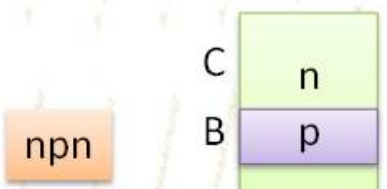
Transistors Bipolaires

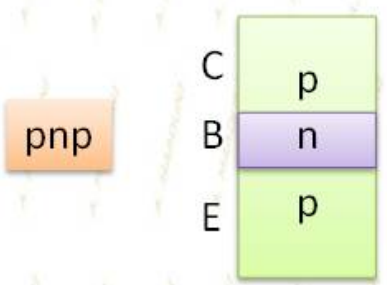
Chapitre 2 part 1

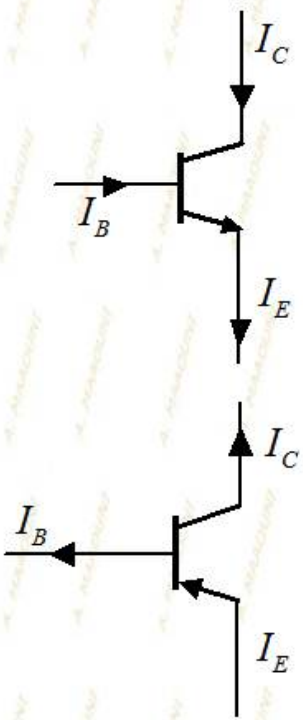
Pr. Maaouni

Transistor Bipolaire à Jonction

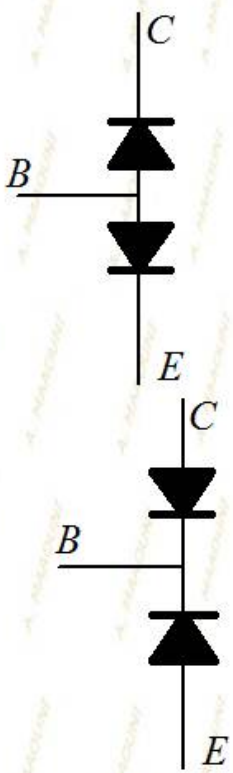
- C'est un composant actif , c'est-à-dire un composant capable de transformer un signal électrique et d'en amplifier sa puissance .
- Il est constitué d'un monocristal semi-conducteur comportant trois régions contigües (l'émetteur E, la base, le collecteur)







Symbole



Modèle simplifié

- Il comporte donc 2 jonctions (BE, BC) dont le couplage est favorisée par la faible épaisseur de la base.

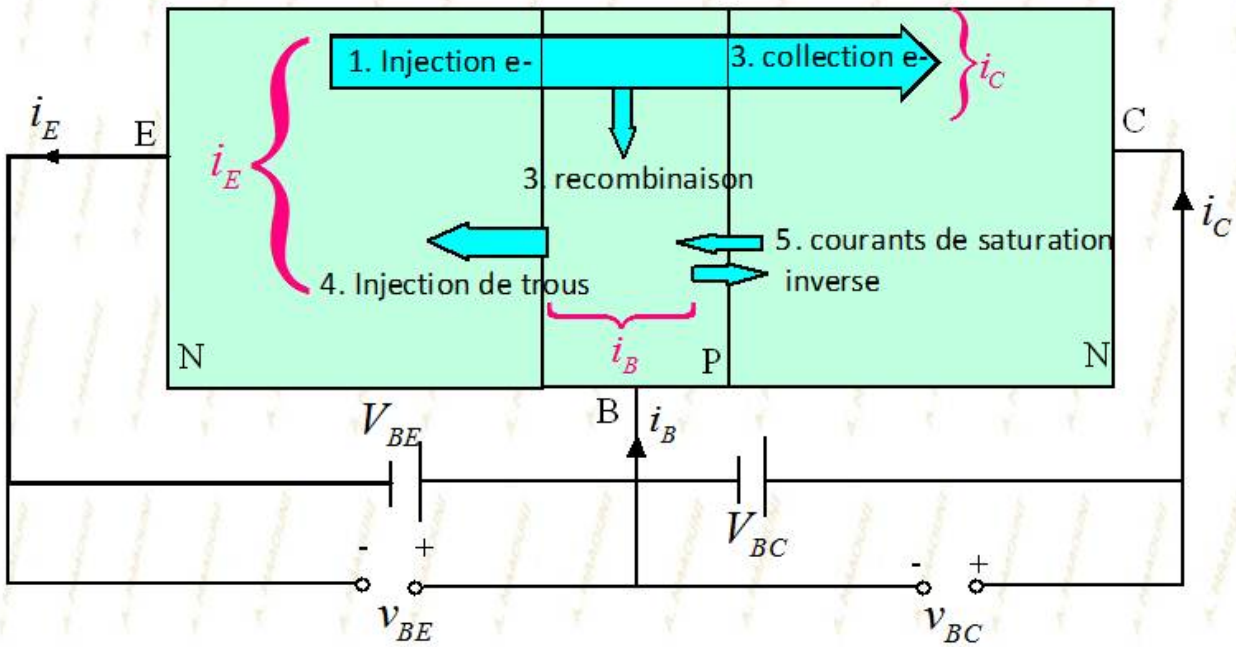
1 . Modes de fonctionnement et modèles simplifiés

La tableau dessous résume les différents régimes de fonctionnement du transistor bipolaire à jonction.

Modes fonctionnement	Polarisation de la jonction BE	Polarisation de la jonction BC
Mode actif normal	Directe	Inverse
Saturation	Directe	Directe
Blocage	Inverse	Inverse
Mode actif inverse	Inverse	Directe

- Le mode normal est utilisé quand le transistor opère en amplificateur.
- Les applications de commutation (circuits logiques) utilisent les modes de saturation et de blocage.
- Le mode actif inverse, bien que peu utilisé, est très utile dans la conception.

1.1 . Mode actif normal



Processus 1 : la jonction BE, polarisée en direct, injecte des e- de l'émetteur vers la base. La densité des porteurs injectés varie comme ~ $\exp(v_{BE}/V_T), V_T = kT/q$

Processus 2 : les e- injectés diffusent dans la base, où ils sont **minoritaires**. Quelques-uns de ces e- subissent des recombinaisons avec les trous, majoritaires dans la base.

Processus 3 : les e - qui ont traversé la base sans avoir subi de recombinaison parviennent à la jonction BC, polarisée en inverse. Le champ électrique qui y règne les entraîne vers le collecteur.

L'effet transistor est l'effet par lequel le processus 1 conditionne le processus 3. En définitive, un transistor bipolaire se présente comme deux jonctions fortement couplées, l'une "émettrice" de porteurs et l'autre "collectrice".

Courant émetteur i_E

Le courant émetteur résulte de l'injection des électrons dans la base (processus 1) et de l'injection des trous dans l'émetteur (processus 4). Ces courants sont $\propto e^{v_{BE}/V_T}$

$$i_E = \underbrace{i_{En}}_{\text{Courant d'e-}} + \underbrace{i_{Ep}}_{\text{Courant de trous}}$$

$$i_{En} \propto e^{v_{BE}/V_T} \qquad V_T = KT/q \text{ : Potentiel thermodynamique}$$

$$i_{Ep} \propto e^{v_{BE}/V_T}$$

et donc :

$$i_E = I_{SE} e^{v_{BE}/V_T}, \quad v_{BE} > V_T$$

Caractéristique Jonction BE en directe

I_{SE} Courant de saturation de la jonction BE en direct

Courant collecteur i_C

L'effet transistor se traduit par la relation simple :

$$i_C = \alpha i_E = I_S e^{v_{BE}/V_T}, \; I_s = \alpha I_{SE}, \; \alpha < 1$$

gain en courant en base commune

Compte tenue de Loi des nœuds :

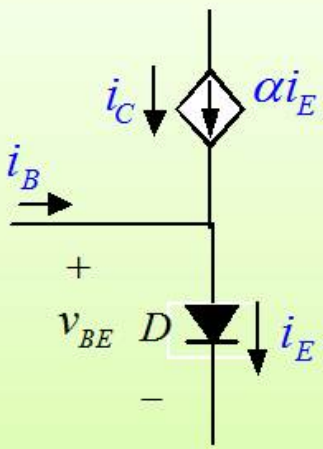
$$i_E = i_C + i_B$$

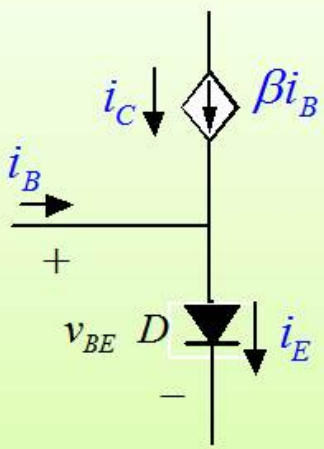
On obtient la formule fondamentale du transistor :

$$i_C = \beta i_B, \quad \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

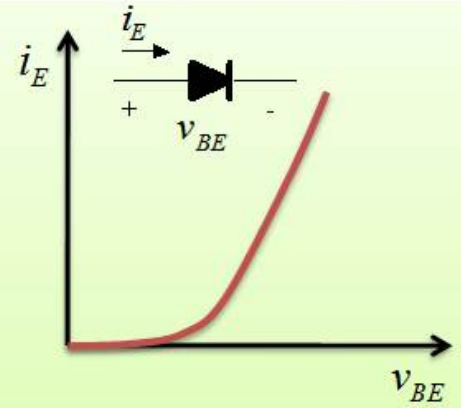
β est le gain en courant du transistor

On peut donc modéliser en première approximation le transistor comme suit :





Modèle du transistor



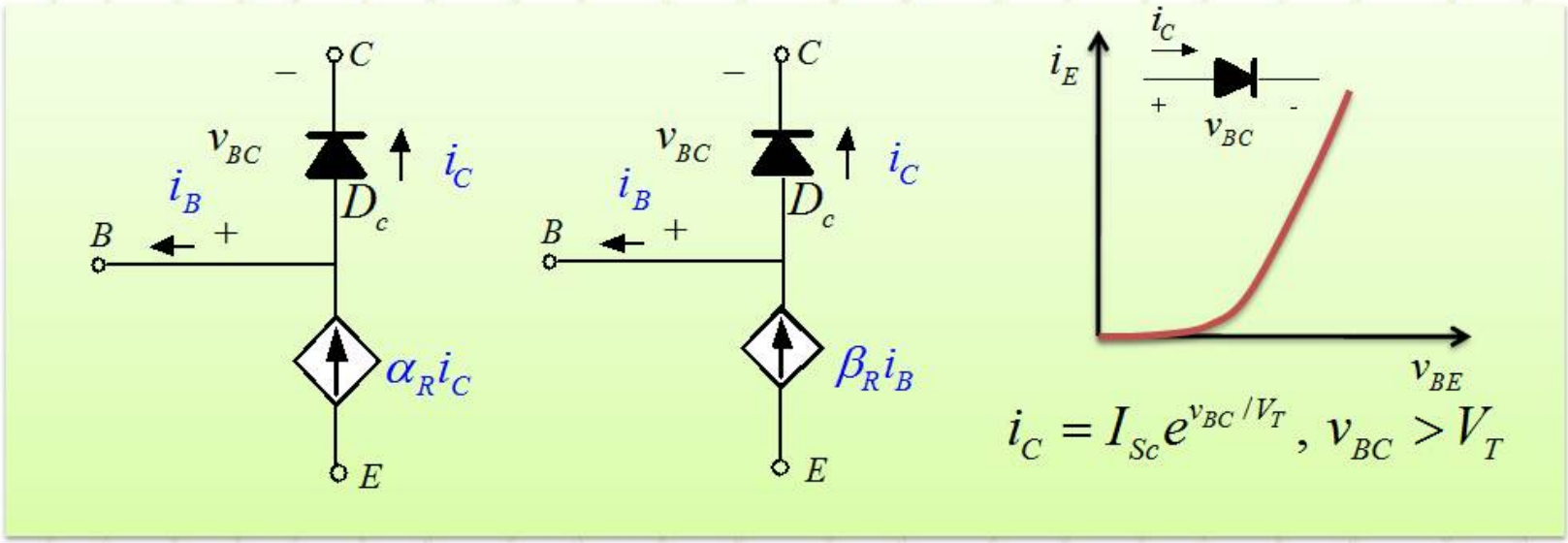
$$i_E = I_{SE} e^{v_{BE}/V_T}, \; v_{BE} > V_T$$

β Peut prendre des valeurs de 20 à 1000

$\beta = 100 \rightarrow \alpha \simeq 0.99$, β augmente avec la température

1.2 . Mode actif inverse

Puisque la structure n'est pas symétrique, le fait d'inter-changer le collecteur et l'émetteur, se traduisant par un fonctionnement du transistor en mode actif inverse, entraîne différents gains en courants notés β_R et α_R

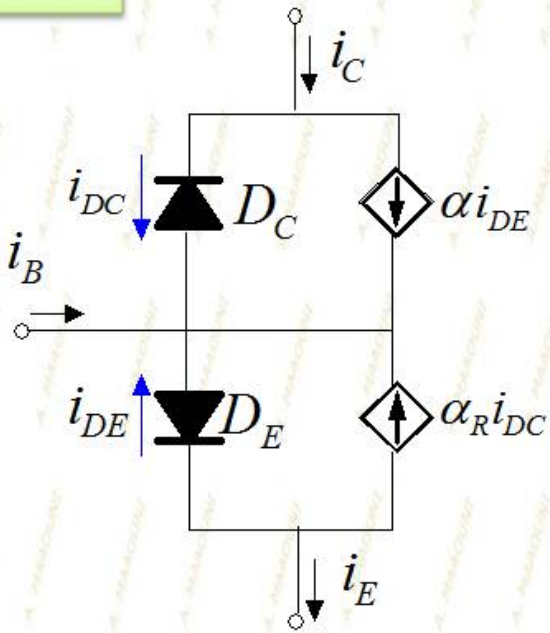


Modèle du transistor

α_R Varie de 0.01 à 0.5

β_R Varie de 0.01 à 1

1.3 . Modèle Ebers-Moll



$$i_{DE} = I_{SE}(e^{v_{BE}/V_T} - 1)$$

$$i_{DC} = I_{SC}(e^{v_{BC}/V_T} - 1)$$

- C'est un modèle capable de prédire tous les modes de fonctionnement du transistor.
- les courants base, collecteur et émetteur s'expriment en fonction des tensions de jonctions BC et BE.
- On a les relations :

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}, \quad \beta_R = \frac{\alpha_R}{1-\alpha_R}$$

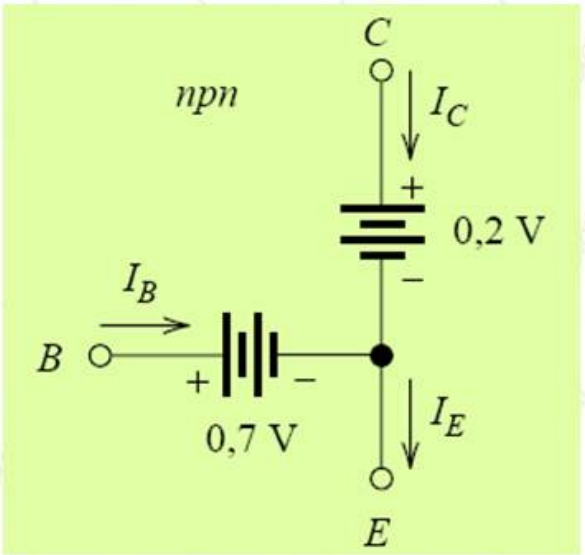
1.4 . Mode de saturation

En mode saturation les deux jonctions BE et BC sont conductrices. Le courant

$$I_B > 0 \quad \text{et} \quad V_{BE} \simeq 0.7V$$

La tension $V_{CE} \simeq 0.2V$

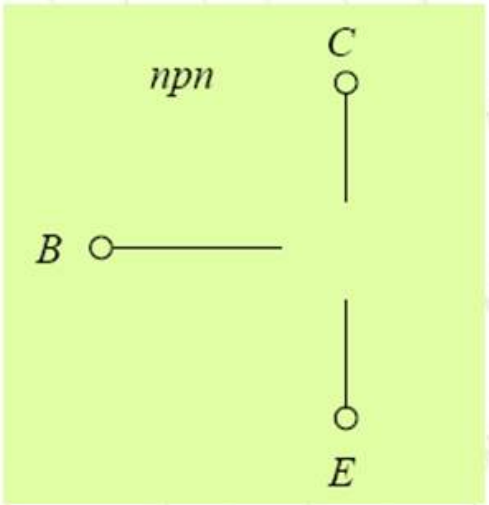
$$I_B > 0 \qquad \beta I_B > I_C > 0$$



1.5. Mode de blocage

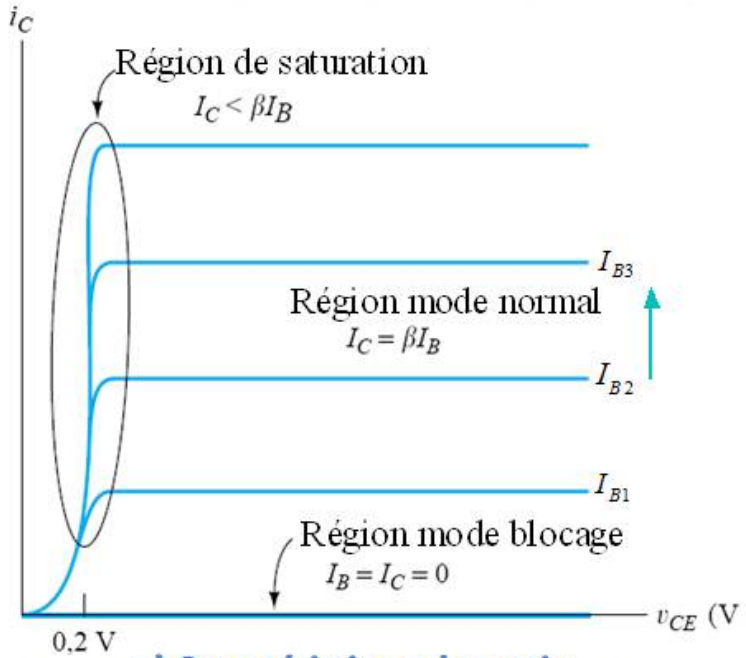
Les deux diodes sont bloquées,

$$V_{BE} < 0{,}5 \text{ V} \qquad V_{BC} < 0{,}5 \text{ V}$$

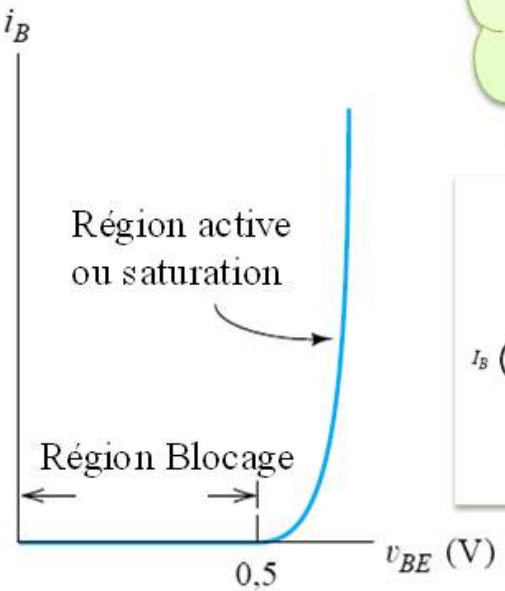


1.6. Caractéristiques du transistor en émetteur commun (EC)

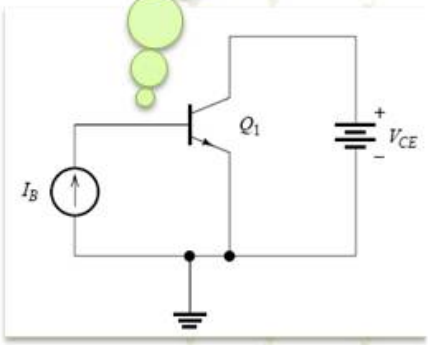
Transistor monté en Emetteur Commun



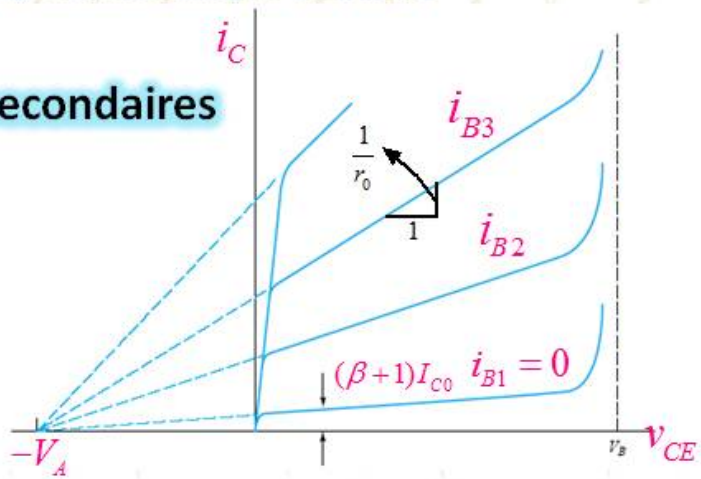
a) Caractéristique de sortie

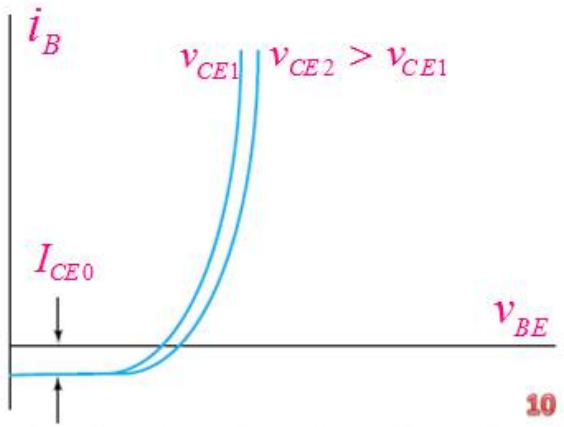


b) Caractéristique d'entrée



a. Effets secondaires





Effet Early

i_B fixé, l'augmentation de la tension v_{CE} entraîne l'augmentation du courant de saturation inverse de la jonction BC qui se traduit par une croissance de la Zone charge d'espace. La largeur effective de la base W diminue et le courant I_S croit ($I_S \propto 1/W$) donc $I_C \nearrow$

Dépendance de i_C en fonction de v_{CE}

$$i_C = I_s e^{v_{BE}/V_T}\left(1+\frac{v_{CE}}{V_A}\right)$$

V_A : Tension Early

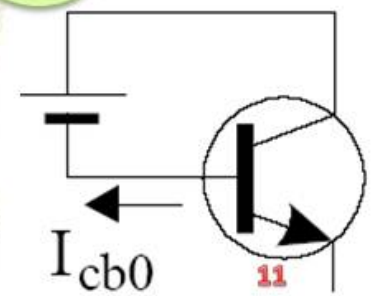
La résistance r_0 de sortie vue par le collecteur est définie donc par :

$$r_0 = \left(\left.\frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}}\right|_{I_B}\right)^{-1} = \frac{V_A}{I_C^*},\ I_C^* = I_S e^{V_{BE}/V_T}$$

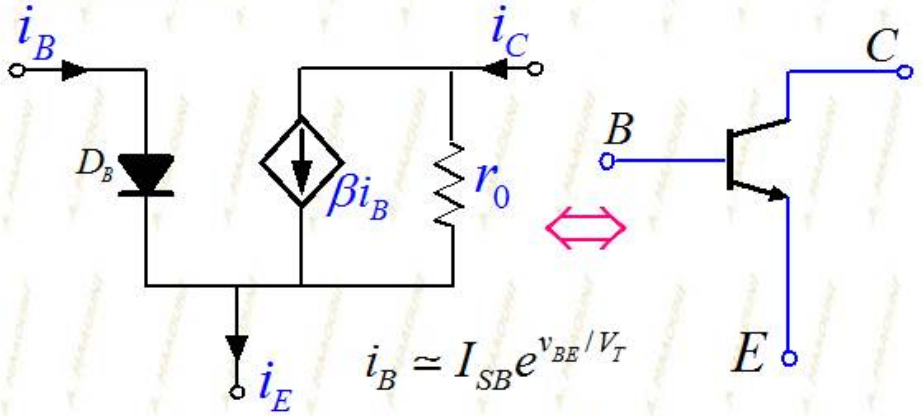
I_C^* Courant collecteur avec effet Early négligé

Courant I_{CBO}

A l'expression du courant collecteur définie précédemment, il faut ajouter le courant de saturation inverse de la Jonction BC I_{CB0} , très sensible à la température. Il double pour chaque augmentation de 10°C.



b. Modèle du transistor en EC

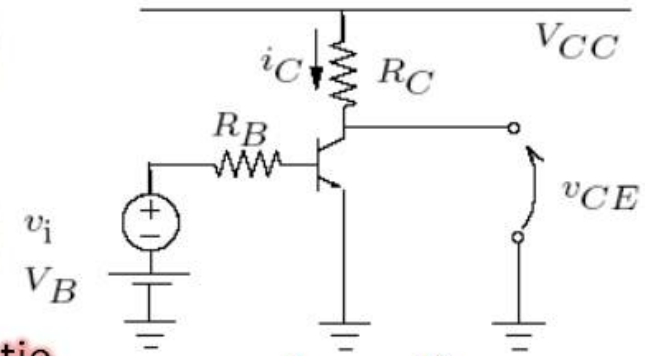


$$i_B \simeq I_{SB} e^{v_{BE}/V_T}$$

$$I_{SB} = I_S / \beta$$

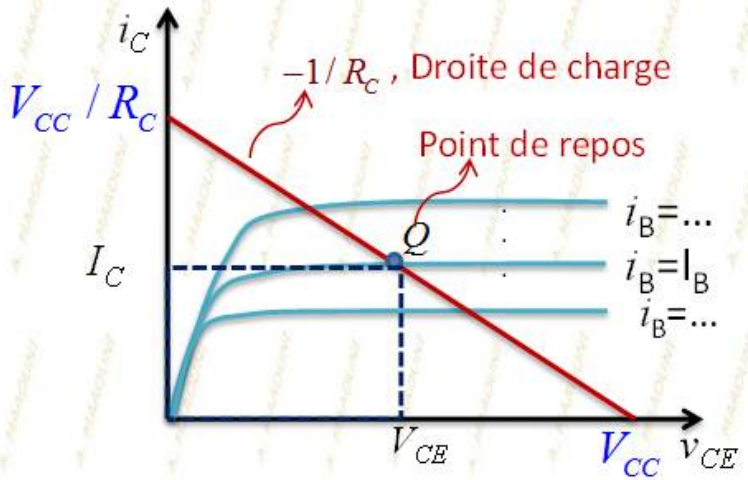
2. Problème de Polarisation

Problème de base : quel circuit d'encadrement peut-on choisir pour alimenter un transistor et placer son point de repos Q dans le régime linéaire?



Sortie

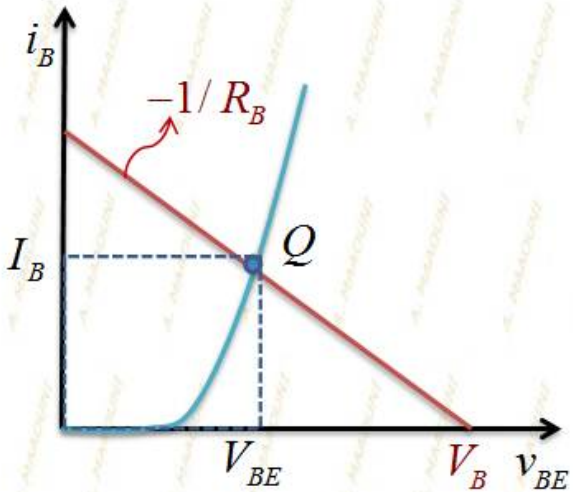
$$i_c = \frac{-1}{R_C} v_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C}$$



- Le courant de base caractérisant le point de repos est obtenu à partir de la caractéristique d'entrée.
- Quand on superpose au signal continu, un signal AC v_i, le point de fonctionnement oscille sur le segment AB de sorte qu'en sortie le signal est AC.

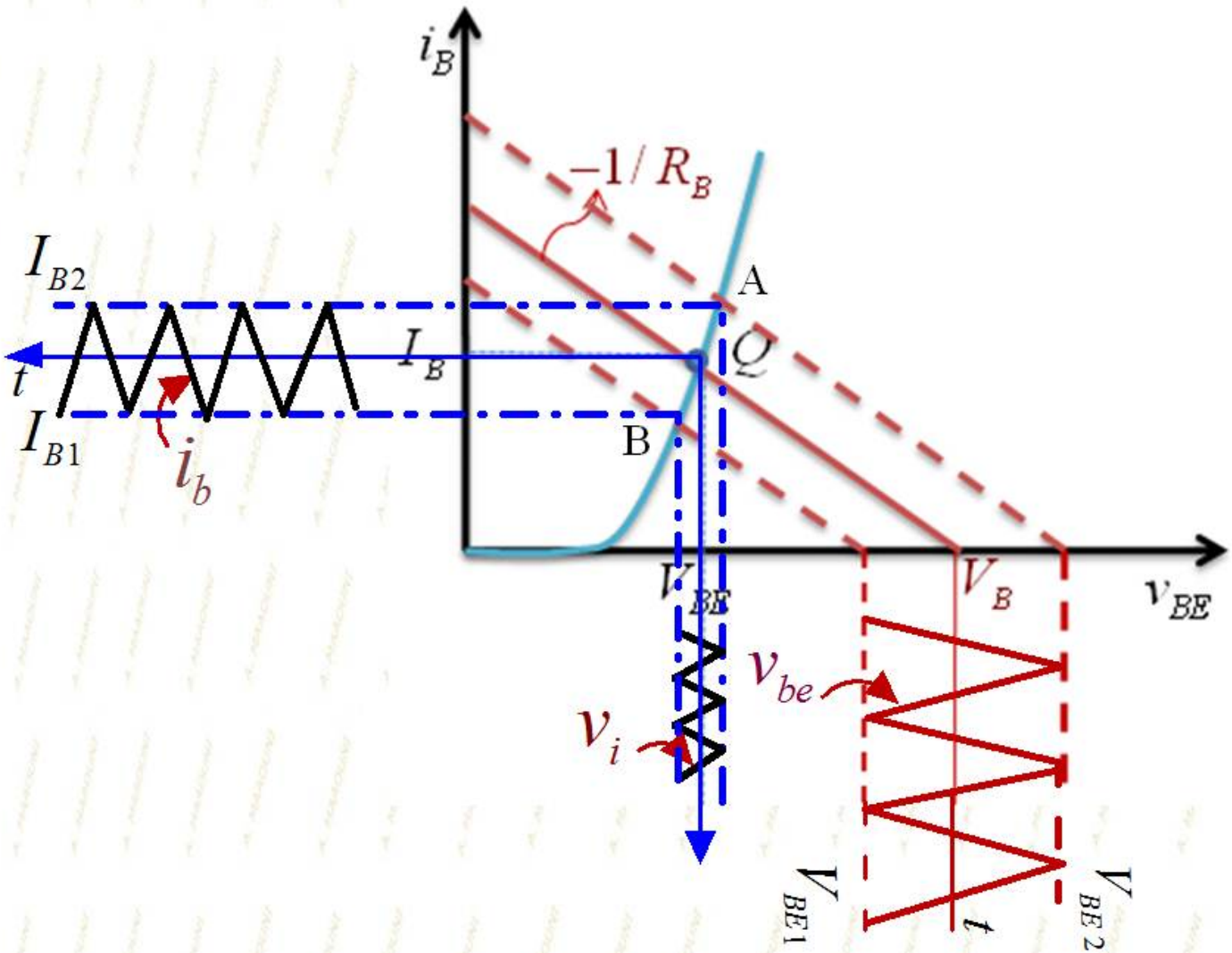
Ainsi :

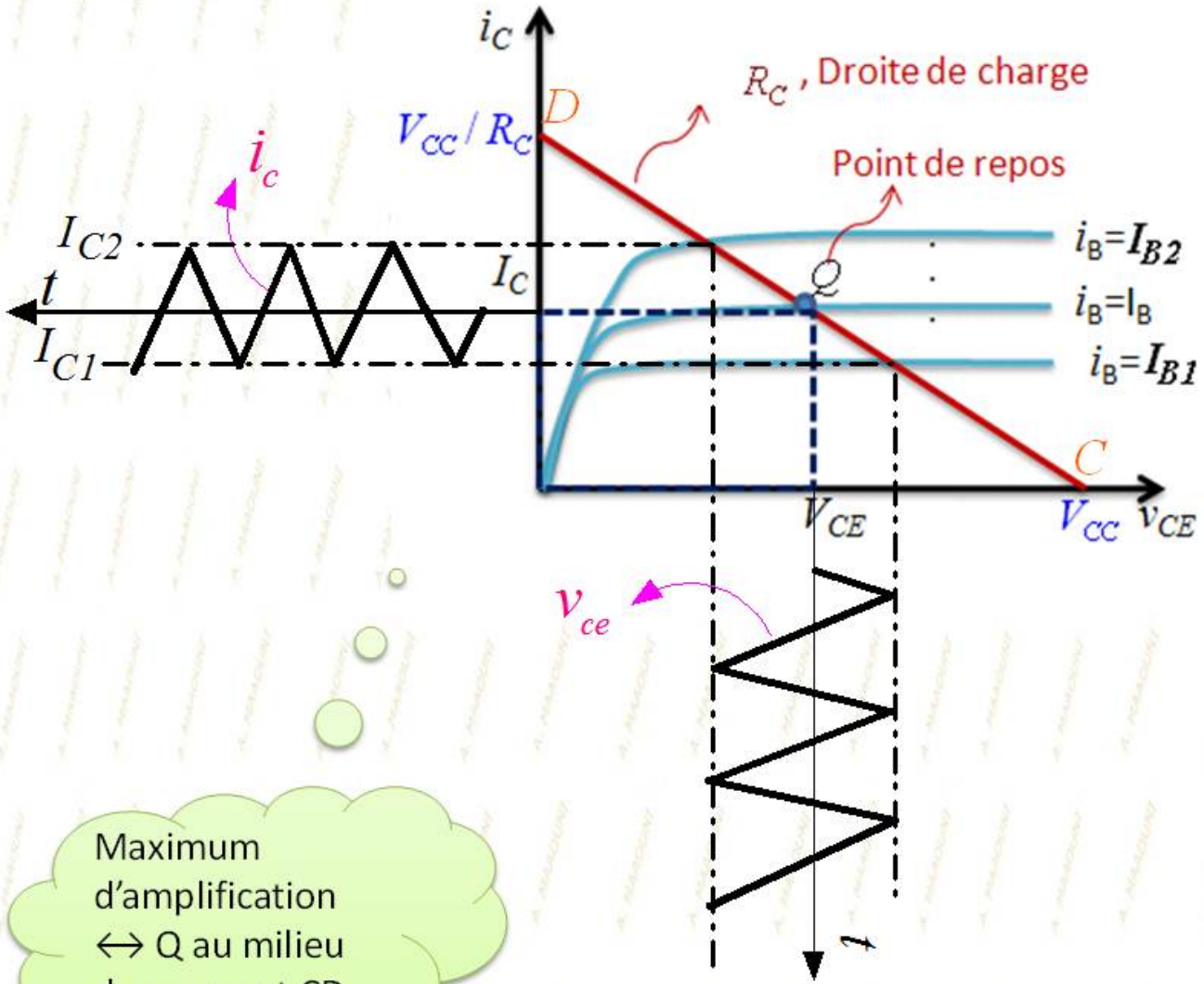
Entrée



$$i_C = I_C + i_c,\ v_{CE} = V_{CE} + v_{ce}$$

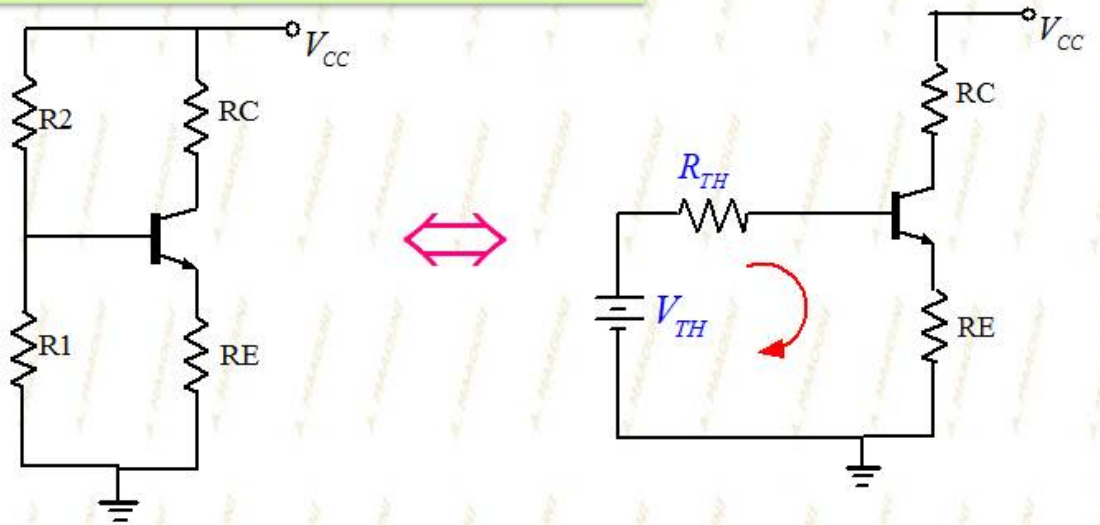
$$i_B = I_B + i_b,\ v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$$


i_B
$-1/R_B$
I_{B2}
A
I_B
Q
t
I_{B1}
i_b
B
V_{BE}
V_B
v_{BE}
v_{be}
v_i
V_{BE1}
t
V_{BE2}



Maximum d'amplification ↔ Q au milieu du segment CD

2.1. Polarisation par diviseur de tension



En Mode de fonctionnement normal, $V_{BE} \simeq 0.7V$, $I_C = \beta I_B$, $I_E = I_C + I_B$, $r_0 \simeq \infty$

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + (\beta + 1)R_E} \quad , I_C \simeq \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_{TH}}{\beta}}$$

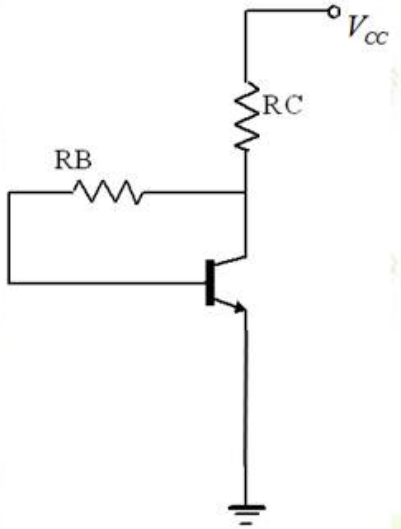
$$R_{TH} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad , \quad V_{TH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

$$V_{CE} \simeq V_{CC} - (R_E + R_C) I_C$$

- I_C est peu sensible aux variations de β si $R_E \gg R_{TH} / \beta$
- I_C est peu sensible aux variations de V_{BE} si $V_{TH} \gg V_{BE}$ (Facteur de 10)
  Ce qui implique : $I_C \simeq V_{TH} / R_E$
- Une seule source nécessaire

- Si $I_C \uparrow$ à I_B *fixe*, $I_E \uparrow$ donc $V_E \uparrow$ et $V_B \downarrow$, soit $I_C \downarrow$, ce qui contrebalance l'augmentation initiale de I_C.

2.2. Polarisation par contre-réaction au collecteur



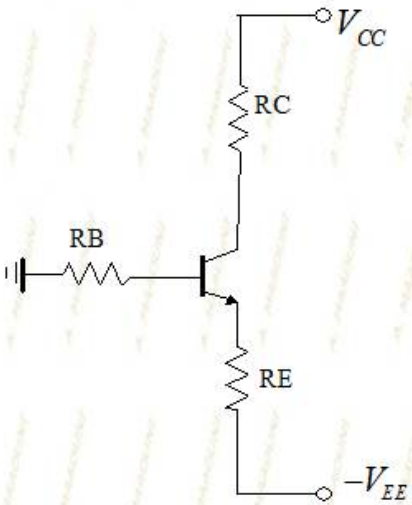
$$I_B = \frac{V_C - V_{BE}}{R_B}$$

$$I_C \simeq \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + R_B/\beta}$$

$$V_{CE} \simeq V_{CC} - R_C I_C$$

- Une seule source
- I_C est indépendant de V_{BE} si $V_{CC} \gg V_{BE}$
- I_C est indépendant de β si $R_C \gg R_B/\beta$
- Si $T \uparrow$, $V_{BE} \downarrow$ et $\beta \uparrow$ donc $I_C \uparrow$ (Inconvénient)

2.3. Polarisation par l'émetteur



$$I_B = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_B + (\beta+1)R_E}$$

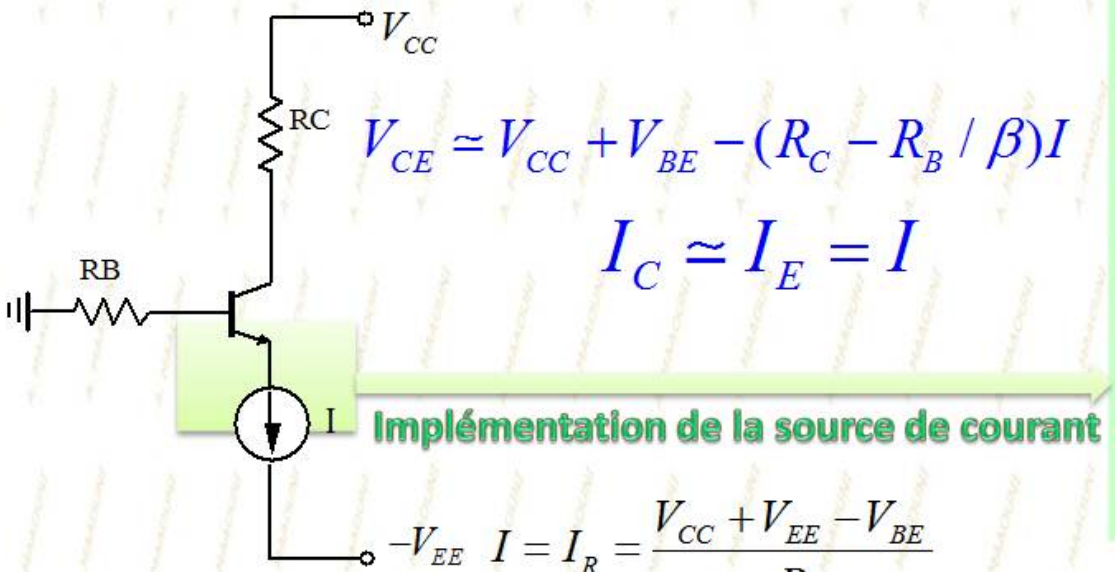
$$I_C \simeq \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_E + R_B/\beta}$$

$$V_{CE} \simeq V_{CC} - R_C I_C + V_{EE} - R_E I_E$$

- Deux sources sont nécessaires
- I_C est indépendant de V_{BE} si $V_{EE} \gg V_{BE}$
- I_C est indépendant de β si $R_E \gg R_B/\beta$

Soit : $I_C \simeq \frac{V_{EE}}{R_E}$

2.4. Polarisation par source de courant

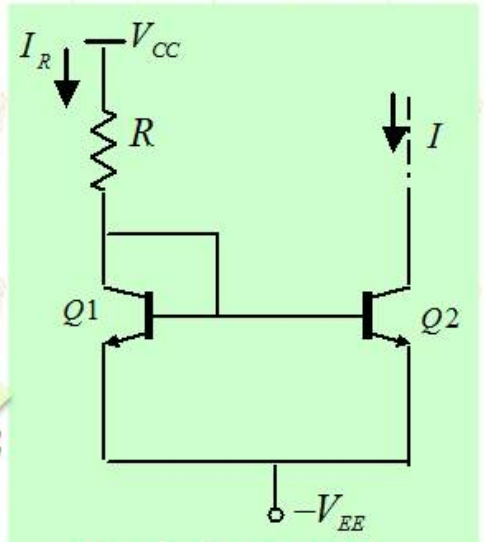


$$V_{CE} \simeq V_{CC} + V_{BE} - (R_C - R_B / \beta) I$$

$$I_C \simeq I_E = I$$

Implémentation de la source de courant

$$I = I_R = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{BE}}{R}$$



Miroir de courant

3. Dérive thermique

La dérive thermique du point de repos Q du transistor est liée à la forte dépendance des trois principaux paramètres suivants à la température : β, V_{BE}, I_{CB0}

Comme le courant collecteur est fonction de ces paramètres, $I_C = f(\beta, V_{BE}, I_{CB0})$

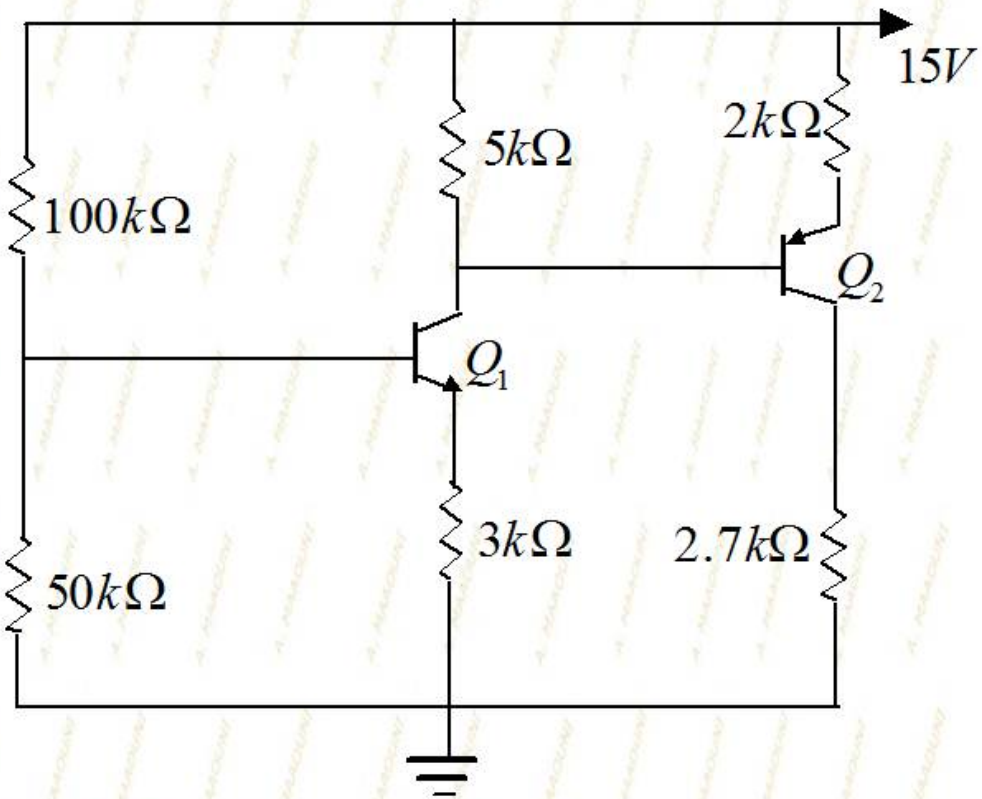
On a

$$dI_C = \overbrace{\left.\frac{\partial I_C}{\partial \beta}\right|_Q}^{S_\beta} d\beta + \overbrace{\left.\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}\right|_Q}^{S_V} dV_{BE} + \overbrace{\left.\frac{\partial I_C}{\partial I_{CB0}}\right|_Q}^{S_I} dI_{CB0} \rightarrow \Delta I_C = S_\beta \Delta\beta + S_V \Delta V_{BE} + S_I \Delta I_{CB0}$$

Réduire la dérive thermique revient donc à minimiser S_β, S_V, S_I

Exemple

On suppose que les transistors sont caractérisés par : $\beta_1=\beta_2=\beta=100$, VBE1=VEB2=0,7V



Déterminer les points de fonctionnement des 2 transistors.

$$R_T = 50k \,||\, 100k = 33.34k$$

$$V_T = \frac{50 \times 100}{150} = 5V$$

$$I_{B1} \simeq \frac{V_T - V_{BE1}}{R_T + R_{E_1}(\beta_1 + 1)} = \frac{5 - 0.7}{33.34 + 101 \times 3} = 12.78\mu A$$

$$I_{C1} \simeq \frac{V_T - V_{BE1}}{\frac{R_T}{\beta_1} + R_{E_1}} = \frac{5 - 0.7}{\frac{33.34}{100} + 3} = 1.29mA$$

$$I_{B2} = \frac{R_{C1} I_{C1} - V_{EB2}}{R_{C1} + (\beta_2 + 1) R_{E_2}} = \frac{5k \times 1.29m - 0.7}{5k + 101 \times 2k} = 27.78\mu A$$

$$I_{C2} \simeq \frac{R_{C1} I_{C1} - V_{EB2}}{\frac{R_{C1}}{\beta_2} + R_{E_2}} = \frac{5k \times 1.29m - 0.7}{\frac{5k}{100} + 2k} = 2.8mA$$

$$V_{CE2} \simeq V_{CC} - (R_{E2} + R_{C2}) I_{C2} = 15 - (2.7 + 2)k \times 2.8m = 1.84V$$

$$V_{CE1} \simeq V_{CC} - R_{E2} I_{C2} - R_{E1} I_{C1} - V_{EB2}$$

$$= 15 - 2 \times 2.8 - 3 \times 1.29 - 0.7 = 4.83V$$