

# Le transistor bipolaire

## 1 – Généralités

### 1.1 – Structure d'un transistor

La juxtaposition de deux jonctions P-N conduit au transistor<sup>1</sup> (de l'anglais **transfert resistor**) à jonctions dans lequel interviennent les *deux* types de porteurs d'où l'appellation de *transistor bipolaire*. D'autres types de transistors (transistor à effet de champ, transistor unijonction) seront étudiés ultérieurement.

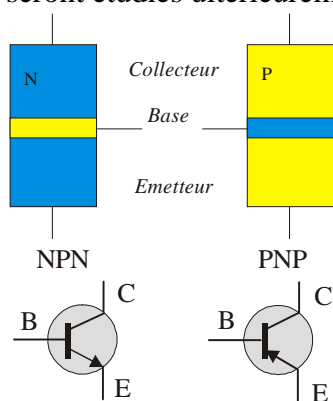


Fig. 1

On doit envisager les configurations NPN et PNP. Les trois électrodes d'un transistor bipolaire se nomment : émetteur, base et collecteur. Pour un NPN on a :

- un *émetteur* (zone N) fortement dopé,
- une *base* (zone P) très mince et faiblement dopée,
- un *collecteur* (zone N) peu dopé.

La structure réelle est très différente du schéma de principe et dépend de la méthode de fabrication du transistor (alliage, diffusion, épitaxie).

Du fait des différences de dopage entre l'émetteur et le collecteur, le transistor ne fonctionne pas comme deux diodes montées tête-bêche.

Sur le schéma électrique du transistor une flèche marque la jonction base-émetteur. *Cette flèche est orientée dans le sens où la jonction base-émetteur est passante.*

### 1.2 – Courants à travers les jonctions

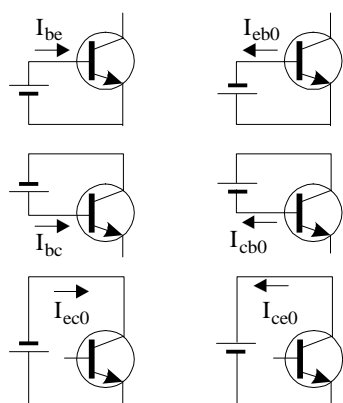


Fig. 2

On mesure les courants entre deux électrodes reliées à un générateur quand la troisième est déconnectée.

#### Jonction Base-Emetteur.

En polarisation directe,  $I_{BE}$  est intense. Par contre en polarisation inverse  $I_{EB0}$  est très faible.

#### Jonction Base-Collecteur.

En polarisation directe,  $I_{BC}$  est intense. En polarisation inverse  $I_{CB0}$  est très très faible.

En effet, le dopage du collecteur étant faible celui-ci contient peu de porteurs libres.

#### Espace Emetteur-Collecteur.

Si la jonction BE est polarisée en inverse,  $I_{EC0}$  est très faible mais on a :  $I_{EC0} > I_{EB0}$

Si la jonction BE est polarisée en direct, on mesure un  $I_{CE0}$  très faible avec :

$$I_{CE0} > I_{EB0} \gg I_{CB0}$$

<sup>1</sup> Inventé en 1948 par Bardeen, Brattain et Shockley (Prix Nobel en 1956)



Le transistor ne fonctionne donc pas de manière symétrique. Le collecteur et l'émetteur ayant des taux de dopage très différents ne peuvent pas être permutés.

## 2 – Effet transistor

### 2.1 – Etude expérimentale

Par convention on considère les courants qui pénètrent dans le transistor comme étant positifs. La conservation de la charge donne :

$$I_C + I_B + I_E = 0$$

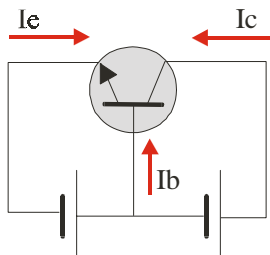


Fig. 3

On utilise un transistor NPN dont on polarise les électrodes pour faire en sorte que :  $V_E < V_B < V_C$

La jonction BE est donc polarisée en direct et la jonction BC en inverse. Pour un transistor, on a mesuré :

$$I_E = -100 \text{ mA}, \quad I_C = 99 \text{ mA} \quad I_B = 1 \text{ mA}$$

⇒ Le courant d'émetteur traverse presque totalement la base et la jonction BC, pourtant polarisée en inverse, pour parvenir au collecteur.

REMARQUE : Pour un transistor PNP, il faut inverser tous les sens des courants et la polarité des générateurs pour obtenir  $V_E > V_B > V_C$

### 2.2 – Interprétation du fonctionnement

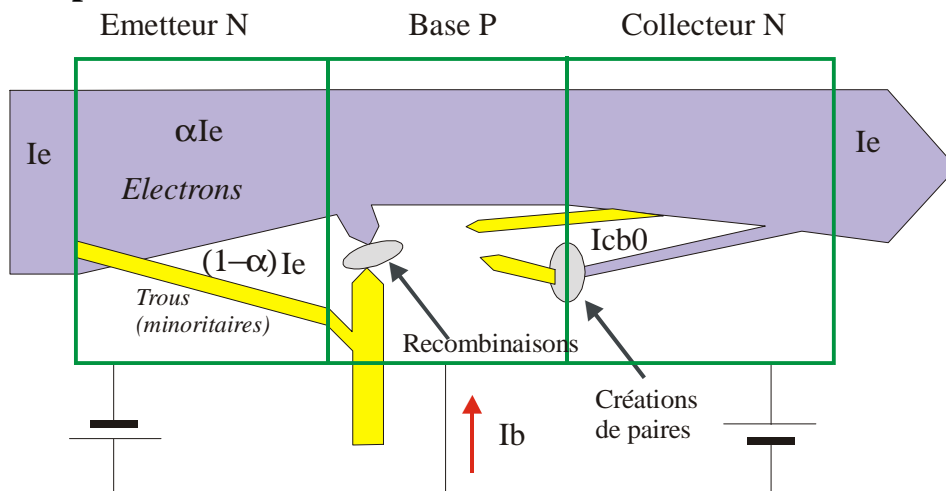
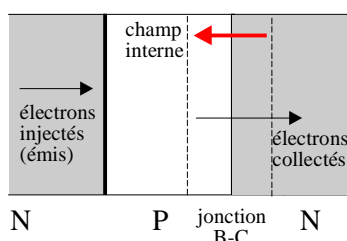


Fig 4

Par construction la **base** est très mince et *faiblement dopée*. Par contre l'**émetteur** est *très dopé* et contient donc beaucoup de porteurs majoritaires.

La jonction BE est polarisée en direct : il y a diffusion d'électrons de l'émetteur vers la base et diffusion de trous dans le sens inverse. Il y a des recombinaisons électrons-trous dans la base mais comme le nombre d'électrons injectés est très supérieur au nombre de trous et comme la base est très mince ( $e < 1 \mu\text{m}$ ), beaucoup d'électrons échappent aux recombinaisons, sont accélérés par le champ interne de la jonction base-collecteur et traversent cette jonction.



N

P

jonction  
B-C

N

A côté du courant de majoritaires existe un courant beaucoup plus faible de minoritaires ( $I_{CB0}$ ) qui est fonction de la température. La largeur de la zone appauvrie en porteurs de la jonction BC qui est polarisée en inverse diminue si  $V_{BE}$  restant constant la valeur de  $|V_{CE}|$  augmente.

Fig. 5

## 2.3 – Relations fondamentales

Avec les notations de la figure 4, le courant de collecteur s'écrit :

$$I_C = -\alpha \cdot I_E + I_{CB0}$$

$\alpha = 1 - \varepsilon$  ( $\varepsilon$  petit). Pour le transistor de l'exemple du § 2.1,  $\alpha = 0,99$

De plus :  $I_C + I_B + I_E = 0$

$$I_C = \alpha(I_C + I_B) + I_{CB0} \quad \Rightarrow \quad I_C(1 - \alpha) = \alpha \cdot I_B + I_{CB0}$$

$$I_C = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B + \frac{1}{1 - \alpha} I_{CB0} \quad \text{On pose : } \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad \text{donc : } \beta + 1 = \frac{1}{1 - \alpha}$$

$$I_C = \beta \cdot I_B + (\beta + 1) \cdot I_{CB0} \approx \beta \cdot I_B$$



Le courant collecteur est sensiblement égal à  $\beta$  fois le courant de base.

Si  $I_B = 0$  alors  $I_C = (\beta + 1) \cdot I_{CB0} = I_{CE0}$ . Le courant  $I_{CB0}$  résulte d'un courant de minoritaires qui se recombinent au niveau de la base et du courant inverse de la jonction CB. Il varie fortement avec la température : pour le silicium il double tous les  $10^\circ\text{C}$ . Mais comme il vaut seulement quelques nanoampères à la température ambiante ces transistors sont utilisables jusqu'à environ  $200^\circ\text{C}$ .

## 3 – Réseaux de caractéristiques

Pour caractériser complètement le fonctionnement d'un transistor, il faut déterminer 6 grandeurs :  $I_C$ ,  $I_B$ ,  $I_E$  et  $V_{CE}$ ,  $V_{BE}$ ,  $V_{BC}$ .

Les relations :  $I_C + I_B + I_E = 0$  et  $V_{CE} + V_{BE} + V_{BC} = 0$  font qu'en fait quatre de ces grandeurs sont indépendantes.

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

- *Base commune* utilisé en haute fréquence et qui ne sera pas étudié ici
- *Collecteur commun* utilisé en adaptation d'impédance
- *Emetteur commun* utilisé en amplification et le plus commun.

### 3.1 – Le montage émetteur commun

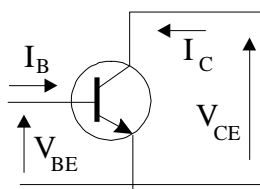


Fig. 6

Les bornes d'entrée du tripôle sont la base et l'émetteur ; les grandeurs d'entrée sont :  $I_B$  et  $V_{BE}$ .

La sortie se fait entre le collecteur et l'émetteur ; les grandeurs correspondantes sont :  $I_C$  et  $V_{CE}$ .

On utilise les *paramètres hybrides* dont l'intérêt sera justifié après la description des caractéristiques.

$$\begin{bmatrix} V_{BE} \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_B \\ V_{CE} \end{bmatrix}$$

### 3.2 – Montage pour le relevé des caractéristiques

Pour procéder au relevé des caractéristiques, on utilise le montage ci-dessous. Les paramètres d'entrée  $I_B$  et  $V_{BE}$  sont maintenus constants et on mesure  $I_C$  lorsque  $V_{CE}$  varie. On constate avec ce montage l'influence de la température sur les valeurs mesurées. Pour limiter l'auto-échauffement du transistor par le courant du collecteur, il ne faut appliquer les tensions que pendant la durée de la mesure.

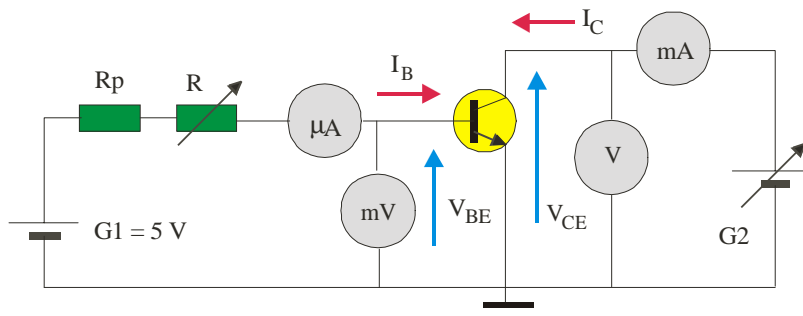


Fig 7

### 3.3 – Réseaux des caractéristiques

On étudie un *transistor au silicium de faible puissance*. Pour les transistors au silicium la tension de seuil de la jonction émetteur-base est voisine de 0,6 V.

#### □ – Réseau de sortie

C'est le réseau  $I_C = f(V_{CE})$  avec  $I_B$  comme paramètre (coefficient  $H_{22}$ ).

Dans ce réseau (tracé en rouge), on distingue 3 zones :

- ❖  $V_{CE} < 0,25 \text{ V}$        $V_{CB} = V_{CE} - V_{EB} = 0,25 \text{ V} - 0,65 \text{ V} = -0,4 \text{ V}$   
La jonction BC est polarisée en direct :  $I_C$  varie linéairement avec  $V_{CE}$ .
- ❖  $V_{CE}$  grand : il y a claquage inverse de la jonction et croissance du courant par avalanche. Il est souvent destructif ! Sur le schéma seule la première caractéristique a été prolongée jusqu'au claquage. Selon les transistors la tension de claquage varie de 30 V à 250 V.
- ❖  $V_{CE}$  intermédiaires : le courant collecteur est donné par la relation :

$$I_C = \beta \cdot I_B + I_{CE0} + k \cdot V_{CE}$$

Il y a une légère croissance du courant avec  $V_{CE}$ . Plus cette tension croît et plus la zone où les recombinaisons électrons-trous se produisent est étroite. Cette dépendance du courant collecteur avec la tension de sortie se nomme l'effet Early. Les prolongements des parties rectilignes des caractéristiques vers les  $V_{CE}$  négatifs coupent l'axe  $I_C = 0$  au point  $V_{CE} = V_{Early}$  ( $\approx -50$  à  $-100 \text{ V}$ )

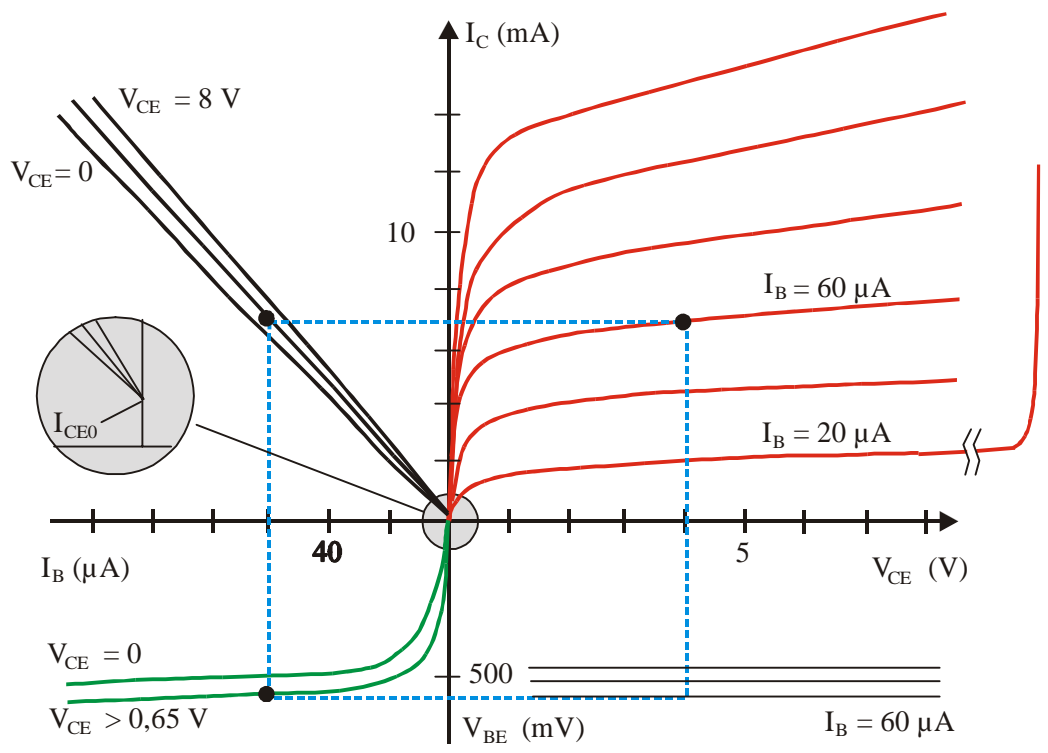


Fig 8 : à partir des valeurs de deux grandeurs, on peut déduire celles des deux autres

En pratique, on utilisera la relation simplifiée :  $I_C = \beta \cdot I_B$

$\beta$  est le **gain en courant** du transistor. Suivant le type des transistors et les conditions de fabrication, sa valeur varie entre 20 et 500. Le gain des transistors de puissance est faible. Des transistors de même référence peuvent avoir des gains très différents. Le gain varie avec le courant collecteur, la tension  $V_{CE}$  et la température (terme  $I_{CE0}$ ). La diminution de la largeur de base utile quand  $V_{CE}$  croît limite les possibilités de recombinaisons électron-trou et fait croître très légèrement  $\alpha$ . Mais si par exemple  $\alpha$  varie de 0,995 à 0,996 alors  $\beta$  varie de 200 à 250.

La valeur élevée de  $\beta$  justifie les deux approximations suivantes souvent utilisées dans les calculs :  $I_B \ll I_C \Rightarrow I_E \approx -I_C$

$I_B$  étant  $\beta$  fois plus faible que  $I_C$ , on peut considérer en première approximation que la puissance dissipée dans le transistor est :  $P = V_{CE} \cdot I_C$ .

Si la température augmente  $I_{CE0}$  croît et tout le réseau se translate vers les  $I_C$  croissants.  $I_C$  augmentant, la puissance dissipée au niveau du collecteur croît et la température du transistor augmente : si on ne limite pas ce phénomène cumulatif, le transistor peut être détruit par emballement thermique.

#### □ – Réseau de transfert en courant

C'est le réseau  $I_C = f(I_B)$  avec  $V_{CE}$  comme paramètre (coefficient  $H_{21}$ ).

Ce réseau est constitué par un éventail de courbes presque linéaires passant par le point  $I_B = 0$  et  $I_C = I_{CE0}$ . ( $I_C = \beta \cdot I_B + I_{CE0}$ ).

#### □ – Réseau d'entrée

C'est le réseau  $I_B = f(V_{BE})$  avec  $V_{CE}$  comme paramètre (coefficient  $H_{11}^{-1}$ ).

Dès que  $V_{CE}$  est supérieur à 0,65 V, toutes les courbes sont pratiquement confondues car l'influence de la tension de sortie sur le courant d'entrée est négligeable. La courbe est identique à la caractéristique d'une diode qui est constituée par la jonction base émetteur.

Pour un transistor au silicium,  $V_{BE}$  varie très peu et reste voisin de la tension de seuil de la jonction base-émetteur soit 0,65 V.

#### □ – Réseau de transfert en tension

C'est le réseau  $V_{BE} = f(V_{CE})$  avec  $I_B$  comme paramètre (coefficient  $H_{12}$ ).

On constate que les variations de la tension de sortie sont sans effet sur la tension d'entrée.

## 4 – Paramètres en h, circuit équivalent

### 4.1 – Définition des paramètres

L'examen des caractéristiques du transistor montre qu'il existe des zones où son comportement est pratiquement linéaire. Si l'on choisit le point de fonctionnement dans ces zones linéaires, on peut écrire que les **variations** des grandeurs d'entrée et de sortie (notées avec des minuscules !) sont reliées par les relations :

$$\begin{bmatrix} v_{BE} \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_B \\ v_{CE} \end{bmatrix}$$

Les paramètres  $h_{ij}$  de cette matrice hybride sont les dérivés des paramètres  $H_{ij}$  au voisinage du point de fonctionnement étudié.

### 4.2 – Interprétation des paramètres

□  $h_{11} = v_{BE} / i_B$  à  $V_{CE} = \text{Constante}$ .

C'est la **résistance d'entrée** du transistor. C'est aussi la pente de la caractéristique d'entrée.

On a vu que pour une diode le courant direct est :  $I_B \approx I_{Sat} \cdot \exp(e \cdot V_{BE} / kT)$ .

Donc  $h_{11} = dV_{BE} / dI_B = (kT/e) \cdot (1 / I_B)$ . Comme  $I_C \approx \beta \cdot I_B$ , on en déduit la relation suivante valable à température ambiante pour tous les transistors.

$$h_{11} \approx 26 \frac{\beta}{I_C} \quad (h_{11} \text{ en } \Omega, I_C \text{ en mA})$$

□  $h_{21} = i_C / i_B$  à  $V_{CE} = \text{Constante}$ .

C'est le **gain en courant** du transistor. Il est très voisin de  $\beta$  qui est la pente de la caractéristique de transfert en courant.

□  $h_{22} = i_C / v_{CE}$  à  $I_B = \text{Constante}$ .

C'est l'**admittance de sortie** du transistor. Elle est en général faible et correspond à la pente des caractéristiques du réseau de sortie ;  $h_{22}$  est fonction du courant collecteur ;  $h_{22}^{-1}$  est de l'ordre de 20 k $\Omega$  pour des courants collecteurs de l'ordre de quelques milliampères.

□  $h_{12} = v_{BE} / v_{CE}$  à  $I_B = \text{Constante}$ .

C'est la pente des caractéristiques du réseau de transfert en tension. Ce paramètre étant voisin de zéro (typiquement  $10^{-5}$  à  $10^{-6}$ ) sera toujours négligé.

### 4.3 – Schéma équivalent simplifié

En fait, il existe des capacités entre les électrodes d'un transistor. Ces capacités sont faibles et présentent en basse fréquence des impédances si grandes que l'on peut négliger leurs effets. Par contre en haute fréquence, les impédances de ces capacités parasites modifient le fonctionnement du transistor.

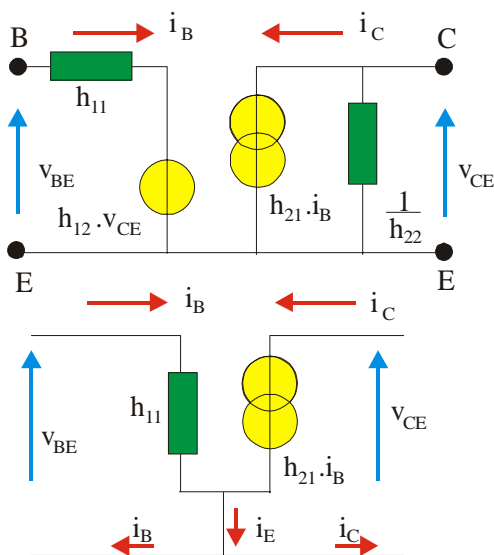


Fig. 9

un générateur de courant  $i_C = \beta i_B$ .

Les *variations* du courant de sortie sont égales à  $\beta$  fois celles du courant d'entrée.



**Le transistor bipolaire est un amplificateur de courant..**

### 4.4 – Pente d'un transistor

On définit la *pente*  $s$  d'un transistor par le rapport  $dI_C / dV_{BE}$

Si on néglige les *capacités* entre les électrodes, on obtient le schéma équivalent suivant, **valable uniquement en basse fréquence**, qui est la traduction graphique du modèle hybride du transistor. Il relie donc les **variations** des grandeurs d'entrée et de sortie.

On suppose que le transistor est placé à son point de fonctionnement, dans la zone linéaire des caractéristiques, par application de potentiels continus convenables sur les trois électrodes.

Cette opération se nomme la **polarisation** du transistor.

Comme  $h_{12}$  est voisin de 0 et que  $h_{22}$  est petit, on peut encore simplifier le schéma. Dans ce modèle, le transistor se ramène à un circuit d'entrée qui est la résistance  $h_{11}$  et à un circuit de sortie constitué par

$$s = \frac{i_C}{v_{BE}} \approx \frac{h_{21}}{h_{11}}$$

En effet, dans le modèle simplifié, on a :  $i_C = h_{21}.i_B$  et  $v_{BE} = h_{11}.i_B$

De plus  $h_{11} = kT/e.I_B$ . Donc :  $s = h_{21}/(kT/e.I_B) = h_{21}.I_B/(kT/e) = e.I_C/kT$

A température ambiante, la pente d'un transistor quelconque est :

$$s_{(mA/V)} = 38.I_{C(mA)}$$

L'inverse de la pente est le quotient  $v_{BE} / i_E = h_{11}.i_B / h_{21}.i_B$ . Il correspond donc à la résistance dynamique de la diode d'entrée et il est noté  $r_E = h_{11} / h_{21}$ .

Sa valeur à 300 K est  $r_E = 26 \Omega$ .

## 5 – Conclusions

Pour un transistor bipolaire polarisé correctement ( $V_E < V_B < V_C$  pour un NPN), les courants base et collecteur sont reliés par la relation :  $I_C = \beta.I_B$  ; les variations des courants base et collecteur sont reliées par :  $i_C = h_{21}.i_B$ . Les valeurs statique  $\beta$  et dynamique  $h_{21}$  du gain en courant sont voisines.

Le **gain** varie avec le courant collecteur et avec la température (dans un rapport pouvant atteindre 5 ou 6 dans les cas défavorables).

La **résistance d'entrée** diminue avec le courant collecteur. De l'ordre de 1 k $\Omega$  pour un transistor « petits signaux » elle est seulement de l'ordre de la dizaine d'ohms pour les transistors de puissance. La **résistance de sortie** est relativement grande ( $\approx 20$  k $\Omega$ ) et on peut souvent la négliger dans les calculs sans commettre une erreur importante.

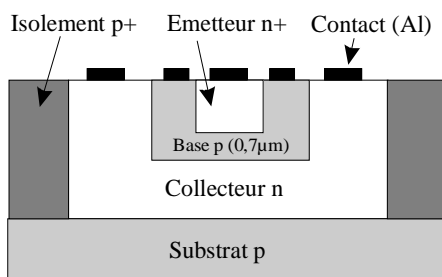
Les relations  $I_C = \beta.I_B$  et  $I_B \approx I_{Sat}.exp(e.V_{BE} / kT)$  donnent la dépendance entre le courant collecteur et la tension d'entrée.

Quand  $V_{BE}$  croît de 60 mV,  $I_C$  est multiplié par un facteur 10 !

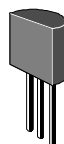


Au voisinage du point de fonctionnement, on peut considérer la tension base-émetteur comme constante et égale à un « seuil de diode » soit 0,65 V pour un transistor au silicium.

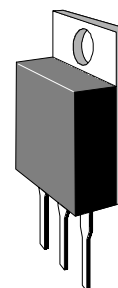
A cause de la dispersion importante des valeurs du gain en courant et de ses possibles variations en cours de fonctionnement, les montages calculés pour une valeur particulière du gain sont de mauvais montages : le remplacement du transistor impose également celui des composants périphériques utilisés pour le polariser correctement.



Coupe transversale d'un transistor de type "planar" réalisé par diffusion



transistor petits signaux



transistor de puissance