

Chapitre 6

Transistor bipolaire en régime variable (ou dynamique)

L'une des applications essentielle des transistors est l'amplification des signaux électriques. Le principe est de fixer le point de fonctionnement dans une région où l'amplification sera la plus linéaire possible (c'est à dire pas de distorsion du signal amplifié).

1. Le transistor bipolaire en régime dynamique (ou variable)

Ajoutons à l'entrée du montage du transistor en émetteur commun en régime statique, un générateur de tension sinusoïdale $V_e(t) = V_m \sin(\omega t)$ - figure 1-

Le point de repos en régime statique (en absence de $V_e(t)$) est repéré par les points $P_0(V_{CE0}, I_{C0})$, $P'_0(I_{B0}, I_{C0})$ et $P''_0(I_{B0}, V_{BE0})$ -figure-2-

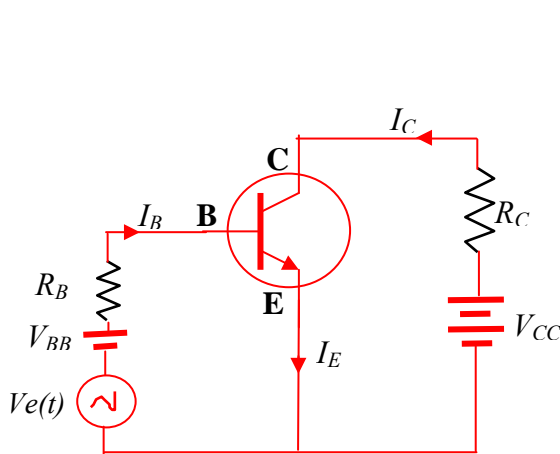


Figure 1

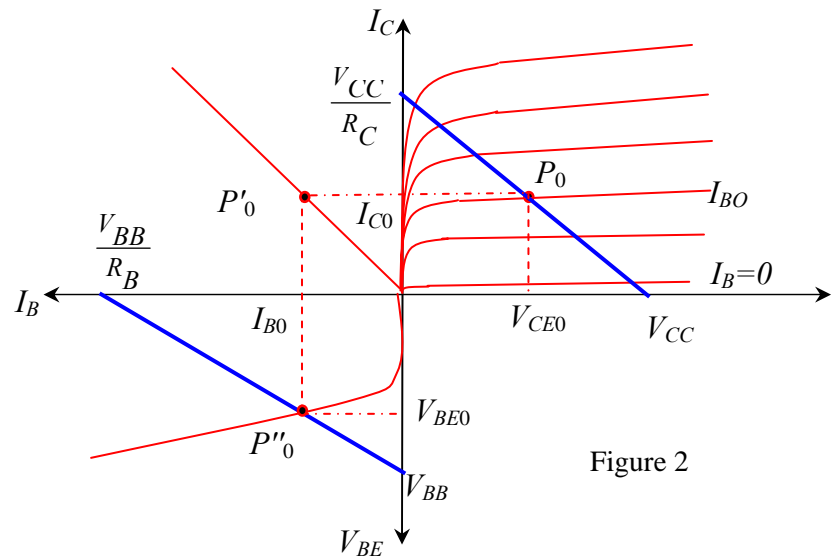


Figure 2

1.1 Principe de l'amplification (sans distorsion)

Pour un fonctionnement en petit signaux (V_m faible), on peut écrire:

$$\begin{cases} I_B(t) = I_{B0} + i_b(t) \\ I_C(t) = I_{C0} + i_c(t) \end{cases} \quad \begin{cases} V_{BE}(t) = V_{BE0} + v_{be}(t) \\ V_{CE}(t) = V_{CE0} + v_{ce}(t) \end{cases}$$

Où $i_b(t)$, $i_c(t)$, $v_{be}(t)$ et $v_{ce}(t)$ représentent de petites variations autour des courants et des tensions continues I_{B0} , I_{C0} , V_{BE0} et V_{CE0} correspondants au point du repos.

Supposons que le générateur $V_e(t)$ induit une faible variation sinusoïdale de $i_b(t) = i_{bm} \sin(\omega t)$.

◆ Caractéristique d'entrée

Le point de repos P''_0 va se déplacer entre P''_1 et P''_2 (sur la partie linéaire de la caractéristique d'entrée pour simplifier le raisonnement -figure 3-):

$$\begin{cases} P''_1 : I_B = I_{B0} + i_{bm} \\ P''_2 : I_B = I_{B0} - i_{bm} \end{cases}$$

◆ Caractéristique de transfert en courant

A la suite, le point de repos P'_0 se déplace entre P'_1 et P'_2 -figure 3-. Comme la caractéristique est linéaire $I_C(t) \approx \beta I_B(t)$, on en déduit:

$$i_c(t) \approx \beta i_{bm} \sin(\omega t) = i_{cm} \sin(\omega t) \quad \text{Et} \quad \begin{cases} P'_1 : I_C = I_{C0} + i_{cm} \\ P'_2 : I_C = I_{C0} - i_{cm} \end{cases}$$

♦ **Caractéristique de sortie**

On a $V_{CE} = -R_C I_C + V_{CC} \rightarrow V_{CE0} + v_{ce}(t) = -R_C(I_{C0} + i_c(t)) + V_{CC}$ et donc $v_{ce}(t) = -R_C i_c(t)$

Le déplacement de P'_0 induit donc le déplacement du point de repos P_0 sur la droite de charge entre

$$\text{les points } P_1 \text{ et } P_2 : \begin{cases} P_1 : V_{CE} = V_{CE0} - v_{ce\max} \\ P_2 : V_{CE} = V_{CE0} + v_{ce\max} \end{cases}$$

Ainsi, le montage amplificateur (à transistor) est constitué à priori de deux circuits indépendants:

- un circuit de base dans lequel le courant injecté est à faible niveau $i_b(t)$;
- un circuit collecteur parcouru par un courant à fort niveau $i_c(t)$.

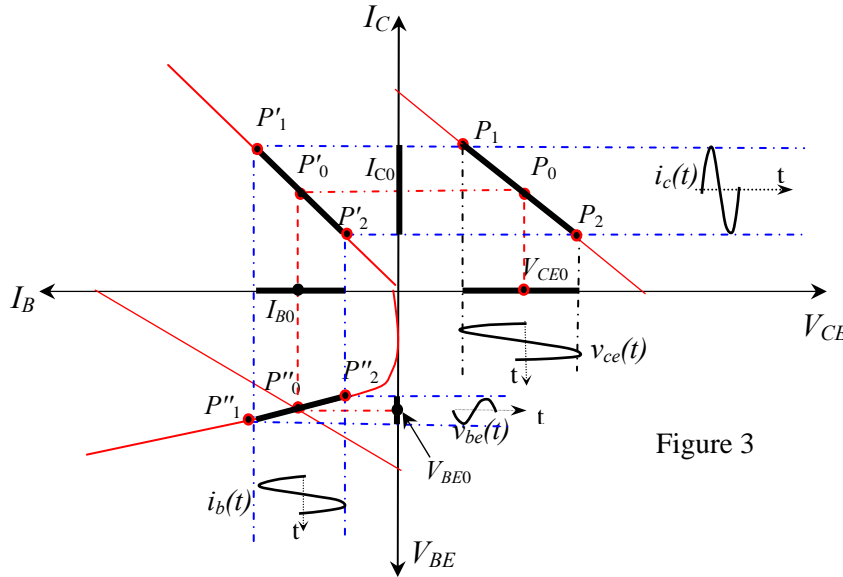


Figure 3

Le gain en courant est donné par : $A_i = \frac{i_c(t)}{i_b(t)} = \beta$

Le gain en tension est donné par : $A_v = \frac{v_{ce}(t)}{v_{be}(t)}$

En ne s'intéressant qu'aux petites variations, on montre facilement que $v_{ce}(t) = -R_C i_c(t)$ (figure 4)

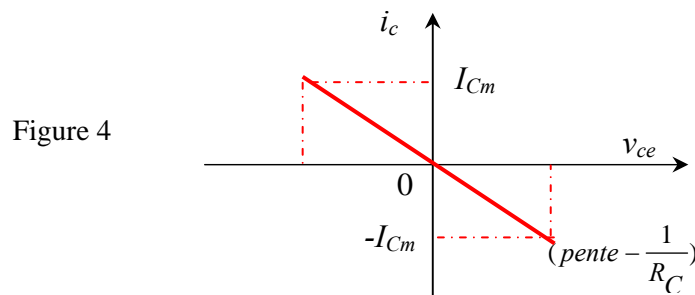


Figure 4

D'autre part on a: $v_{be}(t) = r_d i_b(t)$ (partie linéaire de la caractéristique d'entrée) avec r_d la résistance dynamique de la jonction E-B.

On en déduit $A_v = -\frac{R_C}{r_d} \beta = -\frac{R_C}{r_d} A_i$

En général $\beta \gg 1$ et $\frac{R_C}{r_d} \gg 1$

En conclusion: Le montage à base de transistor en émetteur commun permet une amplification en courant et en tension.

Remarques importantes:

- ◆ Le courant de sortie $i_c(t)$ et d'entrée $i_b(t)$ sont en phase : $i_c(t) = \beta i_b(t)$.
- ◆ La tension d'entrée $v_{be}(t)$ et de sortie $v_{ce}(t)$ sont en opposition de phase :

$$v_{ce}(t) = -\beta \frac{R_C}{r_d} v_{be}(t).$$
- ◆ L'amplification d'un petit signal alternatif à la base se fait sans distorsion au niveau du collecteur lorsque le point de repos est situé au milieu de la droite de charge statique. C'est à dire $V_{CE0} \approx V_{CC}/2$.

1.2 Commande d'un transistor- Commande en courant et en tension

Supposons que le générateur d'entrée a une impédance interne négligeable. Le signal fourni est sinusoïdal: $V_e(t) = V_m \sin(\omega t)$.

Analysons uniquement les composantes alternatives du courant et de la tension. On a-figure 5-:

$$v_{be}(t) \approx r_d i_b(t) \text{ (partie linéaire de la caractéristique d'entrée).}$$

$$\begin{aligned} V_e(t) &\approx R_B i_b(t) + v_{be}(t) \\ &= (R_B + r_d) i_b(t) \end{aligned}$$

$$\text{D'où } v_{be}(t) \approx \frac{r_d}{R_B + r_d} V_e(t)$$

- ◆ **1^{er} cas: $R_B \ll r_d$ (commande en tension)**

$v_{be}(t) \approx V_e(t)$. $v_{be}(t)$ est sinusoïdale (même forme que $V_e(t)$). Par contre, $i_b(t)$ n'est pas forcément sinusoïdale.

En effet, si on s'approche du coude, $v_{be}(t)$ est bien sinusoïdale alors que $i_b(t)$ est déformé.(figure 6)

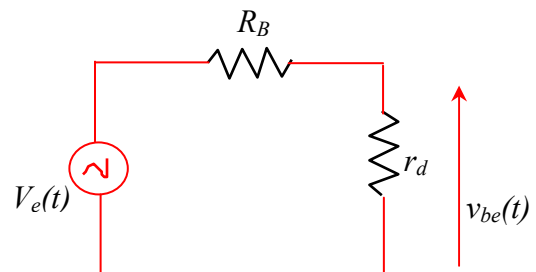


Figure 5

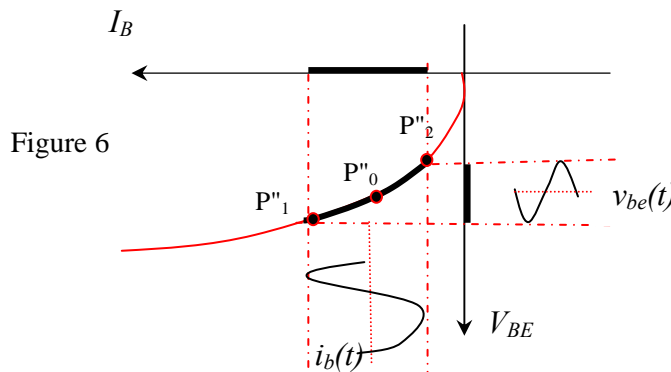


Figure 6

Conséquence:

La déformation de $i_b(t)$ entraîne la déformation de $i_c(t)$ donc de tension de sortie au niveau collecteur!!.

La commande en tension du transistor (R_B très faible) est rarement utilisée.

- ◆ **2^{ème} cas: $R_B \gg r_d$ (commande en courant)**

$$i_b(t) = \frac{V_e(t)}{R_B + r_d} \approx \frac{V_e(t)}{R_B}$$

$i_b(t)$ est sinusoïdal (même forme que $V_e(t)$).

$v_{be}(t)$ n'est pas forcément sinusoïdale (déformée au niveau du coude), mais ceci n'a aucune influence sur le signal de sortie au niveau du collecteur $v_{ce}(t)$ car $i_b(t)$ n'est pas déformé.

Conclusion:

La commande en courant (R_B très grand) entraîne un minimum de distorsion de signaux de sortie.