

Chapitre 3

Les transistors bipolaires

3.1 Introduction

Les transistors bipolaires ont été très utilisés au début (années 60, 70). Leur importance a diminuée avec l'apparition des transistors à effet de champ, en raison de leur plus grande difficulté d'intégration, de leurs caractéristiques moins adaptées à la commutation et de la consommation des circuits associés élevée.

Ils sont plus adaptés à l'électronique analogique (amplification essentiellement), en basse et en haute fréquence. Ils ont caractérisés par des gains en courant importants.

Les transistors bipolaires reposent sur l'exploitation des deux types de porteurs (électrons et trous). De telles structures sont constituées d'un empilement de trois couches de semiconducteurs de types différents : NPN ou PNP. Ils sont constitués de trois bornes : la base, l'émetteur et le collecteur (qui sont l'équivalent pour les FET de : la grille, la source et le drain).

Les symboles des deux types de transistors sont représentés sur la figure 3.1.

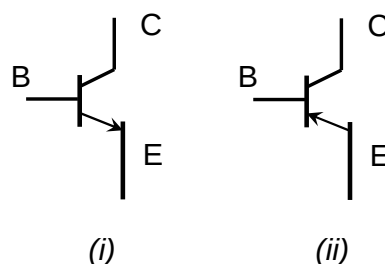


FIG. 3.1 – Symboles des transistors bipolaires : (i) transistor NPN ; (ii) transistor PNP

La figure 3.2 représente un modèle simple des transistors bipolaires. Il faut cependant garder à l'esprit que ce modèle unidimensionnel est loin de la réalité. Ce modèle simpliste permet cependant de comprendre aisément le principe.

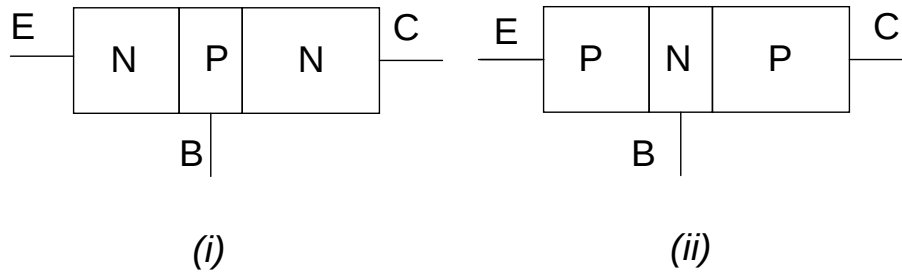


FIG. 3.2 – Modèle unidimensionnel d'un transistor bipolaire : (i) transistor NPN ; (ii) transistor PNP

3.2 Caractéristiques statiques

3.2.1 Introduction

Considérons un transistor NPN ¹. La figure 3.2 montre qu'un tel transistor fait apparaître deux jonctions : une jonction Base-Emetteur et une jonction Base-Collecteur. Si on assimile ces jonctions à deux diodes ², chaque jonction ayant deux états possibles ³ selon le signe de la tension de la jonction, on en déduit qu'il peut y avoir quatre grands comportements.

Le tableau suivant résume ces différents comportements :

Diode Base-Emetteur	Diode Base-Collecteur	régime du transistor
passante	bloquée	normal
passante	passante	saturé ⁴
bloquée	bloquée	bloqué
bloquée	passante	régime inutilisé

Ce tableau fait apparaître trois grands régimes de fonctionnement utilisés, régimes que l'on retrouvera sur les caractéristiques statiques :

- régime de fonctionnement normal. C'est le régime le plus utilisé. Il permet une amplification des signaux via l'exploitation de la source de courant équivalente au transistor.

¹les transistors NPN sont plus utilisés que les transistors PNP. Ceci est essentiellement dû au fait que le courant principal est un courant d'électrons. Ils seront donc "plus rapides", c'est à dire qu'ils posséderont des fréquences de travail plus élevées.

²attention : il faut bien garder à l'esprit qu'un transistor bipolaire est bien plus que deux diodes tête-bêche : il y a la présence d'un courant allant directement de l'emetteur vers le collecteur : c'est le courant principal lié à l'effet transistor ! Ce raisonnement permet juste de voir les différentes possibilités de polarisation. Nous verrons par la suite la manière d'améliorer ce schéma.

³diode passante ou bloquée

⁴Il ne faut pas confondre l'état saturé d'un transistor bipolaire avec la zone de saturation d'un transistor MOS.

- régime saturé (il ne s'agit pas ici d'une saturation du courant comme dans le cas du MOS). En première approximation, on peut assimiler le transistor saturé comme étant équivalent à un court circuit entre les trois bornes ⁵
- régime bloqué. Les trois bornes sont équivalentes à des circuits ouverts.

3.2.2 Etude des caractéristiques statiques

Nous allons voir dans un premier temps le cas du transistor NPN. Nous détaillerons plus ce type de transistor, en raison de son importance. Les caractéristiques d'un transistor PNP s'en déduiront facilement en inversant les signes des courants et des tensions.

Comme dans le cas du MOS, il existe un réseau de caractéristiques, le nombre de degrés de liberté étant égal à deux.

Cas du transistor NPN.

On s'intéresse essentiellement à la caractéristique I_C en fonction de V_{CE} , paramétrée par le courant I_B (à la différence du MOS, il y a un courant en entrée). La figure 3.3 présente l'allure de ce réseau de caractéristiques ⁶ et $I_B = f(V_{BE})$. On distingue deux zones sur le réseau de caractéristiques :

- une zone pour laquelle la variation de courant I_C est proportionnelle à la variation de tension V_{CE} (zone équivalente à la zone ohmique d'un transistor MOS, mais dont la variation de résistance est moindre)
- une zone pour laquelle le courant est constant (zone équivalente au régime de pincement d'un transistor à effet de champ).

En outre, la jonction Base-Emetteur se comporte comme une diode réelle. On retrouve cette caractéristique ⁷ de diode sur le graphique $I_B = f(V_{BE})$.

Enfin, un troisième régime existe : lorsque $V_{BE} = 0$, $I_B = 0$ et donc ce régime correspond à l'axe des abscisses du réseau de caractéristique $I_C = f(V_{CE})$.

Etude du régime de fonctionnement "normal" Dans ce régime de fonctionnement, on rappelle que la jonction Base-Emetteur est polarisée en direct et la jonction Base-Collecteur en inverse. Ce régime est caractérisé par la relation :

$$I_C = \beta I_B \quad (3.1)$$

La jonction Base-Emetteur peut être vue comme une source de tension, la chute de potentiel étant due à la tension de seuil de la diode Base-Emetteur polarisée en direct (de l'ordre de grandeur de 0.6 V). En première approximation, on peut donc remplacer la caractéristique de cette diode par un modèle de diode avec seuil.

La jonction Base-Collecteur est équivalente à une source de courant commandée par le courant de base (dans la zone de saturation du courant), et donc indirectement par

⁵Nous verrons qu'il existe en réalité une chute de potentiel entre les différentes broches.

⁶ce réseau de caractéristique est l'équivalent des caractéristiques $I_{DS} = f(V_{DS}, V_{GS})$ d'un transistor MOS

⁷cette caractéristique n'existait pas dans le cas d'un transistor MOS, puisque la jonction grille-source d'un MOS est une capacité.

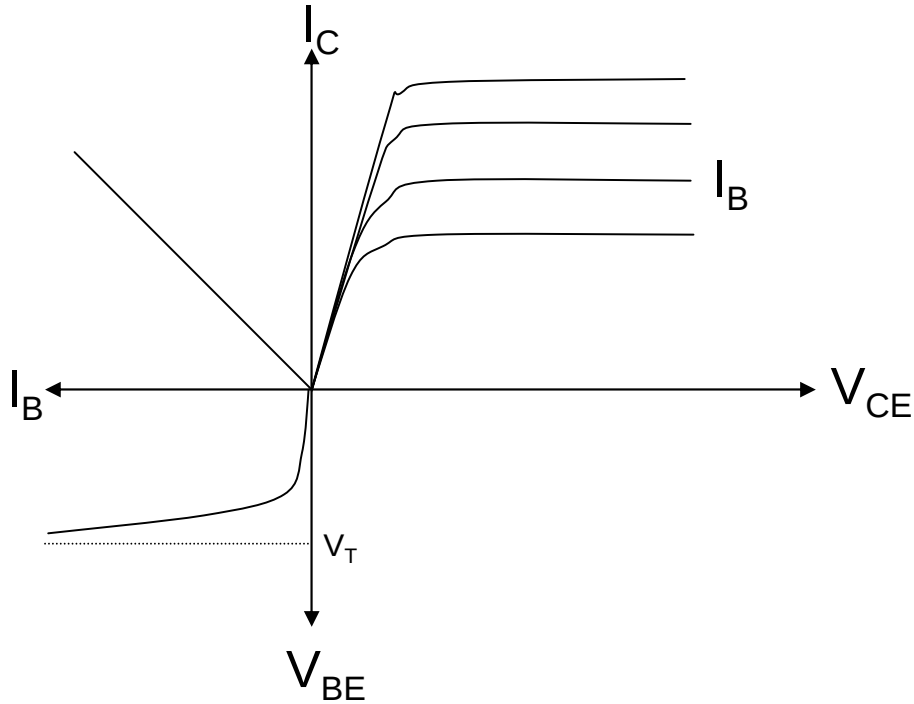


FIG. 3.3 – Caractéristiques d'un transistor bipolaire NPN

la tension V_{BE} . Cette jonction est associée au réseau de caractéristiques $I_C = f(V_{CE})$, réseau paramétré par le courant I_B . On note β le gain en courant associé⁸. Il faut remarquer que ce gain en courant est constant : il dépend très peu des tensions et des courants du transistor. Comme dans le cas du MOS, on a bien réalisé une source de courant commandée. Ici, la commande de cette source se fait à l'aide du courant de base. Or, ce courant est donné par la caractéristique courant-tension de la jonction Base-Emetteur. On peut donc considérer que cette source de courant est commandée en tension (via la tension V_{BE}), en considérant alors la caractéristique réelle de la diode base-émetteur.

La figure 3.4 représente le schéma équivalent du transistor en fonctionnement normal.

Remarque : il existe d'autres réseaux de caractéristiques concernant un tel transistor. Nous nous sommes limités aux trois principaux.

Relations entre les courants et les tensions.

Le régime de fonctionnement normal est donc caractérisé par les deux équations suivantes (dans la zone de fonctionnement en source de courant) :

$$\begin{cases} I_C &= \beta I_B \\ I_B &= I_S (e^{V_{BE}/U_T} - 1) \\ &\approx I_S e^{V_{BE}/U_T} \end{cases} \quad (3.2)$$

Remarque : on peut également faire l'approximation (selon les cas traités) : $V_{BE} =$

⁸on voit ici qu'un transistor est bien plus que deux diodes têtes-bêches : on a réalisé une source de courant, ce qui est impossible à faire à l'aide de deux diodes.

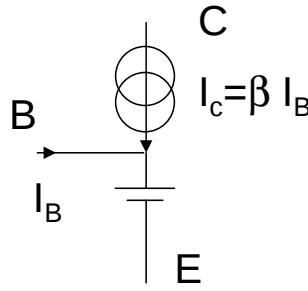


FIG. 3.4 – Schéma équivalent d'un transistor NPN en régime de fonctionnement normal

0.6V (ou une autre tension de seuil selon les caractéristiques du transistor).
En outre, on a les relations suivantes entre les courants :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_E = I_C + I_B \\ \quad = \beta I_B + I_B \\ \quad = (\beta + 1) I_B \end{array} \right. \quad (3.3)$$

Le gain en courant β étant très grand (typiquement compris entre 100 et 300), on simplifie généralement l'équation 3.3 : $I_E \approx \beta I_B \approx I_C$

En outre, on peut également écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_E = I_C + I_B \\ \quad = I_C + \frac{1}{\beta} I_C \\ \quad = \underbrace{\frac{\beta + 1}{\beta}}_{1/\alpha} I_C \end{array} \right. \quad (3.4)$$

En première approximation, $\beta \gg 1$ et donc $\alpha \approx 1$. L'équation 3.4 s'écrit : $I_E \approx I_C$. On considère souvent que le courant de collecteur est identique au courant d'émetteur.

Etude du régime saturé. Dans ce régime de fonctionnement, les deux jonctions sont polarisées en direct. Les deux diodes sont passantes : aux tensions de seuil près, le transistor est court-circuité. La figure 3.5 représente deux modèles équivalents d'un transistor NPN en régime saturé.

On retrouve ce régime de fonctionnement sur les caractéristiques : le premier modèle correspond à l'axe vertical ($V_{CE} = 0V$), le second aux courbes ayant une allure de résistance (cf figure 3.6) et se rapproche plus du comportement réel.

Régime bloqué Ce régime correspond aux diodes polarisées en inverse. On peut donc considérer en première approximation que les trois bornes du transistor sont équivalentes à des circuits ouverts. Aucun courant ne circule dans le transistor (aux courants inverses des diodes près, ces courants étant négligeables). Ce régime correspond à l'axe horizontal $I_C = 0$ dans la caractéristique $I_C = f(V_{CE}, I_B)$.

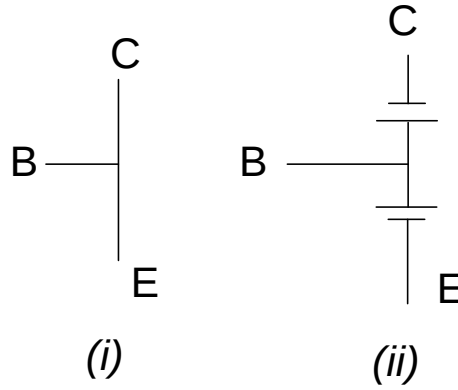


FIG. 3.5 – Transistor en régime saturé : (i) modèle sans seuils; (ii) modèle avec seuils.

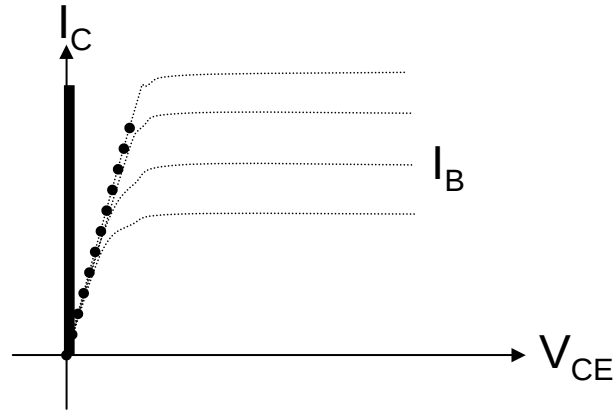


FIG. 3.6 – Caractéristique courant tension du transistor en régime saturé : trait gras continu : modèle simple (diodes sans seuils); trait gras pointillé : modèle avec seuils.

Schéma global

Les fonctionnements des trois grands régimes vus précédemment peuvent se retrouver sur le schéma équivalent du transistor de la figure 3.7 (i) . Ce schéma ⁹ porte le nom de schéma d'Ebers-Moll. Nous allons montrer comment on retrouve les trois grands régimes dans le cas d'un transistor NPN.

Les équations globales s'écrivent :

$$\begin{cases} I_c &= \alpha I_{ES} + I_{CS} \\ I_E &= \alpha_i I_{CS} + I_{ES} \end{cases}$$

La physique du composant, dont sont issues ces équations, nous indique que $\alpha_i \ll 1$ et $\alpha \approx 1$.

⁹ainsi que les équations associées

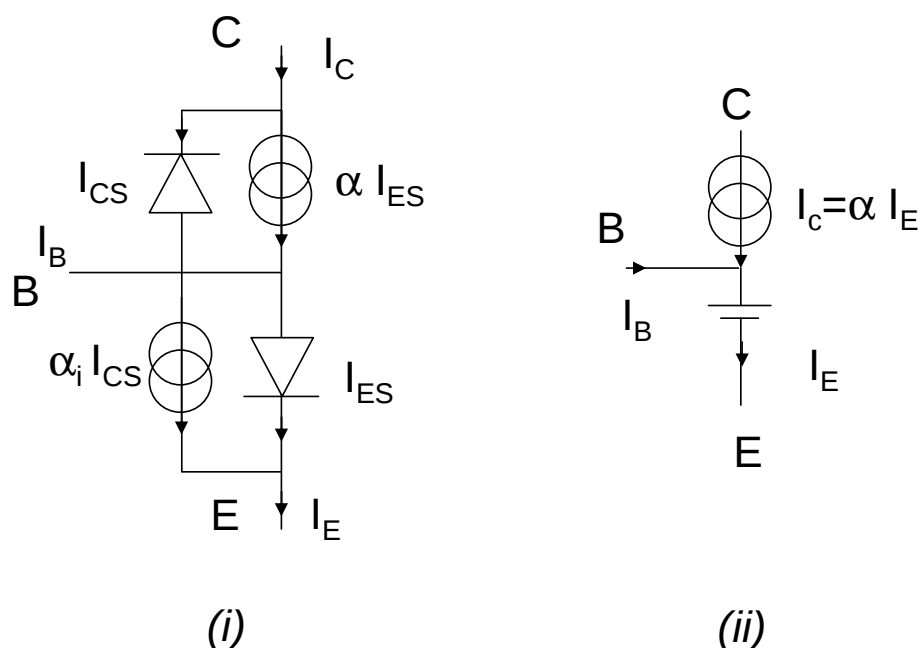


FIG. 3.7 – (i) Schéma d'Ebers-Moll (ii) Schéma d'Ebers-Moll simplifié (en régime de fonctionnement normal).

- lorsqu'on est en régime de fonctionnement normal, on polarise la jonction Base-Emetteur en direct et la jonction Base Collecteur en inverse. Le courant circulant dans la diode Base-Emetteur est donc élevé et donc $I_E \approx I_{ES}$. La diode Collecteur-Base est parcourue par un courant inverse qui sera petit devant le courant de la source en parallèle : $I_c \approx \alpha I_{ES} = \alpha I_E$. On a alors le schéma équivalent de la figure 3.7 (ii).
- en régime de fonctionnement saturé : les deux diodes sont passantes et court-circuitent les deux sources de courant. Aux chutes de tension près (dans les diodes), les jonctions du transistor sont équivalentes à des fils.
- en régime bloqué, les deux diodes sont parcourues par des courants inverses faibles. Il en résulte que $I_E \approx 0$ et donc on a aussi $I_c \approx 0$. Le transistor se comporte bien au premier ordre comme un circuit ouvert.

Remarque : ce schéma permet de retrouver facilement les différents régimes d'un transistor en fonction des signes des tensions. Il est en particulier très intéressant pour le régime normal. Mais il serait par contre dangereux de le remplacer dans un schéma électrique complet par cette représentation équivalente : on aboutirait à un schéma trop complexe.

Cas du transistor PNP.

Le passage d'un transistor NPN à PNP se fait en inversant les signes des courants et des tensions (ce qui est signalé par la flèche sur l'émetteur). La figure 3.8 montre l'allure du réseau de caractéristiques.

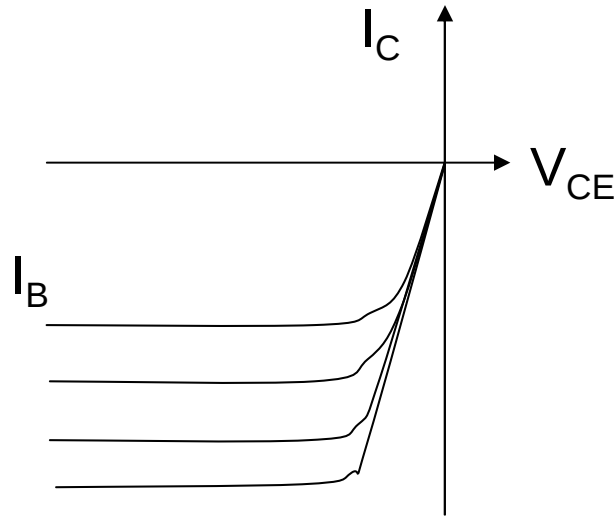


FIG. 3.8 – Caractéristiques d'un transistor bipolaire PNP.

Imperfection des transistors bipolaires

Nous allons évoquer dans ce paragraphe deux imperfections des transistors bipolaires : la dépendance en température et l'effet Early.

Sensibilité en température Les transistors bipolaires sont plus sensibles en température que les transistors MOS. Deux effets sont à remarquer.

- le gain en courant (β), varie beaucoup avec la température. Il en découle que les caractéristiques d'un montage (gain de l'amplificateur, point de polarisation etc...) pourront varier en fonction de la température. Il faudra donc tenter de trouver des montages qui dépendent faiblement des paramètres fluctuant avec la température ¹⁰.
- le second effet de la température est la variation de la tension de seuil de la diode base-emetteur. En régime normal, cette diode est polarisée en direct. Or, cette tension de seuil varie avec la température. On peut retenir l'ordre de grandeur de cette variation ¹¹ :

$$\frac{\partial V_{be}}{\partial T} \approx -2 \text{ mV/K} \quad (3.5)$$

L'effet Early Le réseau de caractéristiques $I_C = f(V_{CE}, I_B)$ de la figure 3.3 fait apparaître des droites parallèles à l'axe des abscisses (dans la zone correspondant à l'utilisation en source de courant idéale). Il existe en réalité une légère pente (et

¹⁰nous verrons que certains montages amplificateurs présenteront un gain dépendant peu du gain en courant β , rendant ainsi le montage peu dépendant des fluctuations de température

¹¹Cette variation peut être gênante pour la stabilité des montages. Mais elle peut aussi s'avérer utile : on exploite couramment cette propriété pour en faire des capteurs de température.

donc une grande résistance associée) : c'est l'effet Early ¹². La figure 3.9 montre une représentation de ce même réseau de caractéristiques, en tenant compte de l'effet Early. Ces droites se coupent en un point situé sur la partie négative de l'axe des abscisse. La tension associée est la tension d'Early, notée V_A . Cet effet Early peut donc être modélisé par une résistance mise en parallèle entre le collecteur et l'émetteur : la source de courant ainsi créée possède une résistance parallèle de fuite. L'ensemble constitue alors une source de courant non parfaite.

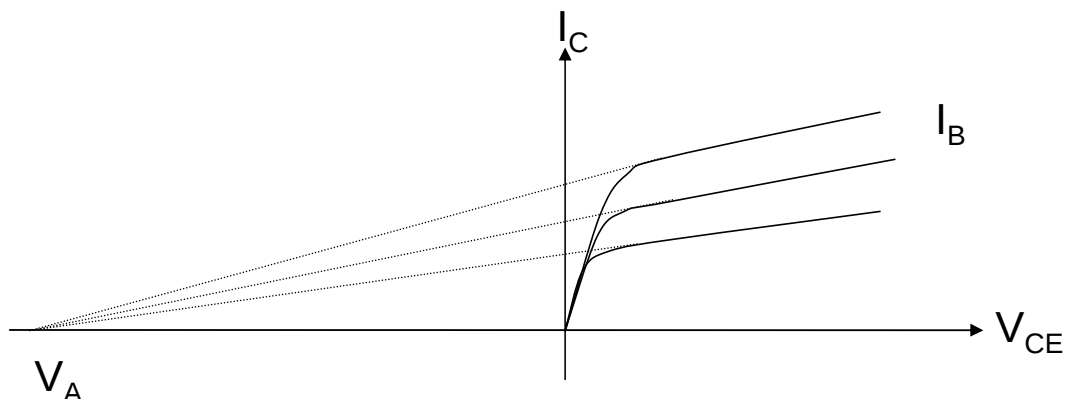


FIG. 3.9 – Effet Early dans un transistor bipolaire.

3.3 Etude de la polarisation

La polarisation d'un transistor bipolaire est analogue à la polarisation d'un transistor MOSFET. On dispose également de deux méthodes : une méthode analytique et une méthode graphique. On peut définir, comme dans le cas du MOSFET, une droite d'attaque et une droite de charge.

Méthode analytique

Il s'agit de résoudre le système suivant :

$$\begin{cases} I_B = f(V_{BE}) \text{ (droite d'attaque)}^{13} \\ V_{BE} \approx 0.6 \text{ V (fonctionnement normal)}^{14} \\ I_C = \beta I_B \\ I_C = g(V_{CE}) \text{ (droite de charge statique)} \end{cases} \quad (3.6)$$

Remarque : il est très courant de tenir compte de l'importance du gain en courant : on considèrera généralement que $\beta + 1 \approx \beta$.

¹²L'effet Early traduit en fait les modulations de la zone neutre de la base, modulations dues à la polarisation des deux jonctions. Ces polarisations modulent en effet la largeur de la zone de charge d'espace et donc la largeur de la base.

¹⁴imposée par le circuit externe au transistor

¹⁴approximation souvent justifiée

Méthode graphique :

On peut également entièrement résoudre ce système de manière graphique, en faisant apparaître sur les caractéristiques du transistor les droites de charge et d'attaque. La figure 3.10 montre un exemple de résolution graphique. Une méthode hybride peut bien sûr être adoptée.

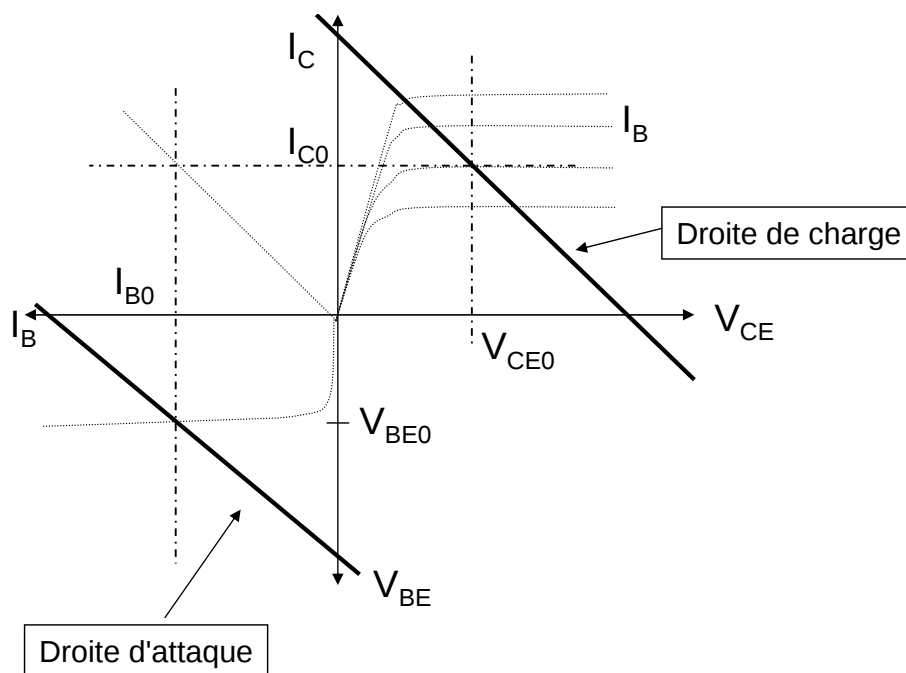


FIG. 3.10 – Méthode graphique de détermination de la polarisation.

3.4 Etude en régime dynamique.

Cette étude est tout à fait analogue à celle du MOS. Nous nous limiterons au régime de fonctionnement normal. Nous allons déterminer le schéma équivalent petits signaux dit "dans la bande passante" (basse fréquence) : il s'agit du schéma le plus simple, utilisé pour des signaux basses fréquences. Nous verrons ensuite comment améliorer ce schéma pour le rendre plus réaliste et tenir compte entre autre des effets de la fréquence.

3.4.1 Etude dans la bande passante.

La figure 3.11 donne le schéma petits signaux. Nous allons justifier les deux éléments présents : la résistance et la source de courant. Ce schéma porte le nom de schéma de Giacoleto ou de cellule en " π ".

La jonction Base-Emetteur est polarisée en direct. La caractéristique courant tension est donc celle d'une diode, c'est à dire une exponentielle. Pour de faibles amplitudes de signaux variables, on peut donc linéariser cette caractéristique. La jonction se comporte donc comme une résistance : c'est la résistance dynamique de la diode.

Cette résistance est couramment notée r_{be} ou r_π . On a, comme dans le cas d'une diode :

$$r_{be} = \frac{\partial V_{be}}{\partial I_b} = \frac{v_{be}}{i_b} \quad (3.7)$$

$$= \frac{1}{\partial I_b / \partial V_{be}} \quad (3.8)$$

$$\approx \frac{U_T}{I_{b0}} \quad (3.9)$$

$$\approx \frac{\beta U_T}{I_{c0}} \quad (3.10)$$

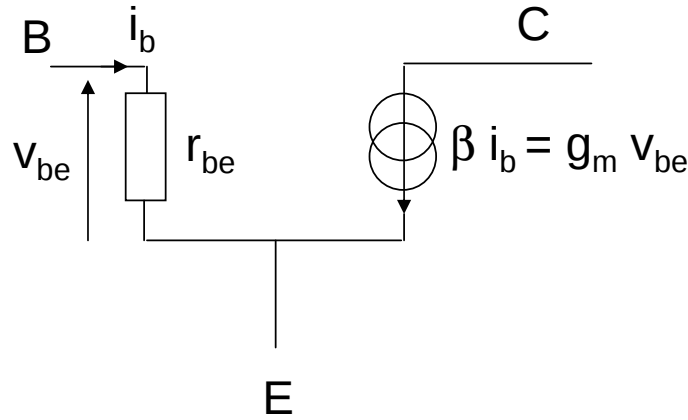


FIG. 3.11 – Schéma de Giacoletto valable pour les petits signaux, dans la bande passante.

Le transistor en régime normal se comporte comme une source de courant entre C et E. Les petits signaux sont aussi amplifiés de la même manière que les grands signaux. D'où :

$$i_c = \beta i_b \quad (3.11)$$

. Le facteur β , en régime dynamique, peut être différent du β statique. Il est également noté h_{11} ou h_{FE} .

On peut définir comme dans le cas du transistor MOS une transconductance, permettant ainsi de relier la source de courant à une commande en tension : $i_c = g_m v_{be}$. On a alors l'égalité $\beta i_b = g_m v_{be}$, d'où : $\beta = g_m \frac{v_{be}}{i_b}$. Or, le rapport de la tension v_{be} par le courant i_b correspond à la définition de la résistance dynamique précédemment calculé :

$$\beta = g_m r_{be} \quad (3.12)$$

Remarque : on peut tenir compte de l'effet Early pour ce schéma petits signaux. Il suffit lors de rajouter une résistance r_{ce} en parallèle sur la source de courant, comme l'indique la figure 3.12. En outre, on peut également tenir compte d'une résistance supplémentaire : la résistance d'accès à la base, résistance qui correspond

à la réalisation du contact au niveau de la base ¹⁵. Cette résistance est généralement notée $r_{bb'}$.

De telles résistances existent aussi pour le collecteur et l'émetteur, mais leurs valeurs sont généralement plus faibles, et donc négligeables.

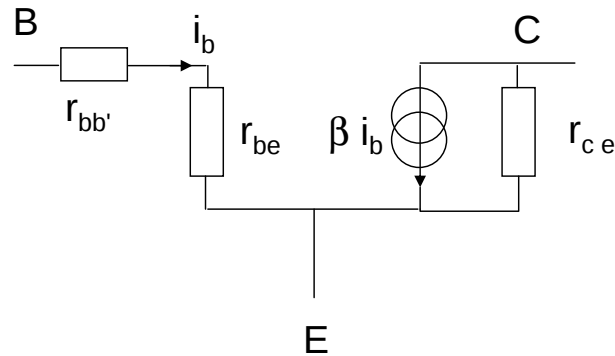


FIG. 3.12 – Schéma de Giacoletto en tenant compte de l'effet Early et de la résistance d'accès à la base.

3.4.2 Effets en haute fréquence

Lorsqu'on monte en fréquence, les impédances liées aux capacités parasites diminuent. Il faut alors les prendre en compte. Trois condensateurs jouent un rôle important : le condensateur "base-collecteur" (notée C_{bc}), le condensateur "base-emetteur" (notée C_{be}) et le condensateur "collecteur-emetteur" (notée C_{ce}). Les deux premiers condensateurs sont les plus influents. Le schéma équivalent est alors celui de la figure 3.13(a).

Ces capacités limitent le fonctionnement du transistor en haute fréquence. La moindre résistance parasite crée une cellule de type RC qui introduit une fréquence de coupure. Pour affiner ce modèle haute fréquence, il est courant de prendre en compte la résistance d'accès à la base (figure 3.13(b)).

¹⁵cette résistance d'accès au niveau de la base est en effet plus importante que les autres résistances d'accès. Pour avoir un grand gain, la base doit être mince (beaucoup moins longue que les autres régions). Il en résulte que la surface de contact est plus petite pour la base que pour les autres bornes : la résistance est donc plus grande.

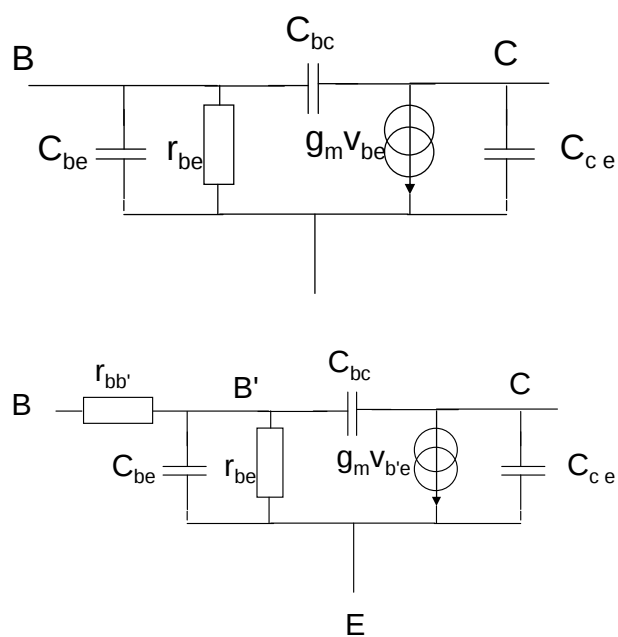


FIG. 3.13 – Schéma de Giacoletto valable en haute fréquence. (a) figure du haut : sans la résistance d'accès à la base ; (b) figure du bas : avec la résistance d'accès à la base.