

TRANSISTORS BIPOLAIRES

Le transistor bipolaire est le composant actif de base de l'électronique. Bien que de moins en moins employé en tant qu'élément discret, si ce n'est en haute fréquence il reste l'élément essentiel de base de la plupart des circuits intégrés analogiques ou numériques.

1. Principe: Effet transistor

1.1. DEFINITION

Un transistor est un élément semi-conducteur constitué de deux jonctions P.N. montées en tête bêche. Il peut y avoir 2 types de transistors suivant que la région centrale est de type N en P. Les deux types de transistors sont représentés à la figure 3.1. Leur étude est conduite strictement de la même façon et les propriétés de l'un valent pour l'autre.

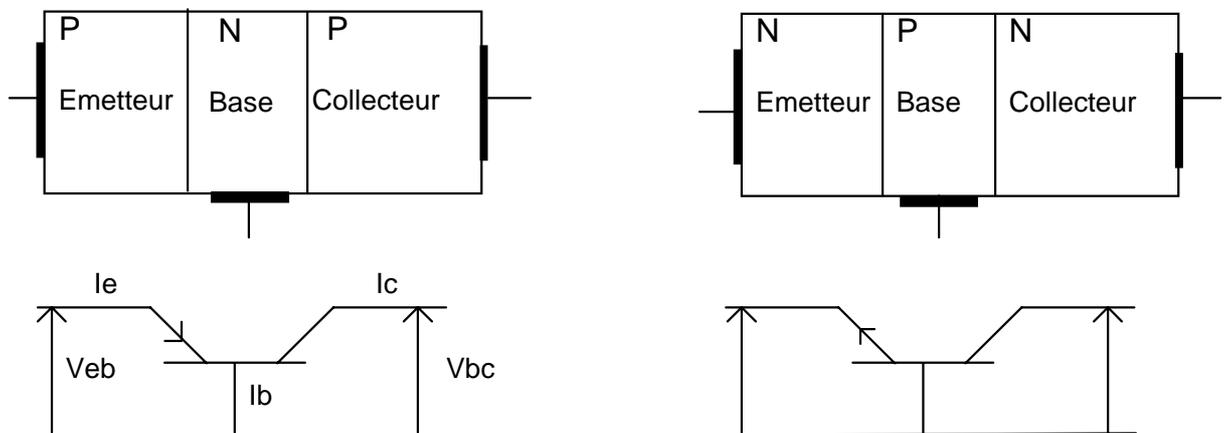


Figure.1: Constitution des deux types de transistors bipolaires

1.2. EFFET TRANSISTOR

A la figure 3.2 on a représenté un transistor a) en circuit ouvert, b) en polarisation normale.

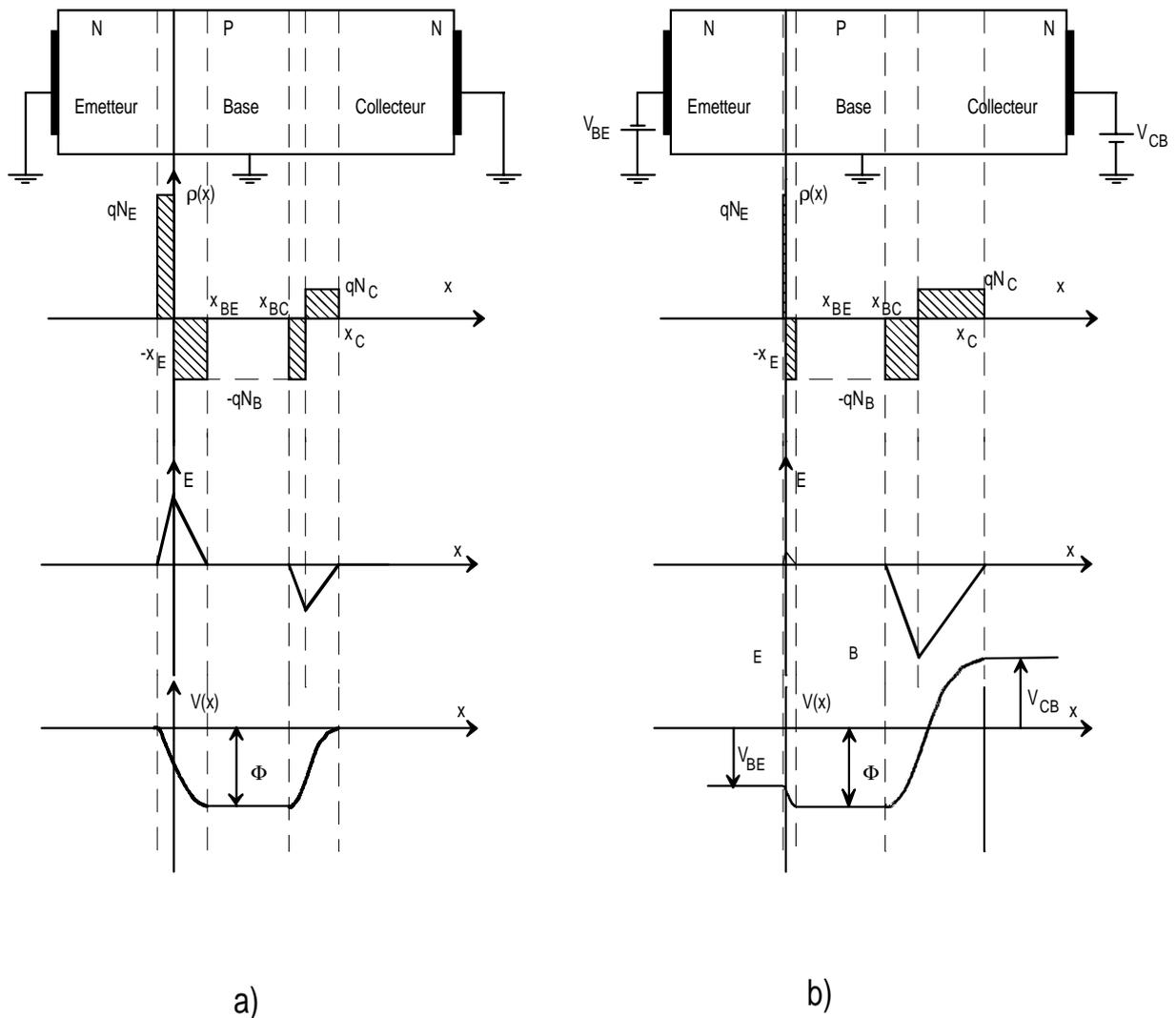


Fig-2 Diagrammes de répartition des densités de charge, de champ et de potentiel d'un transistor à l'état d'équilibre a) et polarisé dans la zone active b)

En circuit ouvert, nous avons affaire à 2 jonctions P.N. à l'équilibre thermodynamique. Il se crée 2 zones de charges d'espace au niveau des jonctions d'émetteur J_E et de collecteur J_C . Le diagramme de répartition des charges et potentiels au niveau des deux jonctions est donné à la fig-2.

Lorsque le transistor est polarisé dans sa zone active ($V_{be} > 0.6 \text{ V}$ et $V_{bc} < 0$) la hauteur de la barrière de potentiel à la jonction d'émetteur est réduite tandis qu'elle est augmentée au niveau de la jonction J_C . Supposons que l'émetteur soit très fortement dopé par rapport à la base. Si le nombre de recombinaisons dans la base est faible la plupart des électrons injectés dans la base atteignent la jonction collecteur où ils sont accélérés vers le collecteur par le champ électrique régnant au niveau de cette jonction polarisée en inverse. Ce phénomène

constitue l'effet transistor découvert en 1958 par Shockley et est illustré à la figure.3. Dans ces conditions le nombre d'électrons injectés de l'émetteur vers la base est contrôlé par la tension V_{be} .

Cependant un certain nombre d'électrons se recombinent dans la base avec des trous en créant donc un courant de trous "recombinants". Afin de réduire le nombre de recombinaisons on a intérêt à réaliser une base étroite. De plus la jonction Base -Emetteur étant polarisée en direct il y aura un courant de trous injectés de la base vers l'émetteur. L'ensemble de ces deux courants constituent la partie principale du courant de base.

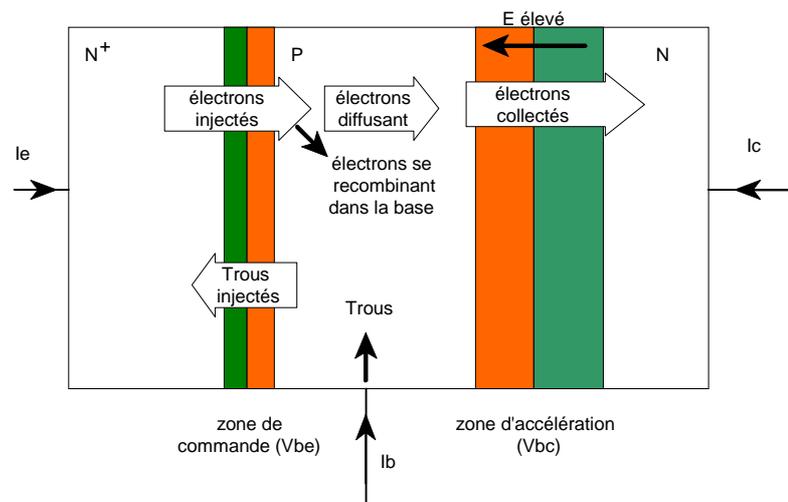


Fig-3 Principe de l'effet transistor

On peut comparer le fonctionnement d'un transistor bipolaire à celui d'une chute d'eau à même de produire de l'énergie. La hauteur de la chute est analogue au potentiel appliqué entre base et collecteur. La quantité d'eau injectée dans la conduite est contrôlée par une vanne commandée par une puissance faible de façon analogue à la commande de la jonction Base Emetteur. On est donc capable de commander la production d'une énergie (puissance) importante à l'aide d'une énergie minime (Fig-3-4).

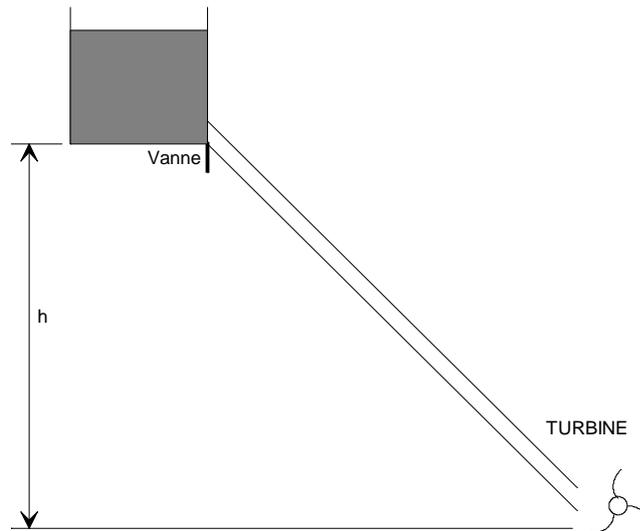


Fig-4 Analogie hydraulique de l'effet transistor

D'autre part, la concentration en porteurs minoritaires (injectés) est donnée à la figure-5 pour un transistor à base étroite. On constate que la concentration en porteurs injectés dans la base est prépondérante du fait du dopage très fort de l'émetteur. De plus si l'épaisseur de base est faible devant la longueur de diffusion des électrons injectés dans la base la concentration d'électrons minoritaires dans la base dopée P a une dépendance quasi linéaire suivant l'axe x . Au niveau de la jonction Base-Collecteur la concentration en électrons est nulle car cette jonction est polarisée en inverse et tous les électrons arrivant au niveau de la jonction sont accélérés vers le collecteur. De la même façon la répartition des trous injectés dans l'émetteur est quasi linéaire si l'épaisseur de l'émetteur est suffisamment faible.

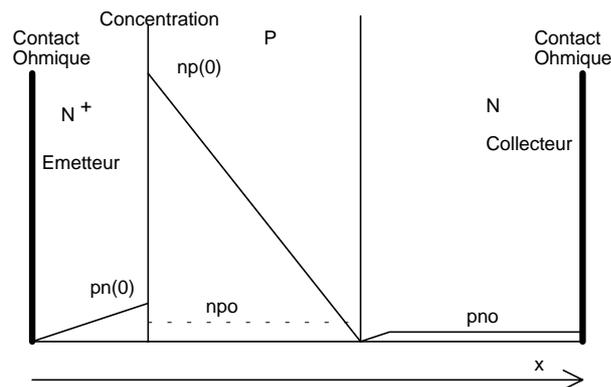


Fig-5 Concentration en porteurs minoritaires dans un transistor Bipolaire NPN en polarisation normale.

2. Composantes des courants

Afin de déterminer plus précisément le fonctionnement du transistor bipolaire nous allons effectuer un bilan des courants circulant dans le transistor. Pour cela considérons un transistor NPN. Le bilan des courants est donné à la fig-6.

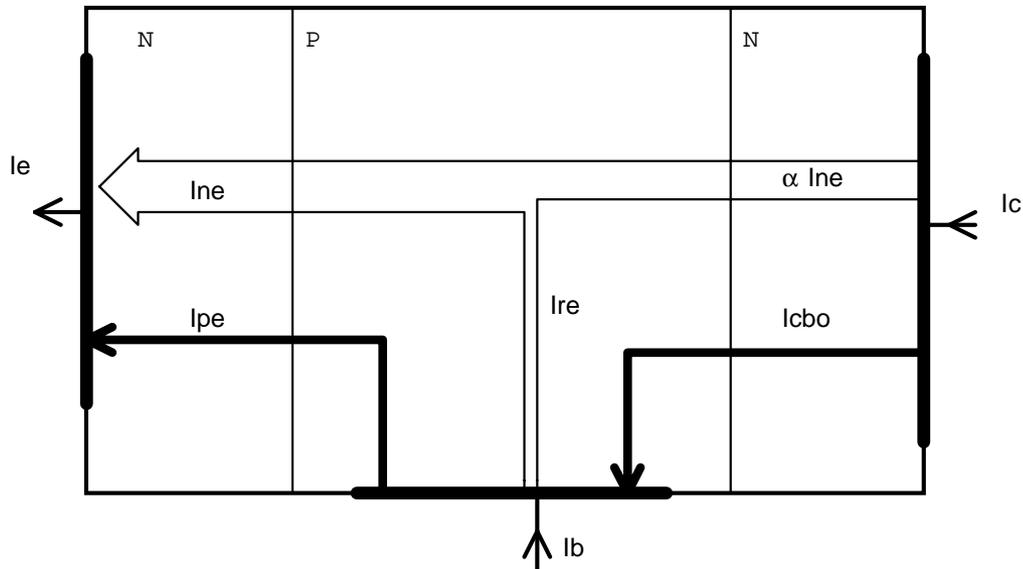


Fig-6 Bilan des courants mis en jeu dans un transistor NPN

Le bilan des courants peut être effectué comme suit dans les trois zones du transistor.

Emetteur: Le courant d'émetteur est constitué de deux types de porteurs:

▫ Les électrons diffusant de l'émetteur vers la base qui produisent le courant I_{nE} . La densité de courant produit par les électrons diffusant dans la base est donnée par :

$$J_{nE} = q \cdot D_n \frac{n_p(0) - n_p(l_B)}{l_B}$$

La jonction Base Collecteur étant polarisée en inverse on a : $n_p(l_B) \cong 0$ et la densité de porteurs injectée à la jonction Base Emetteur suit la loi de Boltzmann soit :

$n_p(0) = n_{p0} \cdot e^{\frac{qV_{BE}}{kT}}$ avec $n_{p0} = \frac{n_i^2}{N_B}$ où N_B est le dopage de la base. La densité de courant d'électrons injectés de l'émetteur vers la base est donc :

$$J_{nE} \cong \frac{q \cdot D_n \cdot n_i^2}{N_B \cdot l_B} e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} \quad (1)$$

□ Les trous diffusant de la base vers l'émetteur et qui produisent le courant I_{pE} . De la même façon la densité de courant de trous diffusant de la base vers l'émetteur est donnée par :

$$J_{pE} \cong \frac{q \cdot D_p \cdot n_i^2}{N_E \cdot l_E} e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} \quad (2)$$

Le courant total d'émetteur est

$$I_E = A_E \cdot (J_{nE} + J_{pE}) \text{ où } A_E \text{ est l'aire de l'émetteur.}$$

Base: Le courant de base est constitué de 3 composantes:

□ Le courant des minoritaires de la base et du collecteur à travers la jonction Base-Collecteur polarisée en inverse soit I_{CBo} .

□ Le courant de trous diffusant de la base vers l'émetteur I_{pE}

□ Le courant dû aux trous se recombinant dans la base avec une partie des électrons injectés depuis l'émetteur: I_{rE}

Finalement le courant de base est donné par:

$$I_B = I_{rE} + I_{pE} - I_{CBo} \quad (3)$$

Collecteur: Au collecteur le courant est constitué:

□ Des électrons injectés de l'émetteur vers la base et qui atteignent la jonction Base-Collecteur où ils sont accélérés (effet transistor). Ce courant est égal à une fraction du courant I_{nE} : $\alpha_T \cdot I_{nE}$ où α_T est le facteur de transport dans la base

□ des porteurs minoritaires de la base et du collecteur traversant la jonction Base-Collecteur. I_{CBo}

Le courant total au collecteur est donc:

$$I_C = \alpha_T \cdot I_{nE} + I_{CBo} \cong \alpha \cdot I_E + I_{CBo} \quad (4)$$

Si l'on néglige les courants dûs aux trous injectés de la base et aux minoritaires à travers la jonction BC on peut écrire au premier ordre:

$$I_C \cong \alpha \cdot I_E$$

et

$$I_B \cong (1 - \alpha) I_E \quad (5)$$

Ces relations constituent les relations fondamentales qui traduisent l'effet transistor. Elles expriment la proportionnalité entre les courants I_C et I_E ainsi que la possibilité de contrôler le courant I_C à l'aide de la quantité d'électrons injectés dans la base.

$$\begin{aligned}
 I_E &= I_B + I_C \\
 I_C &= \alpha \cdot I_E \\
 I_B &= (1-\alpha) \cdot I_E \\
 I_C &= \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot I_B = \beta \cdot I_B
 \end{aligned} \tag{6}$$

2.1.1. Gain en courant du transistor.

Si l'on considère les deux composantes principales du courant d'émetteur et en négligeant le courant de recombinaison dans la base et le courant inverse de la jonction base collecteur on a, en terme de densités de courant :

$$J_C \cong J_{nE} \quad \text{et} \quad J_B \cong J_{pE}$$

Compte tenu des équations (1) et (2) le gain en courant $\beta \equiv \frac{J_C}{J_B}$ est donné par :

$$\beta \cong \frac{D_n \cdot l_E \cdot N_E}{D_p \cdot l_B \cdot N_B}$$

On constate à l'examen de cette expression que le gain en courant est inversement proportionnel à l'épaisseur et au dopage de la base. On aura donc intérêt à diminuer ces deux quantités. Cependant on ne peut pas diminuer de façon trop importante le dopage de la base car cette diminution se traduit par une augmentation de la résistance intrinsèque de la base qui dégrade les performances du transistor en Haute Fréquence. D'autre part une augmentation du dopage de l'émetteur N_E conduirait à une augmentation de la capacité de jonction Base Emetteur et par là à une dégradation des performances en Haute Fréquence. Enfin le rapport

$\frac{D_n}{D_p}$ est caractéristique du matériau et compte tenu de la relation d'Einstein on a :

$$\frac{D_n}{D_p} = \frac{\mu_n}{\mu_p}.$$

Exemple : Gain d'un transistor bipolaire Silicium

$$N_E = 10^{19} \text{ cm}^{-3} ; N_B = 10^{18} \text{ cm}^{-3} ; l_E = 0,037 \mu\text{m} ; l_B = 0,1 \mu\text{m}$$

$$\frac{D_n}{D_p} = \frac{\mu_n}{\mu_p} = 3.7$$

$$\beta = 13.7$$

3. Caractéristiques statiques

3.1. EQUATIONS DU TRANSISTOR

Les composantes des courants énumérées au paragraphe précédent sont celles résultant de l'effet transistor normal. Dans le cas où l'effet de la polarisation V_{CB} doit être pris en compte on réécrira le courant collecteur sous la forme :

$$I_C = \alpha_N \cdot I_E - I_{CBo} \cdot \left(e^{\frac{V_{BC}}{\eta \cdot V_T}} - 1 \right) \quad (7)$$

où $\alpha_N \cdot I_E$ représente le courant de l'effet transistor normal et $I_{CBo} \cdot \left(e^{\frac{V_{BC}}{\eta \cdot V_T}} - 1 \right)$ représente le courant de la jonction PN Base-Collecteur mesuré avec l'émetteur ouvert ($I_e = 0$)

Si maintenant nous intervertissons les rôles du collecteur et de l'émetteur nous obtenons le même type de relation que la relation (7) soit:

$$I_E = \alpha_I \cdot I_C - I_{BEo} \cdot \left(e^{\frac{V_{be}}{\eta \cdot V_T}} - 1 \right) \quad (8)$$

où α_I est le gain en courant inverse et $I_{BEo} \cdot \left(e^{\frac{V_{BE}}{\eta \cdot V_T}} - 1 \right)$ le courant de la diode base émetteur à $I_C = 0$.

On peut traduire ces deux équations à l'aide du schéma de la figure 3.7 appelé modèle d'Ebers et Moll

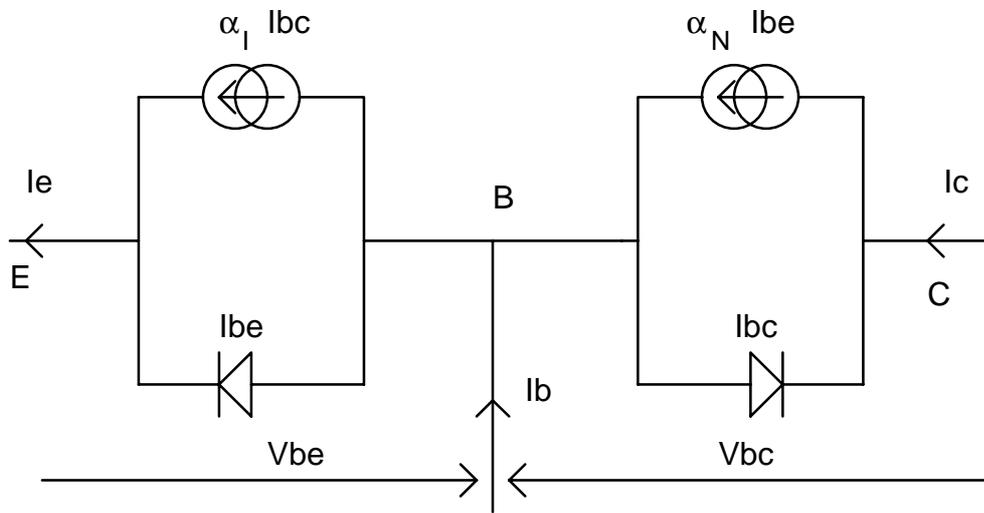


Fig 7 Modèle simplifié d'Ebers et Moll du transistor Bipolaire

D'autre part, on peut montrer que les paramètres α_N , α_I , I_{BE0} et I_{CB0} ne sont pas indépendants mais reliés par la relation:

$$\alpha_N \cdot I_{BE0} = \alpha_I \cdot I_{CB0} = I_0 \quad (9)$$

Cependant les relations (7) et (8) ne sont pas parfaitement symétriques du fait des différences de dopage entre l'émetteur et le collecteur qui entraînent une différence sensible entre les valeurs de α_N et de α_I :

$$\alpha_N \approx 0,99 \Rightarrow \beta_N \approx 100 \text{ et } \alpha_I \approx 0,5 \Rightarrow \beta_I \approx 1$$

Un transistor bipolaire ne présente pas d'amplification en courant en inverse. D'autre part les courants I_{BE0} et I_{CB0} sont de l'ordre de 10nA

3.2. CARACTERISTIQUES STATIQUES

Les caractéristiques statiques des transistors bipolaires sont constituées par les relations entre les courants et tensions à l'entrée et à la sortie du transistor. Suivant le type de montage utilisé les caractéristiques seront différentes pour un même composant. Les montages les plus utilisés pour les transistors bipolaires sont le montage base commune représenté à la fig-8-a et le montage émetteur commun représenté à la fig-8-b.

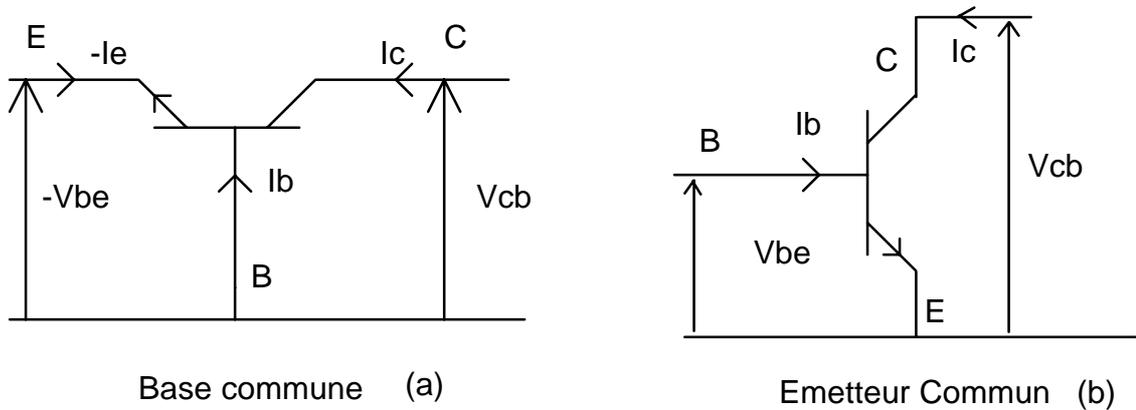


Fig-8 Les deux principaux types de montage d'un transistor bipolaire

3.2.1. Montage base commune

Dans le montage base commune de la figure 3-8-a les caractéristiques d'entrée et de sortie seront respectivement :

$$\begin{aligned} V_{BE} &= f_1 (V_{CB}, I_E) \\ I_C &= f_2 (V_{CB}, I_E) \end{aligned} \tag{10}$$

Le système d'équations non linéaires à 2 inconnues (10) permet de tracer les caractéristiques d'entrée et de sortie du transistor. Les caractéristiques d'entrée sont obtenues en traçant $V_{BE} = f_1 (I_E)$ à $V_{CB} = cte$. Ces caractéristiques varient peu en fonction de V_{CB} et représentent la caractéristique d'une diode (fig-3-9-a). Les caractéristiques de sortie sont obtenues en traçant $I_C = f_2 (V_{CB})$ pour différentes valeurs de I_E . Nous obtenons alors le réseau de caractéristiques représenté à la fig-3-9-b. Cette caractéristique présente deux zones distinctes correspondant à la mise en conduction ou non de la diode Base collecteur. En fonctionnement normal ($V_{CB} > 0$) les caractéristiques de sortie sont pratiquement des droites horizontales.

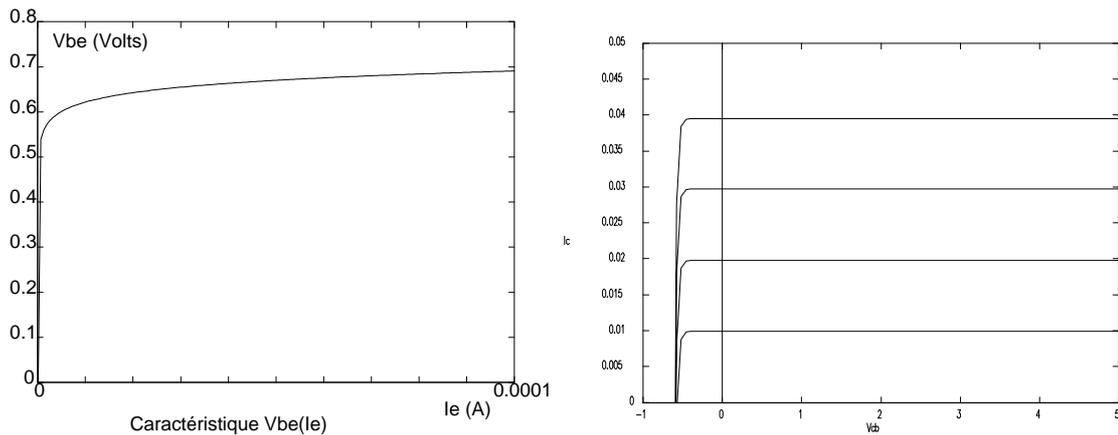


Fig-9 Caractéristique d'entrée et réseau de caractéristique de sortie du montage base commune

3.2.2. Emetteur commun

Pour le montage émetteur commun de la figure 3-8-b les caractéristiques de d'entrée et de sortie sont différentes. Elles sont données par le système d'équations:

$$\begin{aligned}
 V_{BE} &= f_1 (I_B, V_{CE}) \\
 I_C &= f_2 (I_B, V_{CE})
 \end{aligned}
 \tag{11}$$

On représente fréquemment le fonctionnement du transistor par un réseau de courbes dans les 4 quadrants Fig(3-10):

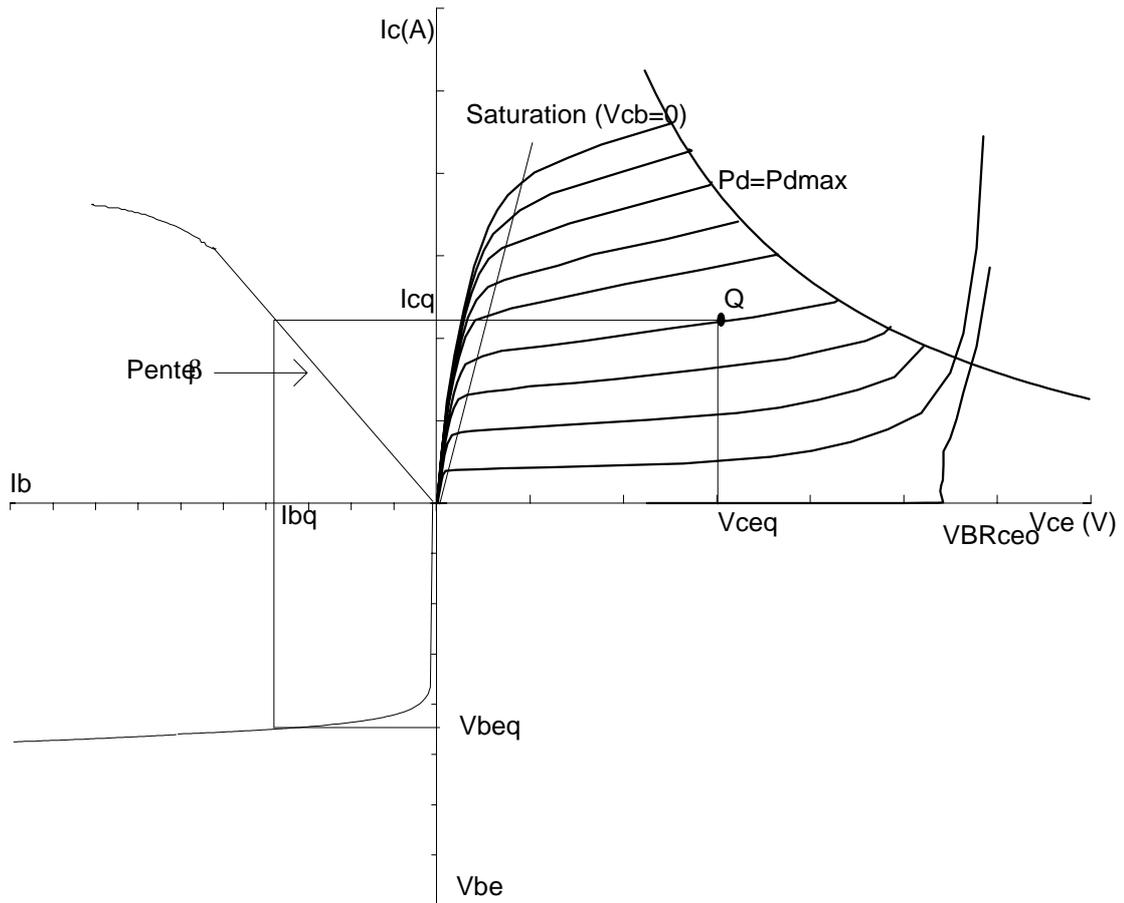


Fig-10 Caractéristiques du transistor bipolaire monté en Emetteur Commun

3.3. LIMITATIONS PHYSIQUES

Comme tout composant électronique le transistor bipolaire ne peut fonctionner que dans une zone bien déterminée. Un certain nombre de limitations physiques doivent être prises en compte pour assurer un fonctionnement sûr du composant

3.3.1. Claquage

En émetteur commun pour une tension V_{BE} donnée, lorsque l'on augmente la tension V_{CE} le champ au niveau de la jonction I_C augmente entraînant pour une certaine valeur V_{CE} un effet d'avalanche. Le fonctionnement en émetteur commun est de loin le plus limitatif car on trouve alors une tension de claquage $V_{br_{ceo}}$ qui représente la tension pour laquelle le courant tend vers l'infini. Elle est définie pour $I_b=0$. Cette tension est représentée sur la fig-10 (cf. Annexe 1).

3.3.2. Limitation en puissance

Afin d'éviter un échauffement trop important au collecteur, la puissance dissipée au collecteur doit rester inférieure à une valeur maximum P_{\max} on a alors:

$$P_d = V_{ce} \cdot I_c \leq P_{\max} \quad (12)$$

Le lieu limite est donc une hyperbole dans le plan de sortie I_c, V_{ce} . En particulier le point de repos Q du transistor doit se trouver à l'intérieur de la zone de fonctionnement sûr.

3.3.3. Dépendance du gain en courant

Dans tout ce qui précède, nous considéré que le gain en courant en Emetteur commun était constant quelque soit I_c . En fait celui-ci varie en fonction du courant et on constate une réduction notable du gain en courant pour de fortes densités de courant collecteur. (Annexe-1)

4. Modèles linéaires petits signaux du transistor

4.1. MODELES BASSES FREQUENCES

4.1.1. Polarisation du transistor

La polarisation du transistor consiste à fixer le point de repos Q du transistor à l'aide d'un circuit extérieur. Ce circuit extérieur sera constitué de sources de tension et de résistances comme indiqué à la fig-11 pour des transistors NPN et PNP. Dans le cas de transistors utilisés dans le domaine des hautes fréquences on place une self de choc en série avec le circuit de polarisation de façon à l'isoler de la HF. Dans le cas de circuits intégrés la réalisation de selfs de chocs est problématique, aussi on utilise fréquemment des polarisations actives. Un exemple de polarisation en classe A est donné à la fig-10 où on a représenté le point Q de repos ainsi que les droites de charges présentées au transistor en continu.

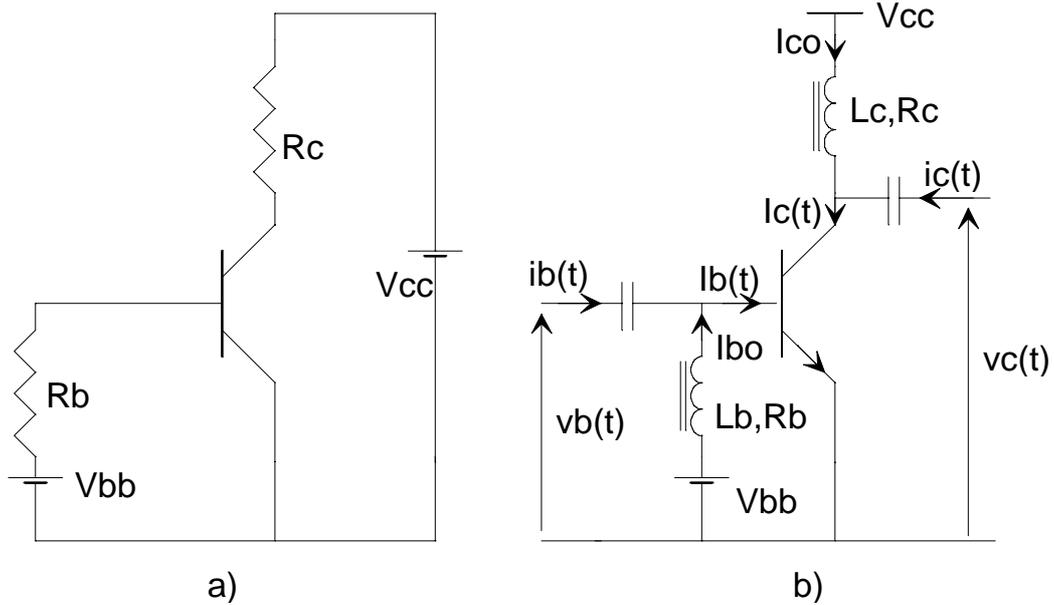


Fig-11 Circuits de polarisation BF a) et HF b) d'un transistor bipolaire

Le point de polarisation étant fixé appliquons des petits signaux à variation lente (par rapport aux constantes de temps mises en jeu dans le transistor) à l'entrée et à la sortie du montage. Ces signaux peuvent être appliqués comme indiqué à la fig-11-b à travers un condensateur de découplage. Les courants et tensions sont encore liées par les équations non linéaires (10) et (11) suivant le type de montage. On peut alors donner le développement en série de Taylor de ces équations.

4.1.2. Paramètres hybrides en Base commune

Pour le montage base commune on linéarise les équations (10) où I_e et V_{cb} sont les grandeurs de commande. Posons:

$$I_E(t) = I_{E0} + \delta I_E(t) \quad \text{et}$$

$$V_{CB}(t) = V_{CB0} + \delta V_{CB}(t)$$

En développant (9) en série de Taylor au premier ordre on obtient:

$$V_{be0} + \delta V_{be} = f_1(I_{e0}, V_{cbo}) + \frac{\partial f_1}{\partial I_e} \cdot \delta I_e + \frac{\partial f_1}{\partial V_{cb}} \cdot \delta V_{cb} \quad (13-a)$$

et

$$I_{c0} + \delta I_c = f_2(I_{e0}, V_{cbo}) + \frac{\partial f_2}{\partial I_e} \cdot \delta I_e + \frac{\partial f_2}{\partial V_{cb}} \cdot \delta V_{cb} \quad (13-b)$$

Si on tient compte des relations imposées par le circuit de polarisation soit:

$$\begin{aligned} V_{BE0} &= f_1(I_{E0}, V_{CB0}) \\ I_{C0} &= f_2(I_{E0}, V_{CB0}) \end{aligned} \quad (14)$$

on obtient:

$$\begin{aligned} \delta V_{be} &= \frac{\partial f_1}{\partial I_e} \cdot \delta I_e + \frac{\partial f_1}{\partial V_{cb}} \cdot \delta V_{cb} \\ \delta I_c &= \frac{\partial f_2}{\partial I_e} \cdot \delta I_e + \frac{\partial f_2}{\partial V_{cb}} \cdot \delta V_{cb} \end{aligned} \quad (15)$$

afin d'alléger cette notation on posera:

$$\delta I_C(t) = i_C(t); \quad \delta V_{BE}(t) = v_{BE}(t); \quad \delta I_E(t) = i_E(t); \quad \delta V_{CB}(t) = v_{CB}(t)$$

on a alors :

$$\begin{aligned} v_{be} &= h_{11b} \cdot i_e + h_{12b} \cdot v_{cb} \\ i_c &= h_{21b} \cdot i_e + h_{22b} \cdot v_{cb} \end{aligned} \quad (16)$$

Les paramètres h_{ij} définis ci-dessus sont les paramètres hybrides du transistor monté en base commune. Ils ont la signification physique suivante:

$$h_{11b} = \left. \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_E} \right|_{I_E = I_{E0}} \quad \text{est la résistance dynamique d'entrée en base}$$

commune. C'est la pente de la caractéristique $V_{BE}(I_E)$. Comme pour une diode cette résistance est fonction du courant d'émetteur. Elle est donnée par:

$$h_{11b} = \frac{26}{I_{E0}} I_{E0}(mA) \quad (17)$$

$$h_{12b} = \left. \frac{\partial V_{BE}}{\partial V_{CB}} \right|_{V_{CB} = V_{CB0}} \quad \text{est le coefficient de réaction de la sortie sur}$$

l'entrée. Dans le cas du montage base commune ce coefficient est très faible; de l'ordre de 10^{-4}

$$h_{21b} = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_E} \right|_{I_E = I_{E0}} \quad \text{est le gain en courant en base commune. On a}$$

$$h_{21b} \cong \alpha \approx 0.99$$

$$h_{22b} = \left. \frac{\partial I_C}{\partial V_{CB}} \right|_{V_{CB} = V_{CB0}} \quad \text{est l'admittance de sortie en base commune. Cette}$$

admittance est très faible; de l'ordre de 10^{-6} Siemens

4.1.3. Paramètres hybrides en Emetteur commun

Pour ce cas on s'intéresse aux caractéristiques données à l'équation (11)

$$V_{BE} = f_1(I_B, V_{CE})$$

$$I_C = f_2(I_B, V_{CE})$$

et les paramètres petits signaux en émetteur commun sont donnés par :

$$\begin{aligned} v_{BE} &= h_{11e} \cdot i_B + h_{12e} \cdot v_{CE} \\ i_C &= h_{21e} \cdot i_B + h_{22e} \cdot v_{CE} \end{aligned} \quad (18)$$

Les paramètres hybrides en Emetteur commun sont définis de la même façon qu'en base commune. Leur interprétation graphique est donnée à la fig 12.

Les valeurs des paramètres hybrides en émetteur commun ainsi que leurs variations sont données à l'annexe 1 pour un transistor petit signal (2N1711)

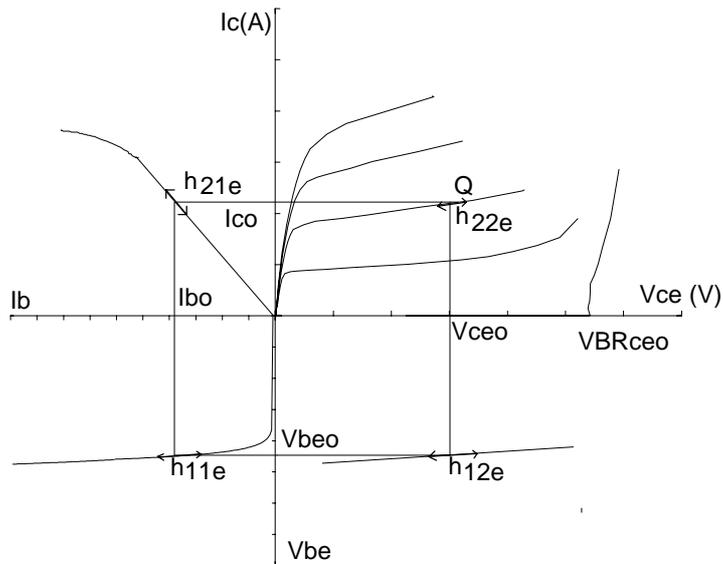


Fig-12 Interprétation graphique des paramètres hybrides d'un transistor bipolaire monté en émetteur commun

Dans tous les montages le transistor pourra être représenté pour les "petits signaux" par le schéma de la figure-13.a. Ce schéma se réduit fréquemment à celui de la figure-13.b compte tenu des ordres de grandeurs de h_{12} et h_{22} .

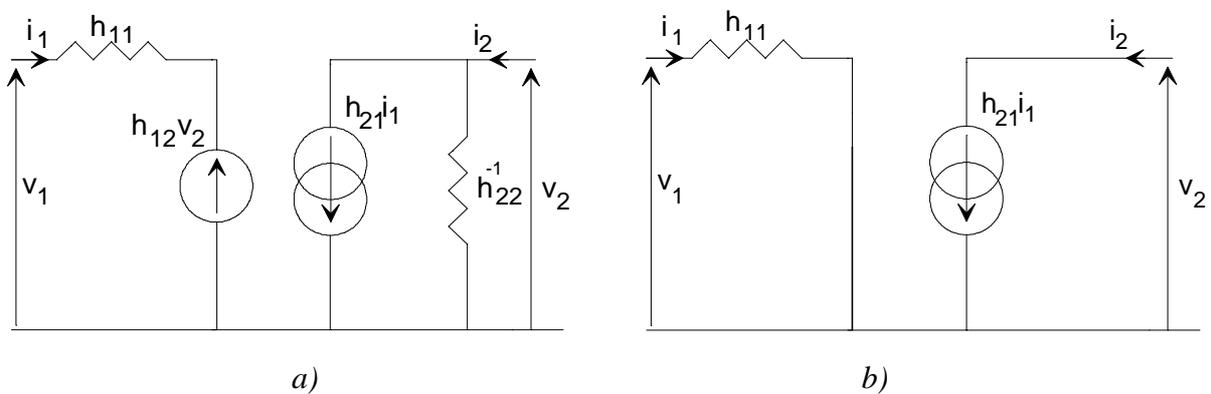


Fig-3-13 Schémas équivalents petits signaux en Basse Fréquence a) schéma complet, b) schéma simplifié

Remarque : En montage émetteur commun la conductance de sortie h_{22e} est due a un effet de modulation de la largeur de la base lorsque V_{CB} varie appelé effet Early. En effet lorsque la tension V_{CB} augmente la largeur de la base diminue car la largeur de la zone de charge d'espace augmente (jonction BC polarisée en inverse)

4.2. PARAMETRES HAUTE-FREQUENCE D'UN TRANSISTOR

Dans une première étude nous avons supposé que le transistor répondait instantanément à une excitation. Ceci est vrai en basses fréquences car les constantes de temps mises en jeu dans le transistor sont très inférieures aux périodes des signaux appliqués. En Haute Fréquence il n'en est plus de même et il faut tenir compte des capacités intrinsèques du transistor qui sont dues principalement à l'effet de stockage des porteurs minoritaires dans la base et à la capacité de transition de la jonction Base Collecteur polarisée en inverse.

4.2.1. Schéma de Giacoletto

Le circuit proposé par Giacoletto est un circuit équivalent "petits signaux" du transistor représenté suivant une structure de quadripôle en Π . Il est représenté à la fig14.

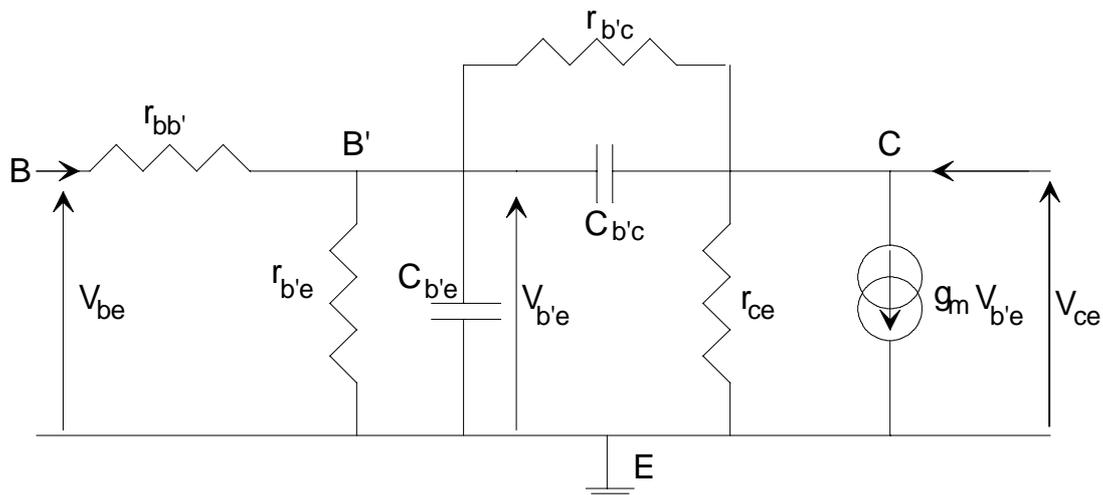


Figure14 Schéma équivalent (de Giacoletto) Hautes Fréquences du transistor bipolaire monté en émetteur commun

Ce circuit valable en petits signaux fait apparaître la base B' appelée base intrinsèque qui n'est pas physiquement accessible. La résistance $r_{bb'}$ représente la résistance de la zone d'accès à la base intrinsèque. Elle est présente dans tous les transistors et constitue la principale limitation à l'utilisation HF des transistors bipolaires.

Les différents éléments du schéma équivalent se déduisent des caractéristiques du transistor de la façon décrite ci-après.

4.2.2. Transconductance g_m

La transconductance g_m encore appelée *pente* du transistor est obtenue à partir de la caractéristique $I_C = f(V_{B'E})$ du transistor.

En régime de polarisation normale nous avons en effet:

$$I_C \cong I_S \cdot e^{\frac{V_{B'E}}{V_T}} \quad (19)$$

Pour de faibles variations de $V_{B'E}$ autour du point de polarisation I_{C0} ; $V_{B'E0}$ on peut écrire :

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{b'e}} = \frac{I_S}{V_T} \cdot e^{\frac{V_{b'eo}}{V_T}} = \frac{I_{C0}}{V_T} \quad (20)$$

avec $V_T = \frac{k \cdot T}{q} = 26mV \text{ à } 300K$

Ainsi pour un courant $I_{C0} = 2,6mA$ la transconductance est de $100mA/V = 100mS$. Cette forte valeur de la transconductance est une caractéristique des transistors bipolaires.

4.2.3. Résistance d'entrée $r_{B'E}$

En régime de polarisation normale on suppose $r_{B'C} \gg r_{B'E}$ car la jonction Base Collecteur est polarisée en inverse. La résistance $r_{B'E}$ représente la résistance dynamique de la caractéristique d'entrée du transistor $I_B = f(V_{B'E})$. Pour les petites variations de I_B et de $V_{B'E}$ on peut écrire, en tenant compte de:

$$\delta V_{B'E} = r_{B'E} \cdot \delta I_B = \frac{\delta I_C}{g_m} \quad (21)$$

d'où

$$r_{B'E} = \frac{1}{g_m} \cdot \frac{\delta I_C}{\delta I_b} = \frac{h_{21}}{g_m}$$

Le gain en courant, la résistance d'entrée et la transconductance sont liés par la relation:

$$r_{B'E} \cdot g_m = h_{21} \quad (22)$$

Exemple: $g_m = 100 \text{ mA/V}$ $h_{21} = 100 \Rightarrow r_{B'E} = 1 \text{ k}\Omega$

4.2.4. Résistance de réaction $r_{B'C}$

A partir du schéma équivalent de Giacometto on peut redéfinir le coefficient h_{12} du transistor par:

$$h_{12} = \frac{\delta V_{B'E}}{\delta V_{CE}} = \frac{r_{B'E}}{r_{B'E} + r_{B'C}} \quad (23)$$

comme $h_{12} \ll 1$ on a $r_{B'E} \ll r_{B'C}$ et

$$r_{B'C} \cong \frac{r_{B'E}}{h_{12}} \quad (24)$$

Exemple: $h_{12} = 10^{-4}$ $r_{B'E} = 1 \text{ k}\Omega \Rightarrow r_{B'C} = 10 \text{ M}\Omega$

4.2.5. Résistance de sortie r_{CE}

$$\text{On a: } h_{22} = \left. \frac{\delta I_C}{\delta V_{CE}} \right|_{\delta I_B=0}$$

La condition $\delta I_B=0$ impose les relations:

$$\delta I_C = \frac{\delta V_{CE}}{r_{CE}} + \frac{\delta V_{CE}}{r_{CE} + r_{CE}} + g_m \cdot \delta V_{B'E} \quad (25)$$

et

$$\delta V_{B'E} = h_{12} \cdot \delta V_{CE} \quad (26)$$

on en tire:

$$h_{22} = \frac{1}{r_{CE}} + \frac{1}{r_{BC} + r_{BE}} + g_m \cdot h_{12} \quad (27)$$

Compte tenu des ordres de grandeurs des différents paramètres soit: $r_{BE} \ll r_{BC}$ et des relations (24) et (22) on obtient:

$$h_{22} = \frac{1}{r_{CE}} + \left(1 + \frac{1}{h_{21}}\right) \cdot g_m \cdot h_{12} \quad (28)$$

Exemple:

$$h_{12} = 10^{-4} \quad g_m = 100 \text{ mA} / \text{V} \quad h_{21} = 100 \quad h_{22} = 25 \cdot 10^{-3} \text{ mA} / \text{V}$$

$$\Rightarrow r_{CE}^{-1} = 15 \cdot 10^{-3}$$

4.2.6. Capacité C_{BE}

La capacité C_{BE} représente la somme de la capacité de diffusion de la jonction base émetteur et de la capacité de transition. Lorsque la jonction base émetteur est polarisée en direct la capacité de diffusion est prépondérante.

La répartition des porteurs minoritaires dans la base a l'allure indiquée à la fig-15. La densité de porteurs est nulle au collecteur car la jonction C.B. est polarisée en inverse.

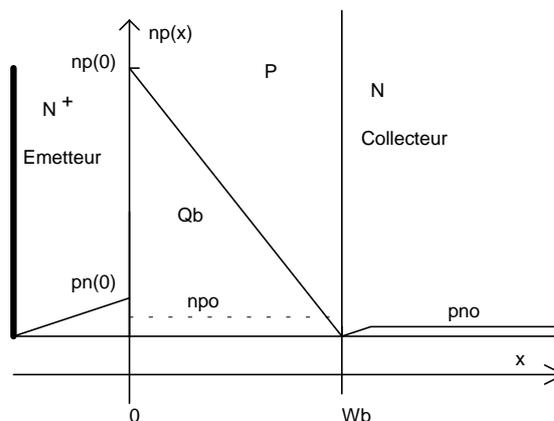


Fig-15 Répartition des porteurs minoritaires dans la base

La charge stockée dans la base vaut donc $Q_b = -\frac{1}{2} \cdot q \cdot n_p(0) \cdot A \cdot W_b$ où A est l'aire de la jonction.

D'autre part le courant de diffusion est donné par:

$$I = q \cdot A \cdot D_{nb} \cdot \frac{dn_p(x)}{dx} \quad (29)$$

ou encore puisque $\frac{dn_p(x)}{dx} = -\frac{n_p(0)}{W_b}$ on a:

$$I = - \frac{q \cdot A \cdot D_{nb} \cdot p(0)}{W_b} \quad (30)$$

et finalement:

$$Q_b = \frac{I \cdot W_b^2}{2D_{nb}} = \tau_b \cdot I \quad (31)$$

La capacité de diffusion sera donnée par

$$C_{B'E} = \frac{dQ_b}{dV_{B'E}} = \tau_b \cdot \frac{dI}{dV_{B'E}} \quad (32)$$

Mais le courant de diffusion de la base constitue la plus grande partie du courant collecteur ou de la même façon du courant collecteur. On a donc:

$$C_{b'e} = \tau_b \cdot \frac{dI}{dV_{B'E}} = \tau_b \cdot g_m \quad (33)$$

Remarque : la largeur de la base W_b n'étant pas accessible à la mesure, il n'est pas possible de déterminer la constante de temps τ_b la détermination de la capacité $C_{B'E}$ se fera de manière indirecte à partir de la mesure de la fréquence de transition du transistor. D'ores et déjà on peut donner l'ordre de grandeur de $C_{B'E} \cong 100 \text{ pF}$.

4.2.7. Capacité C_{BC}

C'est la capacité de transition de la jonction collecteur-base polarisée en inverse. Elle est donc très faible.

$$C_{BC} = \frac{\varepsilon A}{\sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon}{q} \cdot \frac{N_B + N_C}{N_B \cdot N_C}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\Phi - V_{CB}}} = \frac{C_{Jco}}{\sqrt{1 - \frac{V_{CB}}{\Phi}}} \quad V_{CB} < \Phi$$

où N_B et N_C représentent respectivement les dopages de base et de collecteur et A l'aire de la jonction. En pratique un ordre de grandeur de la capacité base collecteur est $C_{BC} \approx 3 \text{ pF}$

4.3. REPOSE FREQUENTIELLE DU TRANSISTOR

A partir du circuit équivalent de Giacoleto on peut calculer le gain en courant du transistor. Celui-ci est défini par:

$$\beta(j\omega) = \left. \frac{\Delta I_c}{I_b} \right|_{V_{CE}=0} \quad (34)$$

En négligeant l'influence de R_{BC} le gain en courant β est donné par:

$$\beta(j\omega) = \frac{g_m \cdot V_{BE}}{\left(\frac{1}{r_{BE}} + j\omega \cdot (C_{BE} + C_{BC}) \right) \cdot V_{BE}}$$

soit encore

$$\beta(j\omega) = \frac{g_m}{\left(\frac{1}{r_{BE}} + j\omega \cdot (C_{BE} + C_{BC}) \right)} \quad (35)$$

on peut ainsi mettre le gain en courant sous la forme:

$$\beta(j\omega) = \frac{\beta(0)}{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_\beta}}$$

avec (36)

$$\beta(0) = g_m \cdot r_{BE} \quad \text{et} \quad \omega_\beta = \frac{1}{r_{BE} \cdot (C_{BE} + C_{BC})}$$

Sur la fig-16 on a représenté l'allure du gain en courant pour les montages émetteur commun et base commune du transistor. On remarque que les produits gain-bande des deux montages sont quasiment identiques. En effet on a:

$$\alpha(j\omega) = \frac{\beta(j\omega)}{1 + \beta(j\omega)} = \frac{\frac{\beta(0)}{1 + \beta(0)}}{1 + j \cdot \frac{\omega}{(1 + \beta(0)) \cdot \omega_\beta}} = \frac{\alpha(0)}{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_\alpha}} \quad (37)$$

La fréquence de transition est définie comme la fréquence pour laquelle le gain en courant est égal à 1. Cette fréquence est donnée par:

$$f_T \cong \frac{\beta(0) \cdot \omega_\beta}{2\pi} \cong \frac{\alpha(0) \cdot \omega_\alpha}{2\pi} \quad (38)$$

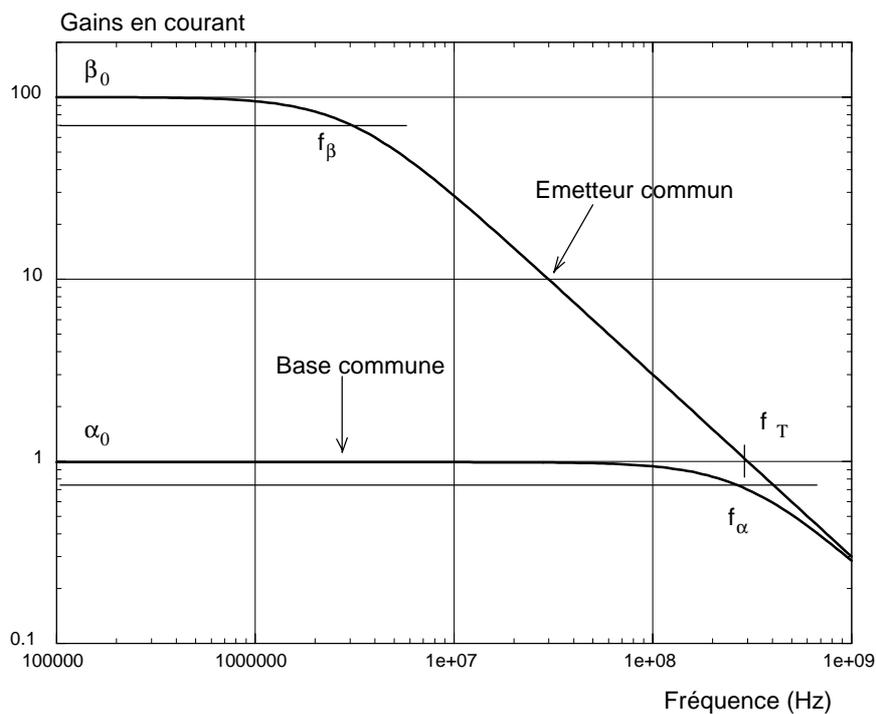


Fig-16 Gains en courant du transistor bipolaire en emetteur commun et en base commune

On peut exprimer la fréquence de transition en fonction des différents éléments du circuit. On a:

$$f_T \cong \frac{\beta(0) \cdot w_\beta}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{g_m \cdot r_{B'E}}{(C_{B'E} + C_{B'C}) \cdot r_{B'E}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{g_m}{(C_{B'E} + C_{B'C})} \quad (39)$$

En régime de polarisation normale on a: $C_{B'E} \gg C_{B'C}$ et, en tenant compte de la relation (33) on a:

$$f_T \cong \frac{1}{2\pi \cdot \tau_b} \quad (40)$$

La relation (40) nous permet de déterminer la constante de temps des porteurs minoritaires dans la base. On constate de plus que le principal facteur limitant la fréquence des transistors bipolaires est l'épaisseur de la base.

5. TRANSISTOR EN COMMUTATION

5.1. ETAT BLOQUE ETAT SATURE

Considérons le montage de la figure 3.17, les équations des mailles d'entrée et de sortie sont :

$$\begin{aligned} V_{BB} &= R_B \cdot I_B + V_{BE} \\ V_{CC} &= R_C \cdot I_C + V_{CE} \end{aligned} \quad (41)$$

Dans le plan de sortie $I_C = f(V_{CE})$ on considère 3 régions suivant l'état du transistor (figure 17):

- Une région de saturation caractérisée par la tension V_{cesat} et le courant I_{Csat} donné par: $I_{Csat} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C}$ (point S de la fig-17)
- Une région de blocage caractérisée par $I_b = 0$, $I_c = 0$ et $V_{ce} = V_{cc}$ (point B de la fig 17)
- Une région d'amplification dite région de fonctionnement linéaire située entre les deux régions précédentes.

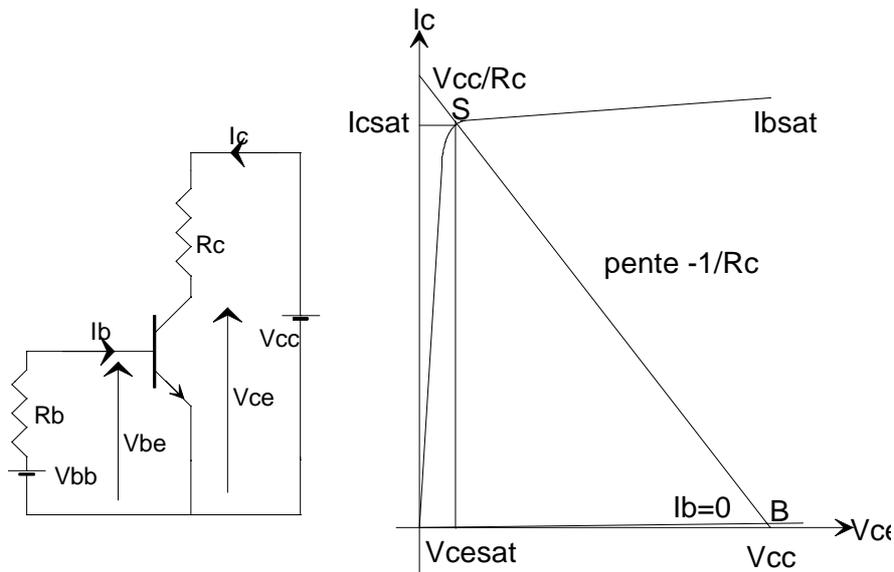


Fig-3-17 Définition des régimes de fonctionnement du transistor bipolaire

La condition de saturation s'écrit :

$$I_B \geq \frac{1}{\beta} \cdot \left(\frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_c} \right) \quad (42)$$

En réalité on a $V_{CC} \gg V_{CEsat}$ d'où la condition de saturation

$$I_B \geq I_{Bsat} \cong \frac{1}{\beta} \cdot \frac{V_{CC}}{R_C}.$$

Cependant le courant I_B est donné par:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BEsat}}{R_B} \geq I_{Bsat} \quad (43)$$

A l'examen de la relation (43) on constate que le courant I_B est fixé par le circuit d'entrée. Cependant pour $I_B \geq I_{Bsat}$ le courant I_C n'augmente quasiment plus. On dit alors que le transistor fonctionne en régime de sursaturation. Une augmentation de I_B se traduit alors par une accumulation de charges constituées par les porteurs minoritaires dans la base. On constate de plus que dans ce type de régime les deux jonctions BE et BC sont polarisées en direct. Les charges stockées dans la base proviennent alors à la fois de l'émetteur et du collecteur.

5.2. TEMPS DE COMMUTATION DU TRANSISTOR

Supposons le montage de la figure 3.17 où on a remplacé le générateur continu d'entrée V_{bb} par un générateur impulsionnel $e_b(t)$. Les formes des signaux observés à l'entrée et à la sortie du transistor sont représentées à la fig-18. Le signal d'entrée à la fig-18-a, la tension $v_{be}(t)$ et le courant $i_b(t)$ aux fig-18-b et 18-c et enfin le courant $i_c(t)$ à la fig-18-d. On distingue typiquement 4 temps de commutation.

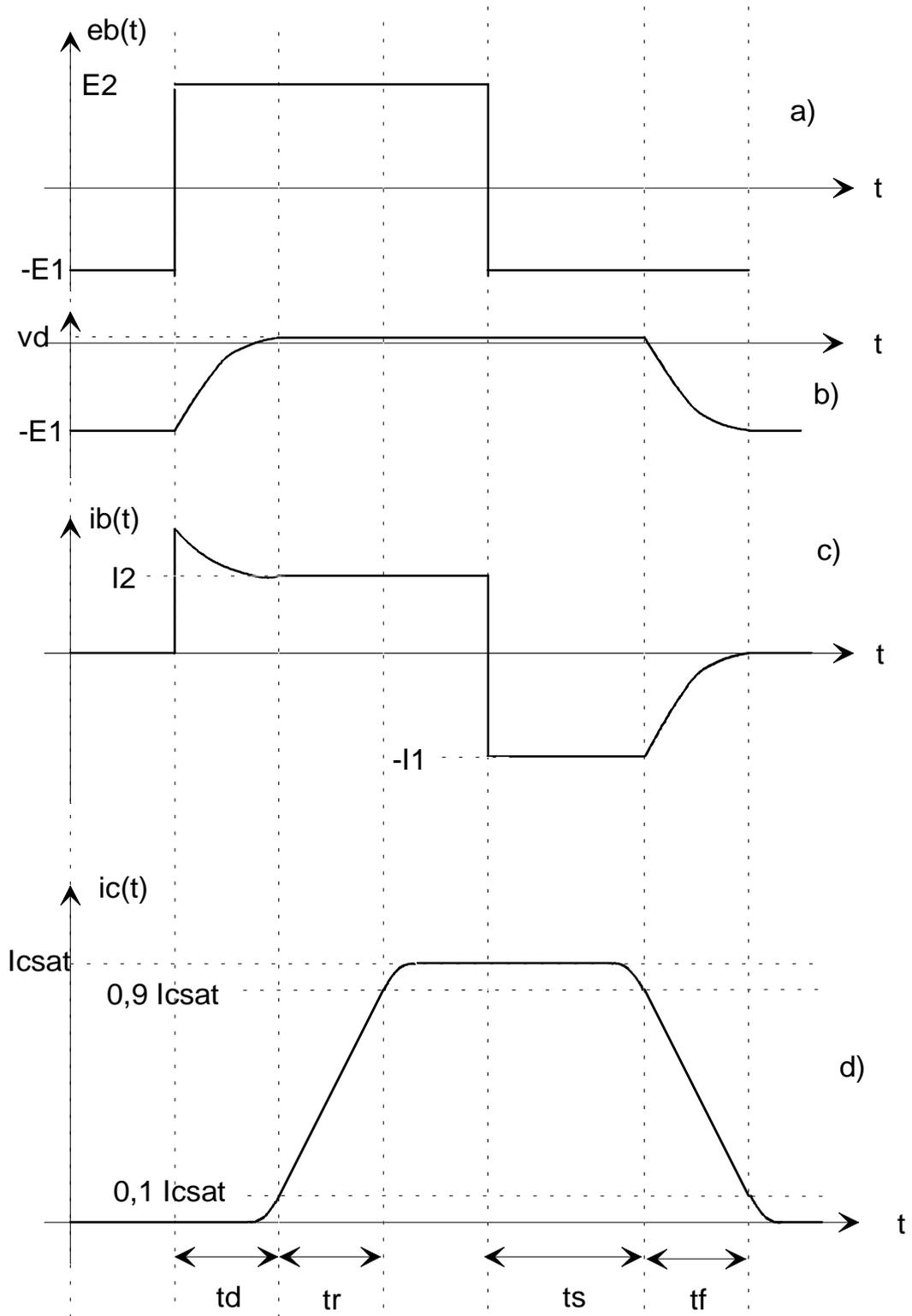


Fig-18: Définition des différents temps de commutation d'un transistor bipolaire.

□ t_d temps de retard (delay) : c'est le temps nécessaire à charger la capacité de transmission de la jonction Emetteur base base majoré du temps nécessaire pour que les premiers électrons injectés dans la base atteignent le collecteur typiquement pour le transistor 2N2219 : $t_d = 10 \text{ nS}$

□ t_r temps de montée (rise time): c'est le temps que met le courant collecteur pour passer de $0,1.I_{C\text{sat}}$ à $0,9.I_{C\text{sat}}$. Typiquement on a: $t_r = 25 \text{ ns}$ ($I_C=150\text{mA}$; $I_B=15\text{mA}$; $T=2\text{N}2219$)

□ t_s temps de déstockage (storage time): C'est le temps nécessaire pour évacuer la charge stockée dans la base. Il se décompose en 2 temps: $t_{s1} = 200 \text{ nS}$ ($I_C=150 \text{ mA}$; $I_B=15\text{mA}$; 2N 2219)

□ t_{s1} : ($I_B = \text{Cte}$ et $I_C = \text{Cte}$) c'est le temps que met le transistor pour passer du régime de sursaturation au régime actif.

□ t_{s2} : ($I_C \searrow$ alors que $I_B = \text{Cte}$) c'est le temps nécessaire pour évacuer la charge stockée à la limite de la saturation.

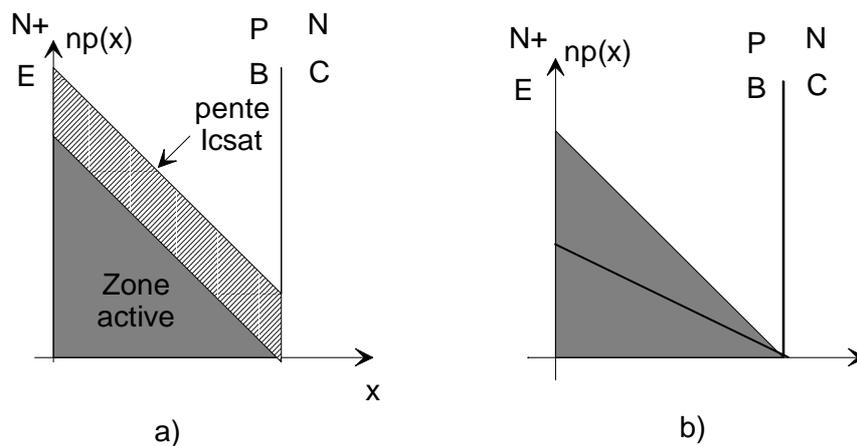


Fig-19 Illustration du phénomène d'évacuation de la charge stockée. a) Pendant le temps t_{s1} la charge correspondant à la sursaturation (saturation de la diode BC) est évacuée: partie hachurée de l'aire correspondant à la charge stockée. $I_C=I_{C\text{sat}}$

b) pendant le temps t_{s2} la charge stockée correspondante au régime actif est évacuée. La pente de la caractéristique $np(x)$ diminue et par conséquent le courant I_C diminue.

□ t_f temps de descente (fall time) : c'est le temps mis par le courant I_C pour passer de $0,9.I_{C\text{sat}}$ à $0,1.I_{C\text{sat}}$.

Typiquement on a: $t_f = 60\text{ns}$ ($I_C=150\text{mA}$; $I_B=15\text{mA}$; $T=2\text{N}2219$)

Ce sont ces temps de commutation qui limiteront les temps de propagation dans les portes logiques. On peut remarquer qu'afin de diminuer le temps de stockage t_s il faut éviter de sursaturer le transistor. Pour cela, on peut placer une diode entre collecteur et base de la façon indiquée à la figure.20. Cette diode est appelée diode d'anti-saturation. Cette diode est généralement une diode Schottky et le transistor ainsi constitué est appelé transistor Schottky.

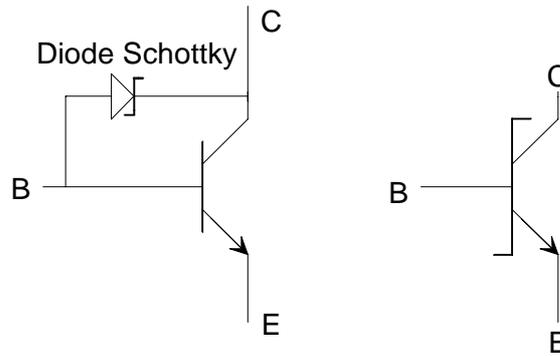


Fig3-20 Transistor Schottky

6. ANNEXE-1: Caractéristiques des transistors

2N1711

2N2222

2N2219

CHAPITRE 3: TRANSISTORS BIPOLAIRES

I. Principe: Effet transistor	1
I.1 Définition	1
I.2 Effet transistor	2
II- Composantes des courants.....	5
III- Caractéristiques statiques	7
III.1 Equations du transistor	7
II.2 Caractéristiques statiques.....	9
II-2-a. Montage base commune	10
III-2-b. Emetteur commun	11
III.3 Limitations physiques	12
III-3-a. Claquage	12
III-3-b Limitation en puissance.....	12
III-3-c Dépendance du gain en courant.....	12
IV- Modèles linéaires petits signaux du transistor	13
IV-1 Modèles Basses fréquences.....	13
IV-1-a Polarisation du transistor.....	13
IV-1-b Paramètres hybrides en Base commune.....	14
IV-1-c Paramètres hybrides en Emetteur commun	16
IV.2 Paramètres haute-fréquence d'un transistor	17
IV.2.a Schéma de Giacoletto	18
IV-2-b Transconductance g_m	18
IV-2-d. Résistance d'entrée $r_{b'e}$	19
IV-2-e Résistance de réaction $r_{b'c}$	20
IV-2-f Résistance de sortie r_{ce}	20
IV-2-g Capacité $C_{b'e}$	21
IV-2-h Capacité $C_{b'c}$	22
IV-3 Réponse fréquentielle du transistor.....	23
V. TRANSISTOR EN COMMUTATION.....	25

V.1 Etat bloqué état saturé.....	25
V.2 Temps de commutation du transistor.....	26
ANNEXE-1: Caractéristiques des transistors 2N1711, 2N2222, 2N2219	30