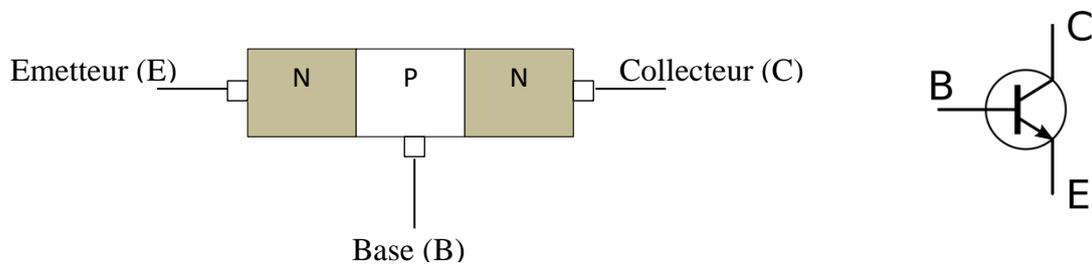


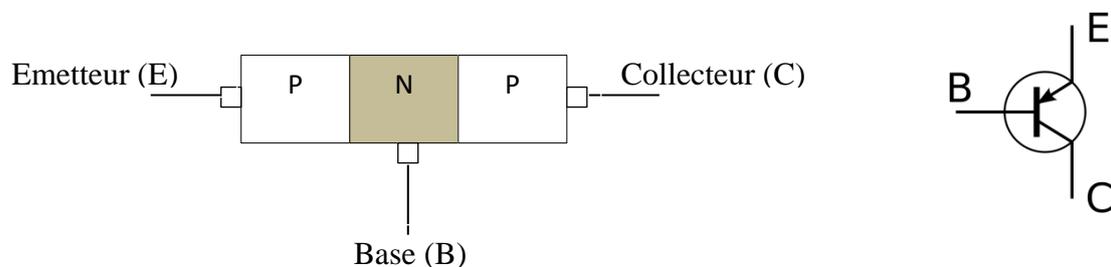
Chapitre IV : Transistor Bipolaire

IV.1. Description et symbole :

Les propriétés de la jonction PN sont exploitées pour la réalisation de composants consistant en un empilement de couches alternées de type N et P. Le transistor bipolaire est un composant électronique discret constitué de trois électrodes représentant la succession de trois semi-conducteurs, respectivement de type P-N-P ou N-P-N. Il s'agit, dans le premier cas, d'un transistor NPN, et dans le deuxième cas, d'un transistor PNP. Les trois couches forment trois régions appelées dans l'ordre : émetteur (E), base (B), collecteur (C).



Transistor NPN.



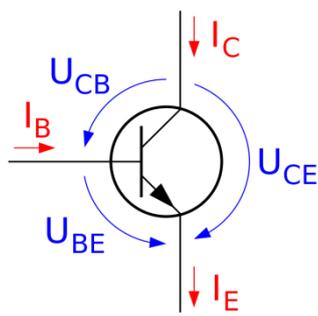
Transistor PNP.

IV.2. Convention tension-courant

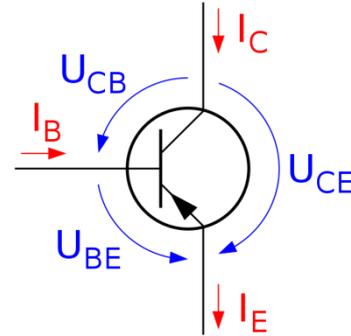
a) **Tension** : Il existe une tension entre chaque paire de broche, les trois tensions les plus usuellement sont, V_{CE} , V_{CB} et V_{BE} . Ceux-ci sont reliés par l'équation suivante:

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$$

b) **Courant** : Le transistor est un tri pole pour lequel la loi des nœuds s'écrit : $I_E = I_B + I_C$



Tensions et courants des transistors NPN.



Tensions et courants des transistors PNP.

IV.3. Principe de fonctionnement (Effet Transistor dans une structure NPN) :

Parmi les différentes façons de polariser un transistor de type NPN, une seulement présente un intérêt primordial. Si nous polarisons la jonction émetteur-base en direct et la jonction collecteur-base en inverse, nous obtenons la configuration (figure IV. 1 b), on dit dans ce cas que le transistor est polarisé normalement. Le fonctionnement d'un transistor de type PNP se déduit facilement en échangeant les rôles des électrons ainsi que des trous et en inversant les signes des tensions d'alimentation et des courants.

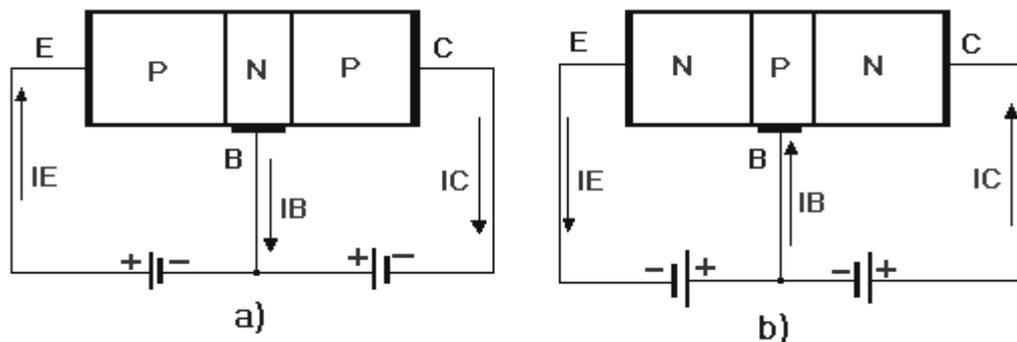
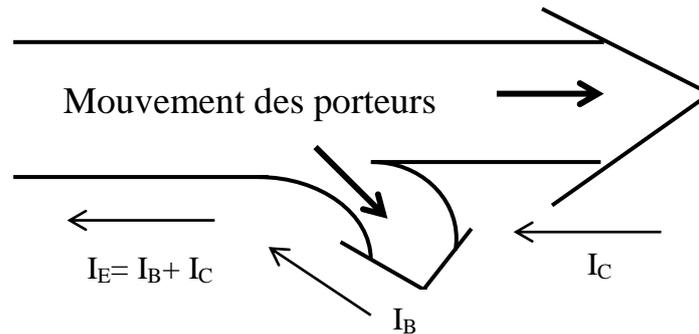


Figure IV. 1 : Transistors PNP et NPN polarisés.

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



Cependant des trous sont injectés de la base vers l'émetteur d'une part, du collecteur vers la base d'autre part. Le premier courant est petit devant le courant d'électrons injectés de l'émetteur car la jonction EB est de type NP. Quant au deuxième courant de trous c'est le courant inverse d'une jonction PN polarisée en inverse, toujours de très faible intensité. Le courant total de collecteur est légèrement inférieur au courant d'émetteur.

L'effet transistor consiste donc à injecter des porteurs d'un émetteur très dopé vers une base assez mince, ou ils deviennent minoritaires et grâce au champ inverse intense, ils sont collectés vers la région du collecteur.

IV.3.1. Traduction du principe de fonctionnement par des équations :

L'illustration présentée précédemment peut être traduite par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} I_E &= I_C + I_B \\ I_C &= \beta I_B & \Rightarrow & \quad \alpha = \beta / \beta + 1 \text{ ou } \beta = \alpha / 1 - \alpha \\ I_C &= \alpha I_E \end{aligned}$$

➤ Remarque importante :

En réalité, le fonctionnement du transistor est légèrement plus complexe, il faut tenir compte des courants inverses des jonctions. Si la base n'est pas polarisée, le courant entre le collecteur et l'émetteur n'est pas tout à fait nul, mais il a une faible valeur, on le note I_{CEO} (ou I_{CO}). De la même façon si on laisse l'émetteur ouvert et l'on polarise la jonction C-B en inverse, elle est traversée par un courant inverse qui sera noté I_{CBO} .

La relation :

$$I_C = \beta I_B$$

Devient :

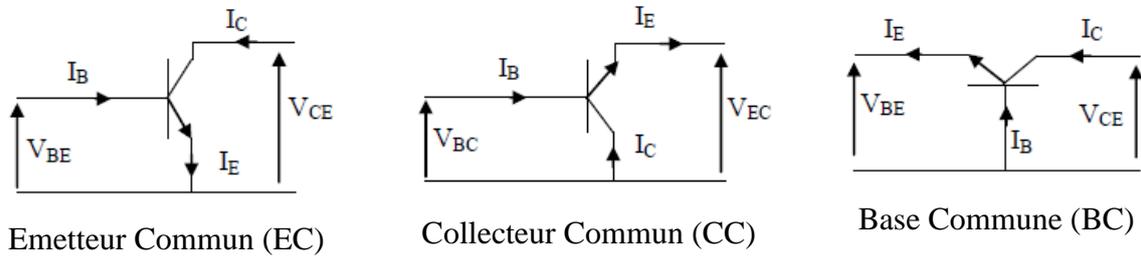
$$I_C = \beta I_B + I_{CEO},$$

Avec,

$$I_{CEO} = \beta I_{CBO}.$$

IV.4. Montages d'un transistor bipolaire

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



- base commune utilisé en haute fréquence,
- collecteur commun utilisé en adaptation d'impédance,
- émetteur commun utilisé en amplification et le plus commun.

IV.5. Caractéristiques des transistors bipolaires

Considérons le montage ci-dessous, appelé en "émetteur commun", car la patte commune est l'émetteur du transistor NPN. L'entrée du montage est la base et la sortie le collecteur.

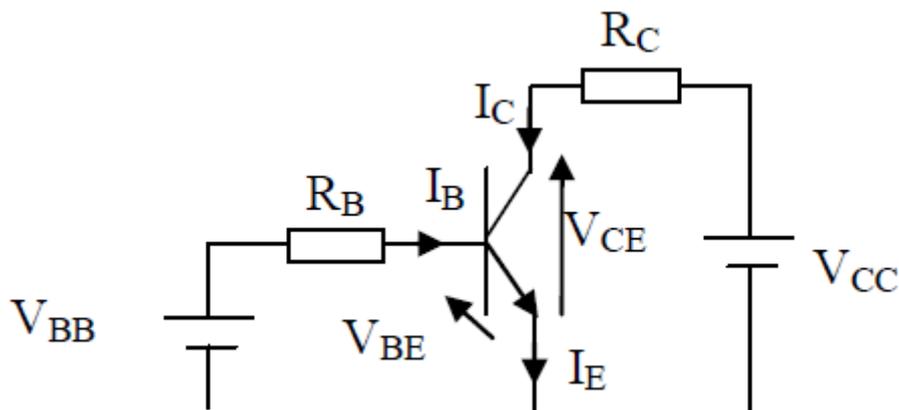
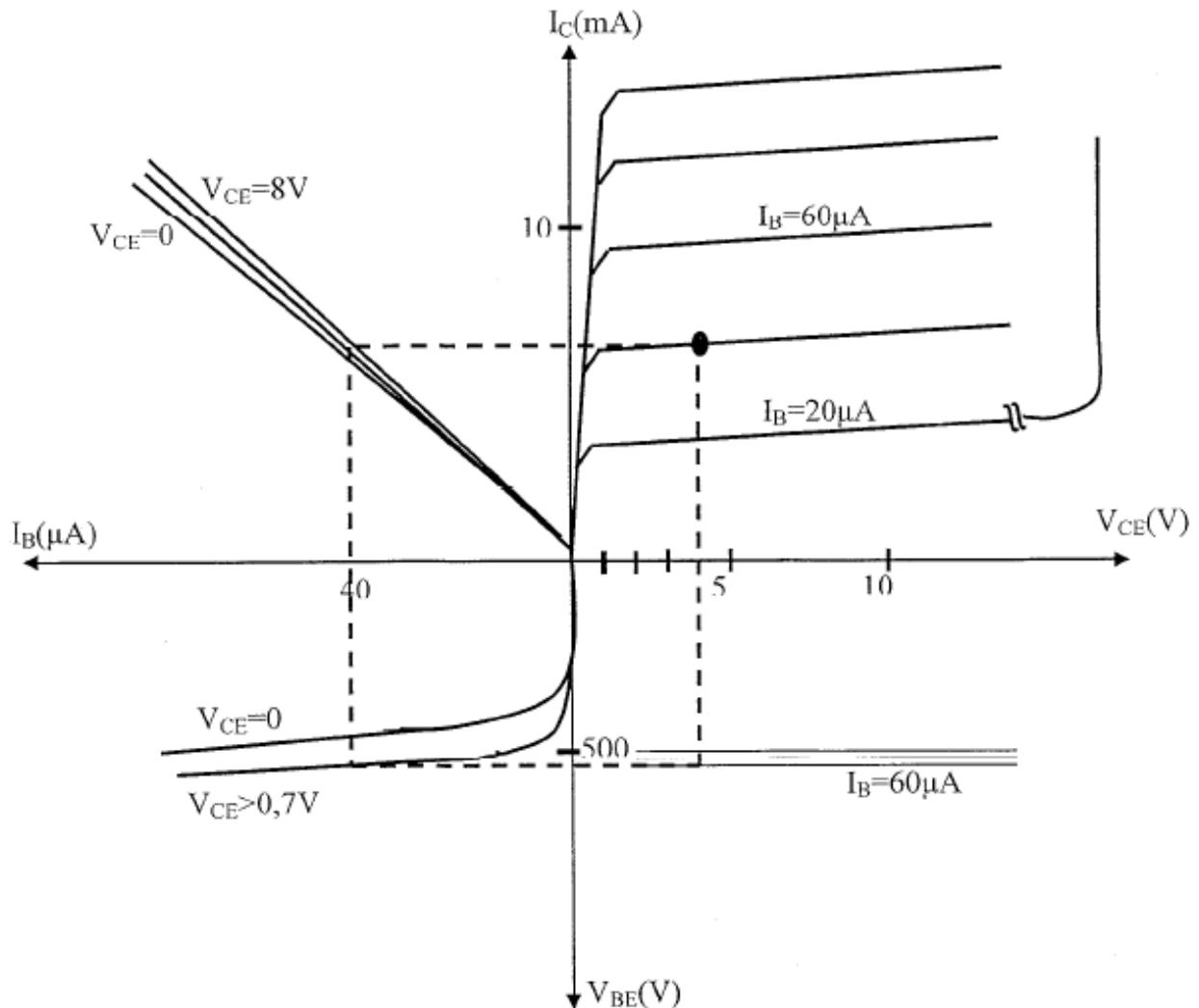


Figure IV. 2 : Polarisation d'un transistor.

Dans ce montage, la base est polarisée par la résistance désignée R_b . Le potentiel de la base est d'environ 0,7 V, car l'émetteur est à la masse et la jonction base-émetteur équivaut à une diode passante. Le collecteur est polarisé par la résistance désignée R_c , de telle manière que la tension du collecteur soit supérieure à la tension de la base ($V_{CE} > V_{BE}$): la jonction base-collecteur est alors polarisée en inverse.

IV.5.1. Réseaux de caractéristiques :

On étudie un transistor au silicium de faible puissance. Pour les transistors au silicium la tension de seuil de la jonction base-émetteur est voisine de 0,7V.



- **Réseau de sortie**

C'est le réseau $I_C = F(V_{CE})$ à $I_B = Cte$. Dans ce réseau on distingue trois zones :

- V_{CE} : faible (inférieure à 0,7V), la jonction base - collecteur est polarisée en directe. Le courant I_C varie linéairement avec V_{CE} .

- V_{CE} : grand, il y a claquage inverse de la jonction et croissance du courant par avalanche.

Selon les transistors la tension de claquage varie de 30V à 250V.

- V_{CE} intermédiaires, Il y a une légère croissance de I_C avec V_{CE} . En pratique on utilise la relation simplifiée : $I_C = \beta I_B$. β est le gain en courant du transistor. Suivant le type des transistors et les conditions de fabrication, sa valeur varie entre 20 et 500.

- **Réseau de transfert en courant :**

C'est le réseau $I_C = f(I_B)$ à $V_{CE} = Cte$. La courbe est linéaire et passe par le point $I_B = 0$ et I_{CEO} . C'est la courbe représentative de l'équation : $I_C = \beta I_B + I_{CEO}$

- **Réseau d'entrée :**

C'est le réseau $I_B = f(V_{BE})$ à $V_{CE} = Cte$. Dès que $V_{CE} \geq 0,7V$, toutes les courbes sont pratiquement confondues. La courbe est identique à la caractéristique d'une diode (jonction base émetteur). Pour un transistor au silicium V_{BE} varie très peu et reste voisin de la tension seuil de la jonction base-émetteur, soit 0,7V.

- **Réseau de transfert en tension :**

C'est le réseau $V_{BE} = f(V_{CE})$ à $I_B = Cte$. On constate que les variations de la tension de sortie sont sans effet sur la tension d'entrée.

IV.6. Droite d'attaque et droite de charge statique

La droite de charge est celle dont l'équation relie le courant de sortie à la tension de sortie :

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

La figure IV. 3 représente un réseau de caractéristique d'un transistor et le tracé de la droite de charge.

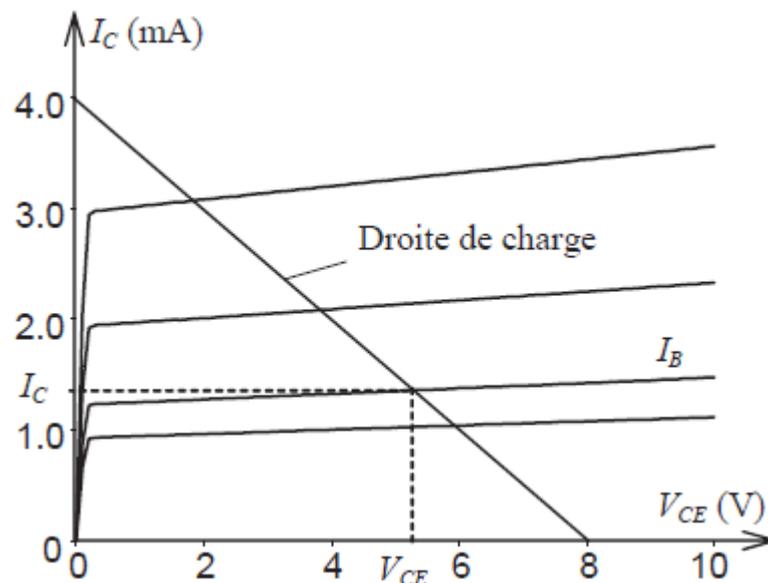


Figure IV. 3 : caractéristique d'un transistor et le tracé de la droite de charge.

La pente de la droite de charge est égale à $1/R_C$

La droite d'attaque est celle dont l'équation relie le courant d'entrée à la tension d'entrée :

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

C'est une droite de pente égale à $1/R_B$ (voire figure IV. 4).

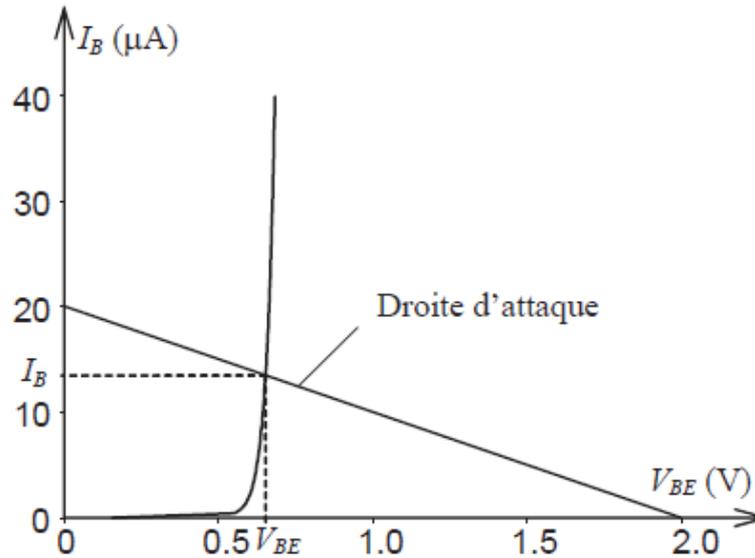


Figure IV. 4 : caractéristique d'un transistor et le tracé de la droite d'attaque la

IV.7. Polarisation d'un transistor

Pour fonctionner correctement, le transistor doit avoir sa jonction base émetteur polarisée en direct ce qui engendre un courant I_B dans la base et un courant $I_C = \beta I_B$ dans le collecteur. L'état du transistor est caractérisé par ce qu'on appelle le point de fonctionnement correspondant au couple (V_{CE}, I_C) qui sont la tension entre le collecteur et l'émetteur ainsi que le courant du collecteur I_C .

IV.7.1. Polarisation par résistance de base avec R_E :

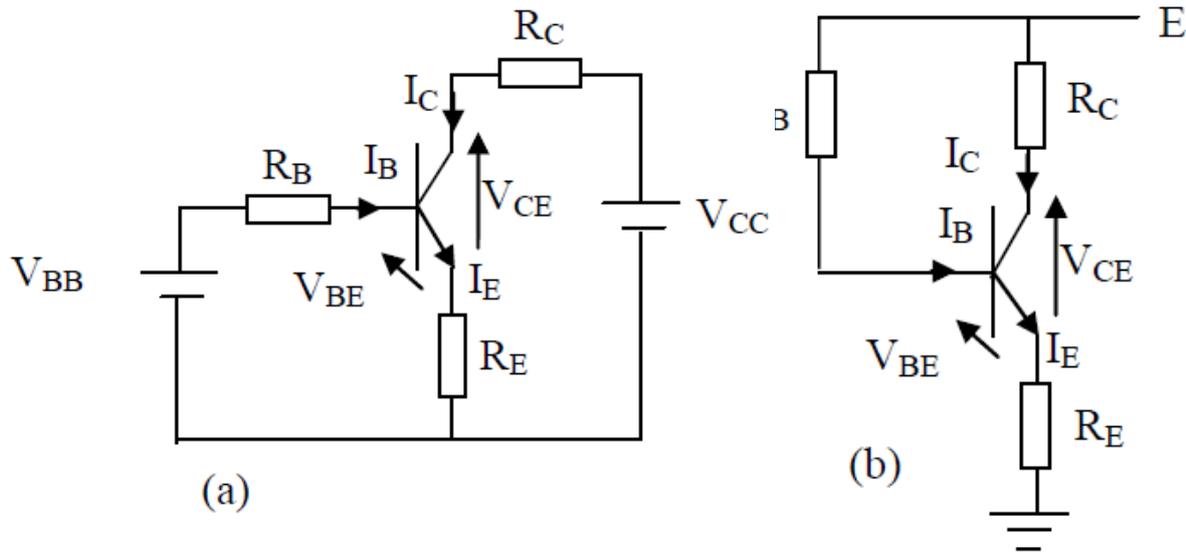


Figure IV. 5 : Polarisation par résistance de base avec R_E

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.

$$V_{BB} = R_B \cdot I_B + V_{BE} + R_E \cdot I_E \quad \text{avec} \quad I_E = (\beta + 1)I_B$$

Donc

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

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

$$I_B = -\frac{V_{BE}}{R_B + \beta R_E} + \frac{V_{BB}}{R_B + \beta R_E} \quad \text{Droite d'attaque}$$

$$I_C = -\frac{V_{CE}}{R_C + R_E} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad \text{Droite de charge}$$

Dans le cas de la figure IV. 5 (b), V_{CC} et V_{BB} seront remplacées dans les équations xx et xx par une seule tension d'alimentation E.

Application numérique :

$V_{CC}=12V$, $V_{BE}=0.7V$, $\beta=100$, $R_B=750K\Omega$, $R_E=1K\Omega$, $R_C=4K\Omega$.

Calculer le point de fonctionnement.

$$I_B = \frac{12 - 0.7}{750K + 101K} = 13.3\mu A$$

$$I_C = 100 \cdot 13.3\mu A = 1.33mA$$

$$V_{CE} = 12 - (4K + 1K) \cdot 1.33m - 1K \cdot 13.3\mu A = 5.35V$$

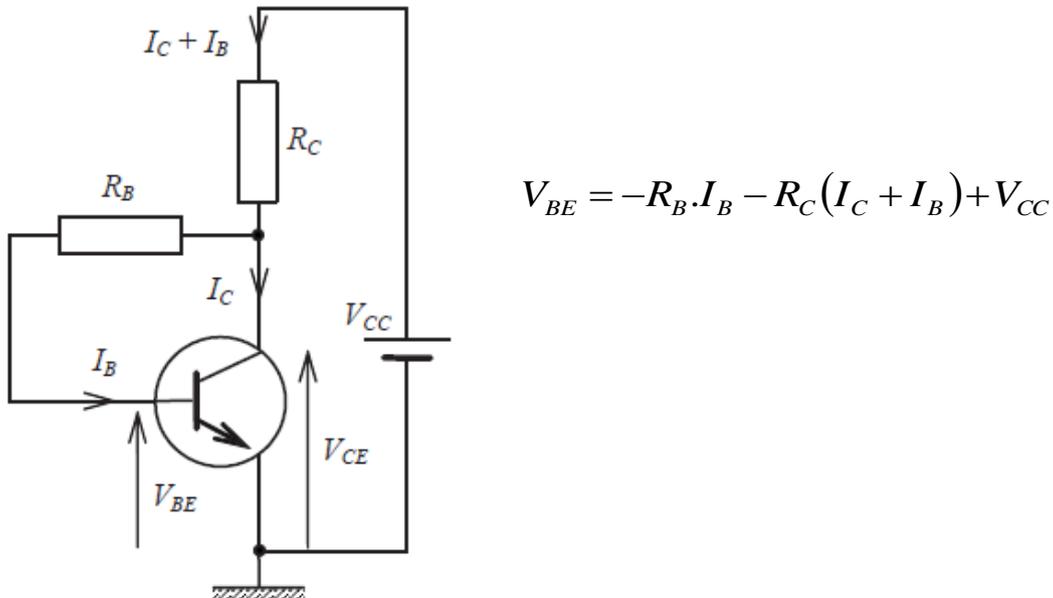
IV.7.2. Polarisation automatique (réaction de collecteur)

Figure IV. 6 : Montage de polarisation automatique

$$I_B = -\frac{V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_C} + \frac{V_{CC}}{R_B + (\beta + 1)R_C} \quad \text{Droite d'attaque}$$

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

IV.7.3. Polarisation par pont

La base est polarisée par un "pont" constitué de deux résistances R_1 et R_2 (Fig. xx). Pour faciliter le calcul, on applique le théorème de Thévenin au circuit d'entrée et on obtient le schéma de figure IV. 7 ce qui permet de ramener le problème à une polarisation par une résistance de base.

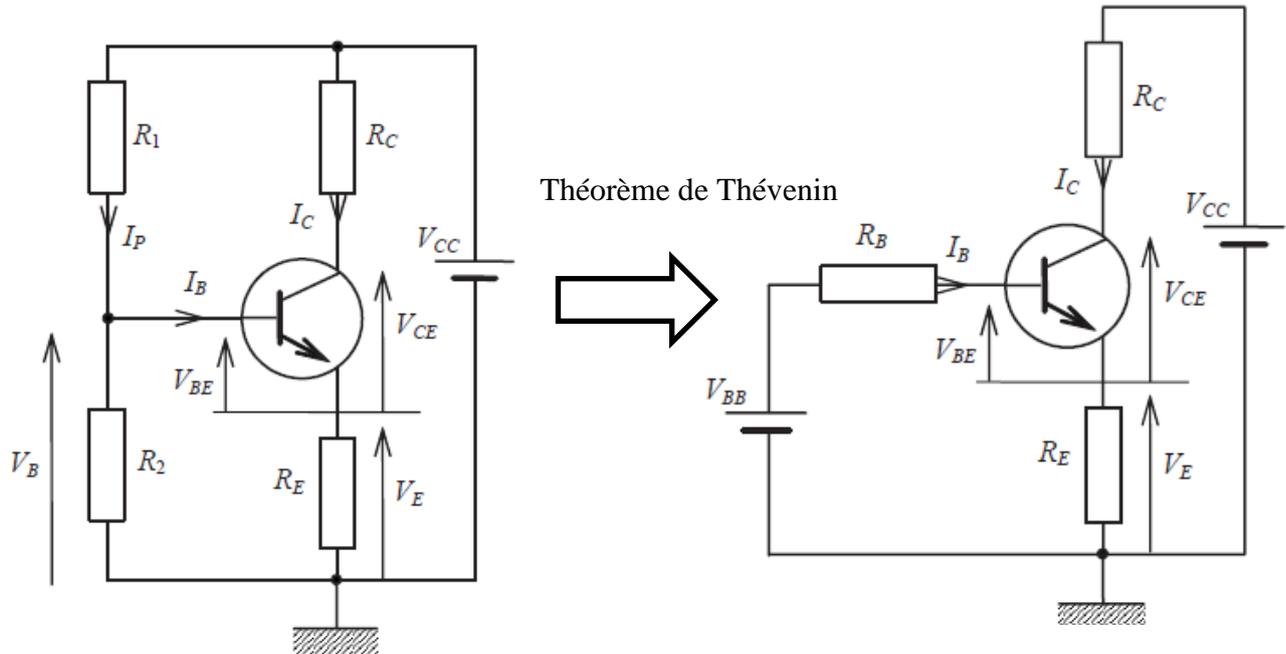


Figure IV. 7 : Polarisation par pont de base, (b) circuit équivalent par Thévenin.

$$V_{th} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

et

$$R_{th} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

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

droite d'attaque

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

droite d'attaque

IV.8. Transistor en régime dynamique :

IV.8.1. Schéma équivalent en régime variable

Soit un transistor bipolaire normalement polarisé, monté en montage émetteur commun, avec une alimentation V_{BB} à l'entrée et une alimentation V_{CC} en sortie comme cela est indiqué en figure IV. 8. Cette polarisation engendre un courant I_b au niveau de la base et un courant I_C au niveau du collecteur.

Appliquons à l'entrée une tension alternative v_e en série avec V_{BB} . Cette tension variable va produire une variation du courant de base qui implique une variation du courant de collecteur.

- courant total de base : $i_B = I_B + i_b$
- courant total de collecteur : $i_C = I_C + i_c$

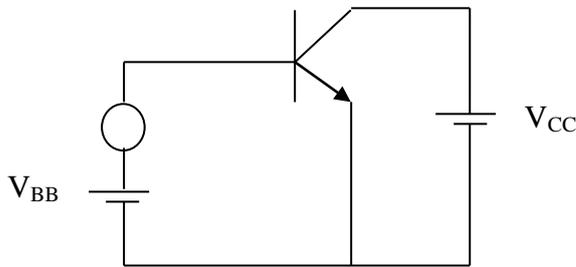


Figure IV. 8

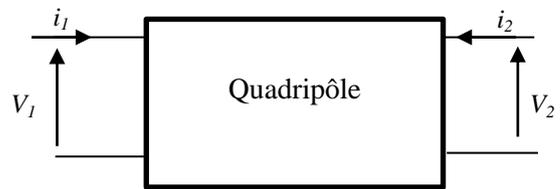


Figure IV. 9

Si on représente le transistor par un quadripôle comme cela est indiqué en figure IV. 9, son fonctionnement peut être décrit par le système d'équations :

$$v_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot v_2$$

$$I_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot v_2$$

Ce qui correspond au schéma électrique équivalent donné en figure IV. 10.

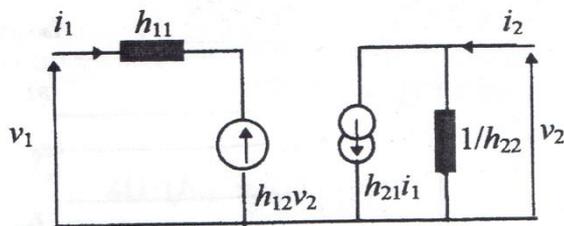


Figure IV. 10

Dans le cas du transistor monté en émetteur commun, le système d'équation devient s'écrit :

$$v_{BE} = h_{11} \cdot i_B + h_{12} \cdot v_{CE}$$

$$i_C = h_{21} \cdot i_B + h_{22} \cdot v_{CE}$$

A partir de ce système, nous pouvons définir la signification électrique des paramètres hybrides h_{ije} pour un montage émetteur commun et la méthode de leur obtention à partir du réseau de caractéristique d'un transistor donnée en figure IV. 11 (l'indice 'e' pour émetteur commun).

Nous avons donc :

- $h_{11e} = \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_{BB}} \right|_{v_{CE} = 0}$: impédance d'entrée, la sortie étant en court-circuit. Sa valeur est

calculée graphiquement à partir de la pente de la courbe $I_B (v_{BE})$ du 3^{ème} quadrant.

- $h_{12e} = \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_{CE}} \right|_{i_{CE} = 0}$: c'est le rapport de la réaction en tension, l'entrée étant à vide. On

l'obtient à partir de la pente du caractéristique quadrant.

- $h_{21e} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \right|_{v_{CE} = 0}$: gain en courant, la sortie étant en court-circuit h_{21e} représente la pente

des caractéristiques du deuxième quadrant.

- $h_{22e} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}} \right|_{i_B = 0}$: admittance de sortie, l'entrée à vide. C'est la pente es caractéristiques

du premier quadrant.

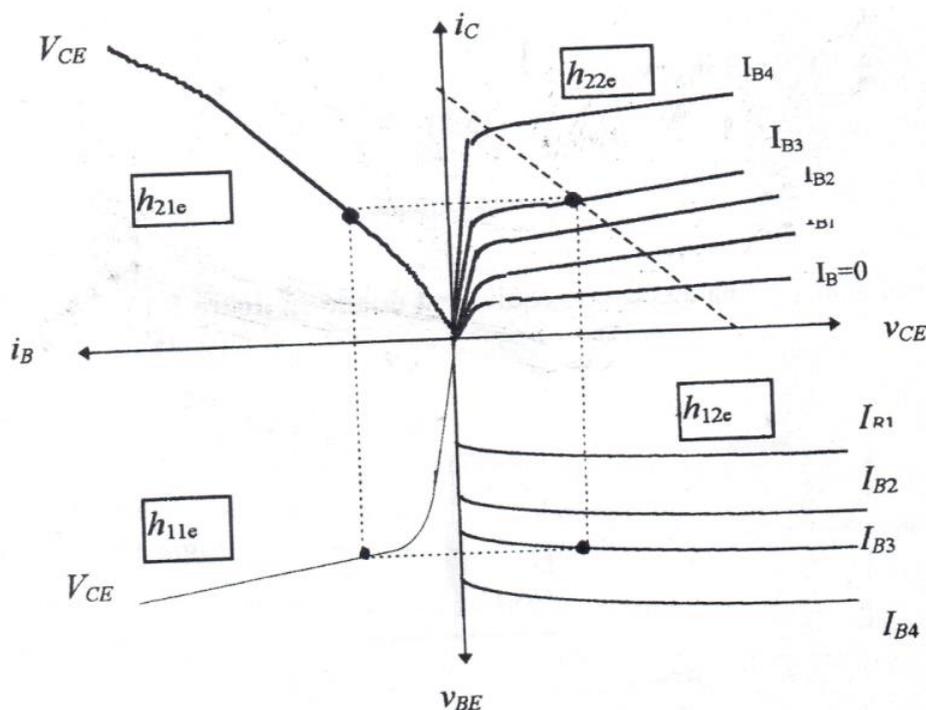


Figure IV. 11

IV.8.2. Caractéristiques dynamiques des trois montages transistor en petits signaux et en basses fréquences

On entend par caractéristiques dynamiques l'impédance d'entrée, l'impédance de sortie, le gain en courant et le gain en tension. Nous allons dans cette partie calculer ces quatre paramètres pour chacun des trois montages émetteurs communs, base commune et collecteur commun.

IV.8.2.1. Montage émetteur commun

Dans le cas du montage émetteur commun et en utilisant les paramètres hybrides nous rappelons les équations suivantes :

$$v_{be} = h_{11e} \cdot i_b + h_{12e} \cdot v_{ce}$$

$$i_c = h_{21e} \cdot i_b + h_{22e} \cdot v_{ce}$$

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

$$h_{11e} = \left. \frac{\Delta v_{be}}{\Delta i_b} \right|_{v_{ce} = 0} = r : \text{résistance d'entrée du transistor}$$

$$h_{12e} = \left. \frac{\Delta v_{be}}{\Delta v_{ce}} \right|_{i_b = 0} = \gamma : \text{taux de réaction de la sortie sur l'entrée}$$

$\gamma: 0$ (Caractéristiques $v_{be}(v_{ce})$ pratiquement horizontales).

$$h_{21e} = \left. \frac{\Delta i_c}{\Delta i_b} \right|_{v_{ce} = 0} = \beta : \text{gain en courant}$$

$$h_{22e} = \left. \frac{\Delta i_c}{\Delta v_{ce}} \right|_{i_b = 0} = \frac{1}{\rho} \cdot \rho : \text{est la résistance de sortie}$$

Moyennant ces paramètres et sachant que $\gamma \cong 0$, on peut écrire :

$$v_{be} = r \cdot i_b \dots\dots\dots(4.1)$$

$$i_c = \beta \cdot i_b + \frac{v_{ce}}{\rho} \dots\dots\dots(4.2)$$

$$\Rightarrow i_b = \frac{v_{be}}{r} \dots\dots\dots(4.3)$$

$$\Rightarrow i_c = \frac{\beta \cdot v_{be}}{r} + \frac{v_{ce}}{\rho} \dots\dots\dots(4.4)$$

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

$$\Rightarrow i_c = g_m \cdot v_{be} + \frac{v_{ce}}{\rho} \dots\dots\dots(4.5)$$

A partir des équations (4.1) et (4.2) on peut dresser les deux schémas équivalents suivants du montage émetteur commun (figure IV. 12):

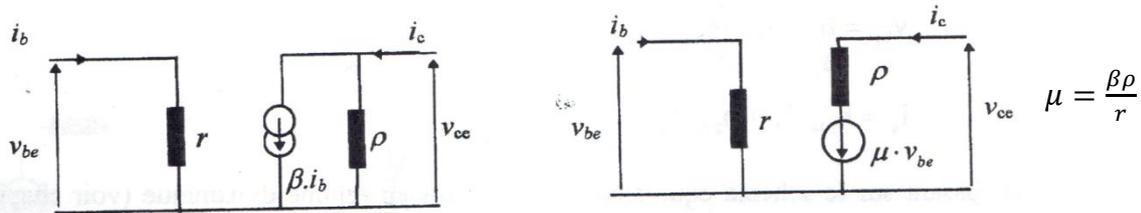


Figure IV. 12

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

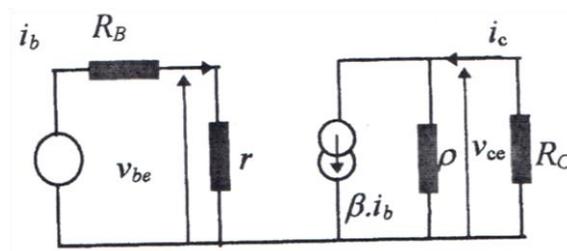


Figure IV. 13

A partir du schéma équivalent de l'étage donné en figure IV. 13, nous allons calculer les différents paramètres de l'amplificateur.

a. Gain en courant

Le gain en courant du montage émetteur commun est :

$$G_1 = \frac{i_c}{i_b}$$

Qui est obtenu à partir des formules suivantes :

$$v_{ce} = -R_c \cdot i_c \dots \dots \dots (4.6)$$

Ou r_c est la du collecteur en régime dynamique. Dans notre cas $r_c = \rho // R_c$.

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

$$v_{ce} = -\beta \cdot i_b \cdot \frac{\rho \cdot R_c}{\rho + R_c} \dots \dots \dots (4.7)$$

En égalant les équations (4.6) et (4.7) on peut en déduire le gain en courant du montage :

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

Généralement la résistance de sortie du transistor a une valeur assez élevée et que $\rho \gg R_c$. La formule du gain peut alors de simplifier et on écrit :

$$G_I \cong \beta$$

Le gain en courant en montage émetteur commun est important.

b. Gain en tension

Le gain en tension de l'étage est égal à :

$$G_V = \frac{v_{ce}}{v_{be}}$$

$$\left. \begin{array}{l} V_{ce} = -R_c \cdot i_c \\ V_{be} = r \cdot i_b \end{array} \right\} \Rightarrow G_V = -\frac{R_c}{r} \cdot G_I$$

$$G_V = -\beta \cdot \frac{R_c}{r}$$

Le signe moins présent dans la formule donnant le gain indique l'existence d'un déphasage de (π) entre la tension de sortie et la tension d'entrée.

c. Gain en puissance

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

$$G_P = |G_V| \cdot |G_I|$$

$$G_P = \beta^2 \cdot \frac{R_c}{r}$$

d. Impédance d'entrée

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

Dans notre cas elle est égale à :

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

$$R_e = r$$

e. Impédance de sortie

L'impédance de sortie du transistor est :

$$R_s = \rho$$

IV.8.2.2. Montage base commune

Pour pouvoir calculer les paramètres dynamiques du montage base commune, nous devons transformer le schéma équivalent donné en figure IV. 13 pour le montage base qui est donné en figure IV. 14.

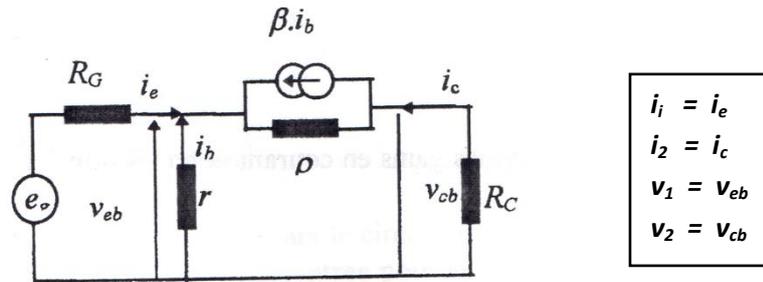


Figure IV. 14

Pour ce montage, et du fait de la grande valeur de la résistance de sortie du transistor ρ , cette dernière sera négligée sauf pour le calcul de résistance de sortie de l'étage.

a. Gain en courant

Le gain en courant est :

$$G_1 = \frac{i_2}{i_1}$$

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

$$i_2 = i_c = \beta i_b$$

$$G_1 = -\frac{\beta}{\beta + 1} = -\alpha$$

$$G_1 = -\alpha$$

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

b. Gain en tension

La tension de sortie est :

$$v_2 = -R_C \cdot i_c$$

La tension d'entrée est :

$$v_1 = -r \cdot i_b$$

Donc le gain en tension est :

$$G_v = \frac{R_C}{r} \cdot \frac{i_c}{i_b} = \beta \cdot \frac{R_C}{r}$$

c. Gain en puissance

Le gain en puissance, obtenu en multipliant les gains en courant et en tension, est :

$$G_p = \alpha \cdot \frac{\beta \cdot R_C}{r}$$

α étant proche de 1, on peut l'approximer par :

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

d. Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée est obtenue à partir de l'équation :

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

Sachant que :

$$v_1 = -r i_b$$

et

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

On en déduit l'impédance d'entrée :

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

Généralement $\beta \gg 1$ et on peut écrire :

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

Ce dernier résultat montre que l'impédance d'entrée du montage base commune est β fois plus faible que celle du montage émetteur commun.

e. Impédance de sortie

On transforme le générateur de courant en générateur de tension (voir figure IV. 15) pour simplifier les calculs.

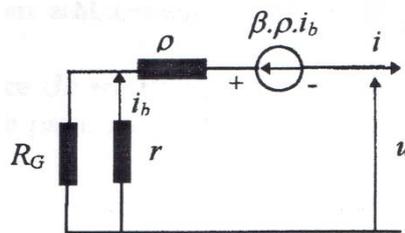


Figure IV. 15

En nous basant sur le circuit figure IV. 15, on peut écrire :

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

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

Ce qui permet d'exprimer i_b en fonction de i :

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

En remplaçant i_b par i , on obtient :

$$R_s = \frac{v}{i} = \rho + \frac{r + \beta\rho}{r + R_G} R_G$$

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

IV.8.2.3. Montage collecteur commun

Le schéma équivalent à un étage à transistor monté en collecteur commun est donné en figure IV. 16.

Dans ce type de montage nous avons :

- paramètres d'entrée : $\begin{cases} i_1 = i_b \\ v_1 = v_{bc} \end{cases}$
- paramètre de sortie : $\begin{cases} i_2 = i_e \\ v_2 = v_{ec} \end{cases}$

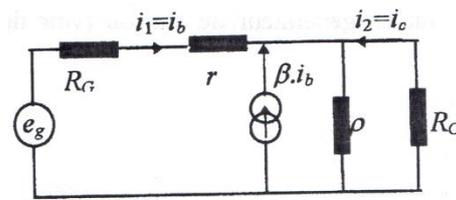


Figure IV. 16

a. Gain en courant

$$i_1 = i_b$$

$$i_2 = -(\beta + 1)i_b$$

Donc le gain en courant est égal à :

$$G_1 = -(\beta + 1) \approx -\beta$$

b. Gain en tension

$$\left. \begin{array}{l} V_2 = (\beta + 1) \cdot (\rho // R_C) i_b \\ V_1 = r i_b + (\beta + 1) \cdot (\rho // R_C) \cdot i_b \end{array} \right\} \Rightarrow G_V = \frac{(\beta + 1) \cdot (\rho // R_C)}{r + (\beta + 1) \cdot (\rho // R_C)}$$

La valeur de la résistance de sortie du transistor est assez élevée comparativement aux valeurs des charges usuelles. La formule du gain peut par conséquent se simplifier et on obtient :

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

Si $r \ll (\beta+1) R_c$; le gain peut être approximé par $G_V \approx 1$.

c. Gain en puissance

Le gain en puissance dans les conditions d'approximations faites dans le paragraphe précédent, est égal à :

$$G_P \approx \beta$$

d. Impédance d'entrée

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

Moyennant les approximations citées auparavant, la résistance d'entrée peut être mise sous la forme :

$$R_e \cong (\beta + 1)R_c$$

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

e. Impédance de sortie

Le calcul se fait par le même procédé que dans le cas du montage base commune en utilisant la figure IV. 17.

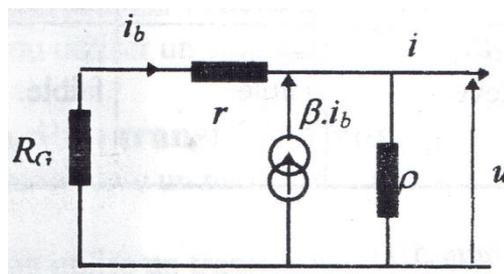


Figure IV. 17

En nous appuyant sur la figure IV. 16, on peut écrire les équations suivantes :

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

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

En remplaçant i_b par son expression donnée par la deuxième équation, on trouve :

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

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

Ce qui permet de trouver l'expression donnant la résistance de sortie :

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

IV.8.3. Comparaison des trois montages

Le tableau IV.1 résume les caractéristiques des trois types de montages. A partir de ce tableau nous pouvons faire les remarques suivantes :

Montage	R_e	R_s	G_I	G_v	G_p
E.C.	r moyenne	ρ élevée	β élevée	$-\beta \frac{R_c}{r}$ moyen	$\beta^2 \frac{R_c}{r}$ grande
BC	$\frac{r}{\beta}$ Faible	$B \cdot \rho$ grande	$-\alpha$ faible	$\beta \frac{R_c}{r}$ moyen	$\beta \frac{R_c}{r}$ moyen
CC	$\beta \cdot R_c$ élevée	$\rho // \left(\frac{\beta+1}{r+R_G} \right)$ faible	$-\beta$ élevée	≈ 1 faible	B faible

Tableau IV.1