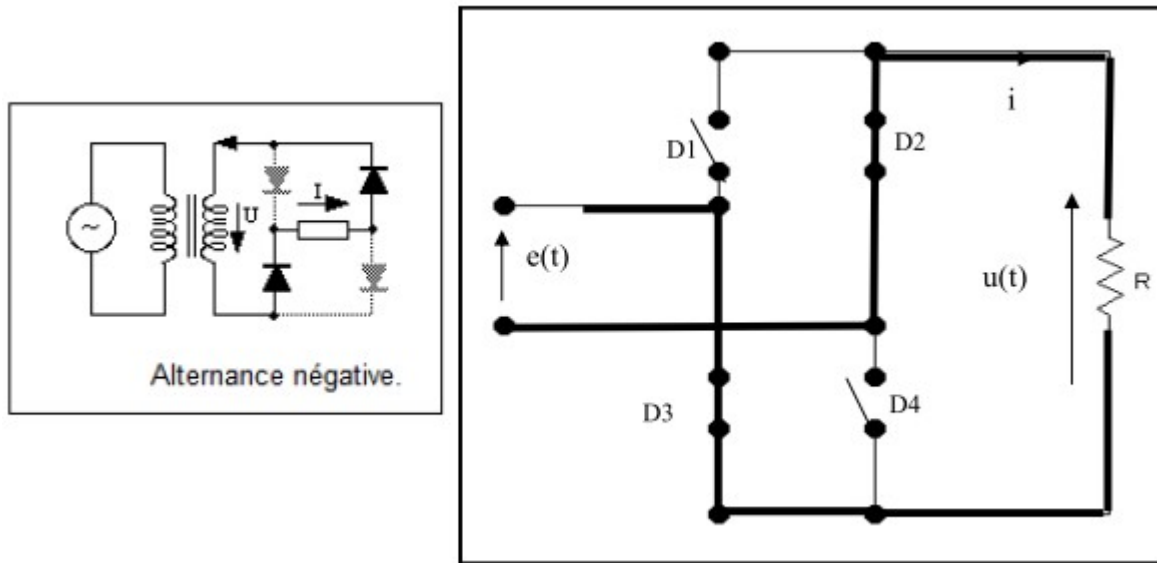


Fig. I.24

I-8.2.3) Chronogrammes

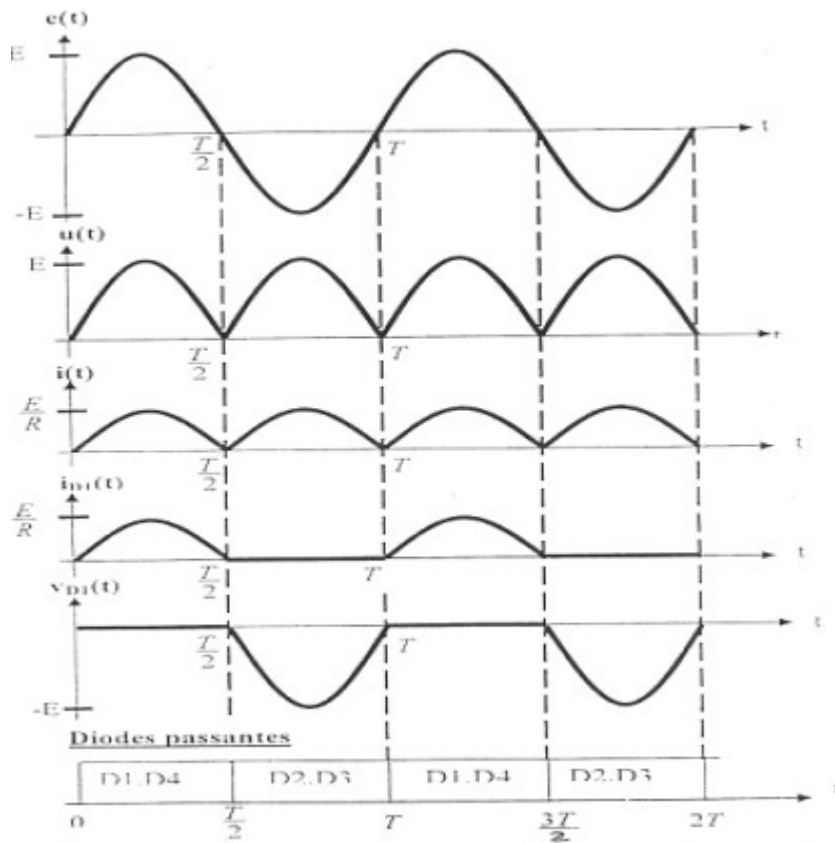


Fig. I.25

#### I-8.2.4) Performances du redresseur

Les performances sont les mêmes que celle du redresseur à deux diodes : même taux d'ondulation et même facteur de forme, les expressions des valeurs moyenne et efficace de la tension  $u(t)$  sont les mêmes puisque nous avons les mêmes allures.

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

#### I-9) Filtrage

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

##### I-9.1) Redressement simple alternance

La charge est quelconque, et peut être un montage électronique complexe ayant une consommation en courant quelconque. Soit le montage de la figure I-26, alimenté par la tension :  $e(t) = E \sin \omega t$

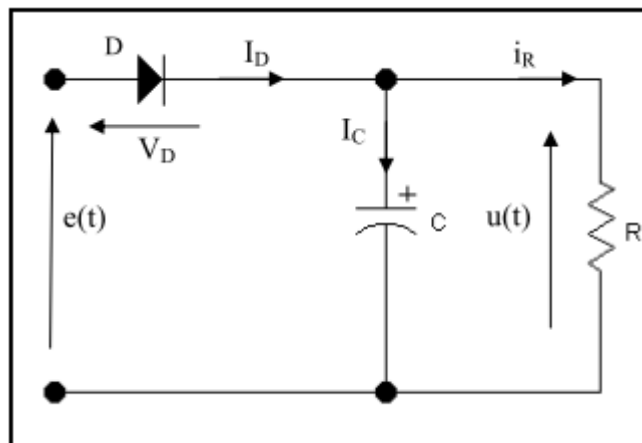


Fig. I.26

**I-9.1.1) Fonctionnement**

En supposant la diode parfaite, on obtient pour  $u(t)$  la courbe donnée à la figure I-27. On peut distinguer deux phases.

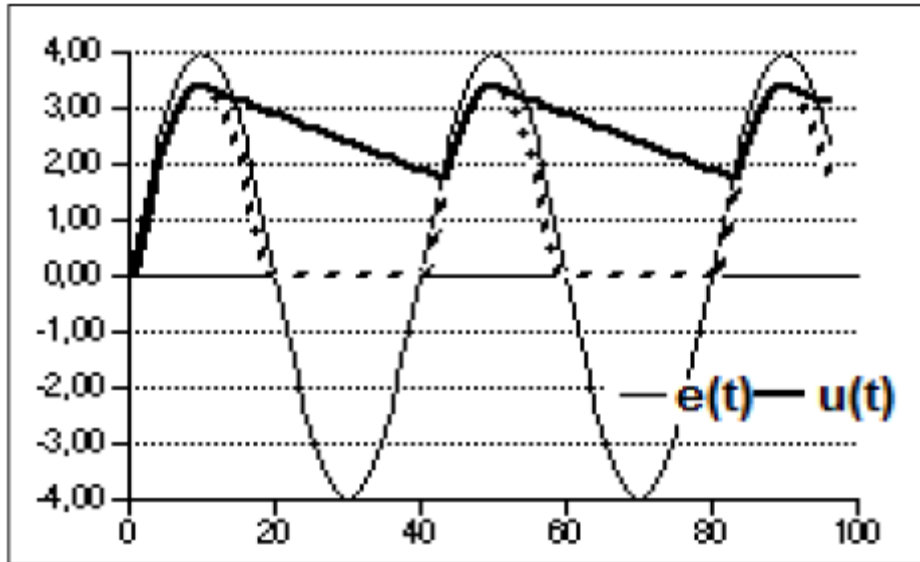


Fig. I.27

- **Phase a** : figure I-28

$e(t) \geq u(t)$ , la diode D est passante, la tension  $u(t)$  suit l'évolution de la tension  $e(t)$ , soit :

$$e(t) = u(t) \text{ et } i_D(t) + i_C(t)$$

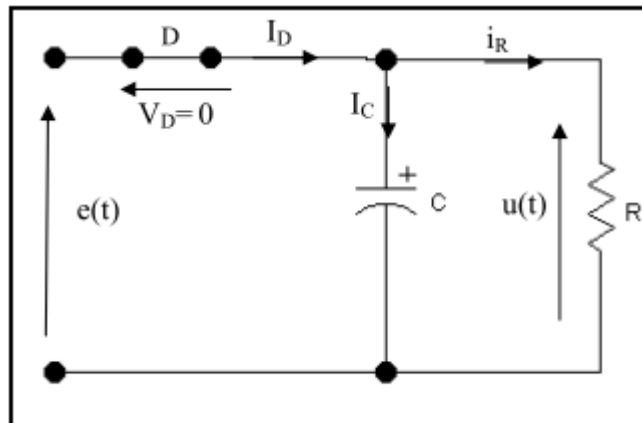


Fig. I.28

- **Phase b** : figure I-29

La tension  $e(t)$  décroît rapidement et le condensateur, freinant l'évolution de la tension  $u(t)$ , l'empêche de suivre la décroissance de  $e(t)$  ce qui impose  $u(t) > e(t)$ . La diode  $D$  se bloque et le circuit RC se trouve isolé. Le condensateur se comporte comme un générateur de tension, et il restitue l'énergie accumulée dans la phase précédente.

La décroissance de  $u(t)$  est donc régit par la décharge du condensateur  $C$  dans la résistance  $R$ . A la limite, si la constante de temps  $RC$  est très grande par rapport à la période  $T$  de la tension  $e(t)$ , la décroissance de  $u(t)$ , lors de la phase  $b$ , est négligeable et la tension  $u(t)$  reste constante et égale à  $E$ .

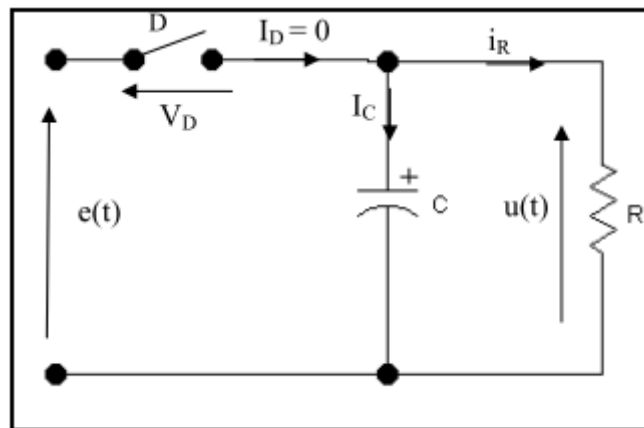


Fig. I.29

**I-9.1.2) Calcul de l'ondulation**

On suppose que  $RC > T$ , la tension  $u(t)$  reste peu différente de  $E$ , le courant dans la résistance

$R$  varie peu autour de  $I_{moy} = \frac{E}{R}$

Au cours de la phase  $b$ , le condensateur se décharge à courant constant  $E/R$  pendant une durée peu différente de la période  $T$ . On a :

$$i_R = \frac{E}{R} = -C \frac{du(t)}{dt} \tag{I-30}$$

$$\text{Soit } -\Delta U = \int_0^{\tau} du = \int_0^{\tau} \frac{-E}{RC} dt \quad (\text{I-31})$$

$$-\Delta U = \frac{E}{RCf} = \frac{I_{\text{moy}}}{Cf} \text{ avec } f = \frac{1}{T} \quad (\text{I-32})$$

A noter que la tension aux bornes du condensateur étant en permanence voisine de la tension crête E, lorsque la tension crête de e(t) est négative, la diode doit supporter deux fois la tension crête de e(t) soit 2E.

### I-9.2) Redressement double alternance

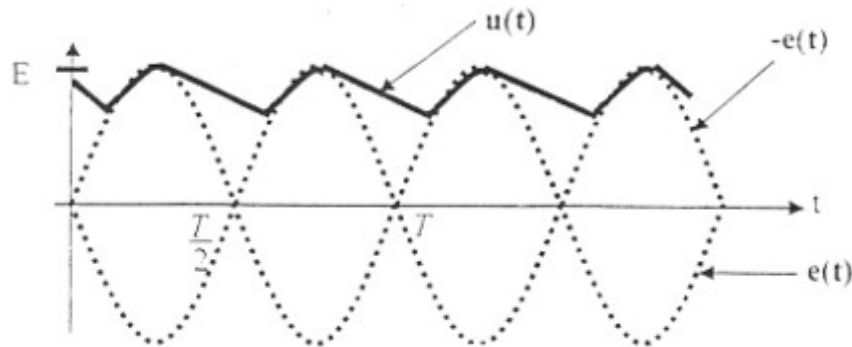


Fig. I.30

La période de u(t) est T/2 (fréquence double de la tension e(t)). Le même calcul que dans le cas du redressement simple alternance donne pour l'ondulation :

$$\Delta U = \frac{E}{2RCf} = \frac{I_{\text{moy}}}{2Cf} \quad (\text{I-32})$$

32)

### I-9.3) Doubleur de la tension :

Dans certaines applications, on peut avoir besoin de tensions continues très élevées (quelques milliers de volts). On pourrait les obtenir avec un transformateur élévateur et un redressement/filtrage classique.

Il existe une solution moins onéreuse faisable avec des diodes et des condensateurs : c'est le doubleur de tension.

Le montage de la figure I-31 se décompose en deux : redressement / filtrage par la cellule D1/C1, puis détecteur de crête D2/C2.

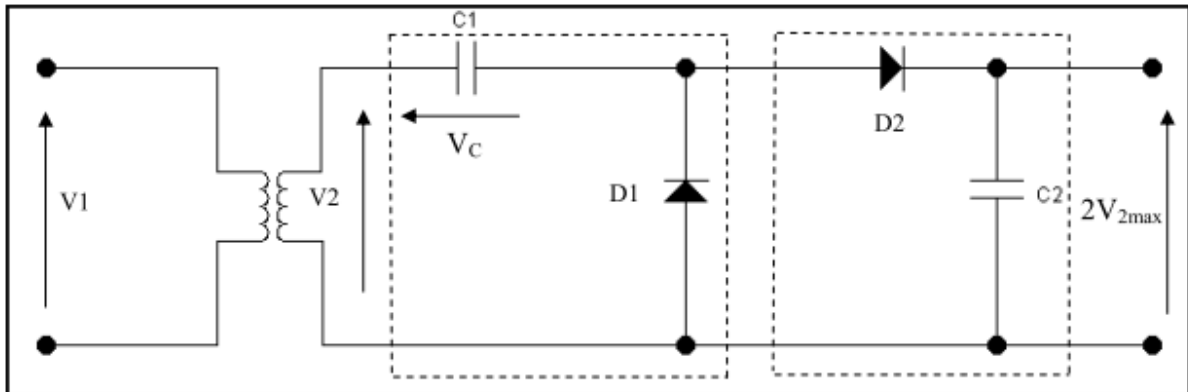


Fig. I.31

Aux bornes du condensateur C1, si la charge est infinie, la tension  $V_c$  restera constante et égale à la tension crête du transformateur.

La diode D1 verra à ses bornes la tension  $V_2 - V_c$ , dont la valeur crête est égale à deux fois la tension crête du transformateur. Tout se passe comme si la tension du transformateur avait été translatée d'une fois la valeur de la tension crête. Il suffit alors de filtrer cette tension à sa valeur de crête avec D2 et C2 : on obtient une tension continue égale à deux fois la tension crête du transformateur.

## I-10) Diodes Zenèr

### I-10.1) Caractéristiques

La diode Zener est une diode qui est utilisée en polarisation inverse. La figure I-32 représente le symbole d'une diode Zener. Sur le composant, même figure, la cathode est repérée par un anneau de couleur

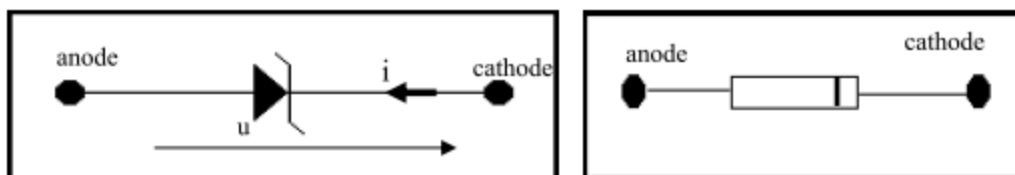


Fig. I.32 Diode Zener



La caractéristique de la diode Zener est donnée par la figure I-33

- En direct, une diode Zener se comporte comme une mauvaise diode normale.
- En inverse, La caractéristique de la diode Zener présente l'allure d'un générateur de tension à faible résistance interne.

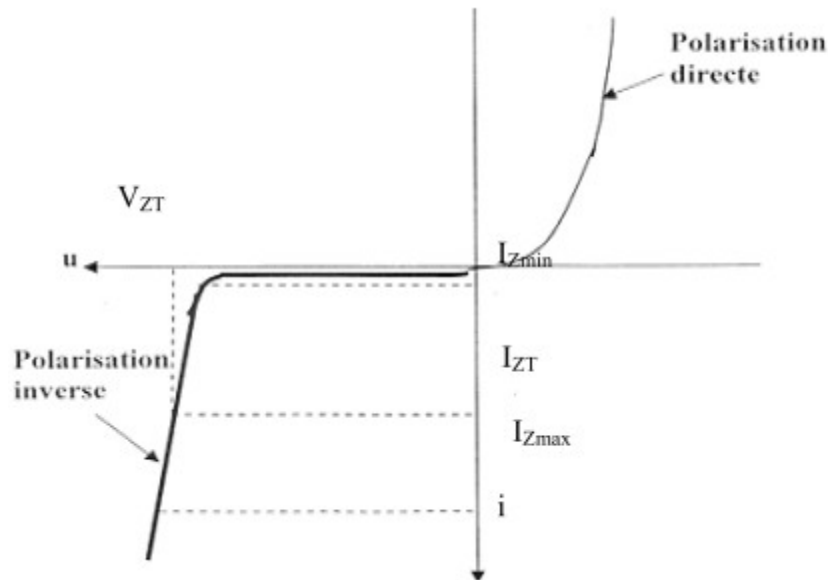


Fig. I.33 Caractéristique de la diode Zener

En général, les constructeurs spécifient:

- La tension d'avalanche  $V_{ZT}$  pour un courant déterminé  $I_{ZT}$  (les valeurs de tension sont normalisées).
- A ce point de fonctionnement ( $V_{ZT}$ ,  $I_{ZT}$ ) on donne la résistance dynamique de la diode  $r_{ZT}$
- Le courant max  $I_{ZMax}$  pour lequel la puissance dissipée dans le composant sera le maximum admissible.

### I-10.2) Schéma équivalent

Si on utilise le composant suffisamment loin du coude de la caractéristique inverse, le schéma de la figure I-34 modélise bien le comportement d'une diode Zener :

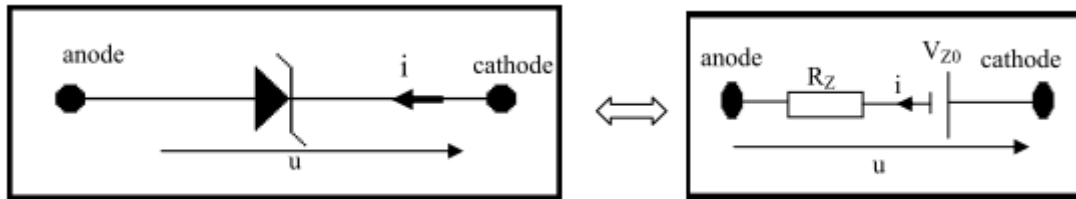


Fig. I.34 Schéma équivalent de la diode Zener

### I-10.3) Stabilisation de tension

De par leurs caractéristiques, les diodes Zener sont idéales pour stabiliser des tensions continues ayant une ondulation résiduelle non négligeable (cas des tensions redressées filtrées).

Le montage de la figure I-35 est un stabilisateur de tension. Il permet de maintenir la tension  $U$ , aux bornes de la charge  $R_u$ , sensiblement constante lorsque le courant  $I_U$ , varie entre 0 et  $I_{UMax}$  et/ou lorsque la tension d'entrée (non régulée)  $V_c$  varie entre  $V_{Cmin}$  et  $V_{Cmax}$ , c'est le cas des tensions redressées filtrées.

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

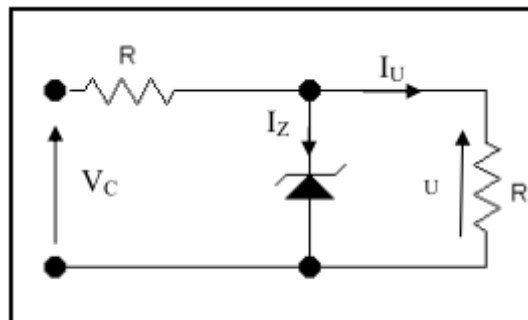


Fig. I.35 Stabilisation de tension avec diode Zener.

La résistance  $R$  assure le rôle de polarisation de la Zener, et elle sera calculée pour que la condition énoncée ci-dessus soit remplie. Il faudra aussi veiller à ce que le courant  $I_z$  ne dépasse pas le courant  $I_{z\ max}$

- **Calcul de R:**

Cette résistance est calculée de telle sorte que le courant  $I_Z$ , vérifie la condition suivante :

$$I_{Zmin} \leq I_Z < I_{Zmax} \quad (I-33)$$

Supposons  $r_z = 0$  (caractéristique verticale), la tension  $U$  doit rester constante et égale à  $V_Z$ .

On a

$$I_Z = \frac{V_c - V_Z}{R} - I_v \quad (I-34)$$

La condition  $I_Z \leq I_{Zmax}$  impose dans les conditions les plus défavorables ( $V_c = V_{cmax}$ ,  $I_U = 0$ ):

$$\frac{V_{cmax} - V_Z}{R} \leq I_{Zmax} \quad (I-35)$$

Soit

$$R \geq \frac{V_{Cmax} - V_Z}{I_{Zmax}} \quad (I-36)$$

La condition  $I_Z \geq I_{Zmin}$  impose dans les conditions les plus défavorables ( $V_c = V_{Cmin}$ ,  $I_U = I_{max}$ )

$$\frac{V_{Cmin} - V_Z}{R} \geq I_{Zmin} + I_{Umax} \quad (I-37)$$

Soit

$$R \leq \frac{V_{Cmin} - V_Z}{I_{Zmin} + I_{Umax}} \quad (I-38)$$

• **Qualité de la stabilisation:**

On peut définir deux coefficients de stabilisation pour caractériser ce montage. En effet, la tension de sortie va varier lorsque la tension d'entrée et / ou la charge vont varier. On distingue deux coefficients

- **Stabilisation amont:**

Ce coefficient est représentatif de la sensibilité du montage aux variations de la tension non régulée  $V_C$ , et ceci à charge constante ( $I_U = cte$ ), c'est le rapport:

$$k_v = \left[ \frac{dU}{dV_c} \right]_{I_U = cte} \quad (I-39)$$

**- Stabilisation aval:**

Ce coefficient est représentatif de la variation de la tension de sortie quand le courant dans la charge varie, et ceci à tension d'entrée constante ( $V_c = cte$ ), C'est le rapport:

$$k_i = \left[ \frac{dU}{dI_U} \right]_{V_c = cte} \quad (I-40)$$

• **Exemple**

Dans le même montage de la fig. I.35 remplaçant la diode Zener par son modèle équivalent, on obtient le schéma de la figure I-36

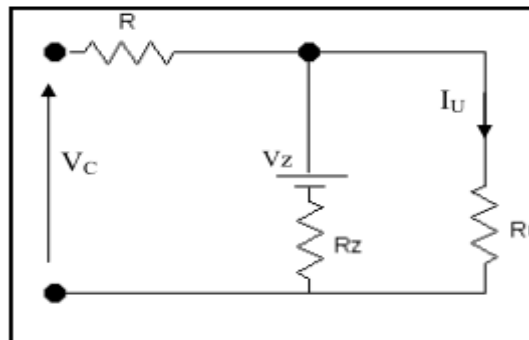


Fig. I.36

Remarquons que de point de vue des petites variations, toute tension constante se comporte comme un court-circuit.

Notons les variations des grandeurs électriques:

$$dU = u; dI_U = i_u; dV_c = v_c \quad (I-41)$$

• **Calcul de  $k_v$  :**

On a le schéma équivalent (Fig. I.37) pour des variations nulles de la charge, donc du courant  $i_u$ . Le coefficient de stabilisation amont est donnée par

$$k_V = \left( \frac{u}{v_c} \right)_{i_U=0} = \frac{R_Z}{R + R_Z} \approx \frac{R_Z}{R} \quad (I-42)$$

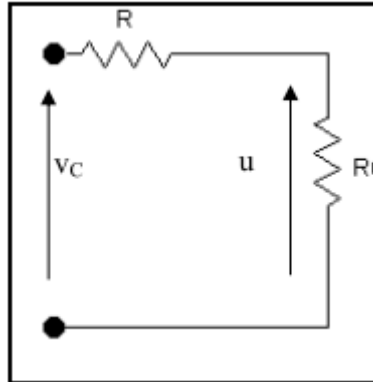


Fig. I.37

• Calcul de  $k_i$

On a le schéma équivalent (Fig. I.38) pour des variations nulles de la tension non régulée  $v_c$ .  
 Le coefficient de stabilisation aval est donnée par :

$$k_1 = \left( \frac{u}{i_U} \right)_{v_c=0} = \frac{R R_Z}{R_Z + R} \approx R_Z \quad (I-43)$$

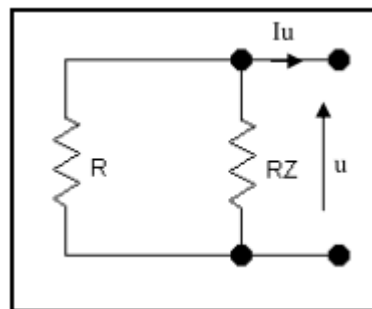


Fig. I.38

**I-10.2) Diodes électroluminescentes**

**I-10.2.1) Caractéristiques**

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

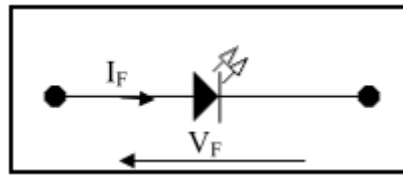


Fig. I.39 Diode électroluminescente

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

### I-10.2.2) Utilisations

Les utilisations des LED sont de plus en plus nombreuses, car ces composants sont plus fiables que des lampes à incandescence, et leur rendement est un peu meilleur.

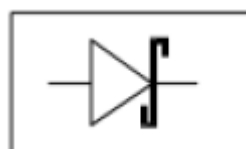
On les rencontre partout où on a besoin de témoins lumineux, et de plus en plus, associées en matrices pour remplacer des grosses lampes (feux tricolores de circulation par exemple), ou pour faire des panneaux d'affichage électroniques (heure, température, publicités diverses ).

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

### I-10.3) Autres types

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

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



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

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

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

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

LED Verte  $V_F \geq 2 \text{ V}$  pour  $I_F = 20\text{mA}$

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

# Chapitre II

## Transistor bipolaire -régime statique-



## II-1) Historique

Inventé en 1948 par les Américains J. Bardeen, W. Brattain et W. Shockley, le transistor est un composant à semi-conducteur qui remplit deux fonctions vitales en électronique: celles d'amplificateur (c'est un générateur de fort courant en sortie commandé par un faible courant en entrée) et de commutateur (à la manière d'un interrupteur marche/arrêt).

### II-1-1) Constitution d'un Transistor bipolaire

Un transistor à jonction bipolaire est un composant à semi-conducteur constitué de 2 jonctions P-N, très proches l'une de l'autre. Un transistor est formé de 3 zones (N-P-N ou P-N-P selon son type), tel qu'illustré sur le dessin ci-dessous. Chaque "zone" est reliée à une électrode: base (B), émetteur (E), collecteur (C). La base, on le constate, est très mince: son épaisseur est de l'ordre de quelques microns seulement.

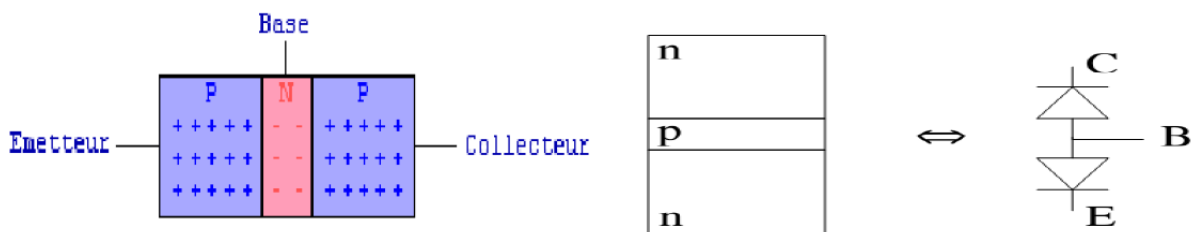


Fig.II.1: Structure et constituant d'un transistor bipolaire

- D'une manière très schématique, on pourrait dire qu'une jonction P-N fonctionne comme suit: si elle n'est soumise à aucune tension extérieure, les électrons (charges négatives) sont majoritaires dans la zone N, les "trous" (charges positives) sont majoritaires dans la zone P et entre les deux, on trouve une zone "neutre", désertée.
- Appliquer maintenant une tension inverse à cette jonction: on augmente le champ électrique de la zone centrale, ce qui a pour effet de repousser encore plus loin les électrons de la zone N et les "trous" de la zone P. Conséquence: la zone "neutre" s'élargit, la diode est bloquée, ou non passante.
- Si on inverse la polarité de la tension aux bornes de la jonction, c'est-à-dire si on lui applique une tension directe, supérieure à 0,7 V environ, on annule le champ électrique de la zone centrale ("neutre"), ce qui provoque le déplacement des charges négatives de la zone N vers les "trous" de la zone P: il y a donc circulation d'un courant électrique, la diode devient passante.

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

### II-1-1) Symboles, tensions et courants

#### a) Transistor bipolaire NPN

Le transistor bipolaire NPN est schématiquement constitué de trois régions semi-conductrices différentes formées dans un petit bloc de silicium monocristallin. On distingue :

- ✓ Une région N : le collecteur C.
- ✓ Une région P (étroite) : la base B.
- ✓ Une région N : l'émetteur E.

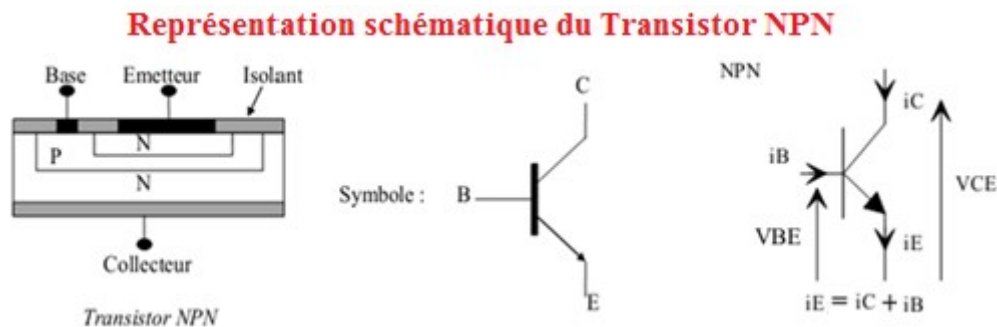


Fig.II.2: Structure, symbole, courants et tension d'un transistor bipolaire NPN.

#### b) Transistor bipolaire PNP :

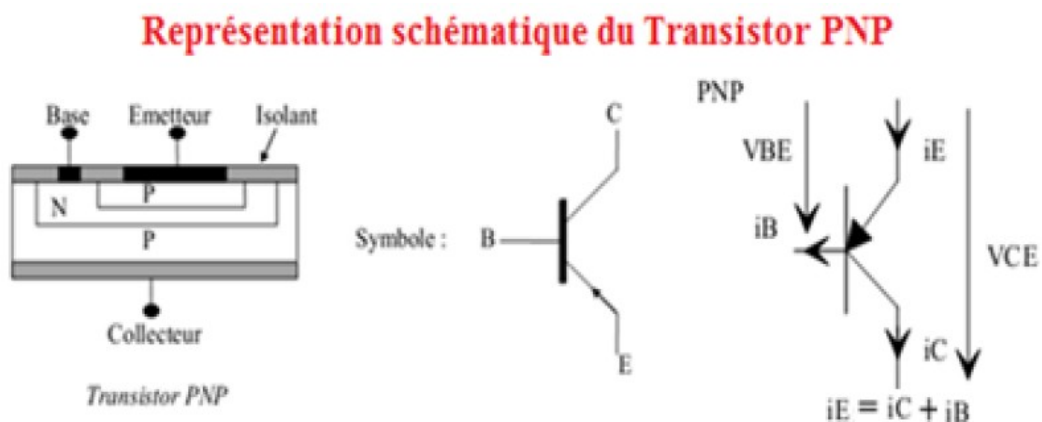


Fig.II.3: Structure, symbole, courants et tension d'un transistor bipolaire PNP.

Avec les conventions citées au-dessus :

- ✓ Pour un NPN :  $i_C$ ,  $i_E$ ,  $i_B$  sont positifs.  $V_{CE}$ ,  $V_{BE}$  sont positifs.
- ✓ Pour un PNP :  $i_C$ ,  $i_E$ ,  $i_B$  sont positifs.  $V_{CE}$ ,  $V_{BE}$  sont négatifs

## II-2) Fonctionnement d'un Transistor bipolaire

Pour illustrer le fonctionnement du Transistor bipolaire soit le montage suivant :

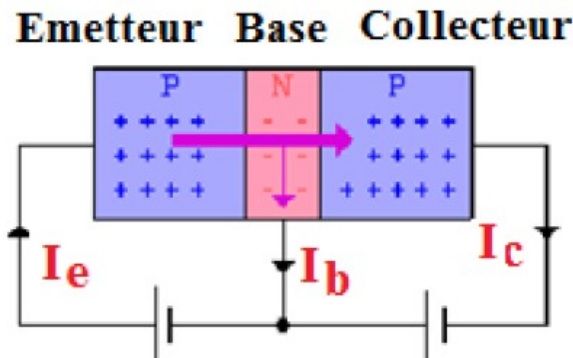


Fig.II.4: Structure disposition des jonctions EB et BC d'un transistor bipolaire.

- ✓ La jonction E-B est polarisée dans le sens passant, mais la jonction B-C, polarisée en inverse, est bloquée. Il circule donc un courant de E à B, appelons le  $I_b$ . La base, on s'en souvient, est une zone très étroite et les électrons qui arrivent de l'émetteur vont certes se combiner avec les "trous" (peu nombreux) de la base, mais ils seront en majorité fortement attirés vers la zone du collecteur par le champ électrique créé par la polarisation inverse de la jonction B-C: il en résulte, sous l'effet d'avalanche, un important courant de collecteur,  $I_c$ . C'est ce qu'on appelle **l'effet transistor**. Le courant de collecteur  $I_c$  est proportionnel au courant de base  $I_b$ , le facteur  $\beta$  (béta) étant le gain encourant.
- ✓ Quand la tension collecteur-émetteur  $V_{CE}$  diminue pour devenir très faible, la jonction B-C cesse d'être polarisée en inverse, et **l'effet transistor** décroît alors très rapidement. A la limite, la jonction B-C devient aussi polarisée en direct: on n'a plus un transistor, mais l'équivalent de deux diodes en parallèle. On dit que le transistor est saturé.
- ✓ Nous allons étudier plus particulièrement le transistor NPN : Il est constitué d'une jonction NP (Collecteur-Base) et d'une jonction PN (Base-Emetteur). Suivant le mode de polarisation de ces deux jonctions (bloquée = inverse ou passante = directe), quatre modes de fonctionnement du transistor peuvent apparaître:

### II-3) Relations fondamentales

Nous allons étudier plus particulièrement le transistor NPN (Figure II-5). Il est constitué d'une jonction NP (Collecteur-Base) et d'une jonction PN (Base-Emetteur).

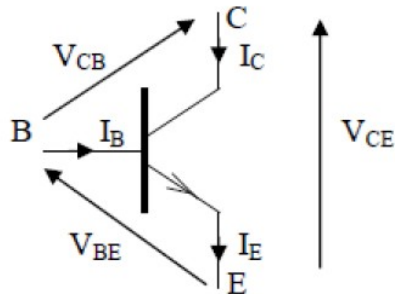


Fig.II.5: Transistor NPN et ses grandeurs électriques.

Dans un transistor, il y a trois courants distincts :

- $I_C$  : Le courant de Collecteur.
- $I_B$  : Le courant de Base.
- $I_E$  : Le courant dans l'Emetteur.

Il y a trois tensions :

- $V_{BE}$  : La tension entre le point B et le point E (La base et l'émetteur).
- $V_{CB}$  : La tension entre le point C et le point B (Le collecteur et la base).
- $V_{CE}$  : La tension entre le point C et le point E (Le collecteur et l'émetteur).

#### II-3-1) Relations entre les courants

La loi des nœuds permet d'écrire :

$$I_E = I_C + I_B \quad (\text{II-1})$$

Le courant émetteur est la somme du courant collecteur et du courant base.

D'autre part il existe une relation entre courant de base et courant collecteur due à l'effet transistor. Cette relation s'écrit :

$$I_c = \beta I_B$$

(II-2)

Avec  $\beta$  est le gain en courant du transistor. Il est parfois aussi appelé coefficient d'amplification statique en courant.

*Remarque :*

L'effet transistor : C'est tout simplement le fait que le transistor fonctionne comme un robinet d'électron en effet selon le courant  $I_B$  (Donc le courant de la base) le transistor laisse passer un courant  $I_c$ , qui est proportionnel à  $I_B$ .

- En règle générale  $\beta$  varie de 30 à 300 avec pour valeur courante :
- Transistors dit « Petit signaux » :  $100 < \beta < 300$ .
- Transistors dit de « Puissance » :  $30 < \beta < 100$ .

La relation (II-1) peut alors s'écrire :

$$I_E = I_B + \beta I_B = (1 + \beta) \times I_B \quad (\text{II-3})$$

- Si  $\beta \times I_B$  est grand devant  $I_B$  (Ce qui est le cas pour les transistors « Petits signaux ») on peut alors écrire :

$$1 + \beta \approx \beta \Rightarrow I_E \approx I_C \quad (\text{II-4})$$

Le courant collecteur est approximativement égal au courant émetteur.

### II-3-2) Relations entre les tensions

Loi de Kirchhoff appliquée au transistor bipolaire :

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} \quad (\text{II-5})$$

La tension à deux indices peut être déduire des tensions à un seul indice :

$$V_{CE} = V_C + V_E \quad (\text{II-6})$$

$$V_{CB} = V_C + V_B \quad (\text{II-7})$$

$$V_{BE} = V_B + V_E \quad (\text{II-8})$$

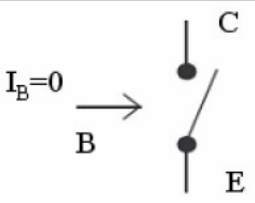
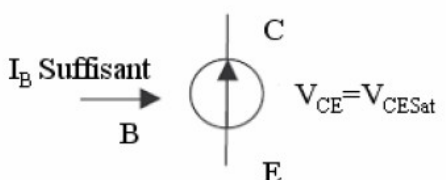
$V_B$  : La tension entre la base et la masse.

$V_C$  : La tension entre le collecteur et la masse.

$V_E$  : La tension entre l'émetteur et la masse.

#### II-4) Zones de fonctionnement du transistor NPN

Le transistor est un composant commande en courant. Utilisé comme interrupteur commandé,

D'INTERRUPTEUR OUVERT	D'INTERRUPTEUR FERME
→ on parle d'état bloqué, le courant ne circule pas,	→ on parle d'état saturé, le courant circule.
 <p>Modèle équivalent d'un transistor bloqué</p>	

L'électrode de Base constitue la commande, le Collecteur et l'Emetteur laissent ou non circuler le courant électrique.

On distingue trois zones de fonctionnement du transistor : *la zone de blocage, la zone Linéaire et la zone non linéaire (ou saturée).*

##### II-4-1) Zone de blocage

Il faut assurer un courant de base nul ( $I_B = 0$  A) ce qui implique  $V_{BE} < V_{BEsat}$ .

$$I_E = I_C = I_B = 0 \quad (II-9)$$

$$V_{BE} < V_{BEsat} = 0.7V \quad (II-10)$$

##### II-4-2) Zone de saturation

Il faut assurer un courant de base suffisant qui dépend :

- De la valeur de la tension  $V_E$  appliquée en entrée (Sur la base).
- De la valeur de la résistance (ou des résistances) de base qui permettent de fixer le courant.

$$I_C < \beta \times I_B \quad (\text{II-11})$$

$$V_{CE} = V_{BEsat} \quad (\text{II-12})$$

- ✓ En réalité,  $V_{CESat}$  est de l'ordre de 0,2 à 0,4V.
- ✓ En pratique, on prendra donc  $V_{CESat} \approx 0 V$ .

Lorsque le transistor est saturé, on a  $V_{BE} = V_{CESat} = 0,6 \text{ à } 0,7 V$  (Silicium).

### II-4-3) Zone de fonctionnement linéaire

Le transistor est alors, le plus souvent, utilisé dans un montage amplificateur

$$I_C = \beta I_B \quad (\text{II-13})$$

$$V_{CE} > 1V \quad (\text{II-14})$$

$$V_{BE} = 0.7V \quad (\text{II-15})$$

### II-5) Montage Émetteur commun

Soit le schéma du transistor et de ses grandeurs électriques principales.

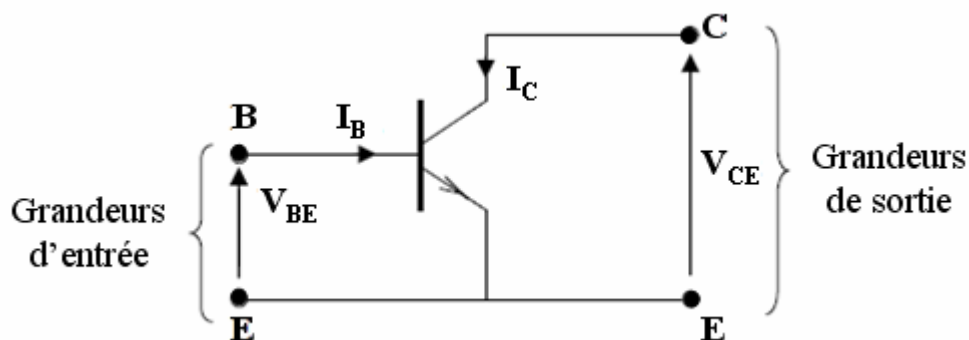


Fig.II.6: Schéma du transistor et de ses grandeurs électriques principales

- ✓ Les bornes d'entrée du triplé sont la base et l'émetteur, les grandeurs d'entrée sont :  $I_B$  et  $V_{BE}$ .
- ✓ La sortie se fait entre le collecteur et l'émetteur, les grandeurs correspondantes sont :  $I_C$  et  $V_{CE}$ .

## II-6) Caractéristique statique du transistor NPN

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 du transistor.

### II-6-1) Caractéristiques $I_B = f(V_{BE})$

La caractéristique d'entrée du transistor est donnée par la relation  $I_B = f(V_{BE})$  à  $V_{CE} = \text{cte}$ .

En fait, le circuit d'entrée est la jonction base émetteur du transistor, soit une jonction diode.

Cette caractéristique va dépendre très peu de la tension collecteur-émetteur : on la donne en général pour une seule valeur de  $V_{CE}$ . La courbe est la suivante :

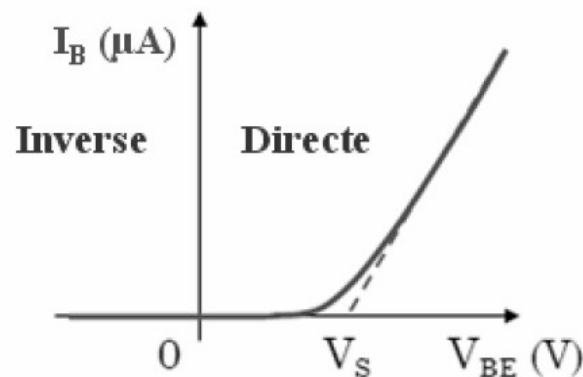


Fig.II.7: Caractéristique d'entrée du transistor.

La tension  $V_{BE}$  est d'environ 0,7 V pour une polarisation normale du transistor. Cette valeur est donc légèrement supérieure à celle d'une jonction de diode.

### II-6-2) Caractéristiques $I_C = f(I_B)$

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



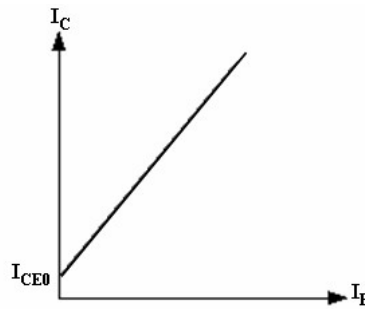


Fig.II.8: Caractéristique de transfert du transistor

La caractéristique de transfert est donc une droite, le transistor est un générateur de courant commandé par un courant.

Si on considère le courant de fuite  $I_{CE0}$ , la caractéristique ne passe pas par l'origine, car  $I_C = I_{CE0}$  pour  $I_B = 0$ .

### II-6-3) Caractéristiques $I_C = f(V_{BE})$

La figure  $I_C = f(V_{BE})$  montre que, pour un transistor travaillant dans la zone de saturation, la tension  $V_{BE}$  varie fort peu. En dessous de  $V_{BE} = 0,65$  V, le transistor ne conduit pas.

Lorsqu'on dépasse cette valeur, appelée tension de seuil, le courant collecteur augmente exponentiellement.

En pratique,  $V_{BE}$  est généralement compris entre 0,65 V (pour des  $I_C$  de quelques mA) et 1 V

(pour les transistors de puissance parcourus par un  $I_C$  important).

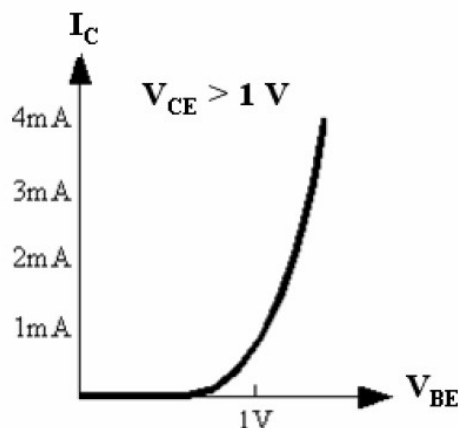


Fig.II.9:Caractéristique  $I_C = f(V_{BE})$  d'un transistor bipolaire.

#### II-6-4) Caractéristiques $I_C = f(V_{CE})$

La caractéristique principale du transistor bipolaire donne l'évolution du courant de collecteur  $I_C$  en fonction de la tension qui existe entre le collecteur et l'émetteur  $V_{CE}$ . On présente en général un réseau de caractéristiques  $I_C = f(V_{CE})$  pour plusieurs valeurs de  $I_B$ .  $V_{CE}$  est forcément positif, compte tenu de la polarisation des deux jonctions. Suivant les valeurs de  $V_{CE}$  imposées au composant, nous allons distinguer deux zones de fonctionnement sur le réseau de courbes  $I_C = f(V_{CE})$ .

Le montage suivant permet le relevé des caractéristiques de sortie  $I_C = f(V_{CE})$  à  $I_B = \text{cte}$ .

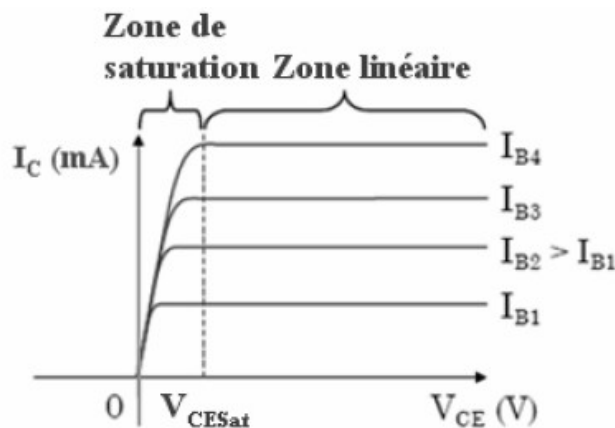


Fig.II.10:Caractéristiques de sortie du transistor.

- $V_{CE}$ : faible (inférieure à 0,7V), la jonction base - collecteur est polarisée en directe. Le courant  $I_C$  varie linéairement avec  $V_{CE}$ .
- Si  $V_{CE} = 0$  alors aucun courant ne circule entre l'émetteur et le collecteur.
- $V_{CE}$  : grand, il y a claquage inverse de la jonction et croissance du courant par avalanche.

Finalement, les caractéristiques statiques d'un transistor bipolaire sont :

- $V_{BE} = f(I_B)$  à  $V_{CE} = \text{constante}$ .  
Réseau de caractéristique d'entrée.
- $V_{BE} = f(V_{CE})$  à  $I_B = \text{constante}$ .  
Réseau de caractéristique de transfert en tension.

- $I_C = f(I_B)$  à  $V_{CE} = \text{constante}$ .  
Réseau de caractéristique de transfert en courant.
- $I_C = f(V_{CE})$  à  $I_B = \text{constante}$ .  
Réseau de caractéristique de sortie.

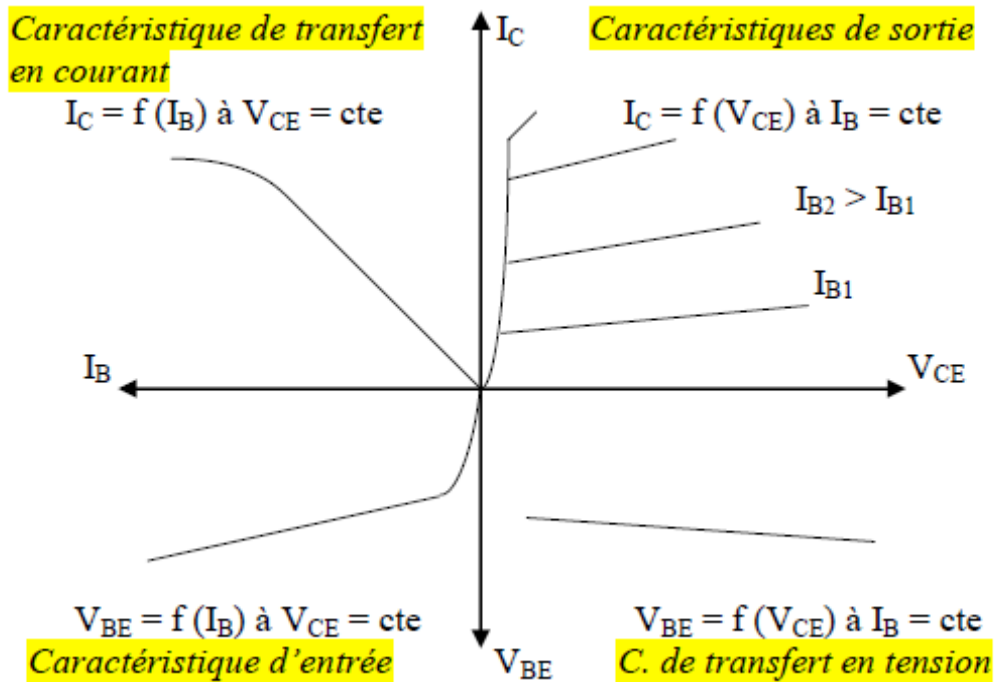


Fig.II.11:Réseau de caractéristiques d'un transistor bipolaire NPN

### II-7) Montages universel du transistor

Dans le but de faciliter l'étude du transistor dans les circuits électroniques, ce dernier est transformé en quadripôle par la mise en commun d'une des trois connections (pattes), nous obtenons donc trois montages fondamentaux.

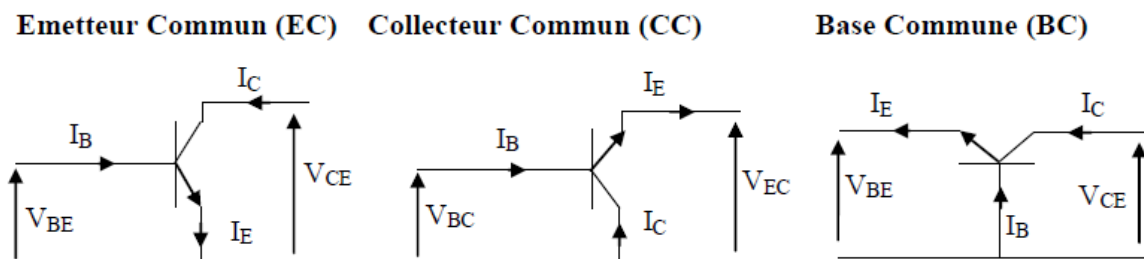


Fig.II.12:Les montages fondamentaux du transistor bipolaire

- En Emetteur Commun (EC) : la patte commune est l'émetteur, l'entrée est la base et la sortie le collecteur (le montage en émetteur commun est sans aucun doute le montage fondamental, il réalise la fonction **amplification**, essentielle en électronique).
- En Collecteur Commun (CC) : la patte commune est le collecteur, l'entrée est la base et la sortie l'émetteur (le montage en collecteur commun présente une faible amplification, mais une impédance de sortie faible ce qui permet d'utiliser ce montage avec les faibles charge (impédance faible)).
- En Base Commune (BC) : la patte commune est la base, l'entrée est l'émetteur et la sortie le collecteur.

Pour un transistor bipolaire PNP (respectivement NPN), on vérifie toujours en valeurs arithmétiques :

$$(I_E)_{Entrant} = (I_C + I_B)_{Sortant} \quad (\text{respectivement } (I_E)_{Sortant} = (I_C + I_B)_{Entrants}) \quad (\text{II-16})$$

et

$$I_C = \beta I_B \quad (\text{II-17})$$

Avec  $\beta \gg 1$  ( $\beta$  : gain en courant) dans la zone de fonctionnement linéaire.

### II-8) Polarisation d'un Transistor

La technique de polarisation consiste à associer au transistor utilisé des résistances permettant de limiter les courants d'entrée et de sortie et assurant les conditions de fonctionnement normal (point de fonctionnement dans la zone linéaire)

- La jonction Base-Emetteur doit être polarisée en direct, c-à-d que la base est portée un potentiel positif par rapport à l'émetteur dans le cas d'un NPN (cas contraire pour un PNP).
- La jonction Base-Collecteur doit être polarisée dans le sens inverse c-à-d le collecteur est porté à un potentiel positif par rapport à la base dans le cas d'un NPN. Dans le cas d'un PNP, il doit être négatif par rapport à celui de la base.

La polarisation consiste à définir le point de fonctionnement statique (Point de repos) du transistor caractérisé par les valeurs  $V_{BE0}$ ,  $I_{B0}$ ,  $I_{C0}$  et  $V_{CE0}$ . Il existe différents procédés de polarisation :

## II-8-1) Polarisation par résistance de base

### II-8-1-1) Sans résistance d'émetteur RE:

Le point de polarisation d'attaque et de charge permet de connaître l'état de fonctionnement du transistor. Les coordonnées de ces points sont déterminées par les variables :  $I_B$ ,  $V_{BE}$ ,  $I_C$  et  $V_{CE}$ :

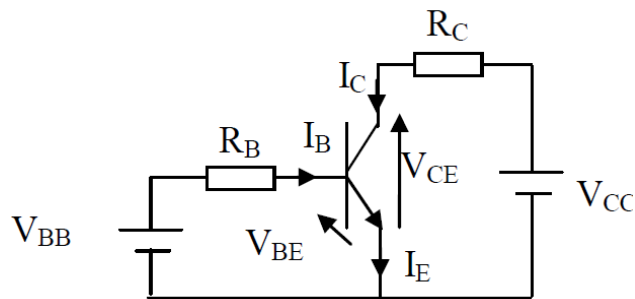


Fig.II.13: Polarisation d'un transistor.

La loi des mailles, donne :

$$V_{BB} = R_B \cdot I_B + V_{BE} \quad (\text{II-18})$$

$$V_{CC} = R_C \cdot I_C + V_{CE} \quad (\text{II-19})$$

L'équation (3) nous donne :

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \quad (\text{II-20})$$

L'équation (4) nous donne :

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \quad (\text{II-21})$$

Avec :

- ✓  $I_B = f(V_{BE})$  est appelée **Droite d'attaque statique**.
- ✓  $I_C = f(V_{CE})$  est appelée **Droite de charge statique**.

La droite représentative de cette équation est appelée *droite de charge statique*. L'intersection de cette droite avec la caractéristique de collecteur du transistor  $I_C = f(V_{CE})$  donne le point de fonctionnement en sortie M caractérisé par les valeurs  $I_{C0}$  et  $V_{CE0}$ .

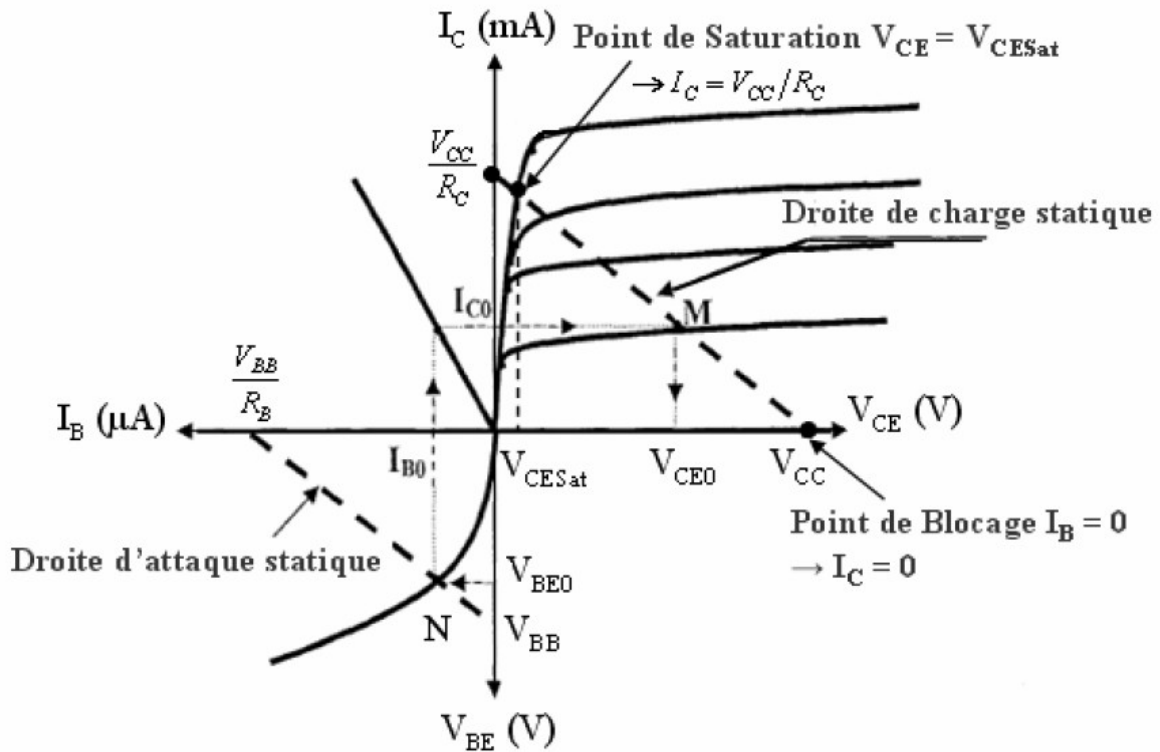


Fig.II.14: La droite d'attaque et la droite de charge statique.

- ✓ Lorsque  $V_{BE0} < 0,6 \text{ V}$ , le transistor est bloqué et donc,  $I_B = 0$  et  $I_C = 0$ .  
 Donc :  $V_{CE} = V_{CC}$ .
- ✓ Lorsque  $V_{CE} < V_{CE \text{ Sat}}$ , on peut donner une excellente approximation de  $I_C$  par la formule :

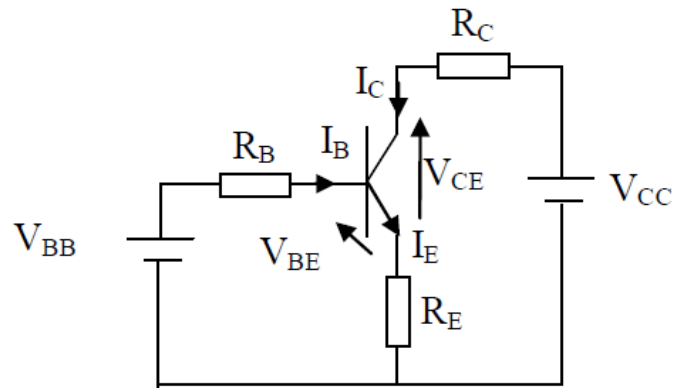
$$I_C \approx \frac{V_{CC}}{R_C}$$

- ✓ Tous les points de fonctionnement tels que  $V_{CE \text{ Sat}} < V_{CE} < V_{CC}$  et  $0 < I_C < V_{CC} / R_C$ , donc situés entre les points de blocage et de saturation se trouvent dans la *zone active*.

En conclusion si  $I_B$  augmente :

- $I_C$  augmente et tend vers  $V_{CC} / R_C$ .
- $V_{CE}$  diminue et tend vers 0.

**II-8-1-2) Polarisation par résistance de base avec RE:**



**Fig.II.15:** Polarisation par résistance de base avec RE.

Le principe de calcul du point de fonctionnement se fait de la même façon du cas précédent où on doit tout d'abord trouver les expressions des équations de la droite d'attaque et de la droite de charge.

$$V_{BB} = R_B \cdot I_B + V_{BE} + R_E \cdot I_E \quad (\text{II-22})$$

avec:

$$I_E = (\beta + 1) I_B \quad (\text{II-23})$$

donc

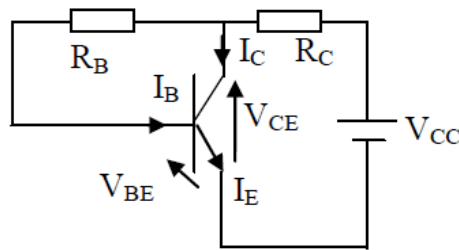
$$I_B = \frac{-V_{BE}}{R_B + (\beta + 1) R_E} + \frac{V_{BB}}{R_B + (\beta + 1) R_E} \quad (\text{II-24})$$

Avec l'approximation  $I_E \approx I_C$ , on a :

$$I_B = \frac{-V_{BE}}{R_B + \beta R_E} + \frac{V_{BB}}{R_B + \beta R_E} \quad (\text{II-25})$$

$$I_C = \frac{-V_{CE}}{R_C + R_E} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad (\text{II-26})$$

### II-8-1-3) Polarisation par résistance entre base et collecteur



**Fig.II.16:** Polarisation par résistance entre la base et le collecteur.

$$V_{BE} = -R_B \cdot I_B - R_C(I_C + I_B) + V_{CC} \quad (\text{II-27})$$

✓ Droite d'attaque :

$$I_B = \frac{-V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_C} + \frac{V_{CC}}{R_B + (\beta + 1)R_C} \quad (\text{II-28})$$

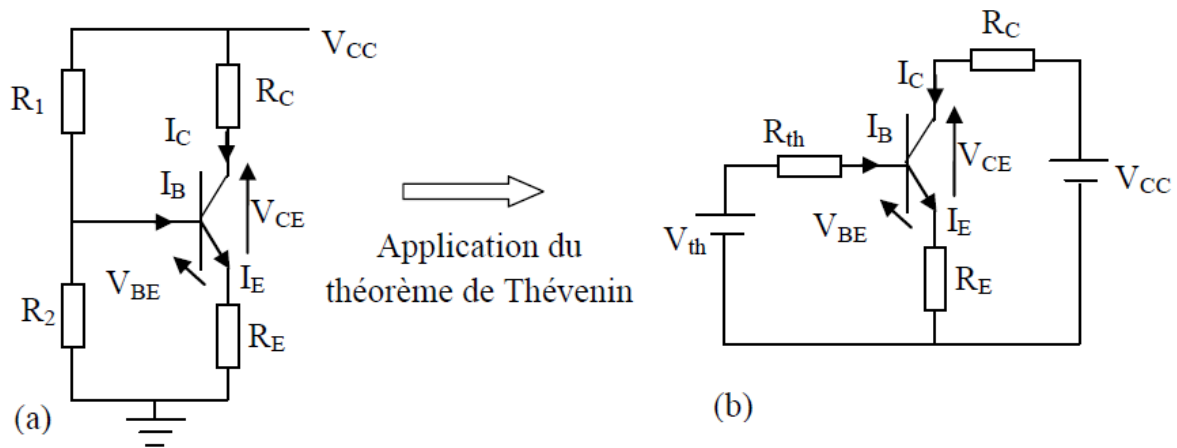
✓ Droite de charge :

$$I_C = \frac{-V_{CE}}{\left(\frac{1}{\beta} + 1\right)R_C} + \frac{V_{CC}}{\left(\frac{1}{\beta} + 1\right)R_C} \quad (\text{II-29})$$

### II-8-1-4) Polarisation par diviseur de tension

La Fig. II.17(a) représente le circuit de polarisation par diviseur de tension (Aussi appelé circuit universel de polarisation). Cette polarisation est la plus utilisée dans les circuits linéaires. L'appellation « Par diviseur de tension » provient du diviseur de tension formé par ( $R_1$  et  $R_2$ ). La tension entre les bornes de  $R_2$  polarise la diode « Émetteur » en direct.





**Fig.II.17:** (a) Polarisation par pont de base, (b) circuit équivalent par Thévenin.

En appliquant le théorème de Thévenin pour le circuit vu par la base du transistor, on obtiendra le schéma équivalent donné par la figure Fig.II.17(a).

✓ La tension de Thévenin est donnée par :

$$V_{Th} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

(II-30)

✓ La résistance de Thévenin est donnée par :

$$R_{Th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{(II-31)}$$

*Droite d'attaque statique*

L'équation de la maille d'entrée qui nous donnera l'équation de la droite d'attaque statique est:

$$V_{Th} = (R_1 // R_2) \cdot I_B + V_{BE} + R_E I_E \quad \text{(II-32)}$$

Or

$$I_E = (\beta + 1) I_B \approx \beta I_B \quad \text{(II-33)}$$

donc

$$V_{Th} = (R_1 // R_2 + \beta \cdot R_E) \cdot I_B + V_{BE} \quad \text{(II-34)}$$

Pour que la tension du diviseur apparaisse constante vue de la base, la loi de la source de tension constante se traduit par :  $\beta \cdot R_E \gg R_1 // R_2$  (Diviseur à tension constante).

✓ L'équation de la droite d'attaque statique est donc :

$$V_{Th} = \beta \cdot R_E \cdot I_B + V_{BE} \quad (\text{II-35})$$

*Droite de charge statique :*

Pour la droite de charge statique, on a :

$$V_{cc} = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E \quad (\text{II-36})$$

Or

$$I_E = \frac{(\beta+1)}{\beta} \times I_C \approx I_C \quad (\text{II-37})$$

✓ L'équation de la droite de charge statique est :

$$V_{CC} = (R_C + R_E) I_C + V_{CE} \quad (\text{II-38})$$

**Remarque :**

de l'équation (20), on tire :

$$I_B = \frac{V_{Th} - V_{BE}}{\beta \cdot R_E} = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} - V_{BE}}{\beta \cdot R_E} \quad (\text{II-39})$$

d'ou

$$I_C = \beta I_B = \frac{\beta \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} - V_{BE} \right)}{\beta \cdot R_E} = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} - V_{BE}}{R_E} \quad (\text{II-40})$$

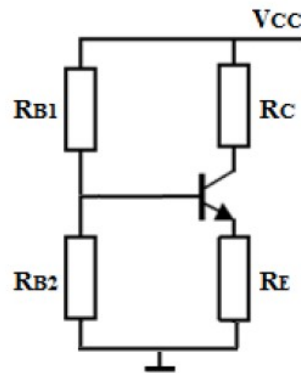
On voit que  $I_C$  ne dépend plus de  $\beta$ . De plus, si on prend,  $V_{BE} \ll V_{TH}$  alors :

$$I_C \approx \frac{R_2 V_{CC}}{R_E (R_1 + R_2)}$$

(II-41)

**Exemple :**

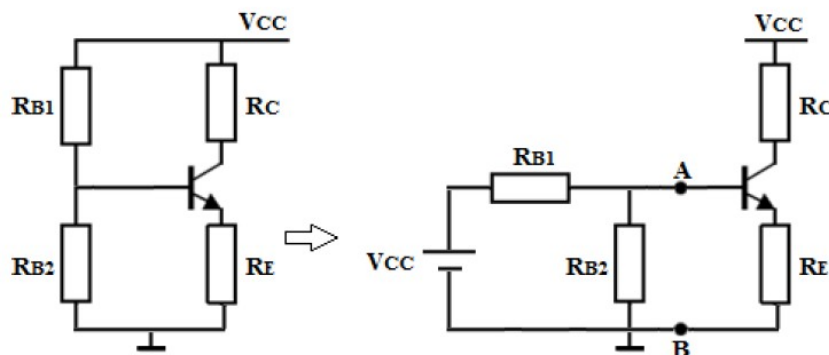
La figure ci-dessous représente un circuit de polarisation du transistor NPN par deux résistances de base. On donne :  $V_{CC} = 15 V$ ,  $V_{BE} = 0.7 V$ ,  $R_{B1} = 6.8 k\Omega$ ,  $R_{B2} = 2.2 k\Omega$ ,  $R_C = 3 k\Omega$  et  $R_E = 2 k\Omega$ .



1. Faire la transformation du circuit de polarisation vu de la base du transistor en son équivalent de Thévenin et calculer  $E_{th}$  et  $R_{th}$ .
2. Calculer le courant  $I_C$  pour  $\beta = 100$  et  $\beta = 300$ . Conclure.

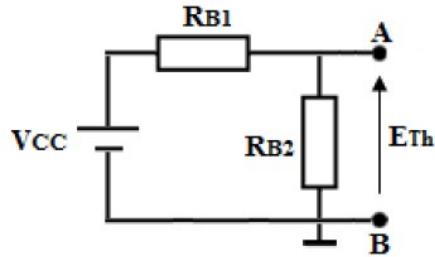
**Solution**

1. Transformation du circuit de polarisation vu de la base du transistor en son équivalent de Thévenin et calcul de  $E_{Th}$  et  $R_{th}$



➤  $E_{Th}$

En appliquant le diviseur de tension



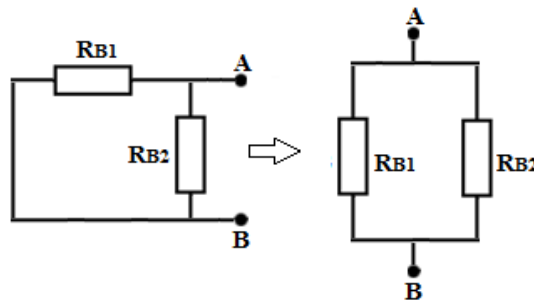
$$E_{Th} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} \text{ A.N}$$

$$E_{Th} = 3.66 \text{ V}$$

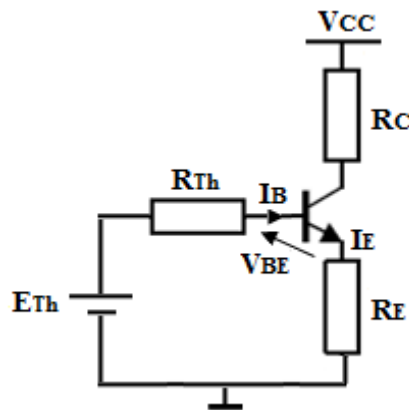
➤  $R_{Th}$

$$R_{Th} = \frac{R_{B1} \cdot R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \text{ A.N}$$

$$R_{Th} = 1.66 \text{ k}\Omega$$



Le montage devient



2. Calcul du courant  $I_C$  pour  $\beta = 100$  et  $\beta = 300$ .

$$E_{Th} = R_{Th} I_B + V_{BE} + R_E I_E$$

or

$$I_E = I_C + I_B \text{ et } I_B = \frac{I_C}{\beta} \Rightarrow I_E = \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) I_C$$

donc

$$E_{Th} = R_{Th} \frac{I_C}{\beta} + V_{BE} + R_E \left( 1 + \frac{1}{\beta} \right) I_C$$

finalement, on trouve

$$I_C = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_E + R_{Th}}{\beta}}$$

A.N

- Pour  $\beta=100 \rightarrow I_{C1}=1.45 \text{ mA}$
- Pour  $\beta=300 \rightarrow I_{C2}=1.47 \text{ mA}$

Rapport

$$(I_{C1} / I_{C2}) = 1.01$$

**Conclusion :**

Montage très stable

# Chapitre III

## Transistor bipolaire -Régime variable- Amplification

### III-1) Introduction

La réalisation de tout amplificateur à transistor nécessite deux précautions essentielles :

- ✓ La polarisation du transistor : il faut alimenter le transistor avec un courant de tel façon que le point de repos du système soit situé sur les parties linéaires des caractéristiques du transistor.
- ✓ Il faut ensuite superposer à la composante continue (obtenue à l'aide du circuit de polarisation) une composante alternative à l'aide d'un générateur, placé à l'entrée du système, qui délivre une tension alternative.

#### *Conditions du bon fonctionnement de l'amplificateur :*

- La composante alternative doit être suffisamment petite devant la composante continue de façon à ce que l'on reste dans le domaine de linéarité (des caractéristiques du transistor) autour du point de repos défini par la polarisation.
- Une fois le transistor placé, le branchement de la source alternative d'entrée se fait par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison placé entre la source et le point d'entrée du montage à transistor. Ce condensateur évite le passage du courant continu dans la source alternative, ce qui peut l'endommager dans le cas contraire.

De la même manière, on doit isoler la charge à la sortie de l'amplificateur en utilisant un condensateur de liaison (qui empêcherait tout passage du courant continu dans la charge).

### III-2) Schéma équivalent en alternatif du transistor (petits signaux et basses fréquences < 1MHz)

Sur le réseau des caractéristiques de la Fig.III.1, il est précisé, sur les courbes, le placement du point de fonctionnement défini par les coordonnées  $I_{BO}$ ,  $I_{CO}$ ,  $V_{BO}$ ,  $V_{CO}$ . Ces courbes sont les représentations graphiques résultant des équations  $i_C = f(v_{CE}, I_B)$  et  $v_{BE} = f(v_{CE}, I_B)$

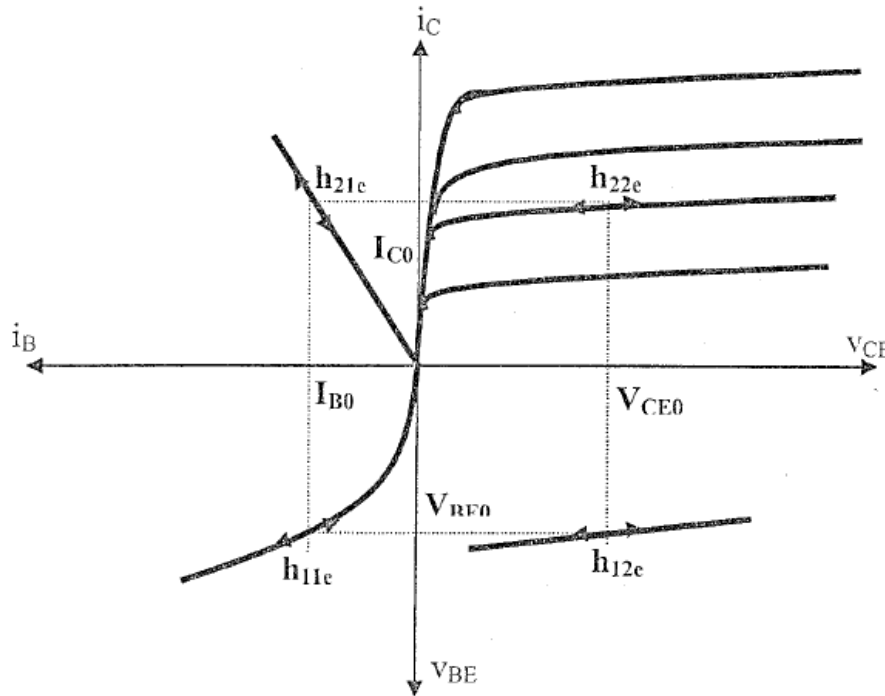


Fig.III.1

Soient  $I_{B0}$ ,  $I_{C0}$ ,  $V_{BE0}$ ,  $V_{CE0}$  les grandeurs de polarisation et  $i_b, i_c, v_{be}, v_{ce}$  les petites variations des grandeurs électriques  $i_b, i_c, v_{be}, v_{ce}$  autour de leurs valeurs de repos.

Les paramètres les plus souvent rencontrés sont les paramètres hybrides car trois de ces paramètres sont la transposition directe des caractéristiques rencontrées en régime statique:

- ✓ Gain en courant  $\beta$
- ✓ Impédance d'entrée
- ✓ Pente des caractéristiques

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).

Pour le montage émetteur commun et en ne s'intéressant qu'aux composantes alternatives, le transistor peut être représenté dans son domaine de fonctionnement linéaire par le quadripôle (Fig.III.2).



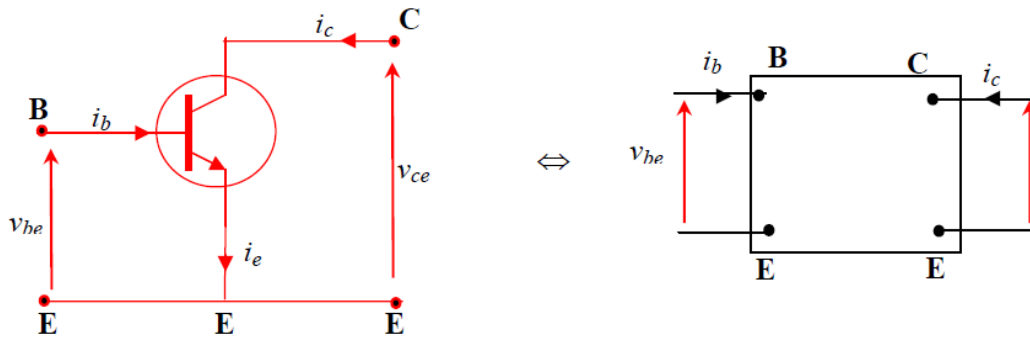


Fig.III.2

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

Le transistor est considéré comme un quadripôle ; il a deux bornes d'entrée (base et émetteur) et deux bornes de sortie (collecteur et émetteur). L'émetteur est alors commun à l'entrée et à la sortie. Autour du point de repos, les relations entre les faibles variations sont décrites par :

$$\begin{cases} v_{be} = h_{11} i_b + h_{12} v_{ce} \\ i_c = h_{21} i_b + h_{22} v_{ce} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

$$\begin{bmatrix} v_{be} \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_b \\ v_{ce} \end{bmatrix} = [h] \begin{bmatrix} i_b \\ v_{ce} \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

$h_{11}, h_{12}, h_{21}$  et  $h_{22}$  sont les paramètres hybrides de la matrice  $[h]$  :

Ces relations décrivent les lois électriques du schéma ci-dessous qu'on appelle schéma équivalent alternatif petits signaux ou schéma équivalent en dynamique du transistor.

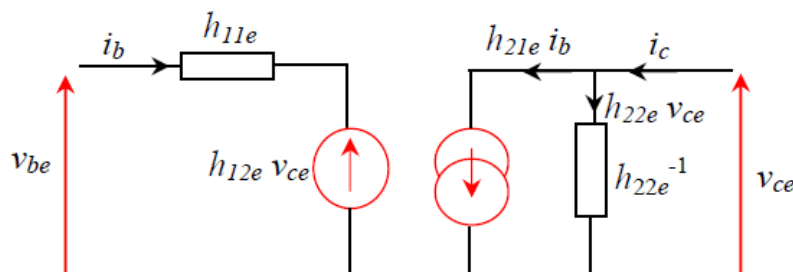


Fig.III.3: Schéma équivalent en dynamique du transistor.

### III-2-1) Signification physique des paramètres hybrides

D'après l'équation (III.1) :

$$h_{11} = \frac{v_{be}}{i_b} \Big|_{v_{ce}=0} \quad (III.3)$$

- ✓  $h_{11}$  n'est autre que la résistance dynamique de la jonction base-émetteur.

$$h_{12} = \frac{v_{be}}{v_{ce}} \Big|_{i_b=0} \quad (III.4)$$

- ✓  $h_{12}$  est l'inverse du gain en tension (ou facteur de réaction de la sortie sur l'entrée).

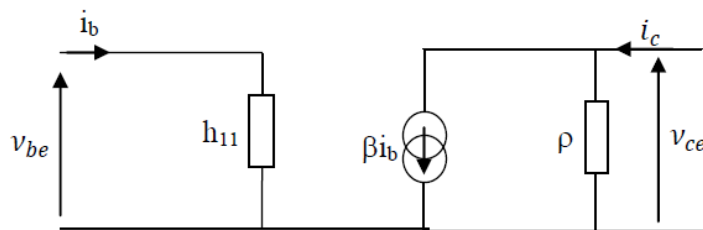
$$h_{21} = \beta = \frac{i_c}{i_b} \Big|_{v_{ce}=0} \quad (III.5)$$

- ✓ C'est le gain en courant du transistor. La sortie est en court-circuit pour le signal alternatif.

$$h_{22} = \frac{1}{\rho} = \frac{i_c}{v_{ce}} \Big|_{i_b=0} \quad (III.6)$$

- ✓ C'est l'admittance de sortie du transistor à entrée ouverte pour le signal alternatif

Le circuit précédent (Fig.III.3) peut être simplifié en négligeant  $h_{12}$  (valeur très petite), on obtient :



**Fig.III.4:** Schéma équivalent simplifié du transistor bipolaire.

*Les trois types de montages amplificateurs à transistor bipolaire*

- Montage émetteur commun : *Entrée sur la base et sortie sur le collecteur.*
- Montage collecteur commun : *Entrée sur la base et sortie sur l'émetteur.*
- Montage base commune : *Entrée sur l'émetteur et sortie sur le collecteur.*

### III-3) Étude d'un émetteur commun (EC) avec $R_E$ découplée

Le montage émetteur commun est l'un des montages fondamentaux à transistor qui réalise la fonction "amplification" de base de l'électronique. Le principe fondamental de ce circuit repose sur la réalisation d'un montage de polarisation qui impose le courant collecteur  $I_C$  aussi indépendant de la température d'échauffement du transistor afin d'éviter:

- L'écrêtage du signal de sortie dû au déplacement du point de repos.
- L'emballement thermique du transistor ( $\beta$  augmente avec la température).

Le circuit de la figure 5 est émetteur commun avec  $R_E$  découplée, il représente un amplificateur basses fréquences à un étage chargé par une résistance  $R_L$ .

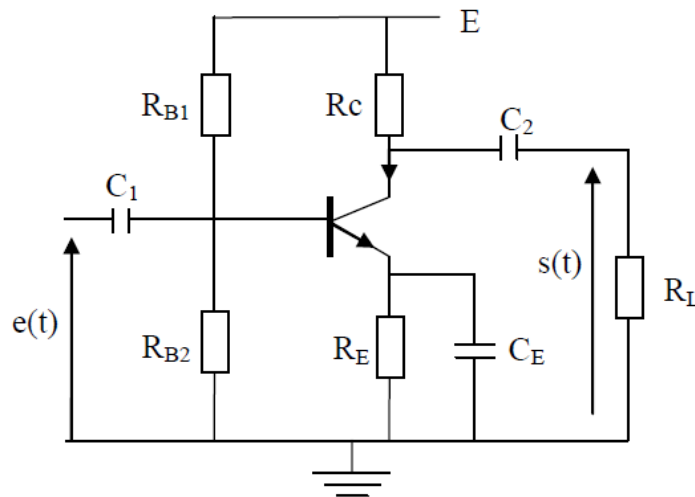


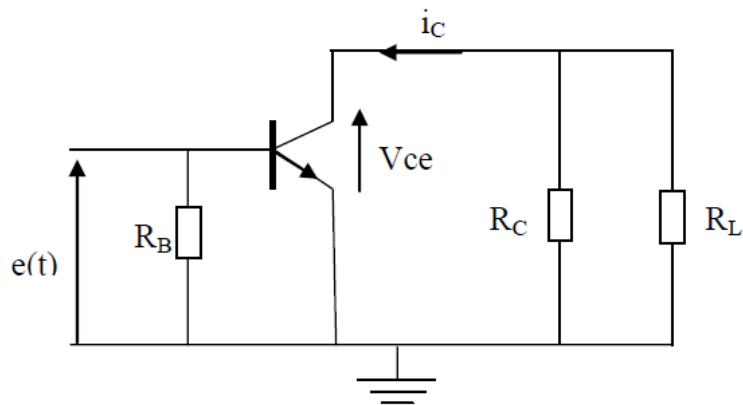
Fig.III.5: Amplificateur basses fréquences à base d'un transistor.

Nous supposons que l'étude statique est déjà faite. Pour l'étude dynamique, il faut suivre les étapes suivantes :

- Court-circuiter la source de tension continue ( $E=0$ ) et laisser l'excitation alternative  $e(t)$ .

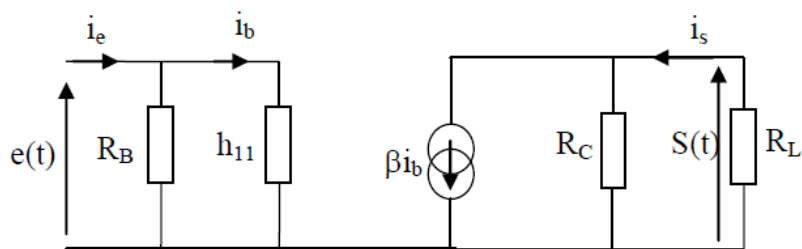
- Les condensateurs de liaison (tels que  $C_1$  et  $C_2$ ) et de découplage (tel que  $C_E$ ) seront remplacés, en alternatif, par des courts-circuits.
- Remplacer le transistor par son schéma équivalent en alternatif.

Le circuit de l'amplificateur en alternatif devient celui de la Fig.III.6 :



**Fig.III.6:** Amplificateur en alternatif.

Son schéma équivalent complet est la suivant (avec  $R_B=R_{B1} // R_{B2}$ ) :



**Fig.III.7:** Schéma équivalent de l'amplificateur EC en alternatif

Quatre paramètres à déterminer dans l'étude dynamique : *le gain en tension, le gain en courant, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie.*

### III-3-1) Gain en tension

Le gain en tension est donné par :

$$A_v = \frac{S(t)}{e(t)} \quad (\text{III.7})$$

$$S(t) = (-R_C // R_L) \cdot \beta i_b \quad (\text{III.8})$$

$$e(t) = h_{11} i_b \quad (\text{III.9})$$

En obtient :

$$A_v = \frac{-\beta (R_C // R_L)}{h_{11}} \quad (\text{III.10})$$

### III-3-2) Gain en courant

Le gain en courant est donné par :

$$A_i = \frac{i_s}{i_e} \quad (\text{III.11})$$

$$i_s = \frac{R_C}{R_C + R_L} \beta i_b \quad (\text{III.12})$$

$$i_e = \frac{R_B + h_{11}}{R_B} \beta i_b \quad (\text{III.13})$$

En obtient :

$$A_i = \frac{\beta R_C}{(R_C + R_L) \frac{R_B + h_{11}}{R_B}} \quad (\text{III.14})$$

### III-3-3) Impédance d'entrée

C'est le rapport entre la tension d'entrée et le courant d'entrée :

$$Z_e = \frac{e(t)}{i(t)} \quad (\text{III.15})$$

$$i_e = \frac{e(t)}{R_B} + \frac{e(t)}{h_{11}} \quad (\text{III.16})$$

Par conséquent :

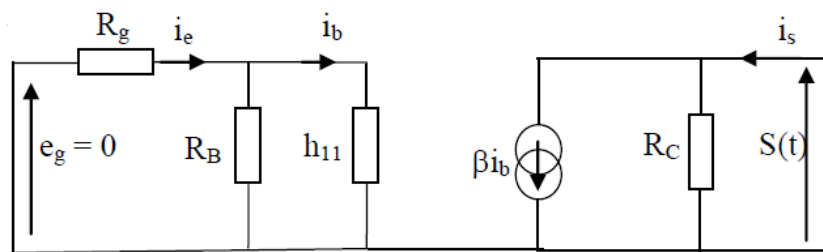
$$Z_e = R_B // h_{11} = \frac{R_B h_{11}}{R_B + h_{11}} \quad (\text{III.17})$$

### III-3-4) Impédance de sortie

C'est le rapport entre la tension de sortie et le courant de sortie avec l'entrée court-circuitée, et  $R_L$  débranchée (Fig.III.8) :

$$Z_s = \frac{s(t)}{i_s} \Big|_{e_g=0} \quad (\text{III.18})$$

La résistance  $R_L$  est débranchée parce que c'est elle qui voit son circuit d'attaque réduit à un circuit de Thévenin (source de tension d'impédance  $Z_s$ ) ou de Norton (source de courant d'impédance  $Z_s$ ).



**Fig.III.8:** Schéma équivalent de l'amplificateur lorsque  $e(t)=0$  et  $R_L$  débranchée.

En appliquant la loi des mailles du côté de l'entrée, on trouve :  $i_b = 0$ .

Du côté de sortie du même circuit, en appliquant la loi des nœuds :

$$i_s = \frac{S(t)}{R_c} + \beta i_b \quad (\text{III.19})$$

Et comme  $i_b=0$

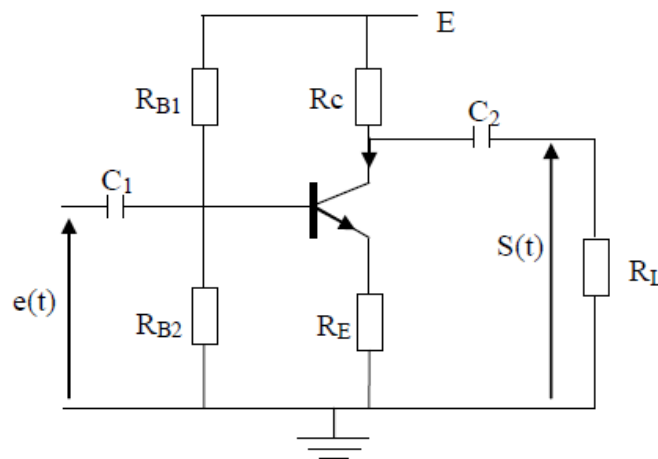
$$i_s = \frac{S(t)}{R_c} \quad (\text{III.20})$$

Donc

$$Z_s = R_C \quad (III.21)$$

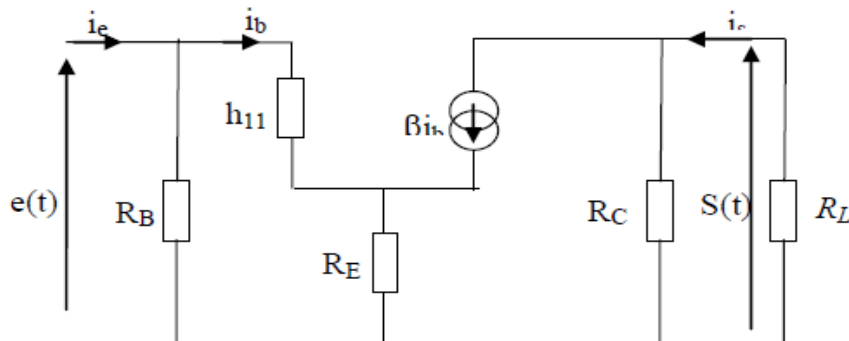
### III-4) Étude d'un émetteur commun (EC) non $R_E$ découplée

On utilise le même circuit que celui du paragraphe précédent mais en supprimant la capacité  $C_E$  de découplage. Le circuit ainsi obtenu est représenté sur la figure suivante :



**Fig.III.9 :** Émetteur commun avec  $R_E$  non découplée.

Le circuit équivalent en dynamique du montage est donné par la figure III.8.



**Fig.III.10:** Schéma équivalent de l'amplificateur EC en alternatif avec  $R_E$  non découplée.

### III-4-1) Gain en tension

Le gain en tension est donné par

$$A_v = \frac{S(t)}{e(t)}$$

$$S(t) = -(R_C // R_L) \cdot \beta i_b \quad (\text{III.22})$$

$$e(t) = h_{11} i_b + (\beta + 1) i_b R_E \quad (\text{III.23})$$

En obtient :

$$A_v = \frac{-\beta (R_C // R_L)}{h_{11} + (\beta + 1) R_E} \quad (\text{III.24})$$

### III-4-2) Gain en courant

Le gain en courant est donné par :

$$A_i = \frac{i_s}{i_e}$$

$$i_s = \frac{R_C}{R_C + R_L} \beta i_b \quad (\text{III.25})$$

$$i_e = \frac{R_B + (h_{11} + (\beta + 1) R_E)}{R_B} i_b \quad (\text{III.26})$$

En obtient :

$$A_i = \frac{\beta R_C}{R_B} \quad (\text{III.27})$$

### III-4-3) Impédance d'entrée

C'est le rapport entre la tension d'entrée et le courant d'entrée :

$$Z_i = \frac{e(t)}{i(t)}$$

$$i_e = \frac{e(t)}{R_B} + \frac{e(t)}{(h_{11} + (\beta + 1) R_E)}$$

(III.28)



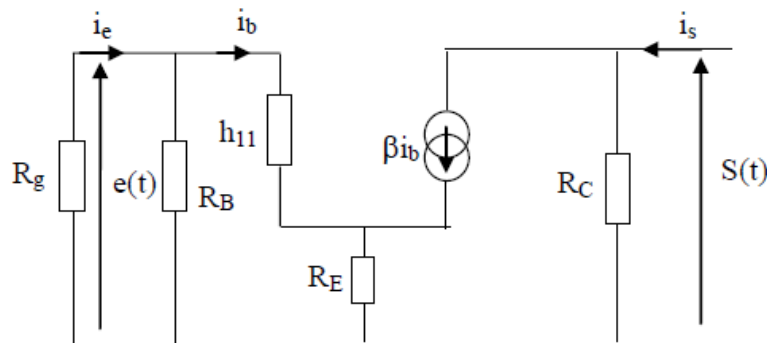
D'où

$$Z_e = R_B // (h_{11} + (\beta + 1)R_E) = R_B \frac{(h_{11} + (\beta + 1)R_E)}{R_B + h_{11} + (\beta + 1)R_E} \quad (III.29)$$

### III-4-4) Impédance de sortie

C'est le rapport entre la tension de sortie et le courant de sortie avec l'entrée court-circuitée, et  $R_L$  débranchée :

$$Z_s = \frac{S(t)}{i_s} \Big|_{e_g=0}$$



**Fig.III.11:** Schéma équivalent de l'amplificateur lorsque  $e_g = 0$  et  $R_L$  débranchée

En appliquant la loi des mailles du côté de l'entrée, on trouve  $i_b = 0$

Du côté de sortie du même circuit, en appliquant la loi des nœuds :

$$i_s = \frac{S(t)}{R_C} + \beta i_b \quad (III.30)$$

Et comme  $i_b = 0$  on a

$$i_s = \frac{S(t)}{R_C} \quad (III.31)$$

Donc

$$Z_s = R_C \quad (III.32)$$

### III-5) Collecteur commun (CC)

Pour connaître le type du montage, il faut d'abord déterminer les bornes du signal d'entrée et celle de sortie, la borne qui reste, définit le type du montage.

Dans le cas du montage de la figure suivante, l'entrée est appliquée à la base B, la sortie est prélevée au niveau de l'émetteur E, donc le montage est un collecteur commun.

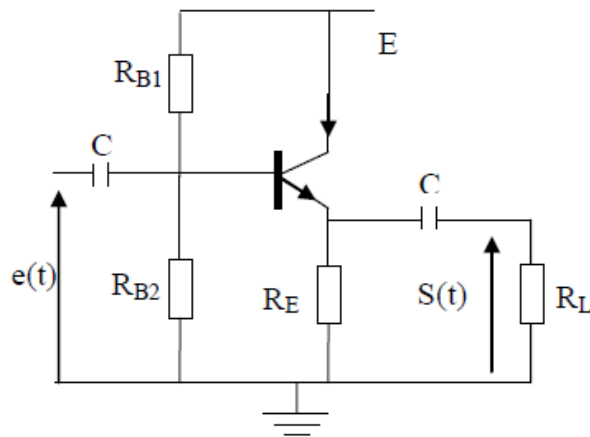


Fig.III.12: Amplificateur basses fréquences à base d'un transistor CC.

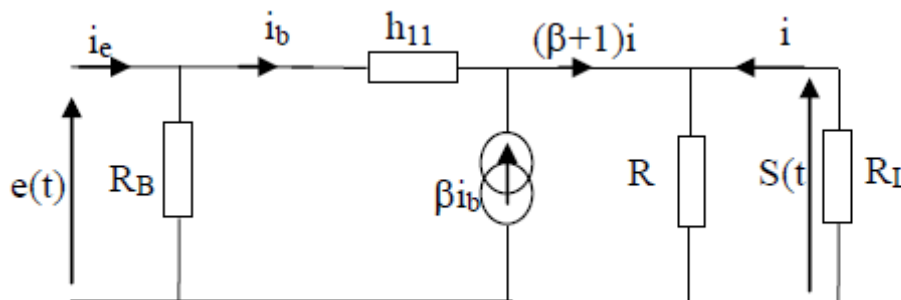


Fig.III.13: Schéma équivalent de l'amplificateur CC en alternatif

#### III-5-1) Gain en tension

Le gain en tension est donné par

$$A_v = \frac{S(t)}{e(t)}$$

$$S(t) = -(R_E // R_L) \cdot \dot{i} \quad (III.33)$$

$$e(t) = -h_{11} i_b - (R_E // R_L) \cdot \dot{i} \quad (III.34)$$

En obtient :

$$A_V = \frac{-(R_E // R_L) \cdot (\beta + 1)}{h_{11} + (R_E // R_L) \cdot (\beta + 1)} \quad (\text{III.35})$$

### III-5-2) Gain en courant

Le gain en courant est donné par

$$A_i = \frac{i_s}{i_e}$$

En appliquant le diviseur de courant à la sortie on obtient :

$$i_s = \frac{R_E}{R_E + R_L} (\beta + 1) i_b \quad (\text{III.36})$$

A l'entrée on a :

$$i_e = i + i_b = \frac{e(t)}{R_e} + \frac{e(t)}{h_{11} + (R_E // R_L) \cdot (\beta + 1)} \quad (\text{III.37})$$

De cette équation on peut voir que le courant  $i_e$  se divise en deux courants suivant deux branches de résistances respectivement :  $R_B$  et  $(h_{11} + (R_E // R_L) \cdot (\beta + 1)) \dot{i}$ .

Appliquant alors le diviseur de courant :

$$i_e = \frac{R_B + h_{11} + (R_E // R_L) \cdot (\beta + 1)}{R_B} i_b \quad (\text{III.38})$$

donc

$$A_i = \frac{-R_E (\beta + 1)}{\dot{i} \dot{i}} \quad (\text{III.39})$$

### III-5-3) Impédance d'entrée

C'est le rapport entre la tension d'entrée et le courant d'entrée :

$$Z_e = \frac{e(t)}{i(t)}$$

En remplaçant  $i_e$  en fonction de  $e(t)$  dans ce rapport, on trouve :

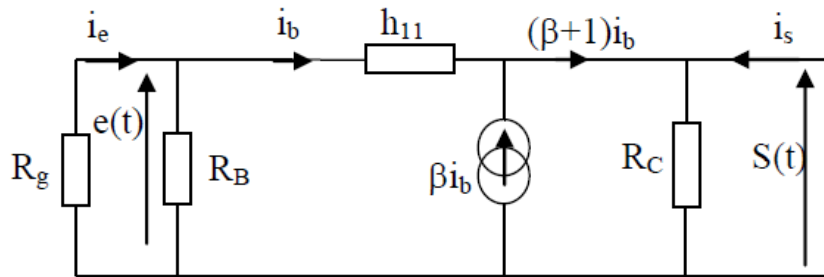
$$Z_e = R_B // (h_{11} + (R_E // R_L) \cdot (\beta + 1)) \dot{i} \quad (\text{III.40})$$

### III-5-4) Impédance de sortie

C'est le rapport entre la tension de sortie et le courant de sortie avec l'entrée court-circuitée et  $R_L$  débranchée

$$Z_s = \frac{S(t)}{i_s} \Big|_{e_g=0}$$

Avec ces conditions le circuit sera remplacé par celui de la figure suivante :



**Fig.III.14:** Schéma équivalent de l'amplificateur lorsque  $e_g = 0$  et  $R_L$  débranchée

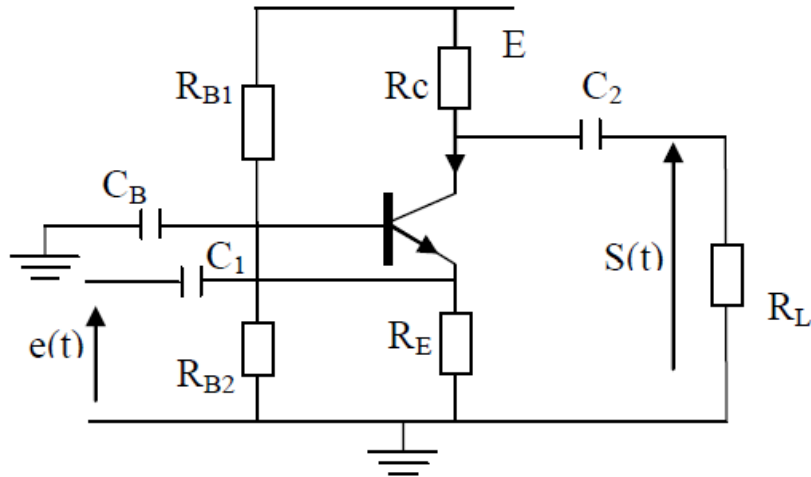
Selon la figure, l'expression de  $i_s$  sera donnée par :

$$i_s = i - (\beta + 1)i_b = \frac{S(t)}{R_E} + (\beta + 1) \frac{S(t)}{h_{11}} \quad (\text{III.41})$$

$$i_s = \frac{S(t)}{R_E} + \frac{S(t)}{\frac{h_{11}}{\beta + 1}} \Rightarrow Z_s = R_E // \left( \frac{h_{11}}{\beta + 1} \right) \quad (\text{III.42})$$

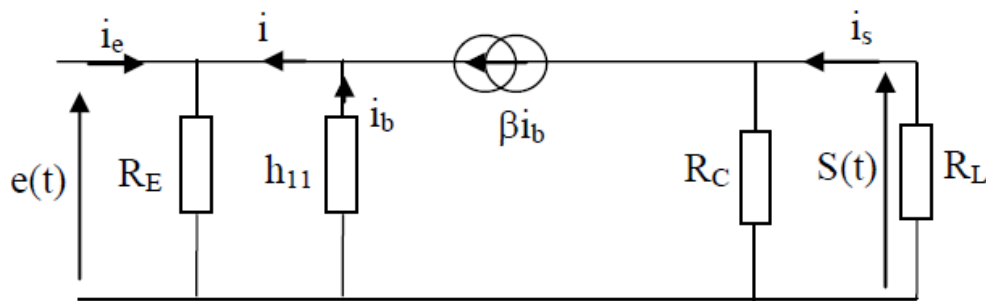
### III-6) Base commune (BC) :

Pour un montage base commune (BC), l'excitation se fait par l'émetteur et la sortie est prélevée au niveau du collecteur.



**Fig.III.15:** Amplificateur basses fréquences à base d'un transistor BC.

En alternatif,  $E=0$ , les condensateurs sont remplacés par des impédances nulles et le transistor est remplacé par son schéma équivalent :



**Fig.III.16:** Schéma équivalent de l'amplificateur BC en alternatif.

### III-6-1) Gain en tension

Le gain en tension est donné par

$$A_v = \frac{S(t)}{e(t)}$$

$$S(t) = -R_L // (R_C // C) \cdot \beta i_b \quad (III.43)$$

$$e(t) = -h_{11} i_b \quad (III.44)$$

Donc

$$A_v = \frac{\beta R_C // R_L}{h_{11}} \quad (III.45)$$

### III-6-2) Gain en courant

Le gain en courant est donné par

$$A_i = \frac{i_s}{i_e}$$

$$i_s = \frac{R_C}{R_C + R_L} \beta i_b \quad (\text{III.46})$$

$$i_e = \frac{e(t)}{R_E} - i \quad (\text{III.47})$$

avec

$$i = (\beta + 1) i_b \quad (\text{III.48})$$

et

$$i_b = \frac{-e(t)}{h_{11}} \quad (\text{III.49})$$

En remplaçant  $i$  en fonction de  $i_b$  dans l'expression de  $i_e$ , on obtient

$$i_e = \frac{e(t)}{R_E} + \frac{e(t)}{\frac{h_{11}}{\beta + 1}} \quad (\text{III.50})$$

De cette expression, on peut facilement voir que le courant  $i_e$  se divise sur deux résistances  $R_E$  et  $\frac{h_{11}}{\beta + 1}$ . Par conséquent, en appliquant le principe du diviseur de courant on aura :

$$i_e = \frac{\frac{h_{11}}{\beta + 1} + R_E}{R_E} i_b \quad (\text{III.51})$$

Par suite, l'expression du gain en courant est :

$$A_i = \frac{R_B(\beta + 1)}{(R_B \parallel E(\beta + 1) + h_{11}) \frac{\beta R_C}{(R_C + R_L)}} \quad (\text{III.52})$$

### III-6-3) Impédance d'entrée

C'est le rapport entre la tension d'entrée et le courant d'entrée :

$$Z_e = \frac{e(t)}{i(t)}$$

Dans l'expression de  $i_e$  en fonction de  $e(t)$ , en divisant à gauche et à droite par  $e(t)$ , on tire l'expression de  $Z_e$ :

En remplaçant  $i_e$  en fonction de  $e(t)$  dans ce rapport, on trouve :

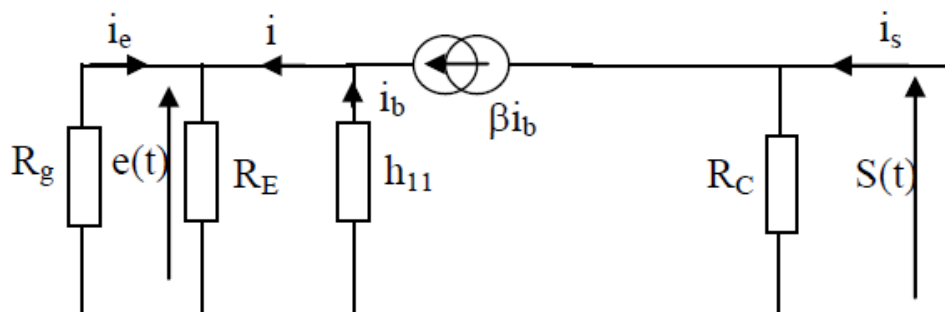
$$Z_e = R_E // \left( \frac{h_{11}}{\beta + 1} \right) \quad (\text{III.53})$$

### III-6-4) Impédance de sortie

C'est le rapport entre la tension de sortie et le courant de sortie avec l'entrée court-circuitée et  $R_L$  débranchée

$$Z_s = \frac{s(t)}{i_s} \Big|_{e_{eg}=0}$$

Avec ces conditions le circuit sera remplacé par celui de la figure suivante :



**Fig.III.17:** Schéma équivalent de l'amplificateur lorsque  $e(t)=0$  et  $R_L$  débranchée

$e(t) = 0$  permet d'avoir  $i_b = 0$ .

$$i_s = i - \beta i_b = \frac{s(t)}{R_C} \Rightarrow Z_s = R_C \quad (\text{III.54})$$

# Bibliographie Générale

- Tahar Neffati, "*Électricité Générale*", Dunod, Paris, 2008.
- Paul R. Gray et al., "*Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*", Wiley, 2009.
- Bogdan Garbowski et al., "*Aide-Mémoire Électronique*", Dunod, Paris, 2008.
- Albert Paul Malvino, "*Principes d'Électronique*", Dunod, Paris, 2002.
- Salim belarouci, "*Cours électronique générale*", ESSA-Tlemcen, 2019.
- Yves Granjon, "*Électronique : exercices et problèmes*", Collection : Sciences Sup, Dunod 2010.
- Lotfi merad, Salim belarouci, Abdel Karim Ferouani et al. Polycopie "*Travaux pratiques : circuits électronique*", EPST-Tlemcen 2014.
- Yves Granjon, "*Exercices sur les circuits électroniques*", Masson, 1997.
- Hubert Lumbroso, "*Électrocinétique*", Dunod, 1996.
- Jean-Pierre Faroux and Jacque Renault "*Électrocinétique et Électronique*", Dunod, 1997.
- Ahmed Benayad, "*Électronique générale : cours et exercices résolus*", OPU 2011.
- François Dieuleveult et HarvéFanet, Principe et pratique de l'électronique, Dunod, 1997.