

Chapitre IV Les Transistors bipolaires	79
Introduction	79
1. Généralités sur les transistors bipolaires	79
2. Effet transistor	80
3. Modèle statique du transistor	82
4. Les transistors: étude statique	82
4.1 Montages fondamentaux	82
4.1.1 Types de circuits de polarisation d'un transistor bipolaire	83
4.1.2 Polarisation par résistance de base avec RE	86
4.1.3 Polarisation par résistances entre base et collecteur	89
4.1.4 Polarisation par un pont diviseur	90
5. Les transistors: étude dynamique	97
5.1 Schéma équivalent d'un transistor en régime dynamique (Alternatif)	97
5.2 Caractéristiques d'entrée	99
5.3 Caractéristiques de sortie	99
5.4 Différents montages de bases d'un transistor bipolaire	100

Chapitre IV: Les Transistors bipolaires

Introduction

Le transistor est l'élément de base de tous les composants électroniques allant d'un petit amplificateur jusqu'aux circuits intégrés. C'est l'union de deux diodes dont l'une est polarisée en directe et l'autre en inverse pour assurer le fonctionnement normal du transistor. Il est dit bipolaire parce que la conduction électrique est faite par électrons et les trous. L'étude statique est faite pour imposer le type de fonctionnement du transistor à partir de la position du point de repos. L'étude dynamique est faite par la détermination des paramètres électriques: l'impédance d'entrée, l'impédance de sortie, le gain de tension et de courant. Les valeurs de ces grandeurs déterminent les caractéristiques du transistor et par suite ses applications.

1. Généralités sur les transistors bipolaires

Le transistor bipolaire comporte trois entrée-sorties qui sont : la base, l'émetteur et le collecteur.

Il existe deux types de transistors bipolaires, PNP et NPN. Le transistor NPN est décrit et symbolisé comme suit :

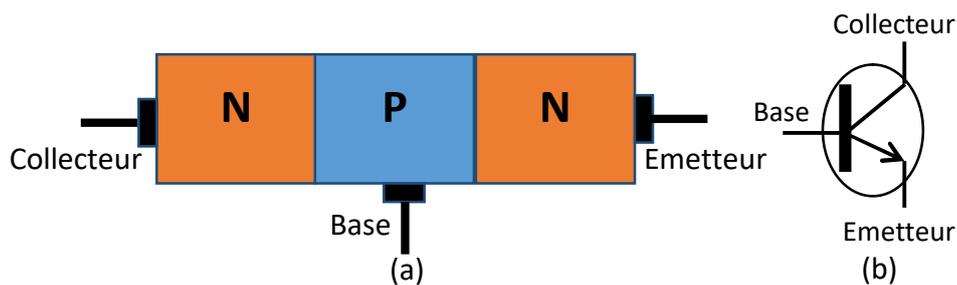


Figure IV.1. Transistor NPN (a) Jonction NPN (b) Symbole transistor NPN

La flèche dans le symbole indique le sens du courant émetteur, alors que les courants de base et de collecteur sont ici entrants.

De la même façon le transistor PNP est décrit et symbolisé comme suit :

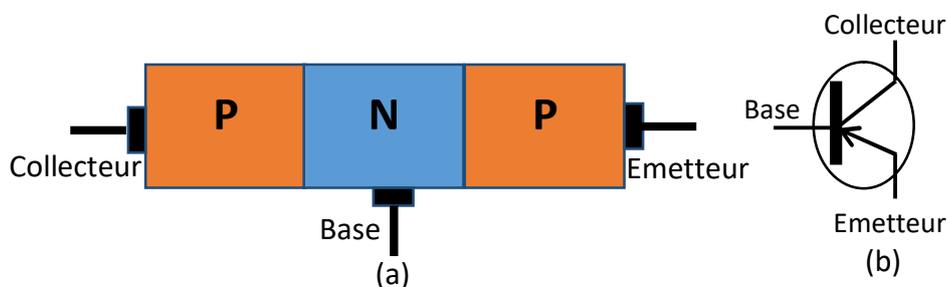


Figure IV.2. Transistor PNP (a) Jonction PNP (b) Symbole transistor PNP

La flèche dans le symbole indique le sens du courant émetteur, par contre les courants de base et de collecteur sont ici sortants.

2.Effet transistor

La jonction NP émetteur-Base est polarisée en direct comme le montre la figure (Figure IV.3) et permet l'émission d'un grand nombre d'électrons depuis l'émetteur. La jonction Base-Collecteur est polarisée en inverse ; une zone de charge d'espace (vide de porteur libre) est alors induite de part et d'autre de la jonction (en gris foncé sur la Figure IV.3) avec son champ électrique E .

Une force électrostatique de type $F = qE$. s'exerce alors sur les électrons émis se présentant dans cette zone, les entraînant ainsi vers le collecteur.

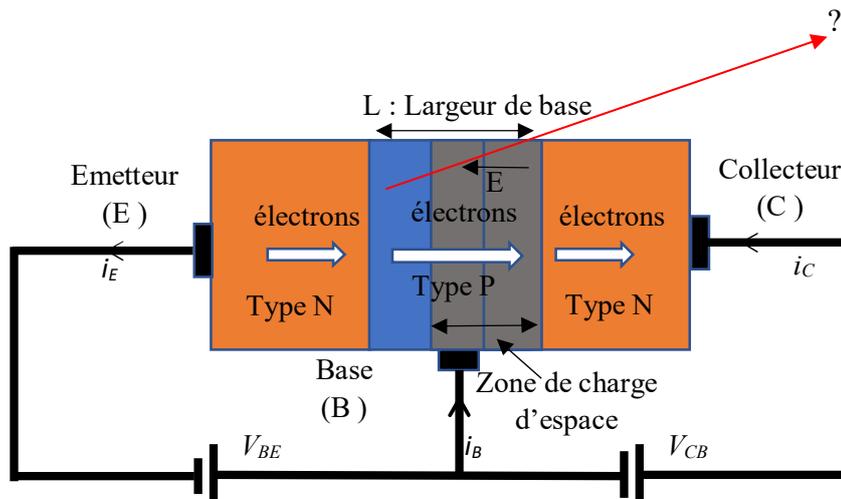


Figure IV.3. Effet transistor

Les électrons traversent d'autant plus facilement et rapidement la base, par diffusion d'abord puis par effet d'entraînement du champ électrique que la largeur de base L est étroite.

En fin de compte, la plupart des électrons émis sont collectés dans le collecteur et le courant collecté est proportionnel au courant d'émission. Avec α désignant le coefficient de proportionnalité inférieur à 1 mais proche de 1, on a $I_C = \alpha \cdot I_E$ équation qui résume l'effet transistor.

Les électrons émis sont très largement récupérés dans le collecteur. Une petite partie des électrons rejoint la base pour créer le courant I_B .

Nous avons :

$$I_E = I_C + I_B \quad (\text{IV.1})$$

Et

$$I_C = \alpha \cdot I_E \quad (\text{IV.2})$$

Alors

$$\frac{I_C}{\alpha} = I_C + I_B \Rightarrow$$

$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B \quad (IV.3)$$

Et

On pose

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (IV.4)$$

Alors

$$I_C = \beta I_B \quad (IV.5)$$

Et

$$I_E = (\beta + 1)I_B \approx \beta I_B \quad (IV.6)$$

Puisque $\beta \gg 1$

On a donc $I_C = \beta I_B$ équation qui résume bien l'effet transistor : Le petit courant injecté dans la base I_B (majoritairement des électrons ici) contrôle le courant de collecteur I_C qui est beaucoup plus important et proportionnel à I_B . I_C est le résultat de l'amplification de I_B (gain en courant) β étant le coefficient de proportionnalité en courant.

Ordre de grandeur : $\alpha \approx 0,99$, $\beta \approx 100$ environ, et en pratique $I_C \approx I_E$.

La Figure IV.4. (a) présente sur le symbole du transistor NPN les tensions V_{BE} en entrée et V_{CE} en sortie tandis que la Figure. IV.4. (b) montre les deux jonctions internes du transistor représentées ici sous la forme de deux diodes.

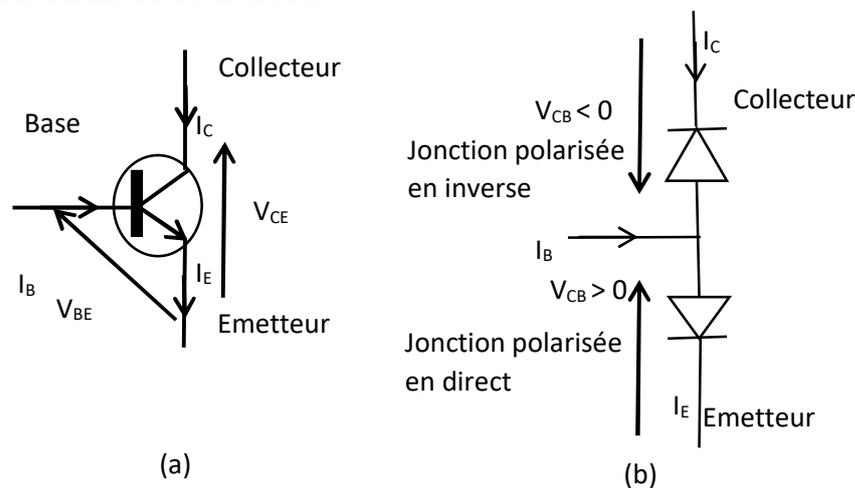


Figure.IV.4. (a) transistor NPN (b) Schéma équivalent en statique

Pour le transistor PNP les porteurs majoritaires ne sont pas les électrons mais plus tôt les trous dont la mobilité est plus faible sous l'effet d'un champ électrique. Les transistors NPN seront donc préférés aux PNP pour des raisons de rapidité.

3. Modèle statique du transistor

La modélisation permet de prévoir le comportement du transistor d'abord en régime statique (DC mode) avec ses tensions continues imposées permettant au transistor de fonctionner correctement puis en régime dynamique variable (AC mode) autour du point de fonctionnement. Les tensions continues imposées sur la base, le collecteur et l'émetteur sont indispensables pour faire fonctionner correctement le transistor : c'est la polarisation du transistor. Le transistor pourra ensuite fonctionner aussi en régime variable (dynamique) autour du point de fonctionnement fixé par le régime statique. Le circuit ci-dessous représente le modèle standard simple du transistor NPN (modèle en T).

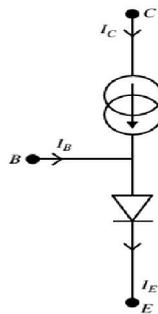


Figure IV.5. Le modèle standard simple d'un transistor NPN

Remarque : pour un transistor PNP la source de courant est dirigée vers le haut et la diode a également son sens inversé. Lorsque la jonction base-émetteur est polarisée en direct avec un transistor au silicium on a $V_{BE} \approx 0,6$ V, la diode dans le modèle peut donc être remplacée par une source de tension constante V_{BE} .

4. Les transistors: étude statique

4.1 Montages fondamentaux

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, nous obtenons donc trois montages fondamentaux :

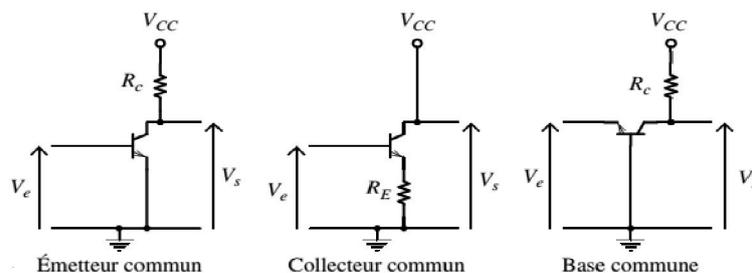


Figure. IV.6. Montages fondamentaux à base d'un transistor Bipolaire NPN

4.1.1 Types de circuits de polarisation d'un transistor bipolaire

Il existe différents types de circuits de polarisation du transistor tout en le connectant à des sources continues de façon à ce que l'effet transistor soit toujours présent. A cet effet des résistances seront associées aux circuits de polarisation pour limiter les courants au niveau de chaque borne du transistor, elles permettent aussi de bien choisir le point de fonctionnement du transistor.

4.1.1.1 Polarisation par résistance de base

4.1.1.2 Sans résistance d'émetteur R_E

La détermination du point de fonctionnement c.-à-d. connaître l'état de fonctionnement d'un circuit exige la connaissance des variables : I_B , V_{BE} , I_C et V_{CE} qui correspondent respectivement aux coordonnées des points de polarisation d'attaque et de charge dans le plan $I = f(V)$ (courant I , tension V).

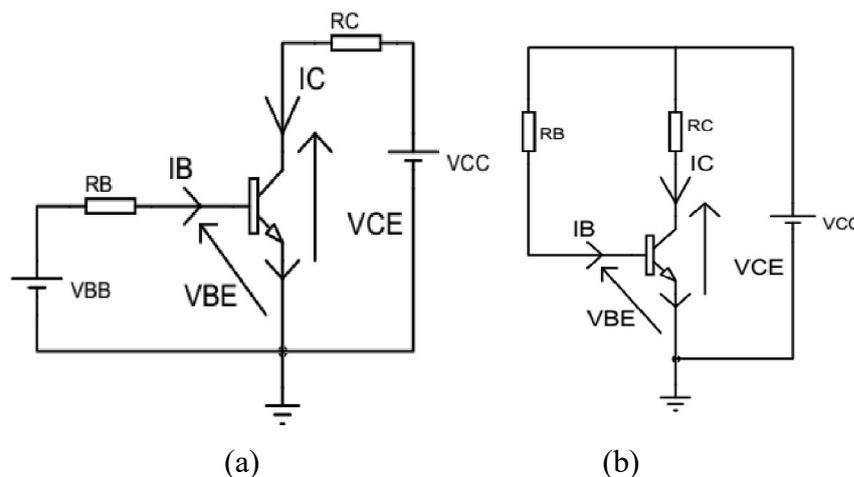


Figure IV.7. Montage de polarisation par résistance sur la base

Pour le montage (a) :

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

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

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

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

Chapitre IV Les Transistors bipolaires

Avec l'équation (10) $I_B = f(V_{BE})$ appelée droite d'attaque statique.

L'équation (11) $I_C = f(V_{CE})$ est appelée droite de charge statique.

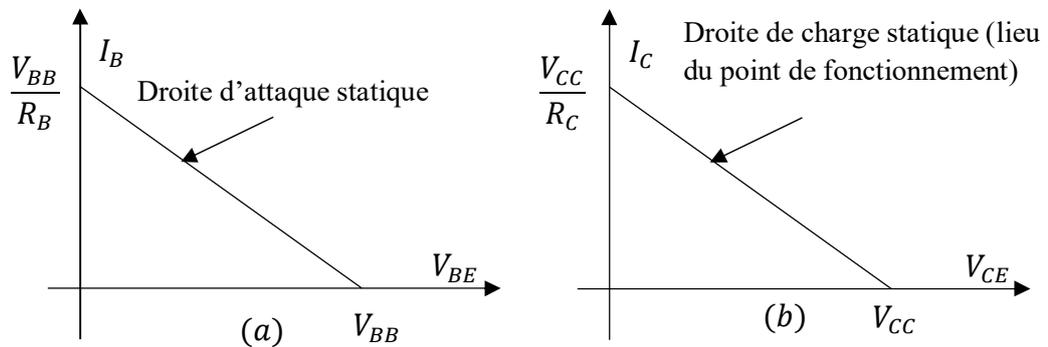


Figure IV.8. (a) droite d'attaque statique, (b) droite de charge statique

Pour le montage (b) :

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

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

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

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

L'équation (10) $I_B = f(V_{BE})$ est appelée droite d'attaque statique.

L'équation (11) $I_C = f(V_{CE})$ est appelée droite de charge statique.

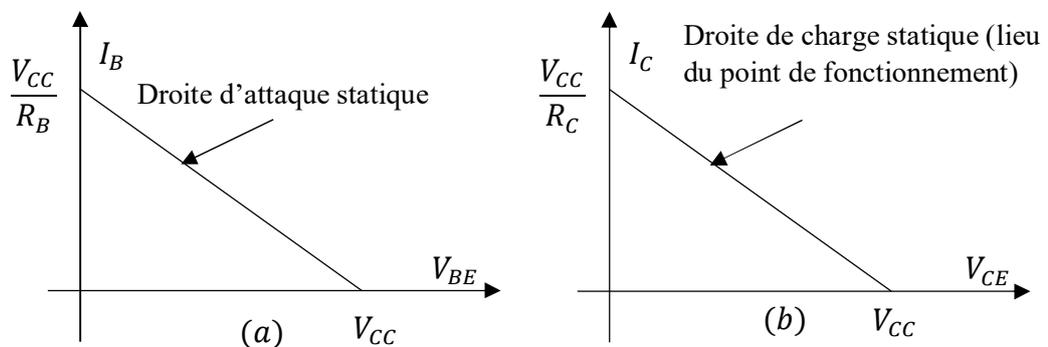


Figure IV.9. (a) droite d'attaque statique, (b) droite de charge statique

Chapitre IV Les Transistors bipolaires

On note que les coordonnées (V_{BE}, I_B) et (V_{CE}, I_C) représentent respectivement les points de fonctionnement à l'entrée et à la sortie. Le problème de polarisation peut se poser de deux façons :

- Connaissant les valeurs des composants du circuit, on doit déterminer les coordonnées du point de fonctionnement Q (V_{CE}, I_C) .
- Connaissant les caractéristiques du transistor (type et β) et l'emplacement du point de fonctionnement sur la droite de charge, on doit déterminer les valeurs qu'il faut donner aux différentes résistances du circuit de polarisation. Le point de fonctionnement peut aussi être déterminé graphiquement, il suffit de tracer la droite de charge dans le quadrant (I_C, V_{CE}) de la Figure IV.10 et l'intersection avec la courbe, pour un I_B préalablement déterminé, définit le point de fonctionnement.

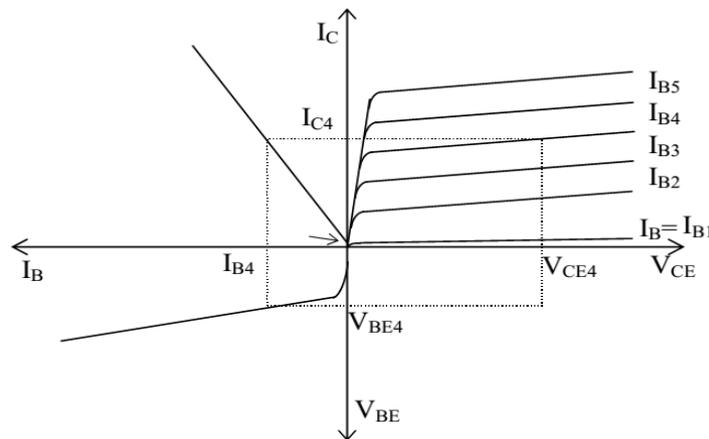


Figure IV.10. Caractéristiques d'un transistor monté en émetteur commun

4.1.1.3 Stabilité thermique

On va prendre le cas d'un montage à transistor en émetteur commun avec :

$$I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CB0} \quad (IV.7)$$

I_{CB0} : Courant de fuite (émetteur en l'air)

β : le gain en courant

L'élévation de la température se traduit par l'accroissement de I_{CB0} multiplié par $(\beta+1)$ il provoque non seulement un effet cumulatif qui produit l'emballement thermique et détruit le transistor mais aussi l'instabilité du point de fonctionnement. Il faut donc le stabiliser vis à vis de la variation de la température.

Si ΔI_C est la variation de I_C sous l'effet de la température ΔI_C est due essentiellement à ΔI_{CB0} mais aussi à ΔV_{BE}

On définit dans ce cas les facteurs de stabilité comme suit :

$$S_1 = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CB0}} \right|_{V_{BE}=\text{cte}} \quad (\text{IV.8})$$

$$S_2 = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} \right|_{I_{CB}=\text{cte}} \quad (\text{IV.9})$$

S_1 est le facteur le plus important car il dépend des porteurs de charge minoritaire dont l'origine est l'effet température.

S_2 (mA/V) < 0 Donc la stabilité sera d'autant plus grande que les facteurs de stabilité auront des valeurs absolues faibles.

Dans le cas du circuit de la [figure.2](#) les coefficients de la stabilité thermique s'obtiennent par le principe de calcul suivant

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

De l'équation Ω , $V_{BE} = -R_B I_B + V_{BB} \Rightarrow \Delta V_{BE} = -R_B \Delta I_B$

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

Donc

$$\Delta I_C = -\frac{\beta}{R_B} \Delta V_{BE} + (\beta + 1) \Delta I_{CB0}$$

Par identification aux équations (13) et (14) on a:

$$S_1 = (\beta + 1)$$

$$S_2 = -\frac{\beta}{R_B}$$

Ce montage n'est pas stable car S_1 est très élevée alors que S_2 peut être très faible pour les valeurs de R_B très grandes.

4.1.2 Polarisation par résistance de base avec RE?

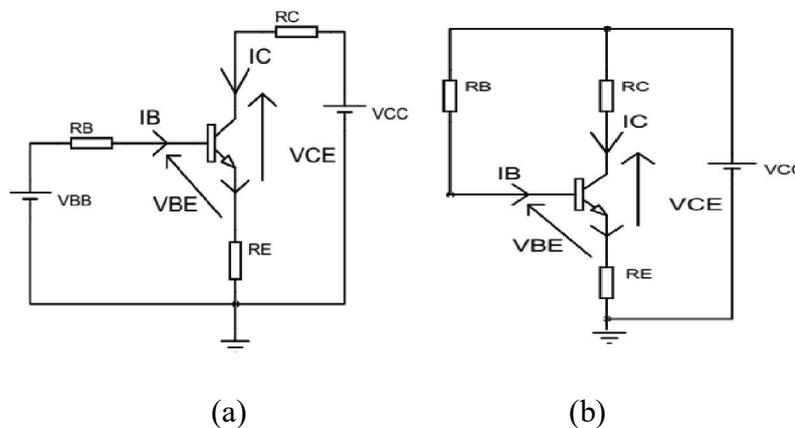


Figure IV.11. Montage de polarisation de base avec une RE

Chapitre IV Les Transistors bipolaires

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

Montage (a) :

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

On a

$$I_E = (\beta + 1) I_B \approx \beta I_B$$

Alors

$$V_{BB} = R_B I_B + R_E \beta I_B + V_{BE}$$

$$V_{BB} = (R_B + \beta R_E) I_B + V_{BE}$$

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

De la maille de sortie nous avons :

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

On a

$$I_E \approx I_C$$

Alors

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

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

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

$$I_C = f(V_{CE}) = -\frac{V_{CE}}{R_C + R_E} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

Cette dernière équation est appelée droite de charge statique.

Montage (b) :

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

On a

$$I_E = (\beta + 1) I_B \approx \beta I_B$$

Alors

$$V_{CC} = R_B I_B + R_E \beta I_B + V_{BE}$$

$$V_{CC} = (R_B + \beta R_E) I_B + V_{BE}$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta R_E}$$

De la maille de sortie nous avons :

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

Chapitre IV Les Transistors bipolaires

On a

$$I_E \approx I_C$$

Alors

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

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

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

$$I_C = f(V_{CE}) = -\frac{V_{CE}}{R_C + R_E} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

Cette dernière équation est appelée droite de charge statique.

4.1.2.1 Stabilité thermique

Un calcul analogue à [??????](#) donne :

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

De l'équation [Q](#), $V_{BE} = -R_B I_B + V_{BB} - R_E (I_B + I_C) \Rightarrow \Delta V_{BE} = -(R_B + R_E) \Delta I_B - R_E \Delta I_C$

$$\Rightarrow \Delta I_B = -\frac{\Delta V_{BE} + R_E \Delta I_C}{R_B + R_E}$$

Alors

$$\Delta I_B = -\frac{\beta}{R_B + R_E(\beta + 1)} \Delta V_{BE} - (\beta + 1) \frac{R_B + R_E}{R_B + R_E(\beta + 1)} \Delta I_{CB0}$$

Par identification aux équations,

donc

$$\Delta I_C = -\frac{\beta}{R_B} \Delta V_{BE} + (\beta + 1) \Delta I_{CB0}$$

Par identification aux équations (13) et (14) on a:

$$S_1 = -(\beta + 1) \frac{R_B + R_E}{R_B + R_E(\beta + 1)}$$

$$S_2 = -\frac{\beta}{R_B + R_E(\beta + 1)}$$

Application numérique:

Pour $\beta=100$, $R_B=100K\Omega$

$R_E=1K\Omega \Rightarrow S_1=50$

Chapitre IV Les Transistors bipolaires

$$R_E = 10\text{K}\Omega \Rightarrow S_1 = 10$$

Comme conclusion on peut retenir que plus R_E augmente et plus S_1 diminue et plus le circuit est stable thermiquement.

4.1.3 Polarisation par résistances entre base et collecteur

Cette polarisation peut être faite par le montage typique suivant :

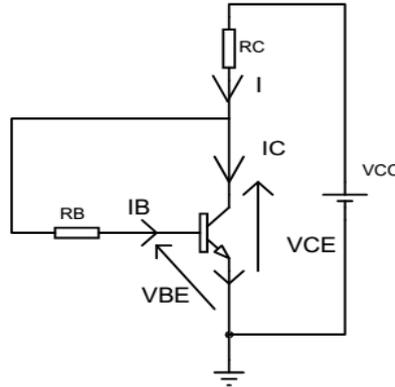


Figure IV.12. Polarisation par résistance entre base et collecteur

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

$$I_E = (\beta + 1) I_B \approx \beta I_B$$

Et

$$I = I_C + I_B \approx I_C = \beta I_B$$

Puisque

$$I_C \gg I_B$$

$$V_{CC} = R_C I + R_B I_B + R_E \beta I_B + V_{BE}$$

$$V_{CC} = \beta R_C I_B + R_B I_B + R_E \beta I_B + V_{BE}$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + R_C + R_E}$$

De la maille de sortie nous avons :

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

On a

$$I_E \approx I_C \approx I$$

Alors

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

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

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

$$I_C = f(V_{CE}) = -\frac{V_{CE}}{R_C + R_E} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

Cette dernière équation est appelée droite de charge statique.

4.1.3.1 Stabilité thermique

Un calcul analogue à [à ????????](#) donne :

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

Du circuit on tire l'expression de V_{BE} en fonction des courants I_B et I_C

$$V_{BE} = -R_B I_B + V_{BB} - R_C (I_B + I_C) \Rightarrow \Delta V_{BE} = -(R_B + R_E)\Delta I_B - R_C \Delta I_C$$

$$\Rightarrow \Delta I_B = -\frac{\Delta V_{BE} + R_C \Delta I_C}{R_B + R_C}$$

Alors

$$\Delta I_B = -\frac{\beta}{R_B + R_C(\beta + 1)} \Delta V_{BE} - (\beta + 1) \frac{R_B + R_E}{R_B + R_C(\beta + 1)} \Delta I_{CB0}$$

$$S_1 = -(\beta + 1) \frac{R_B + R_E}{R_B + R_C(\beta + 1)}$$

$$S_2 = -\frac{\beta}{R_B + R_C(\beta + 1)}$$

Dans le cas où $R_B \ll R_C$, ça conduit à $S_1 \approx 1$ une amélioration importante de la stabilité thermique est notée.

4.1.4 Polarisation par un pont diviseur

Dans ce cas on peut utiliser le montage ci-dessous

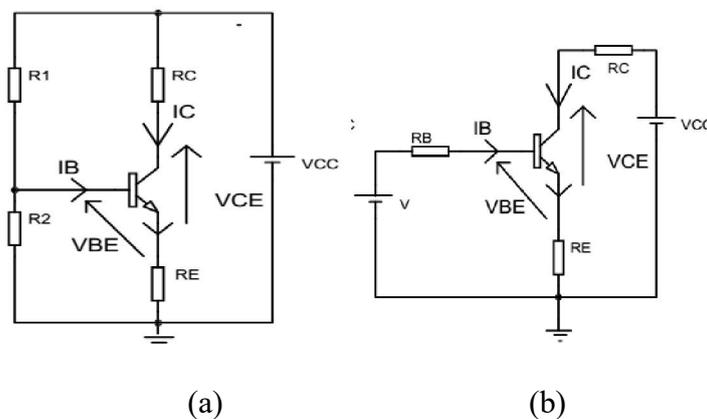


Figure IV.13. Polarisation par un pont diviseur

Chapitre IV Les Transistors bipolaires

Le montage de la figure (a) peut être remplacé par son équivalent de Thevenin v_u par la résistance R₂ ou bien v_u par la base. On aura un diviseur de tension comme le montre la figure suivante :

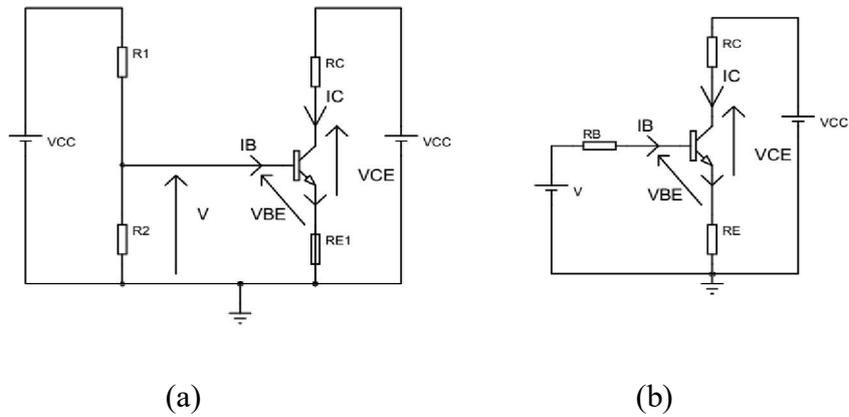


Figure IV.14. Simplification du montage pont diviseur

Le diviseur de tension peut nous donner

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

On court-circuite le générateur Vcc ; alors la résistance de Thevenin vue du côté de R₂ sera

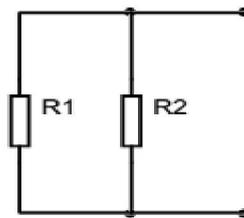


Figure IV.15. Résistance de Thevenin

Alors la résistance de Thevenin sera :

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Le schéma équivalent du pont diviseur est similaire à celle du montage de polarisation par une résistance de base avec une résistance à l'émetteur.

Montage (a) :

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

Chapitre IV Les Transistors bipolaires

On a

$$I_E = (\beta + 1)I_B \approx \beta I_B$$

Alors

$$V = R_B I_B + R_E \beta I_B + V_{BE}$$

$$V = (R_B + \beta R_E) I_B + V_{BE}$$

$$I_B = \frac{V - V_{BE}}{R_B + \beta R_E}$$

De la maille de sortie nous avons :

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

On a

$$I_E \approx I_C$$

Alors

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

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

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

$$I_C = f(V_{CE}) = -\frac{V_{CE}}{R_C + R_E} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

Cette dernière équation est appelée droite de charge statique.

4.1.4.1 Stabilité thermique

Un calcul [analogue à ?????](#) donne :

Comme on peut le constater, le calcul des coefficients de stabilité s'obtient d'une façon identique à ceux obtenus dans le cas de la [figure 2](#), il suffit de remplacer dans les deux expressions S_1 et S_2 la résistance R_B par la résistance équivalente de Thevenin R_{th} . On aura

$$\Delta I_B = -\frac{\beta}{R_{th} + R_E(\beta + 1)} \Delta V_{BE} - (\beta + 1) \frac{R_{th} + R_E}{R_{th} + R_E(\beta + 1)} \Delta I_{CB0}$$

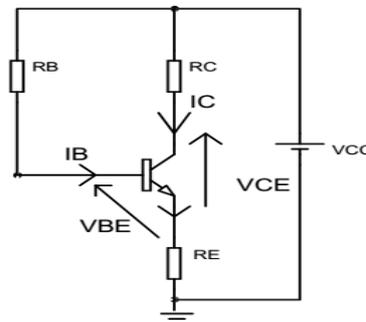
$$S_1 = (\beta + 1) \frac{R_{th} + R_E}{R_{th} + R_E(\beta + 1)}$$

$$S_2 = -\frac{\beta}{R_{th} + R_E(\beta + 1)}$$

Exercices Proposés

Exercice 1

Etant donné le circuit de la figure ci-dessous



Le transistor est en silicium et il a un gain statique en courant $\beta=100$. Nous donnons

$R_B=220K$; $R_C=1,2K$; $R_E=0,47K$; $V_{CC}=15V$. On demande de :

1. Déterminer le point de fonctionnement Q.
2. tracer la droite de charge statique ainsi que la droite d'attaque statique.

Corrigé type :

Dans le but de travailler avec facilité et pour ne pas traîner les valeurs numériques, donnons des lettres aux différentes résistances et grandeurs électriques du circuit.

De la maille d'entrée, nous avons :

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

On a

$$I_E = (\beta + 1) I_B \approx \beta I_B$$

Alors

$$V_{CC} = R_B I_B + R_E \beta I_B + V_{BE}$$

$$V_{CC} = (R_B + \beta R_E) I_B + V_{BE}$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta R_E}$$

$$I_B = -\frac{V_{BE}}{R_B + \beta R_E} + \frac{V_{CC}}{R_B + \beta R_E}$$

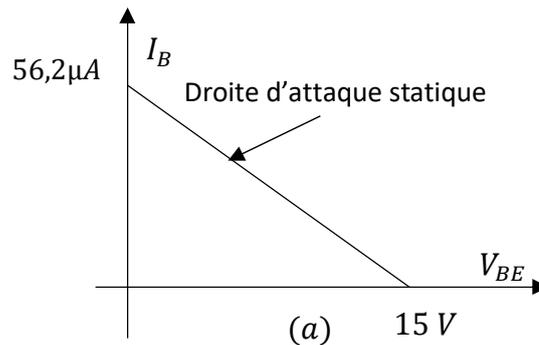
Chapitre IV Les Transistors bipolaires

$$I_B = -\frac{V_{BE}}{220000 + 100 \times 0,47 \times 1000} + \frac{15}{220000 + 100 \times 0,47 \times 1000}$$

$$I_B = -\frac{V_{BE}}{267000} + \frac{15}{267000}$$

Cette dernière équation et la droite d'attaque statique

Représentation de la droite d'attaque statique



AN :

Le transistor en Silicium alors on prend $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$.

$$I_B = \frac{15 - 0,6}{220000 + 100 \times 0,47 \times 1000} = \frac{14,4}{220000 + 100 \times 0,47 \times 1000} = 53,9 \mu\text{A}$$

De la maille de sortie nous avons :

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

On a

$$I_E \approx I_C$$

Alors

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

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

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

Calcul de V_{CE}

$$I_C = \beta I_B$$

AN :

$$I_C = 100 \times 53,9 \times 10^{-6} = 5,39 \text{ mA}$$

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

Alors

Chapitre IV Les Transistors bipolaires

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

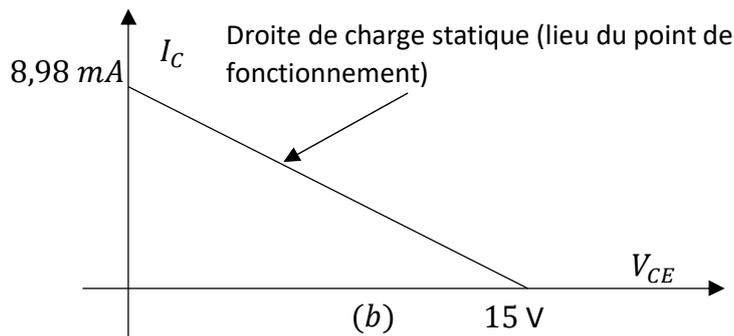
AN :

$$V_{CE} = 15 - 5,39 \times 10^{-3} (1,2 \times 10^3 + 0,47 \times 10^3) = 6 \text{ V}$$

$$I_C = f(V_{CE}) = -\frac{V_{CE}}{R_C + R_E} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

$$I_C = -\frac{V_{CE}}{1,67 \times 10^3} + \frac{15}{1,67 \times 10^3}$$

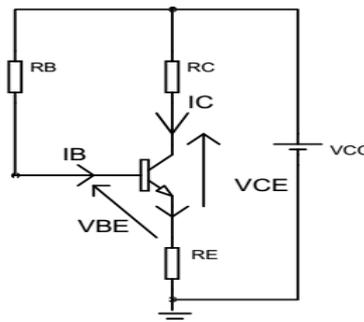
Cette dernière équation est appelée droite de charge statique.



Le point de fonctionnement est Q (6V, 5,39mA)

Exercice 2

Dans le circuit de la figure ci-dessous, le transistor est polarisé par une résistance de base. Le transistor en silicium avec un gain statique en courant $\beta=150$.



Nous donnons $R_C=2K$; $R_E=1K$; $V_{CC}=12V$. On demande de déterminer la valeur qu'il faut donner à la résistance de base R_B pour que le point de fonctionnement soit au milieu de la droite de charge statique.

Corrigé type

De la maille de sortie nous avons :

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

On a

Chapitre IV Les Transistors bipolaires

$$I_E \approx I_C$$

Alors

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

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

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

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

$$I_C = -\frac{V_{CE}}{2 \times 10^3 + 1 \times 10^3} + \frac{12}{2 \times 10^3 + 1 \times 10^3}$$

$$I_C = -\frac{V_{CE}}{3 \times 10^3} + \frac{12}{3 \times 10^3}$$

Pour $I_C = 0$ nous aurons $V_{CE} = 12 \text{ V}$

Pour $V_{CE} = 0$ nous aurons $I_C = 4 \text{ mA}$

Le point de fonctionnement est au milieu de la droite de charge statique c.-à-d. $Q\left(\frac{V_{CE}}{2}, \frac{I_C}{2}\right) =$

$Q(V_{CE} = 6 \text{ V}, I_C = 2 \text{ mA})$.

Calcul de I_B

$$I_C = \beta I_B \Rightarrow I_B = \frac{1}{\beta} I_C = \frac{1}{150} 2 \times 10^{-3}$$

AN :

$$I_B = 13,3 \times 10^{-6} = 13,3 \text{ } \mu\text{A}$$

De la maille d'entrée nous avons

$$V_{CC} = R_B I_B + R_E \beta I_B + V_{BE}$$

$$V_{CC} = (R_B + \beta R_E) I_B + V_{BE}$$

$$R_B + \beta R_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B}$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} - \beta R_E$$

$$R_B = \frac{12 - 0,6}{13,3 \times 10^{-6}} - 150 \times 1 \times 10^3 = 100,7142 \text{ k}\Omega$$

5. Les **transistors**: étude dynamique

Dans le domaine de l'électronique, la fréquence est un paramètre très important. lors de la conception des circuits on doit toujours prendre en considération ce paramètre. Les composants électroniques sont caractérisés en général par leurs valeurs, leurs puissances, la gamme de températures de travail et surtout par la bande de fréquences d'utilisation. Dans ce cours, nous limitons l'étude à des petits signaux pour que les circuits à base de transistor fonctionnent en mode linéaire. Dans le régime linéaire, l'étude d'un circuit amplificateur devient très simple par l'application du théorème de superposition. Ainsi, l'étude sera séparée en une étude statique et en une étude dynamique.

L'étude statique concerne la polarisation du transistor, la droite de charge statique et le calcul du point de fonctionnement.

L'étude dynamique c'est le Calcul du gain en tension, gain en courant, de l'impédance d'entrée, et de l'impédance de sortie etc.

Dans cette partie du cours, on étudie l'aspect dynamique d'un transistor bipolaire tout en trouvant ses paramètres schématiques et l'effet de chaque élément sur le bon fonctionnement de transistor.

En premier lieu on détermine les éléments hybrides du transistor ainsi que son schéma équivalent en dynamique ou pour les petits signaux. En second lieu on démontre l'effet et les conditions de disposition de plusieurs étages d'amplifications en cascade ainsi que les paramètres à vérifier pour améliorer le rendement de chaque étage et par la suite tout le montage. En fin on détaille les trois montages fondamentaux qui sont le montage émetteur commun, le montage collecteur commun et le montage base commune

5.1 Schéma équivalent d'un transistor en régime dynamique (Alternatif).

Prenons comme exemple le montage émetteur commun tel qu'il est présenté sur la figure ci-dessous.

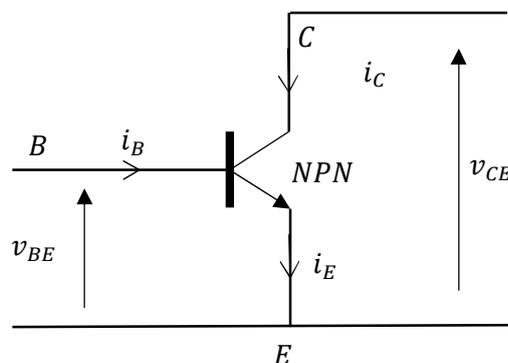


Figure IV.16. Transistor en émetteur commun

Chapitre IV Les Transistors bipolaires

Les grandeurs électriques (tension et courant) se trouvant au niveau des différentes bornes du transistor sont en réalité composées de deux composantes. Une composante continue due au circuit de polarisation et une composante alternative due au signal utile . Donc nous pouvons représenter ces différentes grandeurs électriques comme:

$$v_{BE} = v_{be} + V_{BE} \text{ Tension entre base et émetteur}$$

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

$$v_{CE} = v_{ce} + V_{CE} \text{ Tension entre collecteur et émetteur}$$

$$i_C = i_c + I_C \text{ Courant du collecteur}$$

Avec V_{BE}, I_B, V_{CE} et I_C les composantes continues

v_{be}, i_b, v_{ce} et i_c les composantes alternatives

Nous avons aussi une dépendance entre ces grandeurs électriques qui peut être donnée par:

$$v_{BE} = f(i_B, v_{CE})$$

$$i_C = g(i_B, v_{CE})$$

Par différenciation de ces deux grandeurs nous obtenons:

$$\Delta v_{BE} = \frac{\partial f}{\partial i_B} \Delta i_B + \frac{\partial f}{\partial v_{CE}} \Delta v_{CE}$$

$$\Delta i_C = \frac{\partial g}{\partial i_B} \Delta i_B + \frac{\partial g}{\partial v_{CE}} \Delta v_{CE}$$

Sachant que

$$\Delta v_{BE} = v_{be} \text{ et } \Delta i_B = i_b$$

$$\Delta v_{CE} = v_{ce} \text{ et } \Delta i_C = i_c$$

Alors les équations deviennent

$$v_{be} = \frac{\partial f}{\partial i_B} i_b + \frac{\partial f}{\partial v_{CE}} v_{ce}$$

$$i_c = \frac{\partial g}{\partial i_B} i_b + \frac{\partial g}{\partial v_{CE}} v_{ce}$$

Par analogie avec l'étude des quadripôles les vecteurs $\begin{bmatrix} v_{be} \\ i_c \end{bmatrix}$ et $\begin{bmatrix} i_b \\ v_{ce} \end{bmatrix}$ sont liés entre eux par une matrice H telle que:

$$\begin{cases} v_{be} = h_{11}i_b + h_{12}v_{ce} \\ i_c = h_{21}i_b + h_{22}v_{ce} \end{cases}$$

Avec

$$h_{11} = \frac{\partial f}{\partial i_B} = \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} \right|_{v_{CE}=cte} \quad h_{12} = \frac{\partial f}{\partial v_{CE}} = \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta v_{CE}} \right|_{i_B=cte}$$

$$h_{21} = \frac{\partial g}{\partial i_B} = \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} \right|_{v_{CE}=cte} \quad h_{22} = \frac{\partial g}{\partial v_{CE}} = \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta v_{CE}} \right|_{i_B=cte}$$

Du système d'équations (4) et (5), nous pouvons déduire le schéma équivalent d'un transistor pour les petits signaux en étudiant les caractéristiques d'entrée et de sortie:

5.2 Caractéristiques d'entrée

De l'équation -5- on déduit que l'entrée est équivalente à un circuit à une seule maille avec i_b comme courant de maille, résistance de maille h_{11} alors que $h_{12}v_{ce}$ est une source de tension contrôlée; h_{12} représente le coefficient de réaction interne du transistor ($h_{12} \approx 0$). Par conséquent, entre base et émetteur le transistor peut être vu comme le circuit de la figure 2.

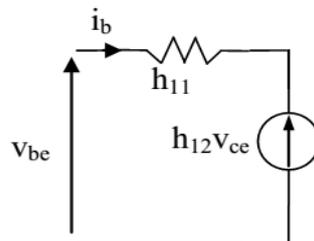


Figure IV.17. Circuit équivalent vu de l'entrée

5.3 Caractéristiques de sortie

De l'équation -6- on déduit que la sortie est équivalente à un circuit à un seul nœud avec deux branches ayant i_c comme courant total, h_{22}^{-1} résistance d'une branche aux bornes de laquelle on a la tension v_{ce} alors que la deuxième branche est une source contrôlée de courant dont le courant électromoteur est donné par $h_{21}i_b$; h_{21} représente le gain en courant du transistor en émetteur commun (h_{21} est généralement très grand). Par conséquent, entre collecteur et émetteur le transistor peut être vu comme le circuit de la figure 3.?

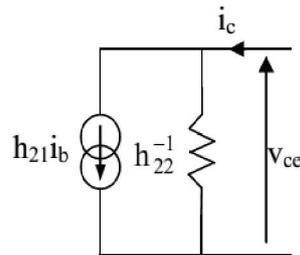


Figure IV.18. Circuit équivalent vu de la sortie

Ainsi l'association des deux caractéristiques (entrée et sortie) nous donne le schéma global [suivant \(la figure 4\)?](#).

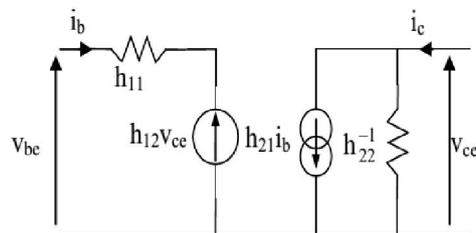


Figure IV.19. Schéma équivalent en alternatif d'un transistor en régime de petits signaux (Régime linéaire)

Le coefficient h_{12} est généralement pris comme nul pour ses très petites valeurs ce qui simplifie considérablement le circuit équivalent du transistor en régime linéaire, le circuit de la figure 4 sera remplacé dans ce cas par le circuit de la [figure 5](#)?

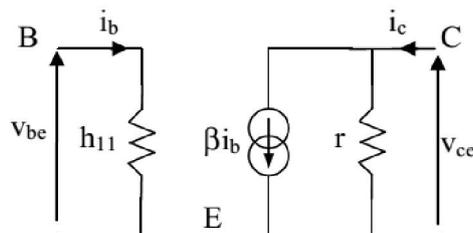


Figure IV.20. Schéma équivalent d'un transistor avec $h_{12}=0$ et $r=1/h_{22}$

5.4 Différents montages de bases d'un transistor bipolaire

5.4.1 Emetteur commun avec R_E découplée

Prenons comme circuit un montage émetteur commun avec R_E découplée; celle ci intervient en statique mais pas en dynamique où elle est court-circuitée par la capacité C_E dont l'impédance à la fréquence de travail est considérée comme nulle.

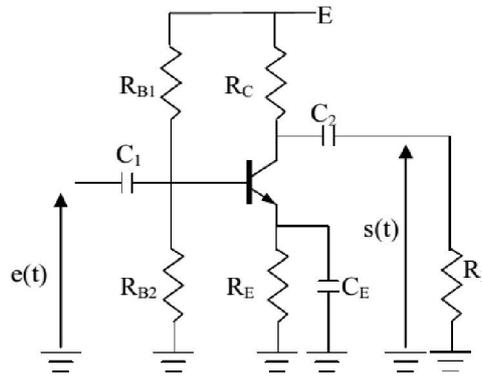


Figure IV.21. schéma d'un étage émetteur commun

La [figure 6](#) montre le schéma d'un amplificateur basses fréquences à un étage chargé par une résistance R_L . Il est primordial de déterminer la plage de variation maximale de la sortie durant l'étape de conception d'un amplificateur afin d'éviter le problème de distorsion. Par conséquent, le tracé de la droite de charge dynamique est essentiel. La droite de charge est le lieu de variation du signal de sortie autour du point de fonctionnement, et elle est définie par la relation linéaire $i_c = f(v_{ce})$.

Prenons le cas de l'amplificateur de la Figure IV.21 dont la sortie en alternatif seul ($E = 0$) nous donne la Figure IV.22 où :

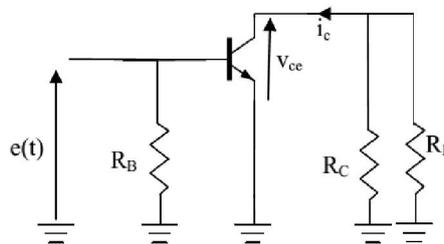


Figure IV.22. Schéma équivalent en alternatif du montage 6 pour déterminer la droite de charge dynamique

Nous supposons que l'étude statique est déjà faite, la droite de charge statique du circuit concerné est donnée par

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

Le point de fonctionnement calculé en statique est donné par $Q(I_0, V_0)$. Passons dans ce cas au tracé de la droite de charge dynamique dont l'équation est:

$$i_c = -\frac{v_{ce}}{R_C // R_L}$$

C'est l'équation d'une droite qui passe par l'origine qui est le point de fonctionnement Q (V_0, I_0). Pour tracer les deux droites de charge statique et dynamique dans le même plan et par rapport à l'origine Q; faisons apparaître les translations I_0 et V_0 dans l'équation.

$$i_C - I_0 = -\frac{v_{CE} - V_0}{R_C // R_L}$$

$$i_C = -\frac{v_{CE} - V_0}{R_C // R_L} + \frac{V_0}{R_C // R_L} + I_0$$

C'est une droite qui passe par le point de fonctionnement. Ce point de fonctionnement déterminé en statique, définit le point d'intersection des deux droites de charge statique et dynamique dont leurs tracés pour le circuit de la Figure IV.21 sont donnés dans la Figure IV.23.

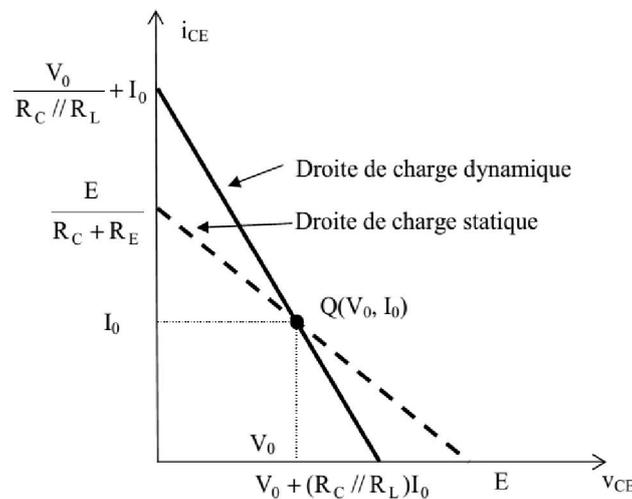


Figure IV.23. Le tracé des droites de charge statique et dynamique

Comme nous pouvons le constater, la charge intervient dans l'étude dynamique chose qui ne se fait pas lors de l'étude statique dans le cas d'un couplage capacitif. Avant de déterminer ces caractéristiques il faut d'abord remplacer le transistor par son schéma équivalent en alternatif (on court-circuite la source de tension continue ($E=0$) et on laisse l'excitation alternative $e(t)$ tel qu'il est montré sur la Figure IV.24.

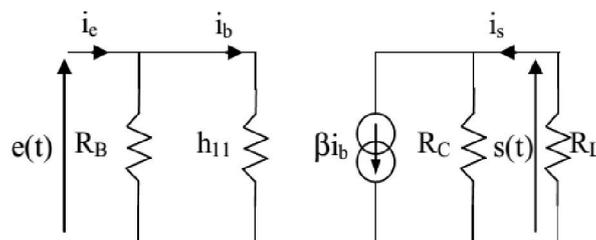


Figure IV.24. Schéma équivalent pour les petits signaux du circuit 6

Chapitre IV Les Transistors bipolaires

Les condensateurs de liaison (tels que C_1 et C_2) et de découplage (tel que C_E) sont calculés de façon à ce que leurs impédances sont négligeables à la fréquence minimale de travail. Par conséquent, tous les condensateurs seront remplacés, en alternatifs, par des court-circuits.

Gain en tension

Le gain en tension est donné par :

$$A_v = \frac{s}{e}$$
$$s = -(R_C // R_L) \cdot \beta \cdot i_b$$
$$e = h_{11} i_b$$

Plus exactement on trouve :

$$A_v = -\frac{\beta(R_C // R_L)}{h_{11}}$$

.Gain en courant

Le gain en courant est donnée par :

$$A_i = \frac{i_s}{i_e}$$
$$i_s = \frac{\beta R_C}{R_C + R_L} i_b$$
$$i_s = \frac{R_B + h_{11}}{R_B} i_b$$
$$A_i = \frac{\beta R_C}{R_C + R_L} \frac{R_B}{R_B + h_{11}}$$

• Impédance d'entrée

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

$$Z_e = \frac{e}{i_e}$$
$$i_e = \frac{e}{R_B} + \frac{e}{h_{11}}$$
$$Z_e = R_B // h_{11} = \frac{R_B h_{11}}{R_B + h_{11}}$$

• Impédance de sortie

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

C'est ce qui est traduit par l'équation ci-dessous:

$$Z_s = \left. \frac{s}{i_s} \right|_{e=0}$$

Chapitre IV Les Transistors bipolaires

Portons la condition $e(t)=0$ dans le circuit et débranchons la charge du circuit car c'est cette dernière qui voit son circuit d'attaque comme étant une source de tension d'impédance Z_S , dans le cas du théorème de Thevenin ou une source de courant d'impédance Z_S , dans le cas du générateur de Norton.

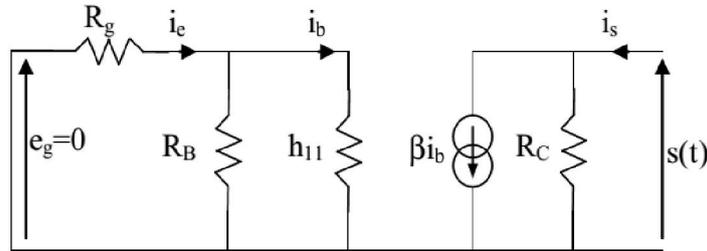


Figure IV.25. Schéma de la Figure IV.22 avec $e(t)=0$

En appliquant la loi des mailles du côté de l'entrée pour le circuit de [la figure10](#) on trouve :

$$i_b = 0$$

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

$$i_s = \frac{s}{R_C} + \beta i_b$$

Et comme $i_b = 0$ on a

$$i_s = \frac{s}{R_C}$$

Donc $Z_s = R_C$

5.4.2 Emetteur commun avec R_E non découplée

Reprenons le même circuit que celui donné par la Figure IV.21. avec cette fois ci la capacité C_E de découplage est omise. Le circuit ainsi obtenu est représenté sur la Figure IV.26.

Pour l'étude dynamique et appliquant le théorème de superposition (seul $e(t)$ est appliqué \Rightarrow imposons 0 à E). Le circuit équivalent en dynamique du montage de [la figure 11](#) devient celui de la figure 12.

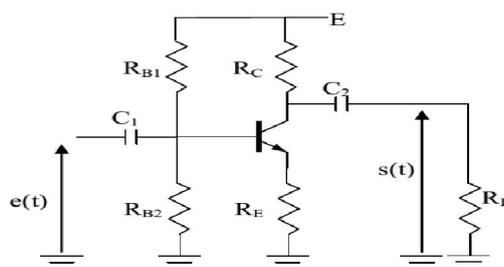


Figure IV.26. Montage émetteur commun avec R_E non découplée

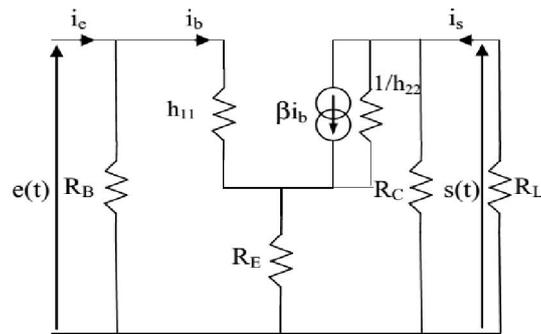


Figure IV.27. Schéma équivalent pour les petits signaux du circuit de la Figure IV.26.

Gain en tension

On adopte le schéma équivalent suivant

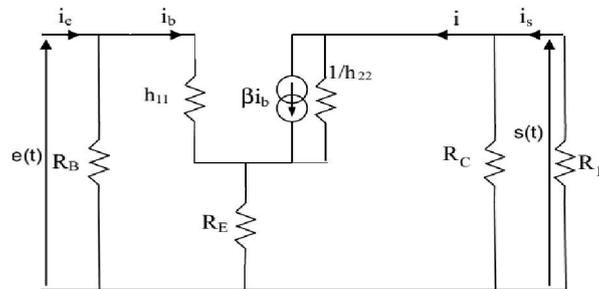


Figure IV.28. Schéma équivalent pour les petits signaux du circuit de la Figure IV.26

Le gain en tension est donné par :

$$A_v = \frac{s}{e} ;$$

on pose

$$R_S = R_C // R_L ;$$

et

$$\rho = \frac{1}{h_{22}}$$

$$s = -R_S i \Rightarrow i = -\frac{s}{R_S}$$

$$e = h_{11} i_b + R_E i$$

Par conversion de la source de courant $\beta \cdot i_b$ en un source de tension on aura

$$s = -\rho \cdot \beta \cdot i_b + (\rho + R_E) i$$

Chapitre IV Les Transistors bipolaires

On remplace i par sa valeur on aura

$$\begin{cases} e = h_{11}i_b + R_E \left(-\frac{s}{R_S} \right) \\ s = -\rho \cdot \beta \cdot i_b + (\rho + R_E) \left(-\frac{s}{R_S} \right) \end{cases}$$

Par élimination de i_b des deux équation on aura

Plus exactement on trouve :

$$A_v = -\frac{\beta(R_C//R_L)}{h_{11}(R_C//R_L + \rho + R_E) + \rho \cdot \beta \cdot R_E}$$

Si ρ est très grand alors

$$A_v = -\frac{\beta(R_C//R_L)}{h_{11} + \beta \cdot R_E}$$

.Gain en courant

Le gain en courant est donnée par :

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

On suppose que ρ est très grand alors

$$i_s = \frac{R_C}{R_C + R_L} \beta i_b$$

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

$$A_i = \frac{\beta R_C}{R_C + R_L} \frac{R_B}{R_B + (h_{11} + (\beta + 1)R_E)}$$

Impédance d'entrée

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

$$Z_e = \frac{e}{i_e}$$

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

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

Impédance de sortie

On court-circuite l'entrée on aura le schéma ci-dessous

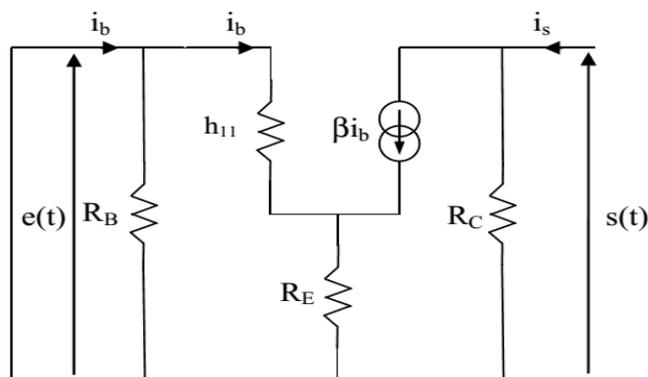


Figure IV.29. Schéma de la Figure IV.26 avec $e(t)=0$

C'est le rapport entre la tension de sortie lorsque l'entrée est en court-circuit au courant de sortie lorsque la sortie est en circuit ouvert :

$$Z_s = \left. \frac{s}{i_s} \right|_{e=0}$$

En appliquant la loi des mailles du côté de l'entrée pour le circuit [de la figure 10](#) on trouve :

$$i_b = 0$$

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

$$i_s = \frac{s}{R_C} + \beta i_b$$

Et comme $i_b = 0$ on a

$$i_s = \frac{s}{R_C}$$

Donc

$$Z_s = R_C$$

5.4.3 Collecteur commun

Comme on peut le remarquer le type du montage peut être toujours déterminé en considérant le régime alternatif. Nous devons tout d'abord déterminer les bornes où l'excitation est appliquée, du côté de l'entrée, et où le signal de sortie est prélevé. La borne restante définit alors la borne commune du montage.

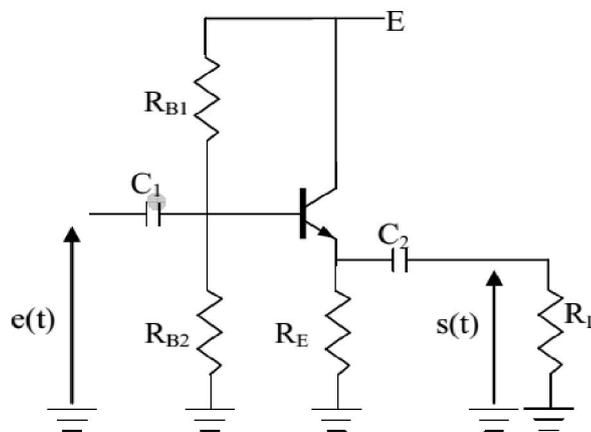


Figure IV.30. Montage collecteur commun

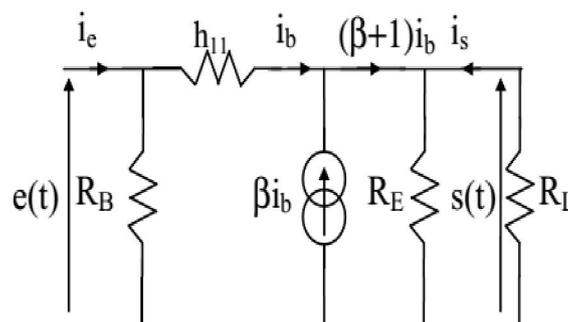


Figure IV.31. Schéma équivalent pour les petits signaux du circuit Figure IV.30.

Dans le cas du montage de la Figure IV.30, l'entrée est appliquée au niveau de la base B. La sortie est prélevée au niveau de l'émetteur E, donc le montage est un Collecteur Commun.

Gain en tension

Le gain en tension est donné par :

$$A_v = \frac{s}{e}$$

$$s = (R_E // R_L)(1 + \beta)i_b$$

$$e = h_{11}i_b + (R_E // R_L)(1 + \beta)i_b$$

Plus exactement on trouve :

$$A_v = - \frac{(1 + \beta)(R_C // R_L)}{h_{11} + (R_E // R_L)(1 + \beta)}$$

Gain en courant

Le gain en courant est donnée par :

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

En appliquant le diviseur de courant, à la sortie on tire i_s comme:

$$i_s = - \frac{R_E}{R_E + R_L} (1 + \beta)i_b$$

A l'entrée on a:

$$i_e = i + i_b = \frac{e}{R_B} + \frac{e}{h_{11} + (R_E // R_L)(1 + \beta)}$$

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 $h_{11} + (R_E // R_L)(1 + \beta)$.

Appliquant alors le diviseur de courant:

$$i_e = \frac{R_B + h_{11} + (R_E // R_L)(1 + \beta)}{R_B} i_b$$

$$A_i = \frac{(1 + \beta)R_E}{R_E + R_L} \frac{R_B}{R_B + h_{11} + (R_E // R_L)(1 + \beta)}$$

Impédance d'entrée

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

$$Z_e = \frac{e}{i_e}$$

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

$$i_e = \frac{e}{R_B} + \frac{e}{h_{11}}$$

$$Z_e = R_B // (h_{11} + (R_E // R_L)(1 + \beta)) = \frac{R_B(h_{11} + (R_E // R_L)(1 + \beta))}{R_B + h_{11} + (R_E // R_L)(1 + \beta)}$$

Impédance de sortie

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

C'est ce qui est traduit par l'équation ci-dessous:

$$Z_s = \left. \frac{S}{i_s} \right|_{e=0}$$

Portons la condition $e(t)=0$ dans le circuit et débranchons la charge du circuit car c'est cette dernière qui voit son circuit d'attaque comme étant une source de tension d'impédance Z_s , dans le cas du théorème de Thevenin ou une source de courant d'impédance Z_s , dans le cas du générateur de Norton.

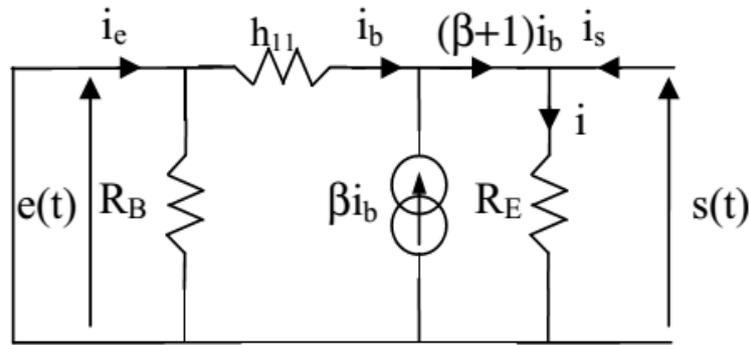


Figure IV.32. Schéma de la figure 9 avec $e(t)=0$

Du circuit de la Figure IV.32 l'expression de i_s sera donnée par : du côté de la sortie du même circuit, en appliquant la loi des nœuds :

$$i_s = i - (1 + \beta)i_b$$

$$i_s = \frac{s}{R_E} + (1 + \beta) \frac{s}{h_{11}}$$

$$i_s = \frac{s}{R_E} + \frac{s}{\frac{h_{11}}{(1+\beta)}}$$

$$Z_s = R_E // \frac{h_{11}}{(1 + \beta)}$$

Comme h_{11} représente la résistance dynamique d'une diode passante (résistance petite) et β le gain en courant statique (généralement très grand), l'impédance de sortie Z_s est dans la plupart des cas approximée par :

$$Z_s = \frac{h_{11}}{(1 + \beta)}$$

5.4.4 Base commune

Pour un montage Base Commune (BC), l'excitation se fait par l'émetteur et la sortie est prélevée au niveau du collecteur. Le circuit de la Figure IV.33, montre le cas d'un montage Base Commune.

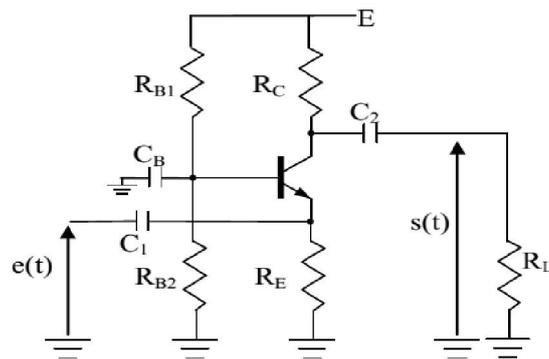


Figure IV.33. Montage base commune

En alternatif, avec $E = 0$, les condensateurs sont remplacés par des impédances nulles alors que le transistor est remplacé par son schéma équivalent. Le circuit obtenu est donné sur la [figure 18](#).

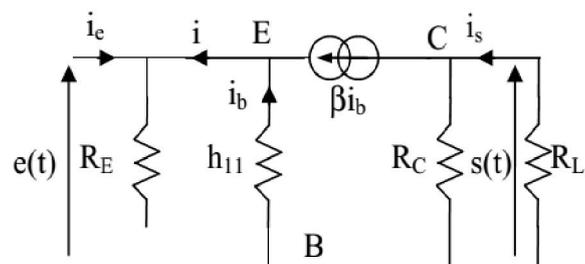


Figure IV.34. Schéma équivalent pour les petits signaux correspondant au circuit Figure IV.33

Gain en tension

$$A_V = \frac{s}{e}$$

$$e = -h_{11}i_b$$

$$s = -(R_C // R_L)\beta i_b$$

Alors

$$A_V = \beta \frac{(R_C // R_L)}{h_{11}}$$

Chapitre IV Les Transistors bipolaires

• Gain en courant

Le gain en courant est donnée par :

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

$$i_s = \frac{R_C}{R_C + R_L} \beta i_b$$

$$i_e = \frac{e(t)}{R_E} - i$$

Nous avons $i = (1 + \beta)i_b$ et $i_b = -\frac{e(t)}{h_{11}}$

en remplaçant i en fonction de i_b dans l'expression de i_e on obtient:

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

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

$$i_e = -\frac{R_E + \frac{h_{11}}{(1+\beta)}}{R_E} i$$

en remplaçant, dans cette expression, i en fonction de i_b Sachant que $i = (1 + \beta)i_b$

On aura :

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

Ceci permet de tirer l'expression du gain en courant :

$$A_i = -\frac{R_E}{(1 + \beta)R_E + h_{11}} \times \frac{\beta R_C}{R_C + R_L}$$

Impédance d'entrée

Chapitre IV Les Transistors bipolaires

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

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

Nous avons auparavant

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

Alors

$$Z_e = R_E // \left(\frac{h_{11}}{(1+\beta)} \right)$$

Impédance de sortie

C'est le rapport entre la tension de sortie lorsque l'entrée est en court-circuit au courant de sortie lorsque la sortie est en circuit ouvert :

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

Dans ce cas le circuit sera comme suit :

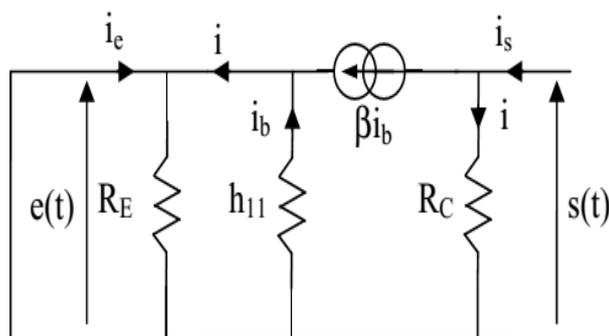


Figure IV.35. Schéma de la Figure IV.34 avec $e(t)=0$

$e(t) = 0$ permet de voir que $i_s = 0$.

On aura donc

$$Z_s = R_C$$

5.4.5 Comparaison entre les trois montages possibles

Nous résumons les principales caractéristiques des différents montages dans le tableau ci-dessous.

Paramètres	commune Emetteur	commun Collecteur	Base commune
Z_e	moyenne	grande	petite
Z_s	moyenne	petite	moyenne
G_v	grand	Unité (≈ 1)	grand
G_i	grand	grand	Unité
G_p	grand	moyen	moyen

Le gain en puissance peut être calculer par :

$$G_P = \frac{P_s}{P_e} = G_v \times G_i$$