

4.1 Transistors bipolaires :**4.1.1 Définition**

Un transistor bipolaire est constitué de trois régions de semi-conducteur (principalement le silicium) dopées N ou P appelées : Emetteur, base et collecteur. Ces trois régions sont séparées par deux jonctions, disposées en série et de sens opposé.

Il existe donc deux types fondamentaux de transistors bipolaires, présentés dans la figure IV.1 :

- les transistors NPN consistent deux régions N séparées par une couche mince de type P .
- les transistors PNP consistent deux régions P séparées par une couche mince de type N .

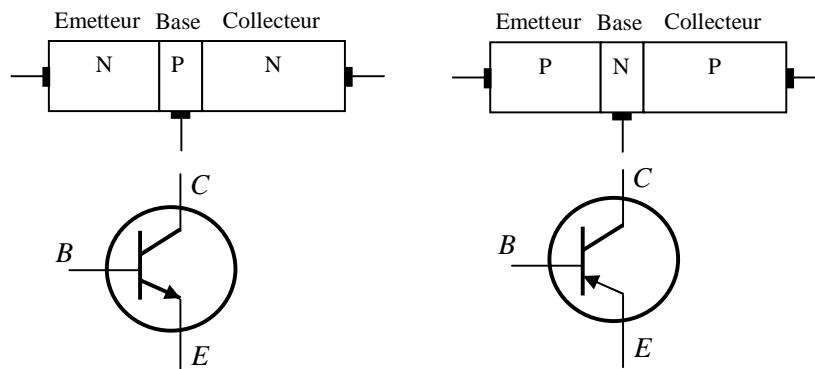


Figure IV.1 Représentations schématiques et symboles des transistors bipolaires.

La jonction PN qui assemble la base avec l'émetteur est dite : jonction base-émetteur. La jonction PN qui assemble la base avec le collecteur est dite : jonction base-collecteur. Les deux jonctions agissent comme les jonctions de diode discutées dans le chapitre III. En outre, les deux régions émetteur et collecteur sont fabriquées de même matériau, mais la concentration du dopage et les autres caractéristiques sont différentes.

Le terme *Bipolaire*, se réfère à l'utilisation des électrons et des trous comme porteurs de charges dans la structure du transistor.

IV.1.2 Fonctionnement du transistor bipolaire.**a. Effet transistor**

Afin de fonctionner le transistor correctement, les deux jonctions doivent être polarisées avec des tensions continues (DC) externes pour définir les conditions de fonctionnement appropriées.

La figure IV.2 représente la polarisation appropriée pour les deux types de transistors (NPN et PNP) où la jonction BE est polarisée en directe et la jonction BC est polarisée en inverse.

Les deux transistors (NPN et PNP) utilisent cette polarisation mais la polarité et la direction des courants sont inversées entre les deux types de transistors.

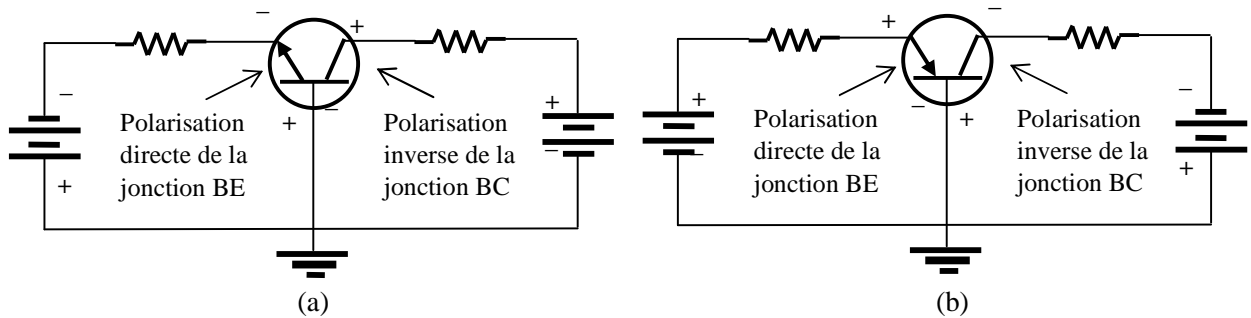


Figure IV.2 Polarisation du transistor bipolaire (a) *NPN* (b) *PNP*.

Afin d'illustrer le fonctionnement du transistor, l'étude sera menée sur un transistor bipolaire de type *NPN* qui est le plus fréquent, il sera utilisé pour la plupart des discussions qui suivent.

Nous allons examiner ce qui se passe à l'intérieur du transistor *NPN* lorsque les jonctions *BE* et *BC* sont polarisées en direct et en inverse respectivement.

La polarisation directe de la jonction *BE* réduit sa région de déplétion. Par contre, la polarisation inverse de la jonction *BC* élargit sa région de déplétion comme indique la figure IV.3.

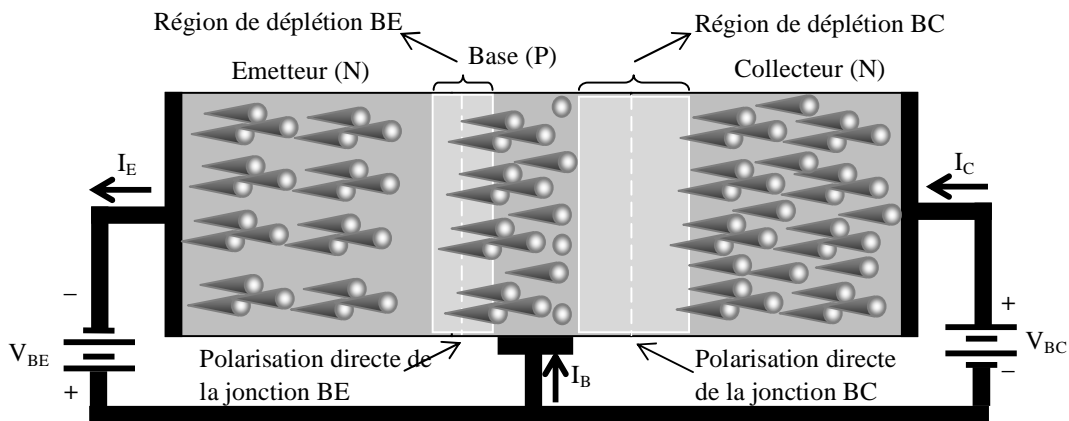


Figure IV.3 fonctionnement du transistor bipolaire.

L'émetteur qui est fortement dopé *N* regorge les électrons de la bande de conduction (électrons libres) qui se diffusent facilement à travers la jonction *BE* polarisée en directe vers la base dopée *P*, de même que la polarisation directe dans la diode.

La base est légèrement dopée *P* et très étroite, donc elle a un nombre très limité de trous. Ainsi, un petit flux d'électrons traversant la jonction *BE* peut se combiner avec les trous disponibles dans la base.

Ce petit flux d'électrons recombinés dit électrons de valence sort de la base, formant le faible courant de base.

La majorité des électrons traversant la jonction *BE* vers la base ne se recombinent pas, mais ils se diffusent vers la zone de déplétion de la jonction *BC*. Après, ils sont tirés, par effet du champ électrique, à

travers la jonction BC polarisée en inverse et se déplacent vers le collecteur formant le courant du collecteur.

L'intensité du courant de collecteur dépend directement à l'intensité du courant de base et ne dépend pas à la tension continue DC du collecteur. Autrement dit, le faible courant de base, de quelques dizaines de μA , peut contrôler un très grand courant de collecteur, de quelques centaines de mA .

Remarque :

Dans le cas du transistor PNP, les mêmes principes physiques seront appliqués en considérant le flux des trous (majoritaires dans l'émetteur). Les sens des courants d'émetteur, de base et de collecteur sont inversés par rapport au cas du transistor NPN.

b. Courants du transistor

En appliquant la 1^{ère} loi de Kirchhoff (loi des nœuds) qui exprime la conservation de la charge, la somme des courants entrant à une jonction est égale à la somme des courants sortant, on peut représenter les courants du transistor comme suit :

Le courant d'émetteur I_E égale à la somme du courant de base I_B et le courant du collecteur I_C , on obtient l'équation suivante : $I_E = I_C + I_B$

Comme le courant de base I_B est très faible par rapport au courant d'émetteur I_E et de collecteur I_C , on peut affirmer cette approximation : $I_E \cong I_C$ qui est utile pour l'analyse des transistors bipolaires.

Un exemple d'un transistor petits signaux NPN et PNP avec une représentation des courants est donné dans la figure IV. 4 où la polarité des ampèremètres et des sources de tension continues V_{CC} sont inversés entre le NPN et le PNP transistors.

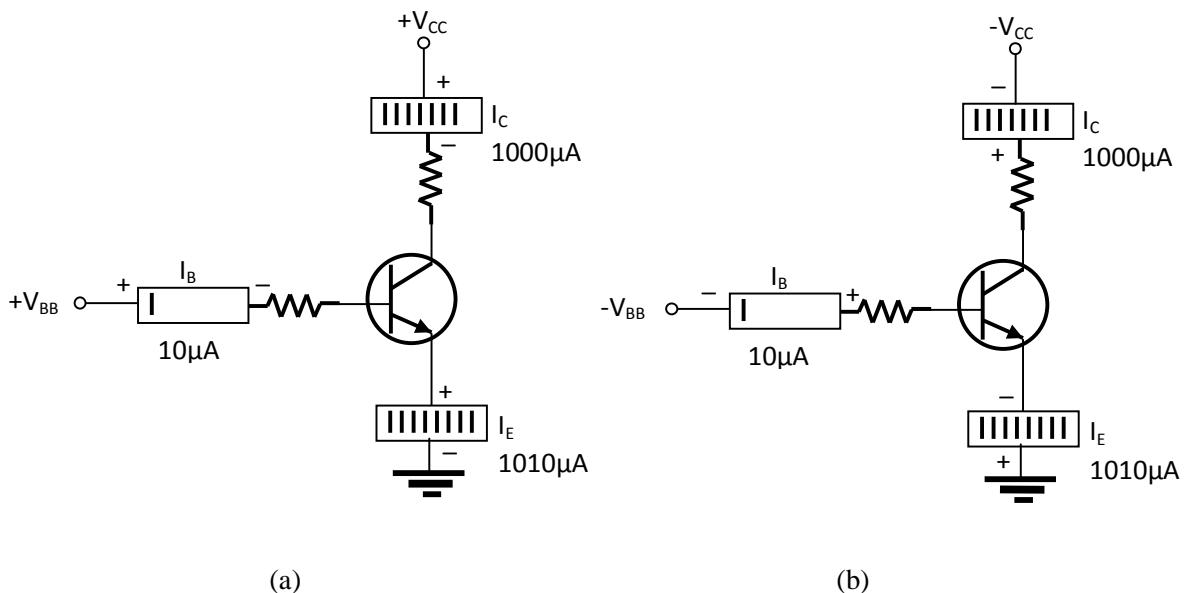


Figure IV.4 Courants du transistor bipolaire petits-s signaux (a) NPN, (b) PNP.

c. Paramètre β (DC)

Lorsque le transistor fonctionne dans certaines limites le courant du collecteur est proportionnel au courant de base. Le paramètre *Béta* (β) qui représente le gain en courant du transistor est le rapport entre le courant du collecteur et le courant de base, donné par : $\beta = \frac{I_C}{I_B}$

Le paramètre β représente une constante de proportionnalité dite gain en courant en fonctionnement statique du transistor, désigné comme h_{FE} dans son Datasheet. Dans ce cas, le courant du collecteur égal à β multiplié par le courant de base. Pour les exemples de la figure IV.4, les transistors ont un $\beta=100$.

Le gain β varie considérablement et dépend du type du transistor, pratiquement de 20 (Transistor de puissance) à 200 (Transistor petit signal). Bien que, le gain en courant est nécessaire pour un transistor pour être utile comme un amplificateur.

d. Tensions du transistor

Les trois tensions continues du transistor polarisé en mode normal, comme l'indique l'exemple de la figure IV.5, sont la tension d'émetteur V_E , la tension du collecteur V_C et la tension de base V_B . Les indices *E*, *C* et *B* signifient que les tensions sont par rapport à la masse.

Puisque l'émetteur est relié à la masse, la tension du collecteur est égale à la tension d'alimentation V_{CC} moins la tension aux bornes de la résistance R_C , en appliquant la 2^{ème} loi de Kirchhoff (loi des mailles), la somme des tensions le long de la maille (circuit fermé) est nulle. Alors, on obtient : $V_C = V_{CC} - I_C R_C$

Lorsque le transistor fonctionne en mode normal, la jonction base-émetteur est polarisée en direct. Alors, la tension aux bornes de cette jonction V_{BE} représente la tension de seuil de la diode polarisée en directe et est approximativement égale à $0.7V$. Ce qui signifie que la tension de base V_B est plus grande que la tension d'émetteur V_E , et égal à : $V_B = V_E + V_{BE} = V_E + 0.7V$

Dans l'exemple de la figure IV.5, $V_E=0$ et $V_B=0.7V$.

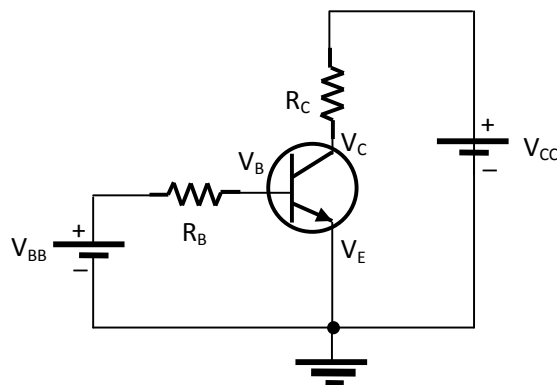


Figure IV.5 Tensions de polarisation du transistor bipolaire.

Exemple IV.1 :

Déterminer les courants I_E , I_B et I_C et les tensions V_B et V_C dans le circuit de la figure IV.6, où $\beta=50$.

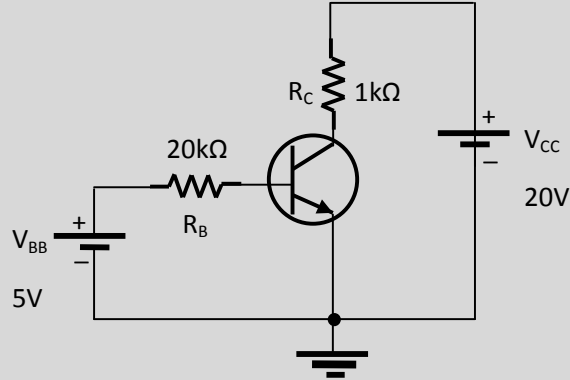


Figure IV.6 : Circuit de polarisation du transistor bipolaire

Solution :

Puisque V_E est relié à la masse $V_B = 0.7V$, la tension aux bornes de la résistance R_B égal à :

$$V_{BB} - V_B. \text{ Alors, le courant } I_B \text{ est calculé comme suit : } I_B = \frac{V_{BB} - V_B}{R_B} = \frac{5 - 0.7}{20k\Omega} = 0.215mA$$

En ce moment, on peut calculer I_C , I_E et V_C comme suit :

$$I_C = \beta I_B = 50 \times 0.215mA = 10.75mA$$

$$I_E = I_C + I_B = 10.75mA + 0.215mA = 10.965mA$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = 20 - (10.75mA \times 1k\Omega) = 9.25V$$

IV.1.3 Caractéristique de fonctionnement

a. Caractéristique base-émetteur :

La caractéristique $I-V$ de la jonction BE est donnée dans la figure IV.7. Cette figure montre que la caractéristique $I-V$ est identique à celle de la diode ordinaire. Alors, on peut modéliser la jonction BE avec les trois modèles de la diode présentés dans le chapitre III.

Si on désire tester le transistor bipolaire, lorsque la tension mesurée aux bornes de la jonction BE est égale à $0.7V$ (qui est identique à la tension de seuil de conduction de la diode polarisée en sens direct), on dit que le transistor est passant. Si elle est nulle, on dit que le transistor est bloqué. Si elle est plus grande que $0.7V$, il est probable que le transistor possède une jonction BE ouverte.

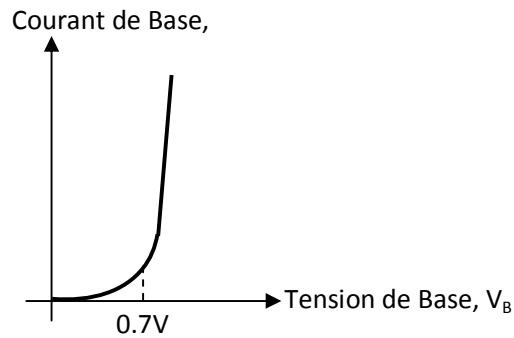


Figure IV.7 Caractéristique $I-V$ base-émetteur du transistor bipolaire.

b. Caractéristique du collecteur :

Pour tracer la caractéristique du collecteur, il convient de se rappeler que le courant du collecteur est proportionnel au courant de base $I_C = \beta I_B$. Cette dépendance directe exige que le courant de base doive être sélectionné et maintenu constant. Le circuit de la figure IV.8 peut être utilisé pour générer la famille de caractéristiques I-V du collecteur afin de distinguer comment le courant I_C varie avec V_{CE} à I_B constant.

Dans le circuit de la figure IV.8, les sources de tensions V_{BB} et V_{CC} sont ajustables et influent particulièrement sur I_B et V_{CE} respectivement.

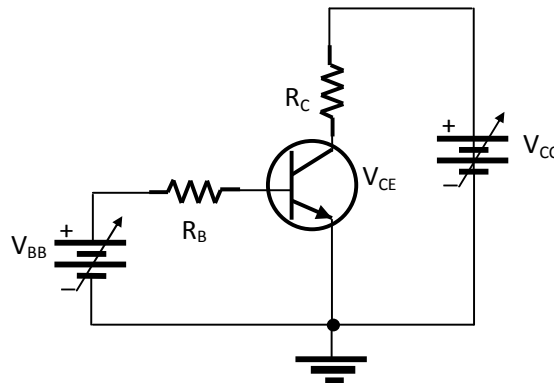


Figure IV.8 Circuit de polarisation

Si V_{BB} est définie pour produire une valeur spécifique de I_B et $V_{CC}=0$, alors $I_C=0$ et $V_{CE}=0$. Si la tension V_{CC} augmente graduellement, V_{CE} va être augmenté donc le courant I_C augmente comme l'indique la région ombrée de la caractéristique du collecteur dans la figure IV.9. Lorsque V_{CE} atteint la valeur 0.7V, la jonction base-collecteur devient inversement polarisée. Donc, le courant I_C atteint sa valeur entière déterminée par la relation $I_C = \beta I_B$. Dans le cas idéal, I_C se stabilise à une valeur constante même si on augmente V_{CE} .

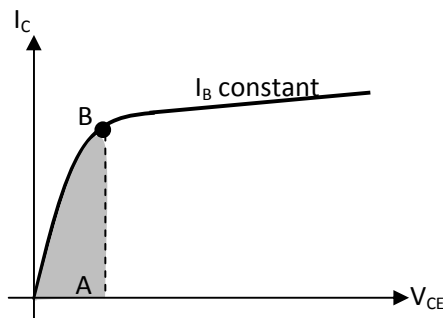


Figure IV.9 Caractéristique du collecteur I_C-V_{CE} pour I_B constant.

Si en mettant I_B à d'autres valeurs constantes, on peut produire des caractéristiques additionnelles I_C-V_{CE} comme l'indique la figure IV.10. Ces courbes constituent la famille de caractéristiques du collecteur.

La famille de caractéristiques permet de visualiser l'interaction de trois paramètres I_B , I_C et V_{CE} . En maintenant l'un d'eux constant, par exemple I_B , on reçoit la relation entre les deux autres (I_C et V_{CE}).

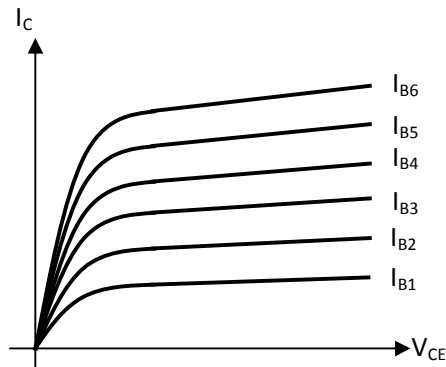


Figure IV.10 famille de caractéristiques du collecteur I_C - V_{CE} pour $I_{B1} < I_{B2} < I_{B3} \dots$

Exemple IV.2 :

Tracer la famille de caractéristiques du collecteur pour le circuit dans la figure IV.11, où I_B varie de $2.5\mu A$ à $10\mu A$ avec un pas de $2.5\mu A$ sachant que $\beta=100$.

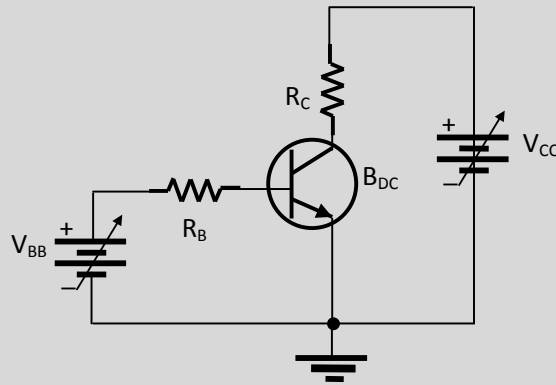


Figure IV.11 : Exemple IV.2

Solution

La table IV.1 résume le calcul du courant I_C en utilisant la relation $I_C = \beta I_B$. Les courbes sont tracées dans la figure IV.12.

I_B	I_C
$4\mu A$	$0.4mA$
$6\mu A$	$0.6mA$
$8\mu A$	$0.8mA$
$10\mu A$	$1mA$

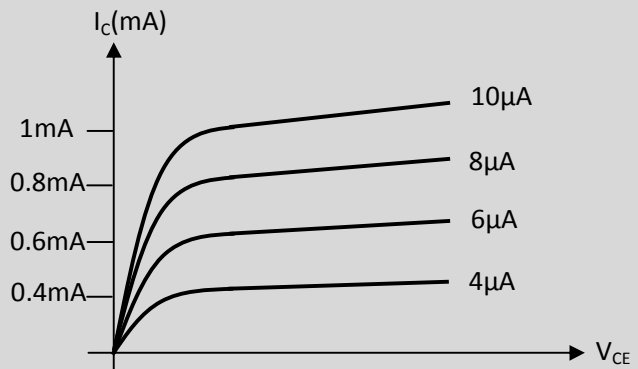


Figure IV.12 famille de caractéristiques du collecteur I_C - V_{CE} pour $I_{B1}=4\mu A$ à $10\mu A \dots$

IV.1.4 Blocage et saturation

Lorsque $I_B=0$, le transistor est bloqué, donc il n'y a pas essentiellement de courant de collecteur $I_C=0$ sauf qu'il existe un courant faible appelé courant de fuite du collecteur I_{CEO} , qui peut être négligé.

Le transistor est bloqué lorsque ses deux jonctions base-collecteur et base émetteur sont en polarisation inverse. Alors, on peut assumer que le courant du collecteur égal à 0. Donc, il n'y a aucune tension appliquée aux bornes de la résistance du collecteur R_C . Par conséquent, la tension V_{CE} sera presque égale à la tension d'alimentation V_{CC} .

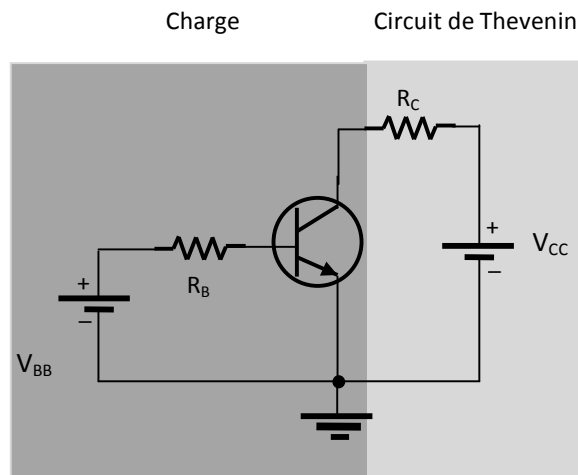


Figure IV.13 Schéma équivalent : circuit de Thévenin et circuit de charge

Si on considère la situation opposée, où la jonction émetteur-base dans la figure IV.13 est en polarisation directe et le courant de base I_B est augmenté, le courant du collecteur augmente aussi et V_{CE} diminue dû à l'augmentation de la tension appliquée aux bornes de R_C .

Dans le cas idéal, lorsque le courant de base est suffisamment augmenté, la tension V_{CC} sera entièrement appliquée aux bornes de R_C avec une tension V_{CE} sera négligeable. Cette situation est appelée *saturation*.

En appliquant la loi d'Ohm, le courant du collecteur soit : $I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C}$.

Dans la saturation, le courant de base n'a aucun effet sur le courant du collecteur $I_C \neq \beta I_B$. Lorsque V_{CE} atteint sa valeur de saturation ($V_{CEsat} \sim 0.1V$ et nul dans le cas idéal), la jonction base-collecteur devient polariser en directe.

Remarque :

Lorsqu'on soumet le transistor au test, un contrôle rapide de l'état du transistor peut fournir des informations utiles.

Le transistor bloqué a une tension entre le collecteur et l'émetteur V_{CE} presque égale à la tension d'alimentation V_{CC} $V_{CE} \approx V_{CC}$

Le transistor en saturation, dans la pratique, a une très petite valeur de tension entre le collecteur et l'émetteur V_{CE} (typiquement 0.1V)

IV.1.5 Droite de charge statique et point de repos (fonctionnement)

Il convient de se rappeler dans la section I.5.4 que le circuit de Thévenin est schématisé comme une source de tension de Thévenin en série avec une résistance de Thévenin. Si on considère le circuit dans la figure IV.13, on remarque que la source d'alimentation V_{CC} et la résistance du collecteur R_C forment le circuit de Thévenin et le transistor forme la charge.

Le minimum et le maximum courant qui peut être fourni par ce circuit sont zéro et V_{CC}/R_C respectivement. Ce sont les valeurs du courant de collecteur de blocage et de saturation définis précédemment.

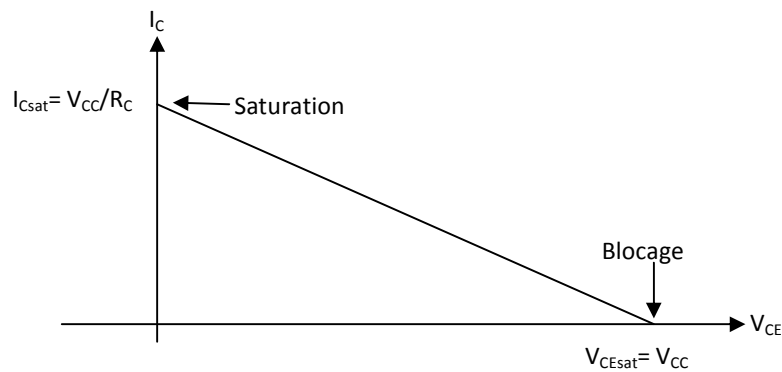


Figure IV.14 : Droite de charge du circuit de la figure IV.13

Il est important de noter que les deux points de blocage et de saturation dépendent seulement du circuit de Thévenin et non plus du transistor. Autrement dit, le transistor n'a aucun effet sur la position de ces deux points. La ligne tracée entre ces deux points définit la droite de charge statique de ce circuit comme l'indique la figure IV.14. Cette ligne représente tous les points de fonctionnement possible du circuit au régime statique.

Le point de repos ou point de polarisation est l'intersection de la droite de charge avec la caractéristique du collecteur I_C - V_{CE} pour un courant de base constant. Le point de polarisation dit particulier est celui défini par le milieu de la droite de charge.

Exemple IV.3

On donne dans la figure IV.15(a) la famille de caractéristiques du collecteur I_C - V_{CE} pour le transistor bipolaire de la figure IV.15(b), où I_B varie de $10\mu A$ à $40\mu A$ avec un pas de $10\mu A$

Tracer la droite de charge statique et déduire les coordonnées du point de fonctionnement $Q(V_{CE}, I_C)$ du circuit de la figure IV.15(b).

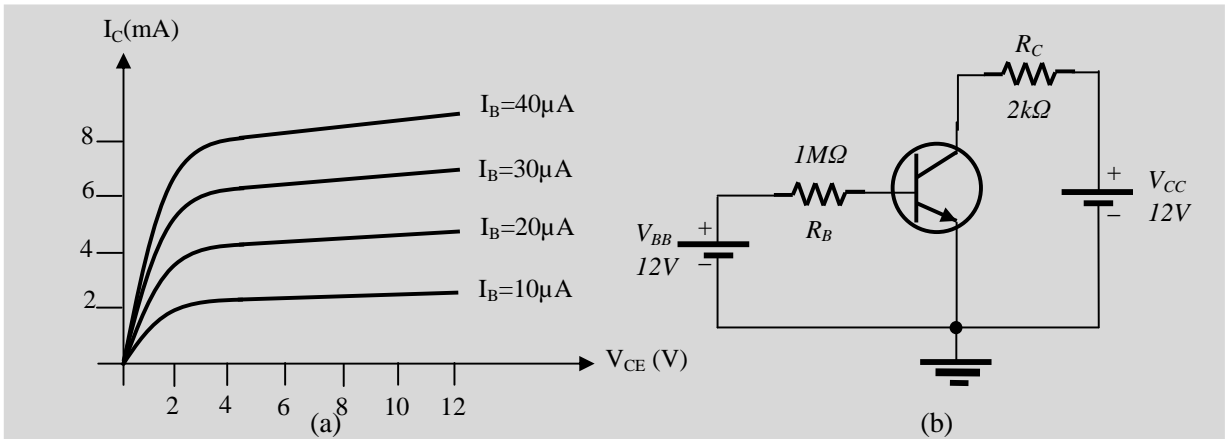


Figure IV.15 : (a) famille de caractéristiques I_C-V_{CE} (b) circuit de test

Solution

Le transistor bipolaire avec la famille de caractéristique du collecteur est utilisé dans le circuit de test illustré dans la figure IV.15(b). La solution graphique peut être utilisée pour trouver les valeurs du courant et de la tension en dessinant la droite de charge statique.

Droite de charge statique

D'abord, on détermine les points de blocage et de saturation de la droite de charge statique en appliquant la loi des mailles de Kirchhoff (maille II). Alors, on obtient : $V_{CC} = R_C I_C + V_{CE}$

Lorsque le transistor est en état de blocage, il n'y a aucun courant de collecteur $I_C = I_B = 0$. Donc, la tension collecteur-émetteur : $V_{CE} = V_{CC} = 12V$.

Lorsque le transistor est en état de saturation, la tension collecteur-émetteur est près de zéro $V_{CE} = 0V$. Donc, le courant de collecteur de saturation est calculé en appliquant la loi d'Ohm

sur la résistance du collecteur. Alors, on obtient :
$$I_{C_{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{12V}{2K\Omega} = 6mA$$

La droite de charge statique est tracée entre les deux points, de saturation et de blocage, qui représente tous les points de fonctionnement possibles pour le circuit de la figure IV.15(b).

Point de fonctionnement $Q(V_{CE0}, I_{C0})$

Avant de calculer les coordonnées du point de fonctionnement, il est nécessaire d'établir le courant de base I_B parcourant la résistance R_B .

En appliquant la loi des mailles de Kirchhoff (maille I), on trouve : $V_{BB} = R_B I_B + V_{BE}$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{12V - 0.7V}{1M\Omega} = 11.3\mu A$$

Le point d'intersection entre la caractéristique I_C-V_{CE} interpolée pour $I_B=11.3\mu A$ et la droite de charge statique représente le point de fonctionnement Q du circuit de la figure IV.15(b).

Les coordonnées du point Q représente les valeurs du courant I_{C0} et de la tension V_{CE0} qui sont déterminées graphiquement $I_{C0} = 2.6mA$ et $V_{CE0} = 7V$

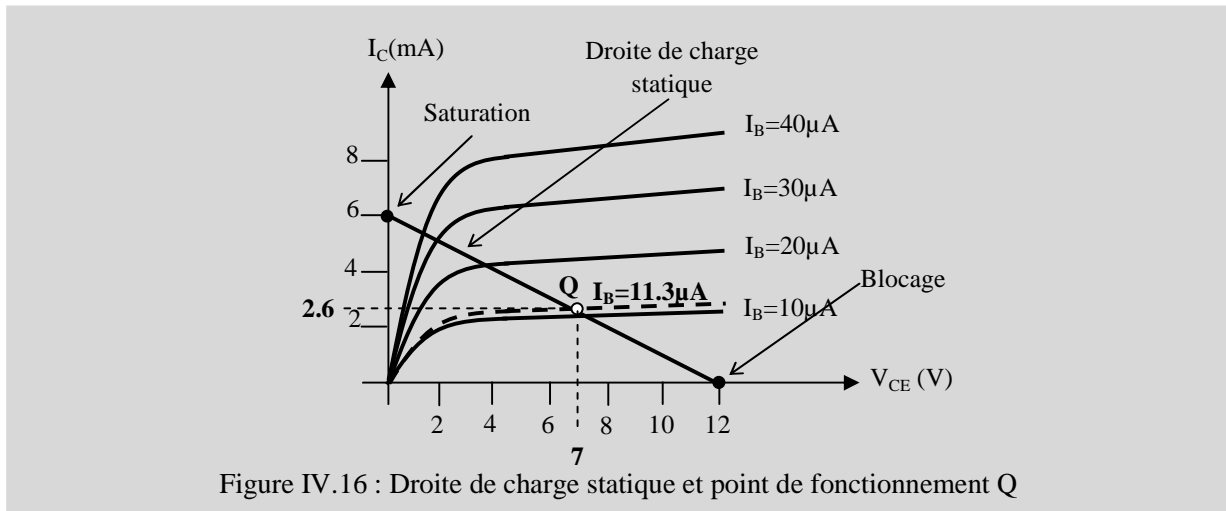


Figure IV.16 : Droite de charge statique et point de fonctionnement Q

IV.2 Polarisation d'un transistor bipolaire en régime statiques

La polarisation du transistor bipolaire est l'application des tensions appropriées pour le bon fonctionnement du transistor. Le choix de la polarisation des circuits dépend de l'application souhaitée. Il existe quatre procédés de polarisation :

IV.2.1 polarisation par résistance de base

C'est le simple circuit de polarisation où la résistance R_B est connectée entre la base et la source d'alimentation V_{CC} . Ce câblage fournit un courant de base qui cause le courant du collecteur et vérifie la relation $I_C = \beta I_B$ dans le régime linéaire.

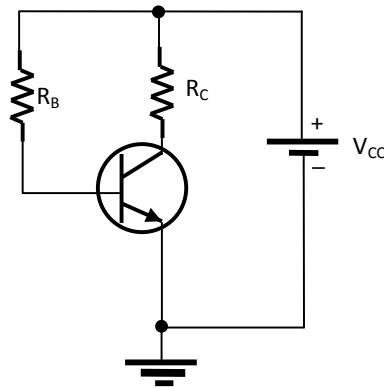


Figure IV.17 : Circuit de polarisation par résistance de base

En appliquant la loi d'Ohm sur la résistance de base parcourue par le courant de base I_B , on obtient :

$$I_C = \beta \left(\frac{V_{RB}}{R_B} \right) \text{ donc } I_C = \beta \left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \right)$$

Cette formule représente le courant du collecteur I_C dans le régime linéaire. Elle est valide seulement pour cette configuration (sans résistance d'émetteur).

Remarque :

Les transistors de même type peuvent avoir différentes valeurs de β car ce paramètre fortement dépend de la température ; si la température augmente, V_{BE} diminue et β augmente. Donc, le courant de collecteur peut être varié dans les circuits de polarisation par résistance de base. Ces circuits qui dépendent particulièrement au paramètre β sont rarement utilisés dans les circuits linéaires. Par contre, ils sont largement utilisés dans les circuits de commutation où le transistor toujours fonctionne en état de saturation ou en état de blocage.

Exemple IV.4:

On suppose qu'on a un transistor NPN qui a un gain en courant $\beta=100$, est utilisé dans le circuit de polarisation par résistance de base de la figure IV.17. On veut fixer le point de fonctionnement à $I_{C0}=5mA$ et $V_{CE0}=5V$. L'alimentation utilisée délivre une tension continue $V_{CC}=10V$.

Déterminer les valeurs des résistances R_C et R_B

Solution

Le choix des valeurs statiques de V_{CE} et I_C imposent le point de fonctionnement Q au milieu de la droite de charge statique comme l'indique la figure IV.18.

Au point de blocage $V_{CE}=V_{CC}=10V$ et au point de fonctionnement $V_{CE0}=V_{CE}/2=5V$ (au milieu) ce qui impose qu'au point de saturation $I_{Csat}=2 \times I_{C0}=10mA$.

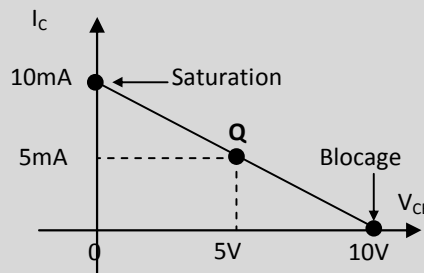


Figure IV.18 : Droite de charge statique du circuit de polarisation par résistance de base

Le choix des valeurs statiques de V_{CE} et I_C doit être assuré par le calcul des deux résistances R_C et R_B :

En appliquant la loi d'Ohm sur la résistance de base parcourue par le courant de base, on obtient :

$$I_B = \frac{V_{RB}}{R_B} \Rightarrow I_C = \beta \left(\frac{V_{RB}}{R_B} \right) \text{ donc } I_C = \beta \left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \right) \Rightarrow R_B = \beta \left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_C} \right) = 100 \left(\frac{10V - 0.7V}{5mA} \right) = 186 K\Omega$$

En appliquant la loi d'Ohm sur la résistance du collecteur parcourue par le courant de collecteur, on

$$\text{obtient : } I_C = \frac{V_{RC}}{R_C} \text{ donc } I_C = \left(\frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \right) \Rightarrow R_C = \left(\frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} \right) = \left(\frac{10V - 5V}{5mA} \right) = 1K\Omega$$

IV.2.2 Polarisation par résistance base-collecteur (contre-réaction du collecteur)

Un autre type de polarisation dit polarisation par résistance base-collecteur illustré dans la figure IV.19 où la résistance R_B est connectée au collecteur au lieu V_{CC} . La résistance de base sera plus petite parce que la tension du collecteur est inférieure à la tension V_{CC} .

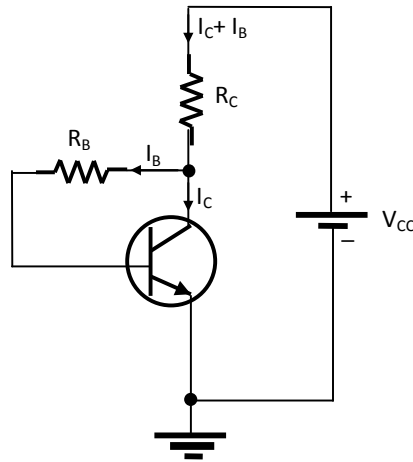


Figure IV.19 : Circuit de polarisation par résistance de base-collecteur

Dans la figure IV.19, la tension du collecteur V_C fournit une polarisation à la jonction base-émetteur. La contre-réaction négative crée un effet de compensation qui tend à maintenir le point de fonctionnement stable. Si on suppose que β augmente due à la température, le courant I_C augmente aussi et par conséquent la tension V_{RC} aux bornes de R_C augmente. Ce qui empêche la diminution de la tension V_C et par conséquent la diminution du courant de polarisation I_B . Donc, l'augmentation du gain en courant β est compensée par le faible courant de polarisation.

Le courant du collecteur I_C est dérivé en appliquant la loi de Kirchhoff (loi des mailles), on obtient : $V_{CC} = V_{RC} + V_{RB} + V_{BE} = R_C(I_C + I_B) + R_B I_B + V_{BE} = R_C I_C + R_B I_C / \beta + V_{BE}$ donc $I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + R_B / \beta}$

Exemple IV.5:

On suppose qu'on a un transistor NPN qui a un gain en courant $\beta=100$ est utilisé dans le circuit de polarisation par résistance de base-collecteur de la figure IV.19. On veut fixer le point de fonctionnement au milieu de la droite de charge statique à $I_{C0}=5mA$ et $V_{CE0}=5V$. L'alimentation utilisée délivre une tension continue $V_{CC}=10V$. Déterminer les valeurs des résistances R_C et R_B

Solution

Le choix des valeurs statiques de V_{CE} et I_C doit être assuré par le calcul des deux résistances R_C et R_B :

En appliquant la loi de Kirchhoff sur les deux mailles I et II on obtient :

$$V_{CC} = V_{RC} + V_{CE} = R_C(I_C + I_B) + V_{CE} = R_C I_C + V_{CE} \text{ puisque } I_B \ll I_C \text{ donc :}$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = \frac{10V - 5V}{5mA} = 1K\Omega$$

$$V_{CC} = V_{RC} + V_{RB} + V_{BE} = R_C(I_C + I_B) + R_B I_B + V_{BE} = R_C I_C + R_B I_C / \beta + V_{BE} \text{ puisque } I_B \ll I_C$$

$$\text{donc } R_B = \beta \left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_C} - R_C \right) = 100 \left(\frac{10V - 0.7V}{5mA} - 1K\Omega \right) = 86 K\Omega$$

IV.2.3 Polarisation par pont de base

La polarisation par pont de base est illustrée dans la figure IV.20 où deux résistances R_1 et R_2 sont connectées et forment un pont de diviseur de tension. Ce dernier maintient la tension de base presque la même pour toute charge qui nécessite un petit courant. Cette tension polarise en direct la jonction base-émetteur résultant en un petit courant de base

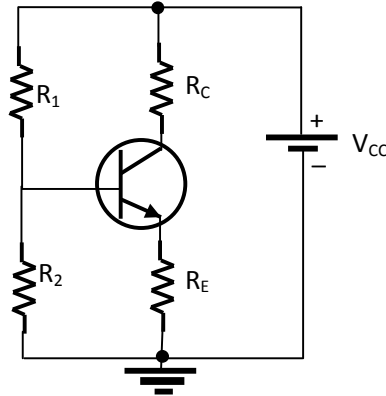


Figure IV.20 : Circuit de polarisation par pont de base

Avec la polarisation par pont de base, le transistor fonctionne comme une charge de haute résistance qui aura tendance à réduire légèrement la tension de base.

En appliquant le théorème de diviseur de tension, la tension de base V_B : $V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$

La tension d'émetteur V_E est inférieure à V_B due à la chute de tension V_{BE} : $V_E = V_B - V_{BE} = V_B - 0.7V$

En appliquant la loi d'Ohm sur la résistance d'émetteur R_E , le courant d'émetteur est donné par : $I_E = \frac{V_E}{R_E}$

Puisque I_B est très faible, le courant I_C est approximativement égal au courant I_E : $I_C \cong I_E$. Alors, la tension du collecteur V_C égale : $V_C = V_{CC} - R_C I_C$

Par conséquent, la tension collecteur-émetteur V_{CE} égale : $V_{CE} = V_C - V_E$

Exemple IV.6 :

Soit un transistor polarisé par pont de base comme l'indique la figure IV.21.

L'alimentation V_{CC} a une valeur égale à 18V. On souhaite calculer le point de fonctionnement statique $Q(V_{CE}, I_C)$ de ce circuit de polarisation.

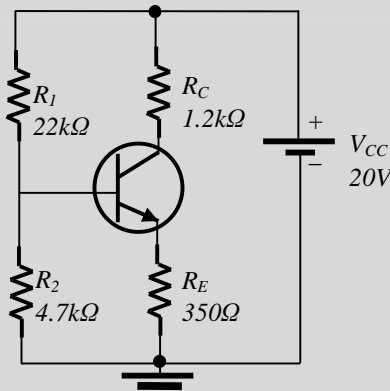


Figure IV.21 : Transistor polarisé par pont de base

Solution

D'abord, on doit chercher la valeur de la tension de base par l'application du théorème de diviseur

$$\text{de tension : } V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{4.7K\Omega}{22K\Omega + 4.7K\Omega} 20V = 3.52V$$

Ce qui donne la tension d'émetteur V_E par : $V_E = V_B - V_{BE} = 3.52V - 0.7V = 2.82V$

$$\text{Après, on cherche la valeur du courant } I_E \text{ en appliquant la loi d'Ohm : } I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{2.82V}{350\Omega} = 8.05mA$$

En utilisant l'approximation $I_C \cong I_E$, on obtient : $I_C = 5.54mA$

En se basant sur la loi d'Ohm, la tension V_C égale : $V_C = V_{CC} - R_C I_C = 20V - (1.2K\Omega)(8.05mA) = 10.34V$

Finalement, la tension V_{CE} peut être calculée par : $V_{CE} = V_C - V_E = 10.34V - 2.82V = 7.52V$

IV.2.4 Polarisation par résistance d'émetteur

La polarisation par résistance d'émetteur est une polarisation très stable. Elle utilise deux sources d'alimentation positive $+V_{CC}$ et négative $-V_{EE}$ et une seule résistance de polarisation R_B qui met la tension de base près de la tension de masse. Ce type de polarisation est le plus utilisé dans la plupart des circuits intégrés amplificateur.

La configuration du circuit de polarisation par résistance d'émetteur est illustrée dans la figure IV.22

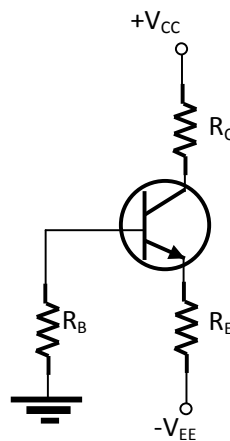


Figure IV.22 Circuit de polarisation par résistance d'émetteur

Pour une polarisation stable, la résistance de base est polarisée par une tension V_B de quelque dixième de volt. Donc la tension d'émetteur est approximativement égal à $V_E \cong -IV$.

Le courant d'émetteur est calculé par l'application de la loi d'Ohm $I_E = \frac{V_E}{R_E}$.

L'approximation est utilisée pour estimer le courant du collecteur et la tension de collecteur et la tension collecteur-émetteur sont à nouveau trouvées par les équations :

$$V_C = V_{CC} - R_C I_C, V_{CE} = V_C - V_E \text{ respectivement.}$$

Exemple IV.7 :

Soit un transistor polarisé par résistance d'émetteur comme l'indique la figure IV.23. Les alimentations V_{CC} et V_{EE} ont des valeurs +12V et -12V respectivement. On souhaite calculer le point de fonctionnement statique $Q(V_{CE}, I_C)$ de ce circuit de polarisation.

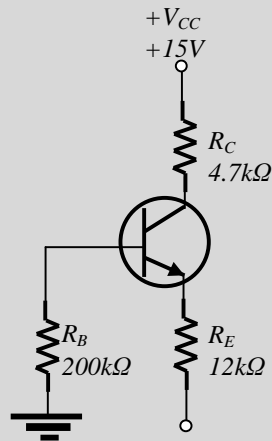


Figure IV.23 Transistor polarisé par résistance d'émetteur

Solution

Commençant par l'approximation $V_E \cong -IV$, on trouve que la tension appliquée aux bornes de R_E égale à $V_{RE} = V_E - V_{EE} = -IV - (-15V) = 14V$

En appliquant la loi d'Ohm sur la résistance d'émetteur: $I_E = \frac{V_{RE}}{R_E} = \frac{14V}{15K\Omega} = 1.17mA$

En utilisant l'approximation $I_C \cong I_E$, on obtient : $I_C = 1.17mA$

En se basant sur la loi d'Ohm, la tension V_C égale : $V_C = V_{CC} - R_C I_C = 15V - (4.7K\Omega)(1.17mA) = 9.5V$

Finalement, la tension V_{CE} peut être calculée par : $V_{CE} = V_C - V_E = 9.5V - (-IV) = 10.5V$

IV.3 Etude des trois montages fondamentaux :

L'étude des performances de ces trois montages se fait par l'évaluation du gain en tension, du gain en courant, du gain en puissance, des impédances d'entrée et de sortie. Cette évaluation, nécessite la détermination de la droite de charge dynamique et les schémas équivalents des différents montages.

IV.3.1 Schéma équivalent d'un transistor

Le transistor bipolaire peut être modélisé comme un quadripôle comme l'indique la figure IV.24. Il est caractérisé par les paramètres d'entrée (V_e et I_e) et de sortie (V_s et I_s).

Il existe trois configuration de base du transistor bipolaire: l'émetteur commun (E-C), le collecteur commun (C-C) et le montage base commune (B-C).

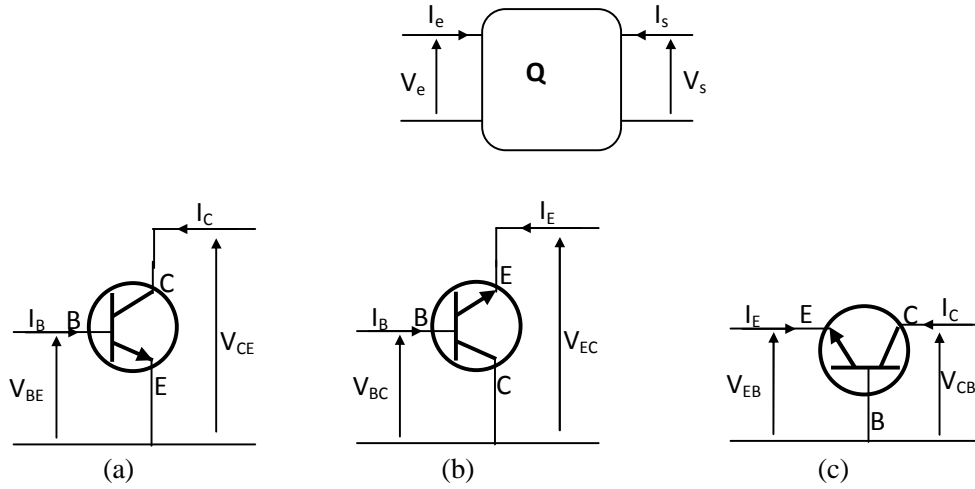


Figure IV.24 : Quadripôle transistor (a) Emetteur commun, (b) Collecteur commun, (c) Base commune

En se basant sur le modèle hybride (voir chapitre II), le quadripôle peut être défini en basse fréquence par les paramètres hybrides comme suit:

$$v_e = h_{11}i_e + h_{12}v_s$$

$$i_s = h_{21}i_e + h_{22}v_s$$

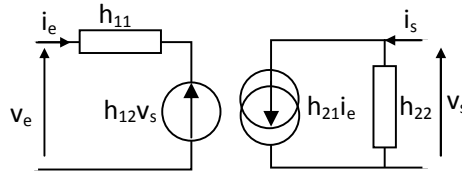


Figure IV.25 : Schéma équivalent du quadripôle (hybride)

Remarque

Les indications des grandeurs statiques sont de type : V_{BE} , V_{CE} , I_B et I_C et les indications des grandeurs dynamiques sont de type : v_{be} , v_{ce} , i_b et i_c .

a. Configuration E-C

Les paramètres hybrides sont évalués autour du point de repos :

$$h_{11E} = \frac{v_{be}}{i_b} : \text{Impédance d'entrée du transistor, sa valeur moyenne est de l'ordre du } k\Omega.$$

$$h_{12E} = \frac{v_{be}}{v_{ce}} \cong 0 : \text{Un terme de réaction, ce paramètre est négligeable}$$

$$h_{21E} = \frac{i_c}{i_b} = \beta : \text{Gain en courant du transistor, sa valeur est entre 50 et 250 selon le transistor.}$$

$$h_{22E} = \frac{i_c}{v_{ce}} : \text{Admittance de sortie, sa valeur est faible } (< \text{ à } 10^{-5} \Omega^{-1}), \text{ le plus souvent négligeable.}$$

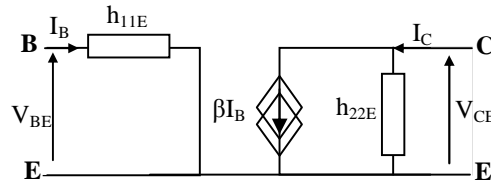


Figure IV.26 : Schéma équivalent du transistor (configuration E-C)

b. Configuration C-C

Partant du schéma équivalent du transistor bipolaire (configuration E-C), les paramètres h_{ijC} sont calculés en fonction des paramètres h_{ijE} . Alors, le schéma équivalent (configuration C-C) est illustré dans la figure IV.27 avec les mêmes paramètres de la configuration E-C:

$$h_{11C} = h_{11E}, h_{21C} = -(\beta + 1), h_{12C} \cong 0, h_{22C} = h_{22E}$$

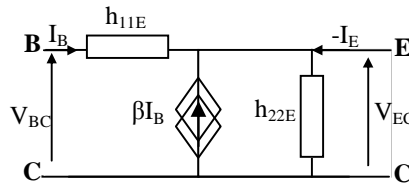


Figure IV.27 : Schéma équivalent du transistor (Configuration C-C)

c. Configuration B-C

De même manière, la transformation du schéma équivalent du transistor bipolaire (configuration E-C) conduit au schéma équivalent (configuration B-C) illustré dans la figure IV.28 avec les paramètres h_{ijE} .

$$h_{11B} = \frac{h_{11E}}{\beta + 1}, h_{21B} = -\frac{\beta}{\beta + 1}, h_{12B} \cong 0, h_{22B} = h_{22E}$$

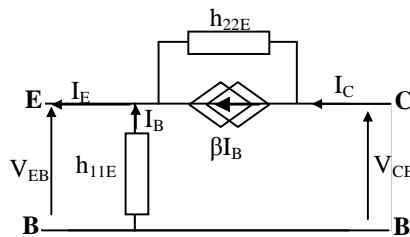


Figure IV.28 : Schéma équivalent du transistor (Configuration B-C)

IV.3.2 Etude du montage Emetteur commun :

Le montage émetteur commun est un type d'amplification à un étage réalisé autour d'un transistor bipolaire de type NPN illustré dans la figure IV.29. Le choix des résistances R_1 , R_2 , R_C et R_E sert à polariser le transistor pour bien fixer le point de fonctionnement, au milieu de la droite de charge, pour le cas d'un amplificateur classe A.

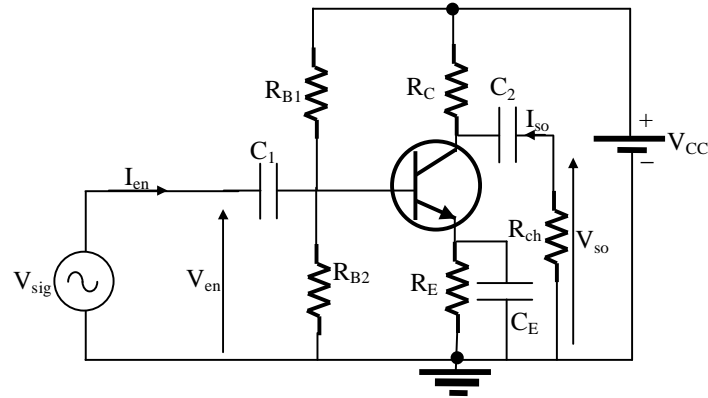


Figure IV.29 : Amplificateur à transistor bipolaire (E-C)

a. Droite de charge statique

Nous avons déjà parlé de la droite de charge statique et le point de fonctionnement (Section IV.1.5). Dans le circuit de la figure IV.29, les capacités C_1 , C_2 et C_E sont remplacées par des circuits-ouverts.

En utilisant le théorème de Thévenin on obtient le circuit de la figure IV.30(b) où :

$$V_{BB} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} \text{ et } R_B = R_{B1} // R_{B2} = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

Alors, les grandeurs continues (statiques) sont déterminées selon le circuit équivalent (en statique) de la figure IV.30 pour tracer la droite de charge statique et fixer le point de fonctionnement A comme suit :

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + \beta R_E} \text{ et } I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C + R_E} \text{ où : } I_C \cong I_E$$

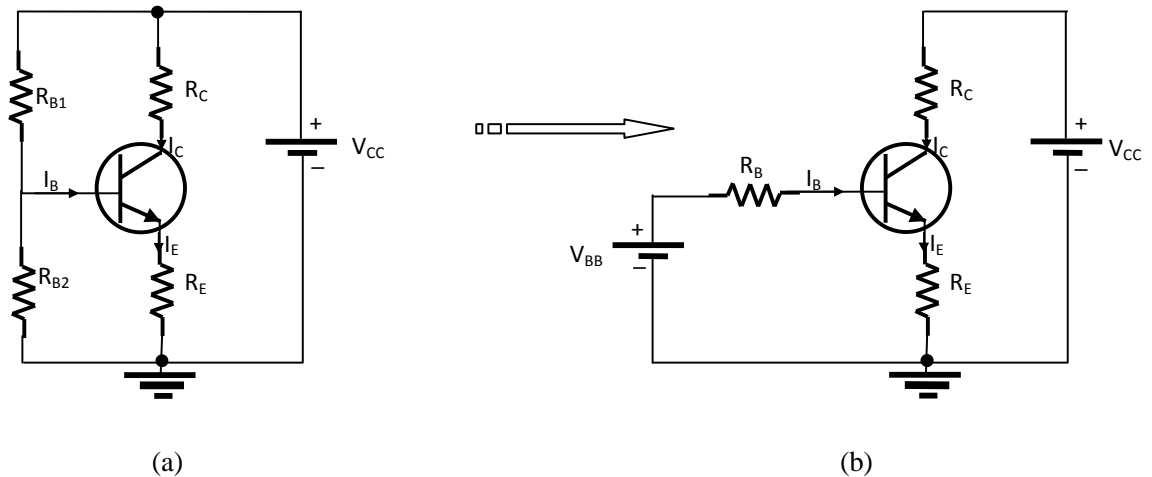


Figure IV.30 : Schéma de fonctionnement en statique (a) circuit équivalent, (b) circuit de Thévenin

Le calcul des deux points de saturation et de blocage est assuré par la relation $I_C = f(V_{CE})$

Lorsque $V_{CE} = 0$, $I_{C\text{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$

Lorsque $I_C = 0$, $V_{CE(\text{bloc})} = V_{CC}$

Le point de fonctionnement A au milieu, on obtient: $I_{CA} = \frac{V_{CC}}{2(R_C + R_E)}$ et $V_{CEA} = \frac{V_{CC}}{2}$

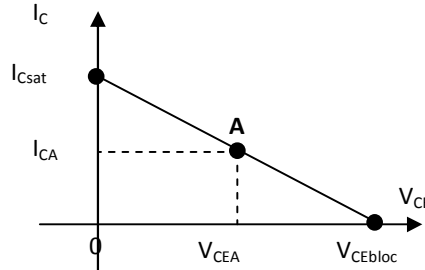


Figure IV.30 : Droite de charge statique et point de fonctionnement

b. Droite de charge dynamique : $i_c = f(v_{ce})$

Lorsque le transistor fonctionne en régime alternatif (dynamique), la source d'alimentation continue V_{CC} est remplacée par la masse et les capacités C_b , C_c et C_e sont remplacées par des courts-circuits comme l'indique le circuit de la figure IV.31

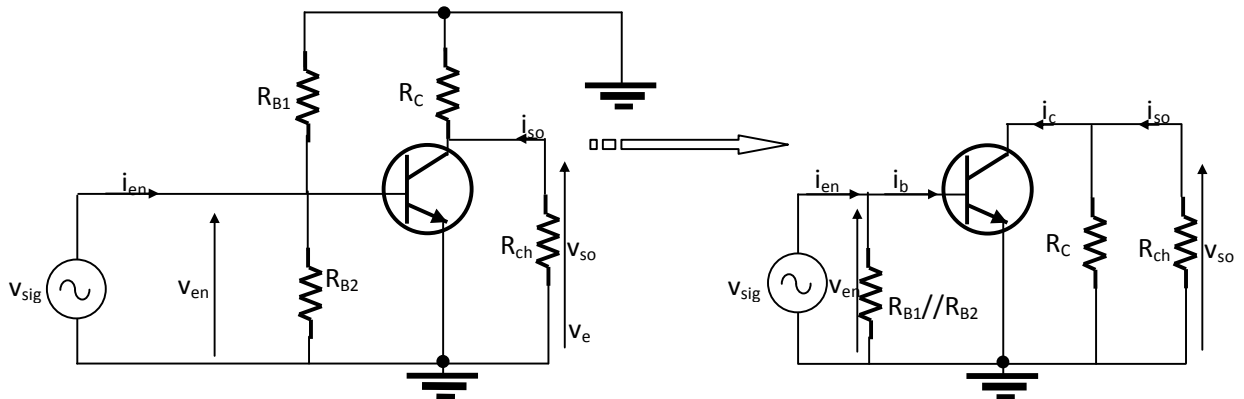


Figure IV.31 : Schéma de fonctionnement en dynamique

Lorsque le signal appliqué à l'entrée est alternatif, le courant du collecteur et la tension collecteur-émetteur s'ensuivent aussi en alternatif.

En appliquant la loi des mailles on trouve : $(R_C // R_{ch})i_c + v_{ce} = 0$

En appliquant l'approximation $i_c \cong i_e$, on obtient :

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

Le point de fonctionnement en statique A, a les coordonnées I_{CA} et V_{CEA} . Alors, le courant du collecteur i_c et la tension collecteur-émetteur v_{ce} vont avoir des variations autour du point de fonctionnement comme suit : $i_c = i_c + I_{CA} \Rightarrow i_c = i_c - I_{CA}$, $v_{CE} = v_{ce} + V_{CEA} \Rightarrow v_{ce} = v_{CE} - V_{CEA}$ où :

i_C , I_{CA} , i_c représentent le courant total, le courant en statique et le courant en dynamique respectivement. v_{CE} , V_{CEA} , v_{ce} représentent la tension totale, la tension en statique et tension en dynamique respectivement.

Ces expressions, nous ont permis de décrire la variation du courant de collecteur total en fonction de la variation de la tension collecteur-émetteur total autour du point de fonctionnement comme suit :

$$i_C = \frac{-v_{CE}}{R_C // R_{ch}} + \frac{V_{CEA}}{R_C // R_{ch}} + I_{CA}$$

C'est l'équation de la droite de charge dynamique qui est représentée graphiquement sur la figure IV.32.

Le calcul des deux points de saturation et de blocage en dynamique est comme suit :

Lorsque $i_C=0$, $v_{CEblocc} = V_{CEA} + I_{CA}(R_C // R_{ch})$

Lorsque $v_{CE}=0$, $i_{Csat} = +\frac{V_{CEA}}{R_C // R_{ch}} + I_{CA}$

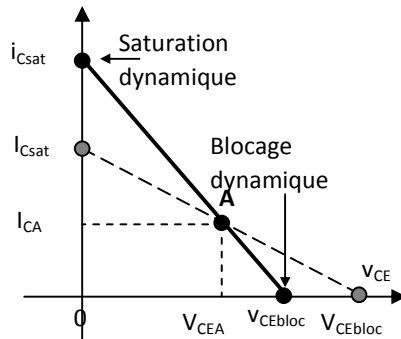


Figure IV.32 : Droite de charge dynamique

c. Schéma équivalent alternatif petits signaux du transistor: paramètres hybrides

En régime alternatif, on remplace les condensateurs et les sources de tension continues par des courts-circuits, les sources de courant continues par des circuits-ouverts et le transistor par son schéma équivalent. Alors, on obtient le schéma équivalent de l'amplificateur (E-C) en alternatif représenté dans la figure IV.33a.

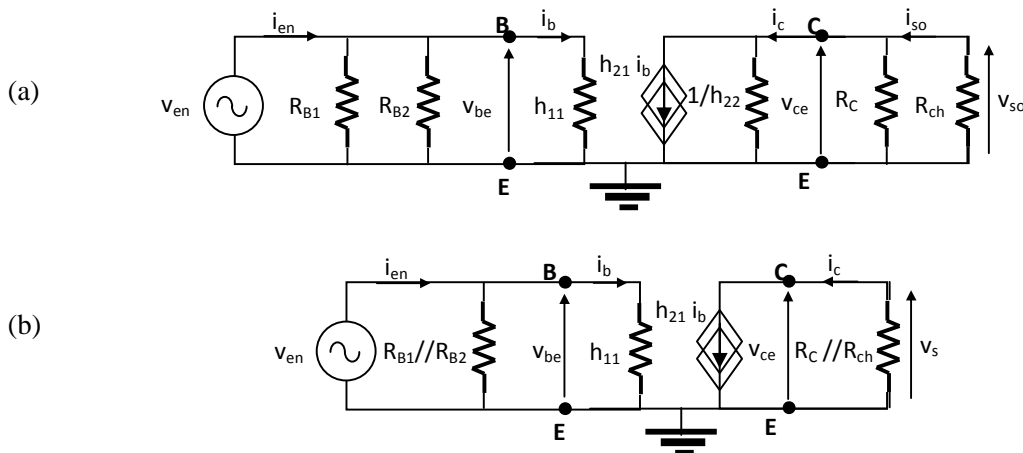


Figure IV.33 : Schéma équivalent de l'amplificateur à transistor bipolaire (E-C)

Dans cette étude, on se limite dans des cas très fréquent au schéma équivalent simplifié du transistor bipolaire. En effet, l'influence des paramètres h_{12} et h_{22} est négligée. Alors, le système d'équations hybride du quadripôle transistor va se simplifier aussi le schéma équivalent (figure IV.33b).

$$h_{12} = h_{22} \approx 0$$

$$v_{be} = h_{11} i_b$$

$$i_c = h_{21} i_b = \beta i_b$$

d. Calcul des paramètres de l'amplificateur

Les paramètres dynamiques les plus importants de l'amplificateur peuvent être cités comme suit : le gain en tension, le gain en courant, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie. Le gain en puissance est le produit du gain en tension par le gain en courant.

- Gain en tension

Le gain en tension est donné par : $A_v = \frac{v_{sortie}}{v_{entrée}}$

Le gain en tension peut être défini de deux manières :

A_{v0} : Le gain à vide, c'est à dire sans charge connectée en sortie du montage ($R_{ch} \rightarrow \infty$)

De cet effet, on peut exprimer la tension d'entrée comme : $v_{en} = (R_{B1} // R_{B2} // h_{11}) i_e = h_{11} i_b$

La tension de sortie est exprimée comme : $v_{so} = -R_C i_c = -R_C (h_{21} i_b)$

Donc, le gain en tension à vide est défini par : $A_{v0} = \frac{-h_{21} R_C}{h_{11}}$

A_v : Le gain en tension avec la charge connectée.

Dans ce cas, la tension de sortie est exprimée comme : $v_{so} = -(R_C // R_{ch}) i_c = -(R_C // R_{ch}) (h_{21} i_b)$

Donc, le gain en tension en charge est défini par : $A_v = \frac{-h_{21} (R_C // R_{ch})}{h_{11}}$

- Gain en courant :

Le gain en courant est défini par : $A_i = \frac{i_{sortie}}{i_{entrée}}$

L'expression de la tension de sortie est définie par : $v_{so} = -R_{ch} i_s = -(R_C // R_{ch}) i_c = -(R_C // R_{ch}) (h_{21} i_b)$

Donc, $i_{so} = \frac{(R_C // R_{ch})}{R_{ch}} (h_{21} i_b) = \frac{R_C}{R_C + R_{ch}} h_{21} i_b$

A l'entrée, on applique le diviseur de courant : $i_b = \frac{(R_{B1} // R_{B2})}{(R_{B1} // R_{B2}) + h_{11}} i_e \Rightarrow i_e = \frac{(R_{B1} // R_{B2}) + h_{11}}{(R_{B1} // R_{B2})} i_b$

Finalement, le gain en courant est défini par :

$$A_i = \frac{i_{so}}{i_{en}} = \frac{R_C}{R_C + R_{ch}} h_{21} i_b \times \frac{(R_{B1} // R_{B2})}{((R_{B1} // R_{B2}) + h_{11}) i_b} = \frac{R_C (R_{B1} // R_{B2})}{(R_C + R_{ch}) ((R_{B1} // R_{B2}) + h_{11})} h_{21}$$

- Résistance d'entrée :

La résistance d'entrée (dite impédance d'entrée lorsque l'effet capacitif ou inductif est inclus) est la résistance vue des bornes de la source d'entrée v_e . Elle est définie par : $R_e = \frac{v_{entrée}}{i_{entrée}}$

La tension d'entrée peut être définie comme : $v_{en} = (R_{B1} // R_{B2} // h_{11}) i_{en}$

Donc, l'expression de définition de l'impédance d'entrée est donnée par : $R_e = \frac{v_{en}}{i_{en}} = R_{B1} // R_{B2} // h_{11}$

- **Résistance de sortie :**

La résistance de sortie (dite impédance de sortie lorsque l'effet capacitif ou inductif est inclus) est la résistance vue des bornes de la charge R_{ch} dont la source d'entrée est court-circuitée $v_e=0$. Elle est définie

$$\text{par : } R_s = \left. \frac{v_{sortie}}{i_{sortie}} \right|_{v_{en}=0}$$

La tension de sortie peut être définie comme : $v_{so} = R_C(i_{so} - i_c)$

Le courant du collecteur i_c est déterminé par : $i_c = h_{21}i_b$

Et comme : $v_{en} = 0$ donc $i_b = i_c = 0$ alors, $v_{so} = R_C i_{so}$

Finalement, la résistance de sortie est définie par : $R_s = R_C$

IV.3.2 Etude du montage collecteur commun :

L'amplificateur collecteur commun est la deuxième configuration de base des amplificateurs où l'entrée est appliquée à la base et la sortie est couplée par C_2 de l'émetteur à la résistance de charge R_{ch} .

L'amplificateur collecteur commun fournit un gain en courant moyen et une grande résistance d'entrée avec un gain de tension approximativement égal à 1.

La figure IV.34 représente le circuit à collecteur commun avec la polarisation par diviseur de tension où le collecteur est directement connecté à la source d'alimentation V_{CC} .

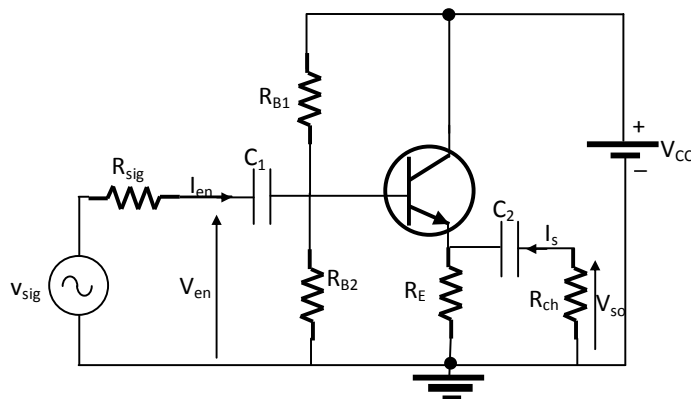


Figure IV.34 : Amplificateur à transistor bipolaire (C-C)

a. Schéma équivalent alternatif petits signaux

Le circuit équivalent alternatif petits signaux a des résistances de polarisation qui sont connectées à la masse où les condensateurs et les sources de tension continues sont remplacés par des courts-circuits, Alors, on obtient le schéma équivalent de l'amplificateur (C-C) en alternatif représenté dans la figure IV.35.

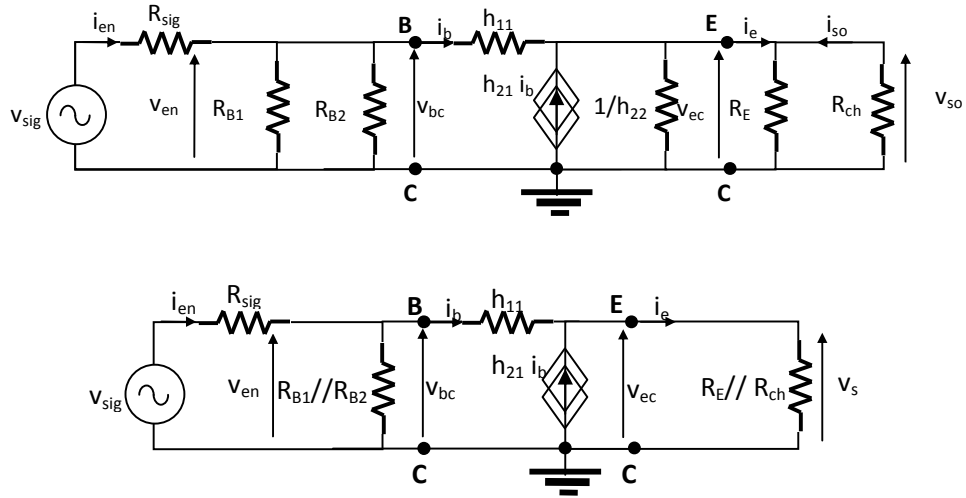


Figure IV.35 : Schéma équivalent de l'amplificateur à transistor bipolaire (C-C)

b. Calcul des paramètres de l'amplificateur

- **Gain en tension**

Le gain en tension est donné par : $A_v = \frac{v_{so}}{v_{en}}$

On peut exprimer la tension d'entrée comme: $v_{en} = (R_E // R_{ch})(\beta + 1)i_b + h_{11}i_b = ((\beta + 1)(R_E // R_{ch}) + h_{11})i_b$

Et la tension de sortie $v_{so} = (R_E // R_{ch})(\beta + 1)i_b$

Donc, Le gain en tension peut être défini comme: $A_v = \frac{(\beta + 1)(R_E // R_{ch})}{(\beta + 1)(R_E // R_{ch}) + h_{11}} \cong 1$

Le gain à vide $A_{v,0}$ peut être déduit comme : $A_{v,0} = \frac{(\beta + 1)R_E}{(\beta + 1)R_E + h_{11}} \cong 1$

- **Gain en courant :**

Le gain en courant est défini par : $A_i = \frac{i_{so}}{i_{en}}$

Le courant de sortie est défini par : $i_{so} = i_{en} - (\beta + 1)i_b = \frac{R_{ch}}{R_E + R_{ch}}(\beta + 1)i_b - (\beta + 1)i_b = \frac{R_E}{R_E + R_{ch}}(\beta + 1)i_b$

Le courant d'entrée est défini par : $i_{en} = i_b + \frac{v_e}{(R_{B1} // R_{B2})}$ où : $v_{en} = ((\beta + 1)(R_E // R_{ch}) + h_{11})i_b$

Après une certaine simplification : $i_{en} = \frac{(\beta + 1)(R_E // R_{ch}) + h_{11} + (R_{B1} // R_{B2})}{(R_{B1} // R_{B2})}i_b$

Donc, le gain en courant est défini par : $A_i = \frac{i_{so}}{i_{en}} = \frac{(\beta + 1)(R_{B1} // R_{B2})R_E}{(R_E + R_{ch})((R_{B1} // R_{B2}) + h_{11}) + (\beta + 1)R_ER_{ch}}$

- **Résistance d'entrée :**

La résistance d'entrée est définie par : $R_e = \frac{v_{en}}{i_{en}} = \frac{v_{en}}{v_{en}/(R_{B1} // R_{B2}) + i_b} = \frac{(R_{B1} // R_{B2})v_{en}}{v_{en} + (R_{B1} // R_{B2})i_b}$

On remplace l'équation de $v_{en} = ((\beta + 1)(R_E // R_{ch}) + h_{11})i_b$ dans l'équation de R_e , on obtient :

$$R_e = \frac{v_{en}}{i_{en}} = \frac{(R_{B1} // R_{B2})((\beta + 1)(R_E // R_{ch}) + h_{11})}{(R_{B1} // R_{B2}) + ((\beta + 1)(R_E // R_{ch}) + h_{11})} = (R_{B1} // R_{B2}) // ((\beta + 1)(R_E // R_{ch}) + h_{11})$$

- **Résistance de sortie :**

La résistance de sortie est définie par : $R_s = \left. \frac{v_{so}}{i_{so}} \right|_{v_{en}=0} = \left. \frac{v_{so}}{v_{so} / R_E - (\beta + 1)i_b} \right|_{v_{en}=0}$

On remplace l'équation de $v_{so} = (R_{B1} // R_{B2} // R_{sig} + h_{11})i_b$ dans l'équation de R_s

Après une certaine simplification, on obtient : $R_s = \frac{v_{so}}{i_{so}} = \frac{R_E (R_{B1} // R_{B2} // R_{sig} + h_{11})}{(R_{B1} // R_{B2} // R_{sig} + h_{11}) - R_E (\beta + 1)}$

IV.3.3 Etude du montage base commune :

La figure IV.36 représente l'amplificateur à base commune avec la polarisation par diviseur de tension où l'entrée est appliquée à l'émetteur et la sortie est couplée par C_2 du collecteur à la résistance de charge R_{ch} .

L'amplificateur base commune fournit un gain en tension élevé et une grande résistance de sortie avec un gain de tension faible < 1 .

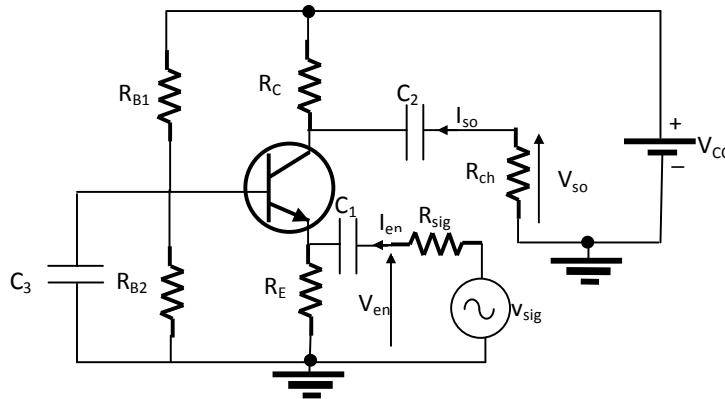
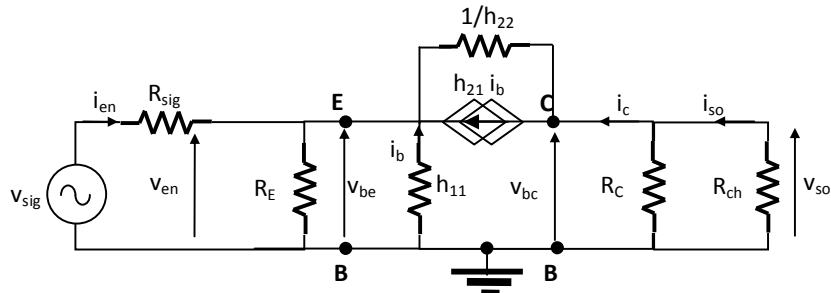


Figure IV.36 : Amplificateur à transistor bipolaire (B-C)

a. Schéma équivalent alternatif petits signaux

La figure IV.37 illustre le schéma équivalent base commune en régime alternatif où les capacités C_1, C_2, C_3 et la source de tension continue sont remplacées par des courts-circuits. Ce qui provoque le court-circuit des résistances (de la base) de polarisation R_{B1} et R_{B2} .



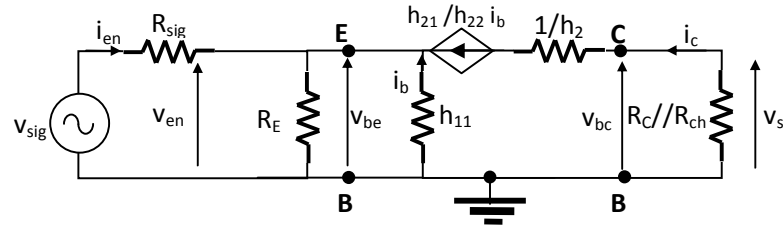


Figure IV.37 : Schéma équivalent de l'amplificateur à transistor bipolaire (B-C)

b. Calcul des paramètres de l'amplificateur

- **Gain en tension**

Le gain en tension est donné par : $A_v = \frac{v_{so}}{v_{en}}$

On peut exprimer la tension d'entrée comme: $v_{en} = -h_{11}i_b$

Et la tension de sortie $v_{so} = -(R_C // R_{ch})\beta i_b$

Donc, Le gain en tension peut être défini comme: $A_v = \frac{\beta(R_C // R_{ch})}{h_{11}}$

Le gain à vide $A_{v,0}$ peut être déduit comme : $A_{v,0} = \frac{\beta R_C}{h_{11}}$

- **Gain en courant :**

Le gain en courant est défini par : $A_i = \frac{i_{so}}{i_{en}}$

Le courant de sortie est défini par : $i_{so} = \beta i_b + v_{so} / R_C$

On remplace l'équation de $v_{so} = -(R_C // R_{ch})\beta i_b$ dans l'équation de i_{so}

Après une certaine simplification, on obtient : $i_{so} = \frac{\beta R_C}{R_C + R_{ch}} i_b$

Le courant d'entrée est défini par : $i_{en} = \frac{v_{en}}{R_E} - (\beta + 1)i_b$ où : $v_{en} = -h_{11}i_b$

Après une certaine simplification : $i_{en} = -\frac{h_{11} + (\beta + 1)R_E}{R_E} i_b$

Donc, le gain en courant est défini par : $A_i = \frac{i_{so}}{i_{en}} = -\frac{\beta R_C R_E}{(R_C + R_{ch})(\beta + 1)R_E + h_{11}}$

Résistance d'entrée :

La résistance d'entrée est définie par : $R_e = \frac{v_{en}}{i_{en}} = \frac{v_{en}}{v_{en} / R_E - (\beta + 1)i_b} = \frac{R_E v_{en}}{v_{en} - (\beta + 1)R_E i_b}$

On remplace l'équation de $v_{en} = -h_{11}i_b$ dans l'équation de R_e , on obtient :

$$R_e = \frac{v_{en}}{i_{en}} = \frac{-R_E h_{11} i_b}{-(h_{11} + (\beta + 1)R_E) i_b} = \frac{R_E h_{11}}{h_{11} + (\beta + 1)R_E}$$

- **Résistance de sortie :**

La résistance de sortie est définie par : $R_s = \left. \frac{v_{so}}{i_{so}} \right|_{v_{en}=0} = \left. \frac{v_{so}}{v_{so}/R_C + i_c} \right|_{v_{en}=0}$

$$-h_{11} i_b = (h_{11} // R_E // R_{sig}) i_c \Rightarrow i_b = -\frac{(h_{11} // R_E // R_{sig})}{h_{11}} i_c$$

$$v_{so} = \frac{1}{h_{22}} i_c - \frac{h_{21}}{h_{22}} i_b - (h_{11} // R_E // R_{sig}) i_c = \frac{1}{h_{22}} i_c + \frac{h_{21}}{h_{22}} \frac{(h_{11} // R_E // R_{sig})}{h_{11}} i_c - (h_{11} // R_E // R_{sig}) i_c$$

$$v_{so} = \frac{h_{11} + h_{21}(h_{11} // R_E // R_{sig}) - h_{11} h_{22}(h_{11} // R_E // R_{sig})}{h_{22} h_{11}} i_c$$

On remplace l'équation de v_{so} dans l'équation de R_s

Après une certaine simplification, on obtient : $R_s = \frac{v_{so}}{i_{so}} = R_C // \left(\frac{1}{h_{22}} + \left(\frac{h_{21}}{h_{11} h_{22}} + 1 \right) (h_{11} // R_E // R_{sig}) \right)$

IV.3.4 Comparatif des paramètres d'amplificateur entre les configurations de montages d'amplification

Le tableau IV.2 résume la meilleure caractéristique de chacun des trois configurations de base des amplificateurs à transistor bipolaire. Chaque montage peut être destiné à une application spécifiée.

Tableau IV.2 : Caractéristique des trois montages amplificateur à transistor bipolaire

Paramètre Type AC de montage	Résistance d'entrée	Résistance de sortie	Gain en tension	Gain en courant
Émetteur commun	Faible	Elevée	Elevée	Elevée
Collecteur commun	Elevée	Faible	Faible ≈ 1	Elevée
Base commune	Faible	Elevée	Elevée	Faible ≈ -1

IV.4 Autres utilisations du transistor

IV.5.1 Montage Darlington

L'un des montages les plus utilisés est l'amplificateur collecteur commun puisque il offre une résistance d'entrée élevée. Cette résistance est limitée par la valeur des résistances de polarisation, ainsi le gain en courant β du transistor utilisé. Si β pourrait être augmenté, des résistances de polarisation de plus

grande valeur peuvent toujours fournir le courant de base nécessaire et la résistance d'entrée du transistor semblerait encore plus élevée.

La façon d'augmenter la résistance d'entrée est d'utiliser le montage Darlington, illustré dans la figure IV.38.

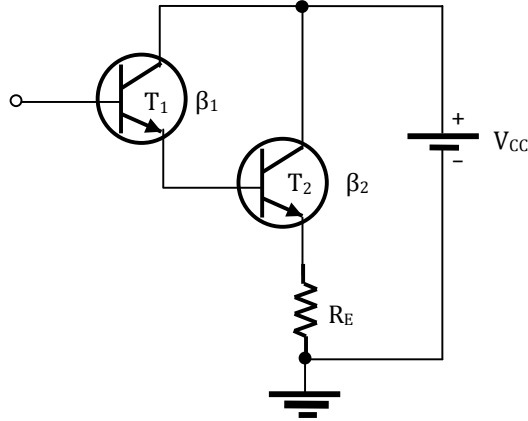


Figure IV.38 : Montage Darlington

Ce montage est constitué par deux transistors $T1$ et $T2$ de même type (deux PNP ou deux NPN) montés en cascade. La base du transistor $T2$ est reliée à l'émetteur de $T1$ et les deux collecteurs sont reliés.

Cette configuration à trois électrodes est équivalente à un transistor unique avec un gain en courant β égal au produit de β_1 et β_2 des deux transistors.

L'avantage principal du montage Darlington est qu'il permet d'obtenir un transistor équivalent ayant un grand gain en courant et une résistance d'entrée élevée.

a. Gain en courant du transistor équivalent

Pour le transistor $T1$: $I_C = \beta_1 I_B \Rightarrow I_E = (\beta_1 + 1) I_B$

Pour le transistor $T2$: $I_B' = I_E = (\beta_1 + 1) I_B$, et $I_C' = \beta_2 I_B' = \beta_2 (\beta_1 + 1) I_B$

Et comme $\beta_1 \gg 1$, $I_C' = \beta_2 \beta_1 I_B$

Alors, le gain du transistor équivalent est égal au produit des gains des deux transistors : $\beta = \beta_1 \beta_2$

b. Impédance d'entrée

Afin de calculer la résistance d'entrée du montage Darlington, on doit être passé par son schéma équivalent en alternatif qui est illustré dans la figure IV.39

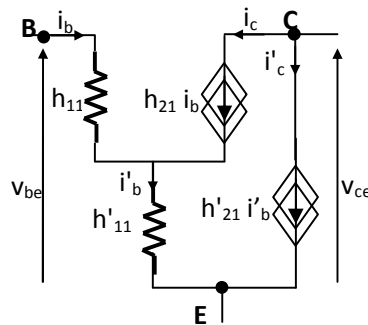


Figure IV.39 : Schéma équivalent en alternatif du montage Darlington

$$R_e = \frac{v_e}{i_e} = \frac{v_{be}}{i_b}$$

$$\left. \begin{aligned} v_{be} &= h_{11}i_b + h_{11}'i_b' \\ i_b' &= (\beta_1 + 1)i_b \end{aligned} \right\} \Rightarrow v_{be} = [h_{11} + h_{11}'(\beta_1 + 1)]i_b \Rightarrow R_e = h_{11} + h_{11}'(\beta_1 + 1)$$

Et comme $\beta_1 \gg 1$, $R_e = h_{11} + \beta_1 h_{11}'$

Le circuit Darlington permet d'obtenir un transistor équivalent qui a un gain en courant important et une impédance d'entrée élevée. Par conséquent, il est capable de dissiper la même puissance que le transistor T2.

IV.5.2 Transistor en commutation, ...

Dans les sections précédentes, nous avons utilisé le transistor bipolaire comme un amplificateur linéaire. Une autre application majeure peut être considérée, appelée : commutation qui est utilisée dans les systèmes numériques (digitales).

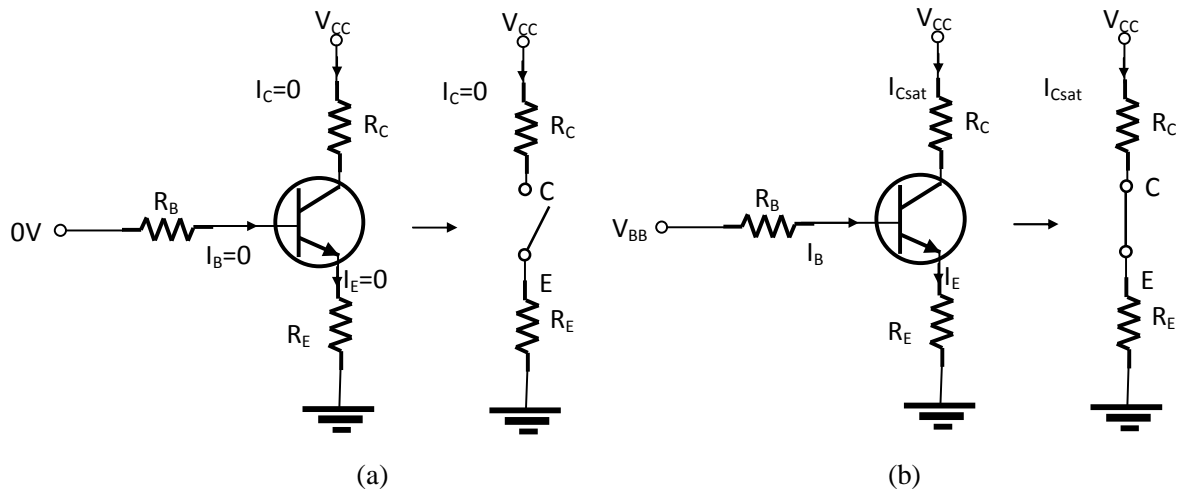


Figure IV.39 : Transistor bipolaire en commutation (a) blocage- interrupteur ouvert, (b) saturation- interrupteur fermé.

La figure IV.39 représente un transistor bipolaire fonctionnant comme un commutateur. Ce dernier est un dispositif à deux états ouvert ou fermé.

Dans la partie (a) de la figure IV.39, le transistor est en coupure puisque la jonction PN base-émetteur est non polarisée. Dans cette condition, le transistor est équivalent à un interrupteur ouvert.

Dans la partie (b), le transistor est en saturation puisque la jonction PN base-émetteur est polarisée en directe et le courant de base est suffisant pour que le courant du collecteur atteigne sa valeur de saturation. Dans cette condition, le transistor est équivalent à un court-circuit entre le collecteur et l'émetteur. Donc, on peut considérer le transistor bipolaire comme un interrupteur commandé par le courant de base, où l'interrupteur étant entre le collecteur et l'émetteur.

a. Condition de coupure :

Le transistor est bloqué (en coupure) lorsque la jonction base-émetteur est non polarisée. Alors, tous les courants sont nuls $I_B=I_C=I_E=0$ et la tension collecteur-émetteur $V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C = V_{CC}$

b. Condition de saturation :

Le transistor est en saturation lorsque la jonction base-émetteur est polarisée en directe et il existe un courant de base assez suffisant pour produire un maximum de courant de collecteur. Comme la tension collecteur-émetteur V_{CE} est toute petite à la saturation, la tension d'alimentation V_{CC} est appliquée aux bornes de R_C . Alors, le courant de collecteur est estimé comme : $I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C}$. Donc, la valeur minimale du

courant de base nécessaire pour produire la saturation est : $I_{Bmin} = \frac{I_{Csat}}{\beta}$.

Le courant de base I_B doit être plus grand que I_{Bmin} pour garder l'état du transistor en saturation.