

## 4. Transistor bipolaire

### 4.1 Introduction

#### ■ le Transistor = l'élément "clef" de l'électronique

il peut :

- ⇒ **amplifier un signal**
  - amplificateur de tension, de courant, de puissance,...
- ⇒ être utilisé comme une **source de courant**
- ⇒ agir comme un **interrupteur commandé** (= mémoire binaire)
  - essentiel pour l'électronique numérique
- ⇒ ...

il existe :

- ⇒ soit comme **composant discret**
- ⇒ soit sous forme de **circuit intégré**, i.e. faisant partie d'un circuit plus complexe, allant de quelques unités (ex: AO) à quelques millions de transistors par circuit (microprocesseurs)

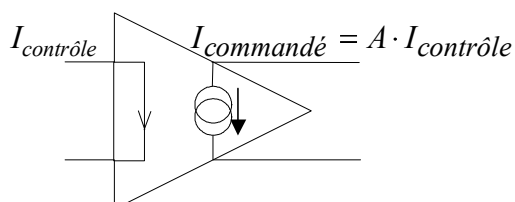
59

#### ■ on distingue le transistor **bipolaire** du transistor à **effet de champ**

- ⇒ différents mécanismes physiques

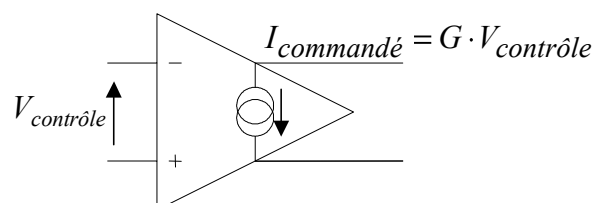
#### ■ Ils agissent, en 1<sup>ière</sup> approx., comme une **source de courant commandée**

- ⇒ transistor bipolaire : commandé **par un courant**
- ⇒ transistor à effet de champ: commandé par **une tension**



*source de courant  
commandée par un  
courant*

$A = \text{"gain" en courant}$



*source de courant  
commandée par une  
tension*

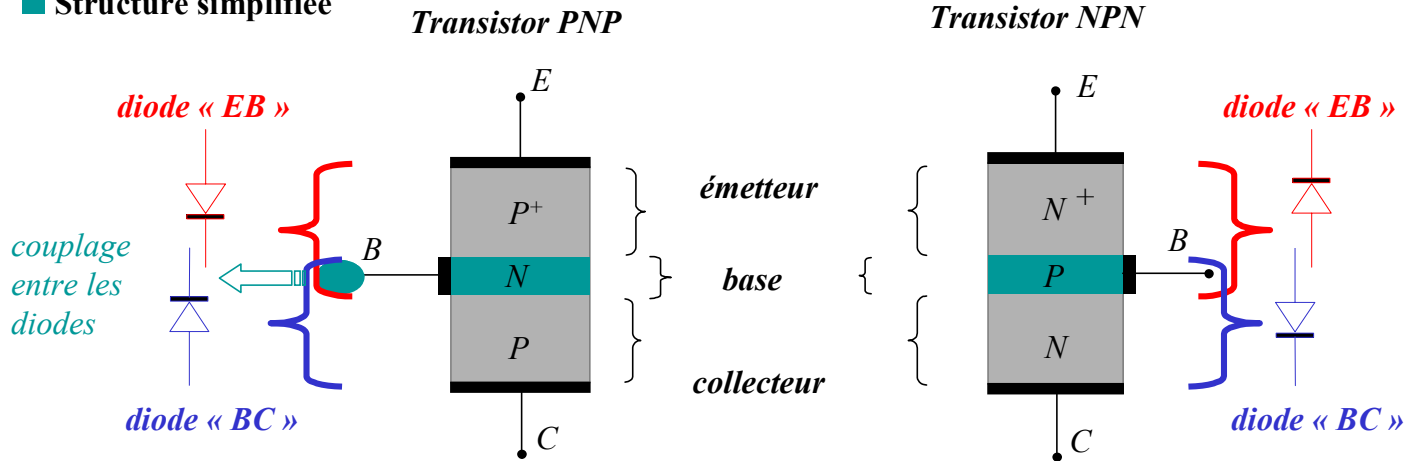
$G = \text{transconductance.}$

➡ **Idéalement** : l'étage d'entrée ne dépend **pas** de l'étage de sortie.

60

## 4.2 Structure et fonctionnement d'un transistor bipolaire

### ■ Structure simplifiée



☞ Un transistor bipolaire est constitué de trois zones semiconductrices différentes, l'émetteur, la base et le collecteur, qui se distinguent par la nature du **dopage**.

☞ Les deux « **jonctions PN** » (ou diodes!) émetteur/base et base/collecteur se **partagent** la région centrale : la « **base** ». Le **couplage** entre les jonctions est à l'origine de l'« **effet transistor** »: le courant dans l'une des diodes (généralement dans la jonction base/émetteur) détermine le courant dans la seconde. (cf après)

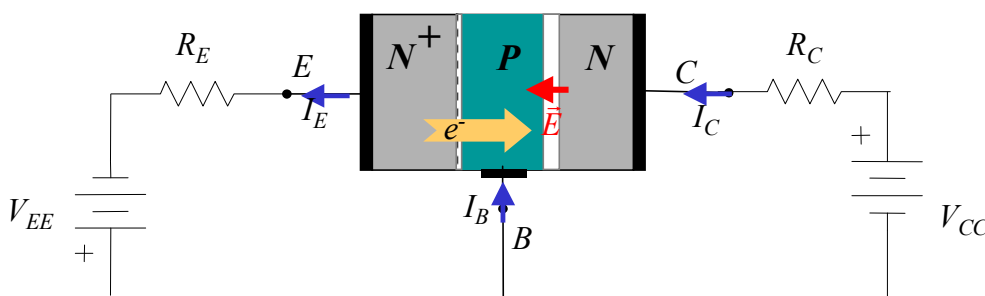
☞ **Symétrie NPN/PNP**: Les transistors **PNP** et **NPN** ont un **comportement analogue** à condition d'**inverser les polarités** des tensions.

61

### ■ Effet transistor

☞ **Conditions de polarisation** :  
 Jonction EB : **directe**  
 Jonction BC : **inverse**  
 = **MODE ACTIF** du transistor

*Exemple: Transistor NPN*



☞ si  $V_{EE} > \sim 0.7V$ , le courant circule entre l'émetteur et la base ➡  $V_{BE} \sim 0.7V, I_E \gg 0$

☞ La jonction EB est **dyssymétrique** (dopage plus élevé côté E)

➡ **courant** porté essentiellement par les **électrons** (peu de trous circulent de B vers E)

☞  $V_{CC} > 0$ , un **champ électrique intense** existe à l'interface Base/Collecteur

☞ La **majorité** des électrons injectés par l'émetteur dans la base sont **collectés** par le champ

➡  $I_C \sim I_E$  et  $I_B = I_E - I_C \ll I_E$

☞ Le courant  $I_C$  est **contrôlé par**  $I_E$ , et **non vice versa**...

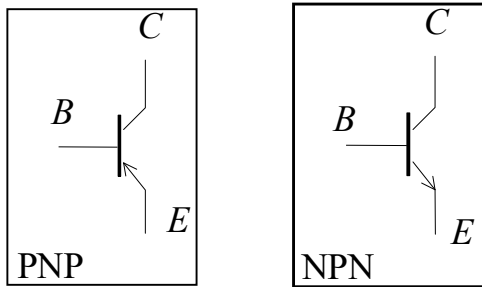
62

■ Premières *différences* entre le transistor bipolaire et la source commandée *idéale*...

⇨ Contraintes de **polarisation** :  $V_{BE} > \sim 0.7V$ ,  $V_{CB} > -0.5V$

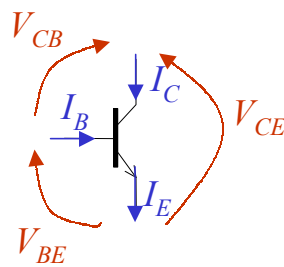
⇨  $I_B$  non nul = fraction de  $I_E$  **ne participant pas** à la commande de  $I_C$ .

■ Symboles

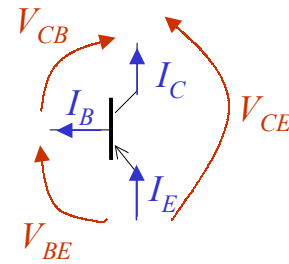


⇨ la flèche indique le sens du **courant** dans l'état actif

■ Conventions :



NPN



PNP

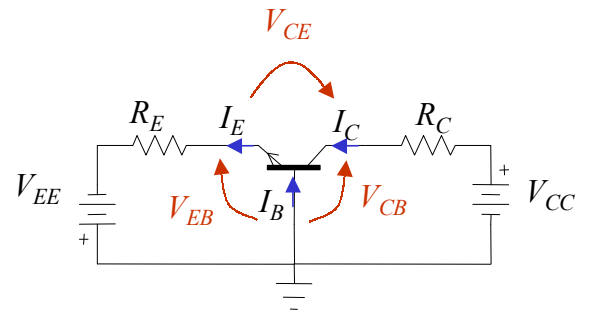
⇨  $I_E = I_B + I_C$

4.3 Caractéristiques du transistor NPN

■ Choix des paramètres :

⇨ Les différentes grandeurs électriques ( $I_E, I_B, V_{BE}, V_{CE}, \dots$ ) sont **liées**:

⇨ *différentes représentations équivalentes des caractéristiques électriques existent*



● Configuration “**Base Commune**”

(base = électrode commune)

⇨ Caractéristiques :  $I_E(V_{EB}, V_{CB}), I_C(V_{CB}, I_E)$  ou  $I_E(V_{BE}, V_{BC}), I_C(V_{BC}, I_E)$

● Configuration “**Emetteur Commun**”

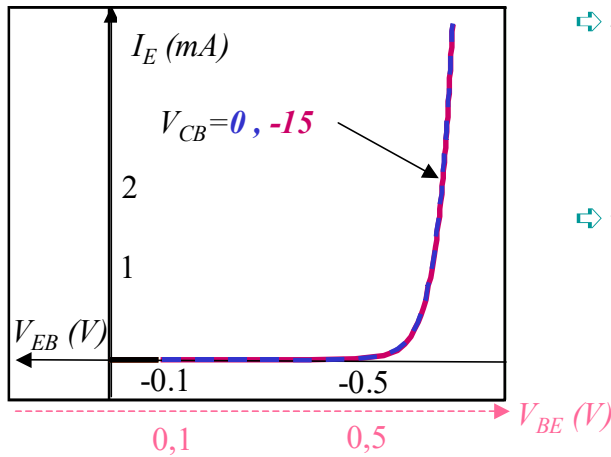
(émetteur = électrode commune)

⇨ Caractéristiques :  $I_B(V_{BE}, V_{CE}), I_C(V_{CE}, I_B)$

⇨ La représentation des caractéristiques en configuration “collecteur commun” est plus rare.

■ **Caractéristiques en configuration BC :** CAS DU TRANSISTOR NPN

$I_E(V_{EB}, V_{CB})$  : « caractéristique d'entrée »  
*hypothèse: diode BC bloquée (mode usuel)*



⇨ ~ caractéristique d'une **jonction PN**

$$I_E \cong I_S \left[ \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - 1 \right]$$

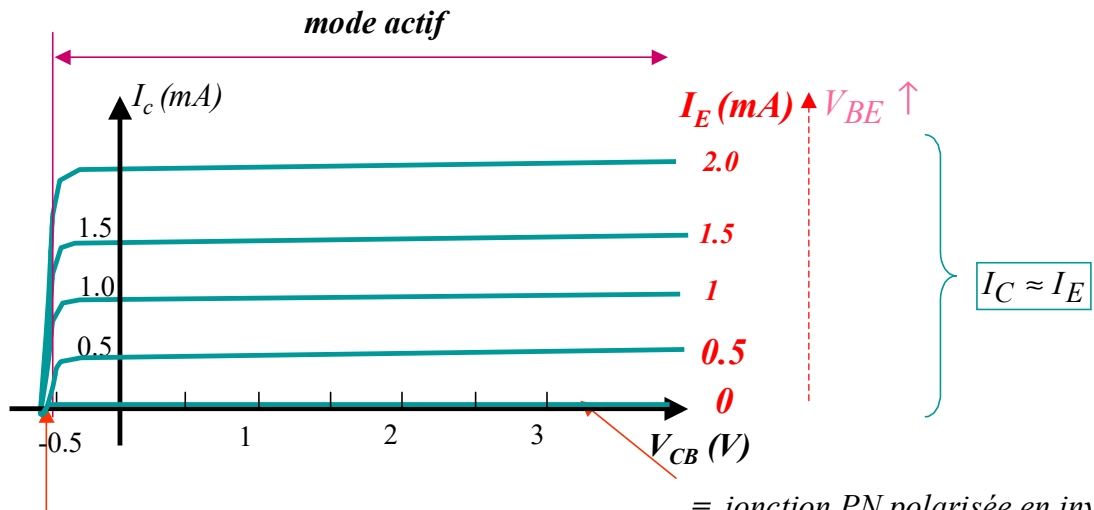
⇨ très peu d'influence de  $I_C$  (resp.  $V_{CB}$ )

*Jonction EB bloqué*  
 $I_E \sim 0, V_{BE} < 0.5 \text{ V}$

*Jonction EB passante*  
 $I_E > 0, V_{BE} \approx 0.6-0.7 \text{ V}$

65

$I_C(V_{CB}, I_E)$  :



≡ jonction PN polarisée en inverse

tension seuil de la jonction BC

⇨ pour  $V_{CB} > \sim -0.5 \text{ V}$ , on a  $I_C = \alpha_F I_E$ , avec  $\alpha_F$  proche de 1.  
 ➤ En **mode actif**,  $I_B = I_E - I_C = I_E(1 - \alpha_F)$

⇨ pour  $I_E = 0$ , on a  $I_C =$  **courant de saturation inverse** de la jonction BC  $\sim 0$   
 ➤ Transistor en “**mode bloqué**”

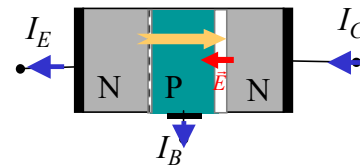
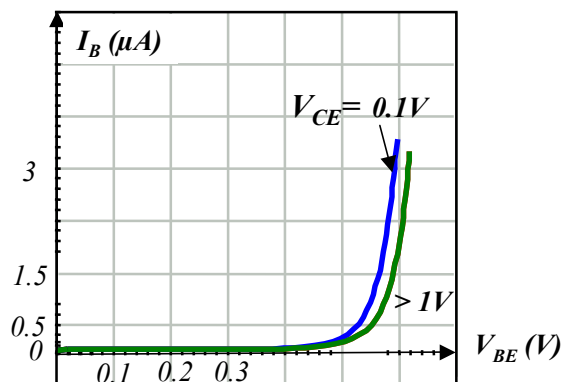
⇨ pour  $V_{CB} \approx -0.7$ , la jonction BC est **passante**,  $I_C$  n'est **plus contrôlée** par  $I_E$   
 ➤ Transistor en “**mode saturé**”

Ordre de grandeur :  $\alpha_F \sim 0.95 - 0.99$      $\alpha_F =$  “gain en courant continue en BC”

66

## ■ Caractéristiques en configuration EC :

$I_B(V_{BE}, V_{CE})$  : « caractéristique d'entrée »  
*hypothèse: diode BC bloquée (mode usuel)*



⇨  $V_{BE} > 0.6V$ , jonction PN passante

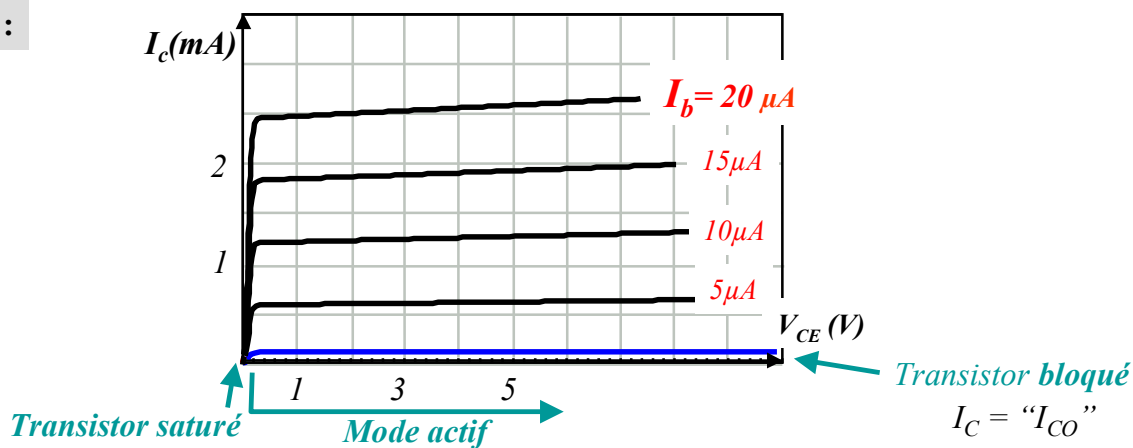
⇨  $I_B \ll I_E \leftrightarrow$  **charges non collectées** par le champ électrique de la jonction BC

$$I_B = (1 - \alpha_F) I_E$$

⇨ Influence non-négligeable de  $V_{CE}$  sur  $\alpha_F \leftrightarrow$  “Effet Early”

67

$I_C(V_{CE}, I_B)$  :



⇨ **Mode actif** : BE passant, BC bloquée  $\rightarrow V_{BE} \approx 0.7V$  et  $V_{CB} \approx -0.5V$

➤  $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} > -0.5 + 0.7 \sim 0.2V$

$$I_C = \alpha_F I_E = \alpha_F (I_C + I_B) \Rightarrow I_C = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} I_B = "h_{FE}" I_B$$

$h_{FE}$  = “gain en courant continue en EC” = “ $\beta_F$ ”

ordre de grandeur :  $h_{FE} \sim 50 - 250$

⇨ Grande **dispersion de fabrication** sur  $h_{FE}$ .

⇨ **Effet Early** :  $\alpha_F$  tend vers 1 lorsque  $V_{CE}$  augmente  $\rightarrow h_{FE}$  **augmente avec  $V_{CE}$**

⇨ **Mode saturé** : Diode BC passante  $\rightarrow I_C \sim$  indépendant de  $I_B$

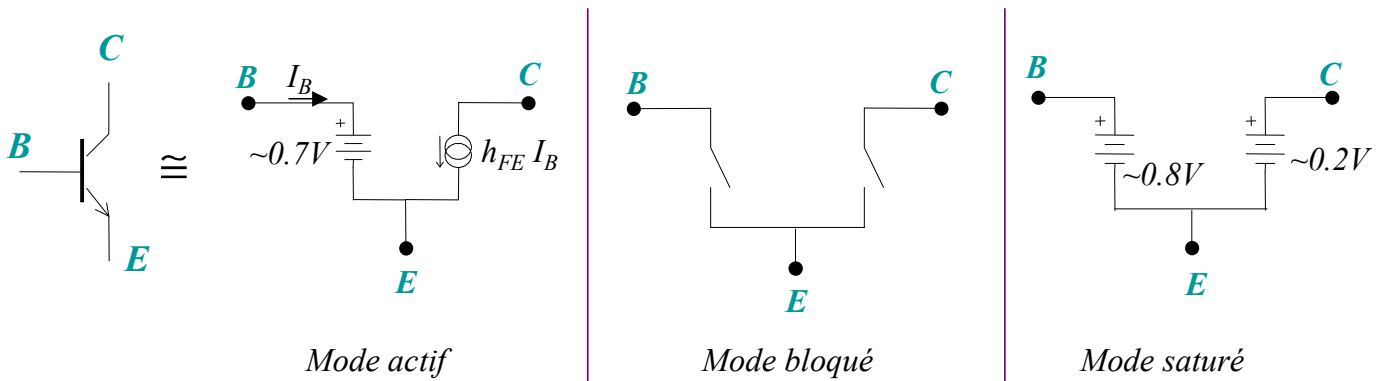
➤  $h_{FE}$  **diminue** lorsque  $V_{CE} \rightarrow 0$

68

■ Modes actif / bloqué / saturé

Transistor NPN

Configuration EC :		
Mode actif :	$V_{BE} \approx 0.7V$	$\sim 0.3V < V_{CE} < V_{CC}$ $I_C \approx h_{FE} I_B$
Mode bloqué :	$I_B \cong 0$	$V_{CE} \cong V_{CC}$ $I_C \approx 0$
Mode saturé :	$V_{BE} \approx 0.8V$	$V_{CE} \approx 0.2V$ $I_C \neq h_{FE} I_B$

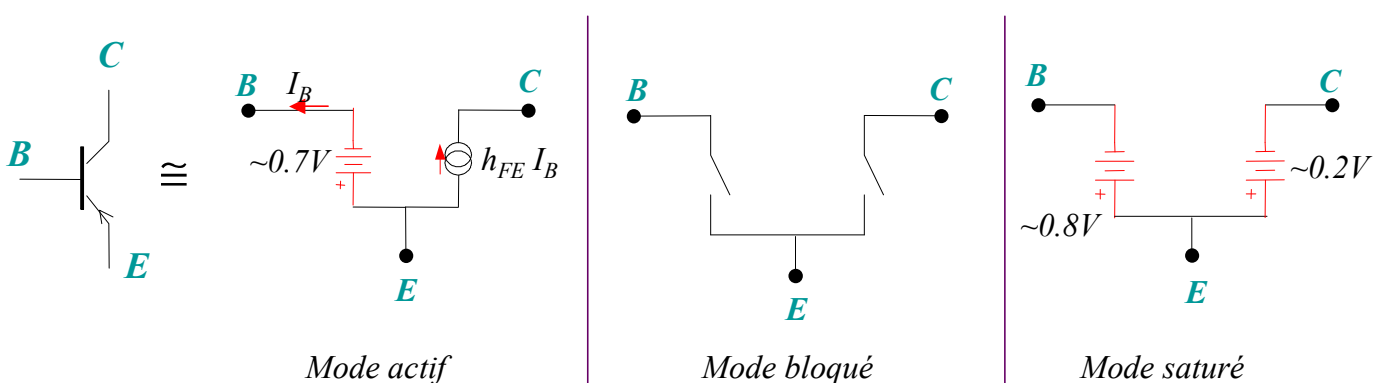


☛  $V_{CC}$  = source de tension externe alimentant la maille contenant C et E (cf plus loin)  
 $V_{CC}$  ne peut pas dépasser cette valeur!

69

Transistor PNP

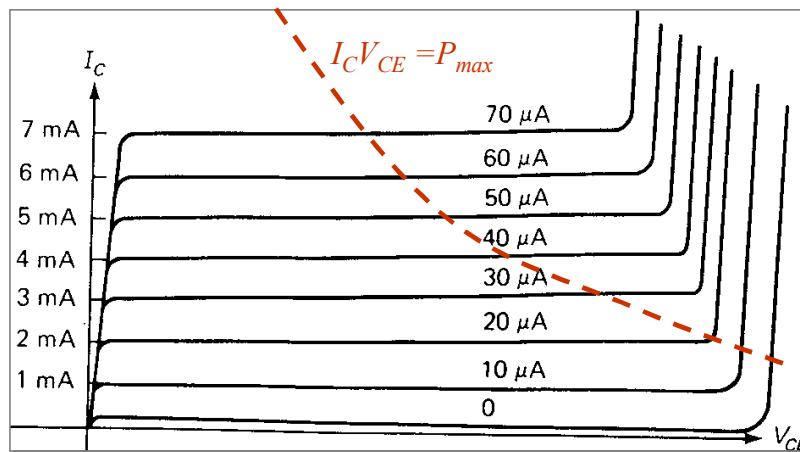
Configuration EC :		
Mode actif :	$V_{BE} \approx -0.7V$	$\sim -0.3V < V_{CE} < V_{CC} \quad (< 0)$ $I_C \approx h_{FE} I_B$
Mode bloqué :	$I_B \cong 0$	$V_{CE} \cong V_{CC}$ $I_C \approx 0$
Mode saturé :	$V_{BE} \approx -0.8V$	$V_{CE} \approx -0.2V$ $I_C \neq h_{FE} I_B$



70

## ■ Valeurs limites des transistors

- ⇨ Tensions inverses de claquage des jonctions PN (EB, BC)
- ⇨ Puissance maximale dissipée :  $P_{\max} = V_{CE} I_C$
- ⇨ Courants de saturations inverses :
  - $I_C, I_B$  et  $I_E \neq 0$  en mode bloqué



fiches techniques :

71

## ■ Influence de la température

- ☛ La caractéristique d'une jonction PN dépend de la température
  - ⇨ les courants inverses (mode bloqué) augmentent avec T
  - ⇨  $V_{BE}$ , à  $I_{B,E}$  constant, diminue avec T
  - ⇨ *ou réciproquement* : pour  $V_{BE}$  maintenue fixe,  $I_E$  (et donc  $I_C$ ) augmente avec T
- ⇨ **Risque d'emballement thermique** :  $T \uparrow \Rightarrow I_C \uparrow \Rightarrow \text{Puissance dissipée} \uparrow \Rightarrow T \uparrow \dots$

- ➔ Nécessité d'une **contre-réaction** dans les amplificateurs à transistors bipolaires :

$$T \uparrow \Rightarrow I_C \uparrow \Rightarrow V_{BE} \downarrow \Rightarrow I_B \downarrow \Rightarrow I_C \downarrow$$

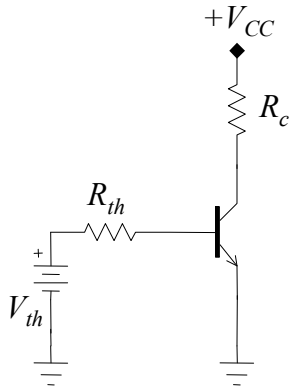
72

## 4.4 Modes de fonctionnement du transistor dans un circuit ↔ Point de fonctionnement

### ■ Droites de charges :

Le point de fonctionnement est déterminé par les **caractéristiques** du transistor et par les **lois de Kirchhoff** appliquées au circuit.

**Exemple :** ● Comment déterminer  $I_B$ ,  $I_C$ ,  $V_{BE}$ ,  $V_{CE}$  ?



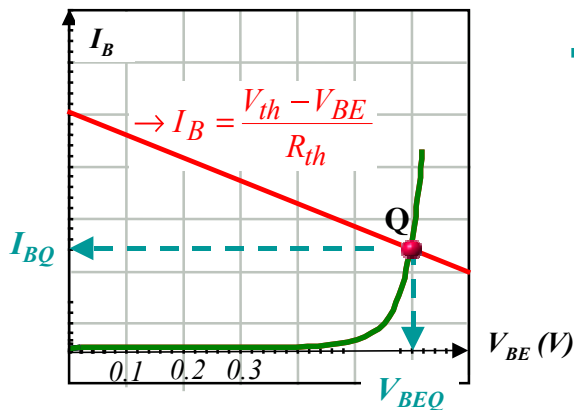
**Droites de charges :**

$$V_{th} = R_{th}I_B + V_{BE} \quad \rightarrow I_B = \frac{V_{th} - V_{BE}}{R_{th}}$$

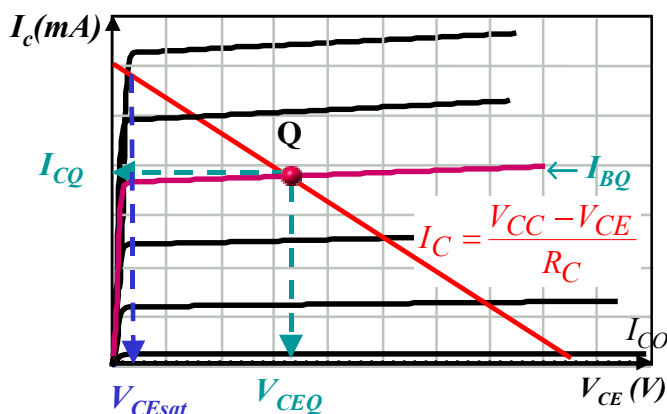
$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} \quad \rightarrow I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}$$

73

### ■ Point de fonctionnement



⇒  $V_{BEQ} \approx 0.6-0.7V$ , dès que  $V_{th} > 0.7V$   
(diode passante transistor actif ou saturé)



⇒  $V_{CEsat} \leq V_{CEQ} \leq V_{CC}$

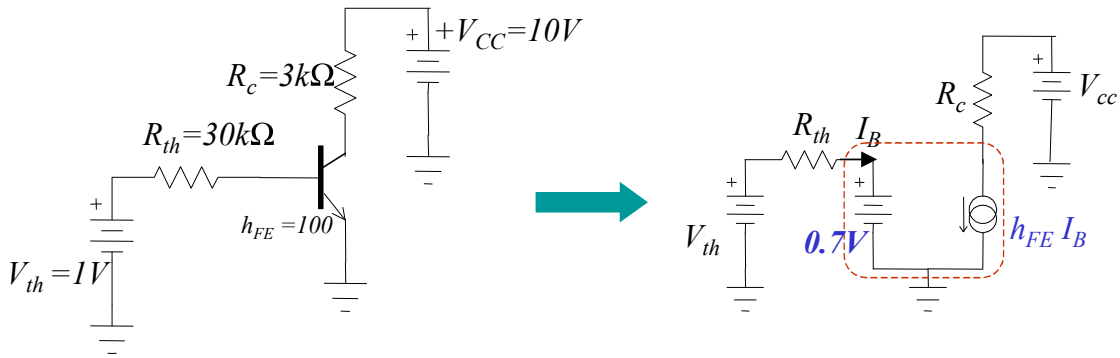
$$I_{C0} \leq I_c \leq \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_c} \approx \frac{V_{CC}}{R_c}$$

⇒ **Q fixe le mode de fonctionnement du transistor**

74



**Exemple : Calcul du point de fonctionnement**



$\rightarrow I_{BQ} = 10\mu A$   
 $\rightarrow I_{CQ} = 1mA$   
 $\rightarrow V_{CEQ} = 7V$

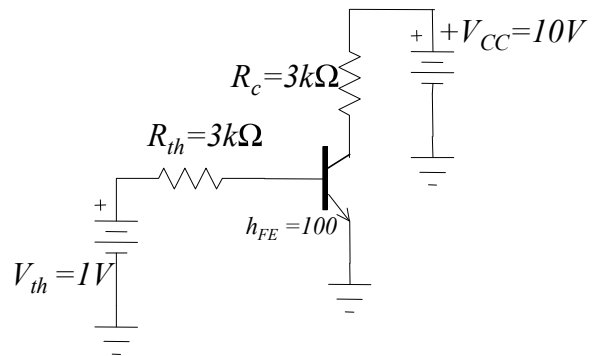
On a bien :  $\sim 0,3 < V_{CEQ} < V_{CC}$   
 Résultat **cohérent** avec le **mode actif** du transistor.

75

● Remplacement de  $R_{th}$  par  $3k\Omega$  :

$\dots \rightarrow I_{BQ} = 100\mu A$   
 $\dots \rightarrow I_{CQ} = 10mA$   
 $\dots \rightarrow V_{CEQ} = -20V !!$

➡ **Résultat incompatible** avec le mode actif  
 ➡ le modèle donne des valeurs erronées

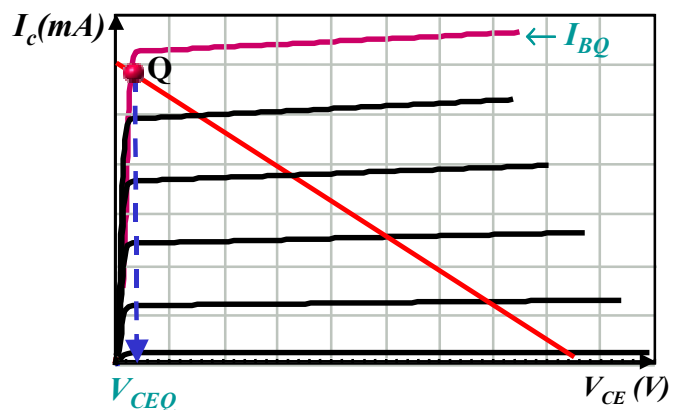


**Cause :**

En ayant augmenté  $I_{BQ}$ , (réduction de  $R_{th}$ )  
 Q a atteint la limite de la zone  
 correspondant au mode actif

$\rightarrow V_{CEQ} \sim 0.3V$

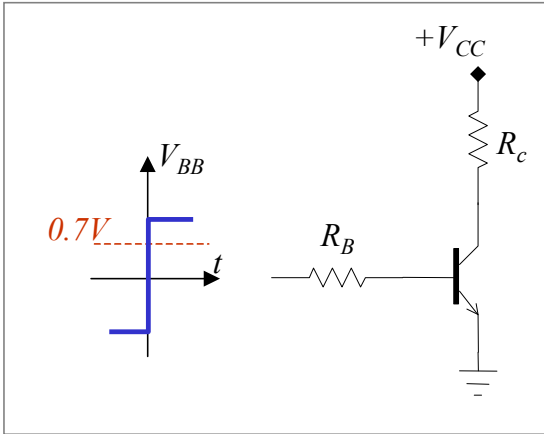
et  $I_{CQ} = 3.2mA$



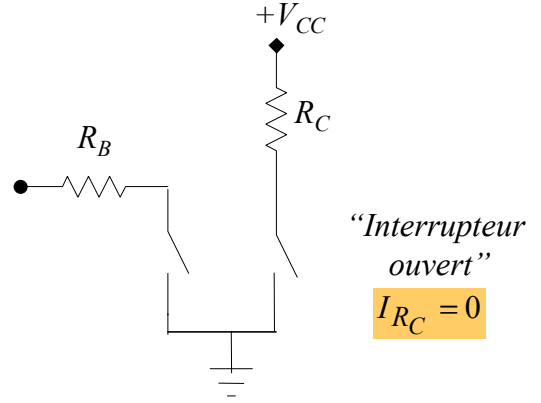
76

**Quelques circuits élémentaires :**

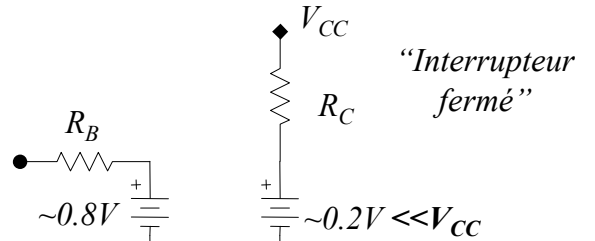
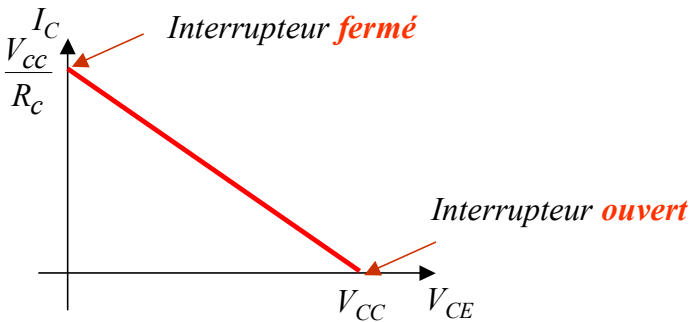
**Transistor interrupteur :**



$t < 0$  :  $V_{BE} < 0.7V \rightarrow$  Mode bloqué



$t > 0$  :  $V_{BE} > \sim 0.8V$ , telque  $R_C I_C \sim V_{CC}$   
 $\rightarrow V_{CE} \sim qq. 100mV$

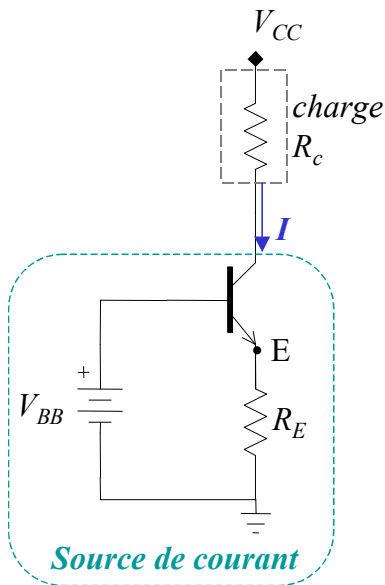


$$I_{B_{\min}} \text{ (interrupteur fermé)} \cong \frac{V_{CC}}{R_C h_{FE}} \cong \frac{V_{BE_{\min}} - 0.7}{R_B}$$

$$I_{RC} = \frac{V_{CC} - 0.2}{R_C} \cong \frac{V_{CC}}{R_C}$$

77

**Transistor source de courant :**



$$\rightarrow I \approx \frac{V_{BB} - 0.7V}{R_E}$$

“quelque soit”  $R_C \dots$   
tant que le transistor est en **mode actif**

**Domaine de fonctionnement :** ( $V_{BB} > 0.7V$ )

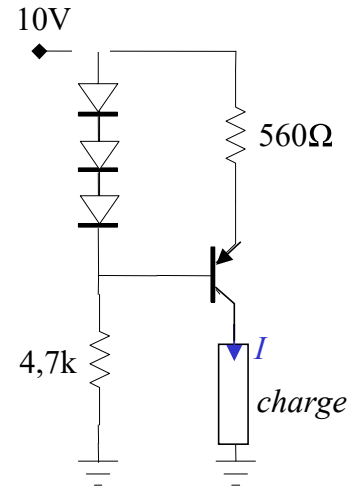
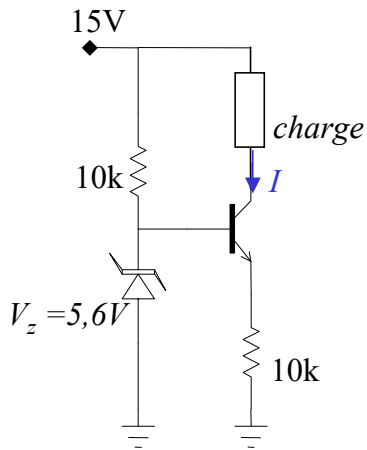
$$\approx 0 < V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E)I_C < V_{CC}$$

●  $R_{C_{\max}} \cong \frac{V_{CC}}{I} - R_E$

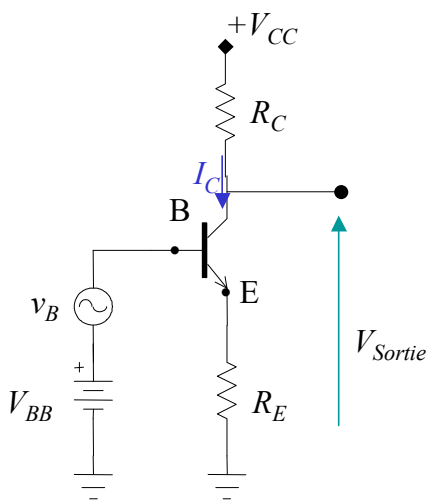
pour  $R_C$  supérieure à  $R_{C_{\max}} \rightarrow$  transistor **saturé**

👉  $R_{C_{\min}} = 0$

**Exercices : Calculer le courant dans la charge, la plage de tension**



**Transistor, amplificateur de tension :**



**hypothèses :**

- Point de fonctionnement "au repos" : Transistor en **mode actif** lorsque  $v_B = 0$  (amplificateur "classe A")
- **Amplitude** du signal  $v_B$  suffisamment **faible** pour que le transistor soit à chaque instant actif
- Modèle **1<sup>ère</sup> approximation** pour le transistor

$$\rightarrow I_E \approx \frac{V_B - 0.7}{R_E} \approx I_C = I_C + i_c \quad (I_B \ll I_C)$$

En négligeant la variation de  $V_{BE}$  :  $\rightarrow i_c \approx \frac{v_B}{R_E}$

Enfin :  $V_{Sortie} = V_{cc} - R_C I_C = V_s + v_s$  avec :  $V_s = V_{cc} - R_C I_C$

et  $v_s = -R_C i_c = -\frac{R_C}{R_E} v_b$  Le "signal"  $v_B$  est amplifié par le facteur  $A_v = -\frac{R_C}{R_E}$

👉  $A_v = \infty$  pour  $R_E = 0$  ?? voir plus loin pour la réponse...

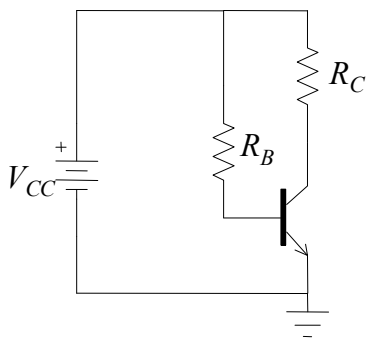
👉 Comment fixer le point de fonctionnement au repos de manière optimale?

## 4.6 Circuits de polarisation du transistor

- Le circuit de polarisation fixe le **point de repos** (ou point de fonctionnement statique) du transistor
- Le choix du point de repos dépend de l'**application** du circuit.
- Il doit être à l'intérieur du domaine de **fonctionnement** du transistor ( $I_{C(B)} < I_{max}$ ,  $V_{CE(BE)} < V_{max}$ ...)
- Les principales caractéristiques d'un circuit de polarisation sont :
  - sensibilité par rapport à la dispersion de fabrication du transistor (incertitude sur  $h_{FE}$ , ...)
  - stabilité thermique.  
(coefficient de température des différents paramètres du transistor :  $V_{BE}$ ,  $h_{FE}$ , ...).

81

### ■ Circuit de polarisation de base (à courant $I_B$ constant)



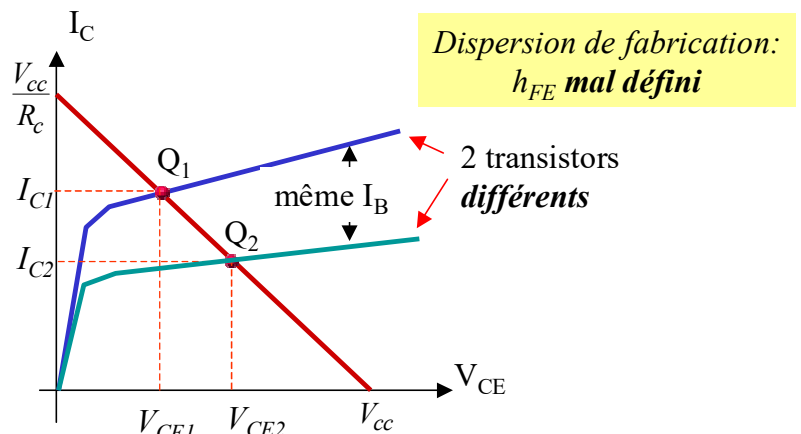
$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \cong \frac{V_{CC} - 0.7}{R_B}$$

$$Q: I_C = h_{FE} I_B \quad \text{et} \quad V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$$

Conséquence :  $\Delta h_{FE} \Rightarrow \Delta I_C \Rightarrow \Delta V_{CE}$

→ Le point de repos **dépend fortement de  $h_{FE}$**  = *inconvenient majeur*

→ Circuit de polarisation **peu utilisé**.



Dispersion de fabrication:  
 $h_{FE}$  mal défini

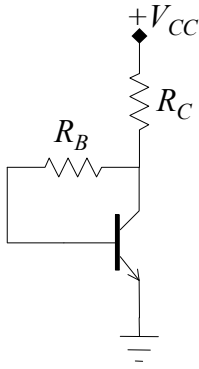
2 transistors  
différents

même  $I_B$

**Exemple** : Transistor en mode saturé  $\leftrightarrow R_B$  tel que  $I_B > I_{B_{sat}} \approx \frac{V_{CC}}{R_C h_{FE}}$

en prenant pour  $h_{FE}$  la **valeur minimale** garantie par le constructeur.

■ Polarisation par réaction de collecteur



$$\rightarrow I_C \approx \frac{V_{CC} - 0.7}{R_C + R_B / h_{FE}}$$

Le point de fonctionnement reste sensible à  $h_{FE}$

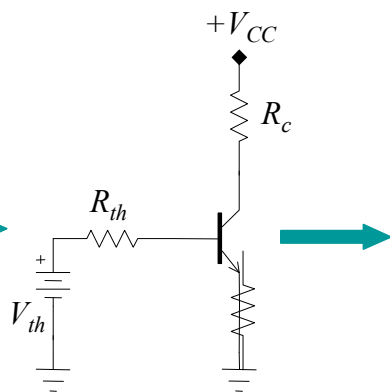
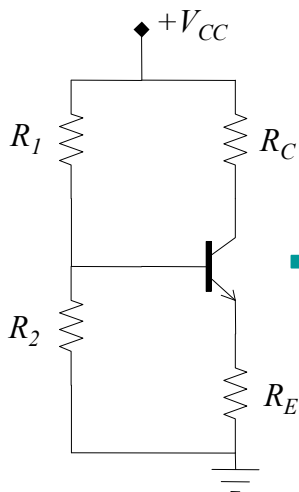
**Propriété intéressante du montage :**

Le transistor ne peut rentrer en saturation puisque  $V_{CE}$  ne peut être inférieur à 0.7V

**Cas particulier :**  $R_B=0 \rightarrow I_C \approx \frac{V_{CC} - 0.7}{R_C} \quad V_{CE} = 0.7V$

⇨ Le transistor se comporte comme un **diode**.

■ Polarisation par diviseur de tension - « polarisation à courant (émetteur) constant »



$$I_C \approx I_E \approx \frac{V_{th} - 0.7}{R_E + R_{th} / h_{FE}}$$

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

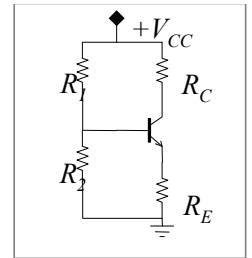
avec  $V_{th} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$  et

$$R_{th} = R_1 // R_2$$

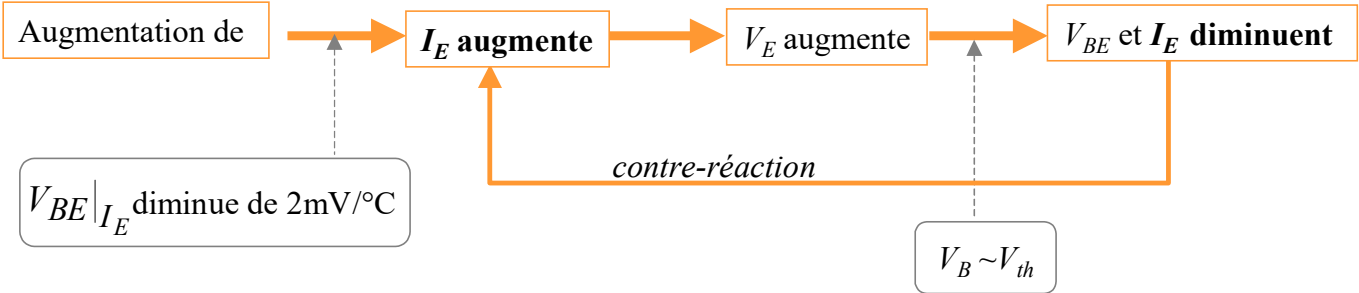
⇨ Peu sensible à  $h_{FE}$  : si  $\frac{R_{th}}{h_{FE}} \ll R_E \rightarrow I_C \approx \frac{V_{th} - 0.7}{R_E}$

⇨ Bonne stabilité thermique

Une façon de comprendre la stabilité du montage :



$R_E$  introduit une **contre-réaction**



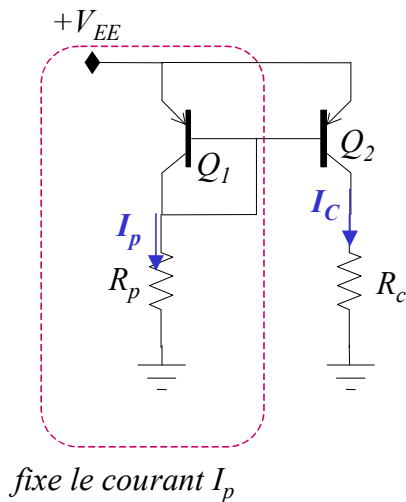
Règles « d'or » pour la conception du montage :

- $R_{th}/R_E \leq 0.1 h_{FE}^{min}$  ou encore  $R_2 < 0.1 h_{FE}^{min} R_E \leftrightarrow I_{R2} \approx 10 I_b$
- $V_E \sim V_{CC}/3$

☹ Diminuer  $R_{th}$  **augmente** le courant de polarisation  $I_{RI}$

☞ Idem, si l'augmentation de  $I_E$  résulte d'un **échange** de transistors (dispersion de fabrication)

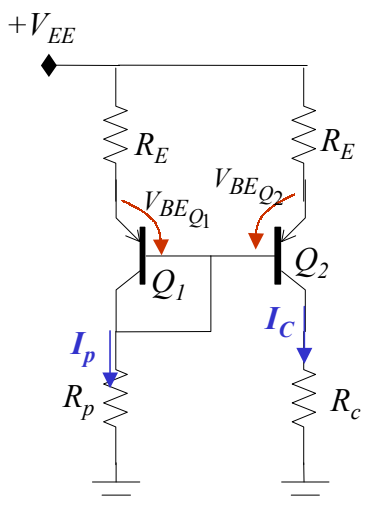
■ Polarisation par un miroir de courant



- $Q_1, Q_2 =$  transistors **appariés** (circuit intégré)
- $Q_1 : V_{BC} = 0 \rightarrow \sim$  diode  $\rightarrow I_p \cong \frac{V_{EE} - 0.7}{R_p}$
- En **mode actif**, les courants de bases sont négligeables (1ère approx.)
- $Q_2 : V_{EBQ_1} = V_{EBQ_2} \rightarrow I_C \cong I_p$
- ☞  $Q_2$  agit comme un “**miroir de courant**”.

☺ Point de fonctionnement ne dépend pas explicitement de  $h_{FE}$

**Imperfection :** Effet **Early**  $\rightarrow I_C|_{V_{BE}}$  augmente avec  $V_{CE} \leftrightarrow R_C$  (jusqu'à ~25% !)



avec  $R_E \ll R_C$

●  $R_E$  introduit une **contre-réaction** :

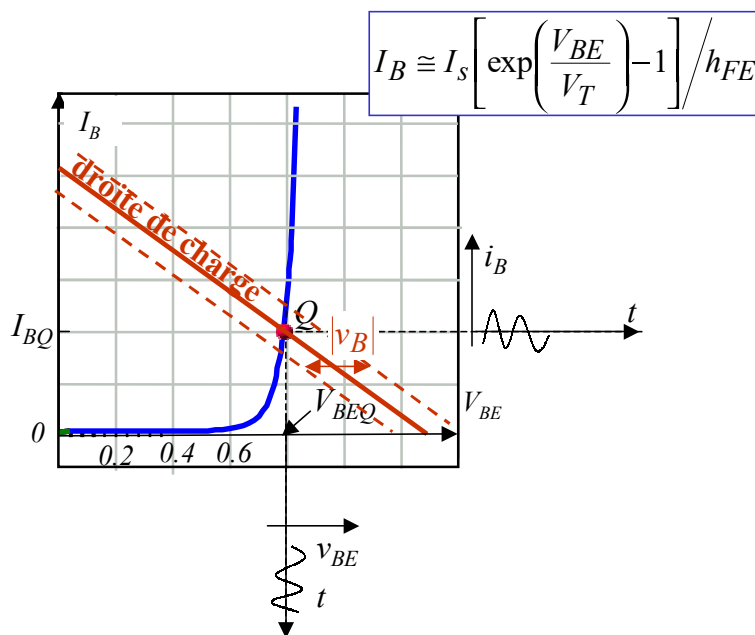
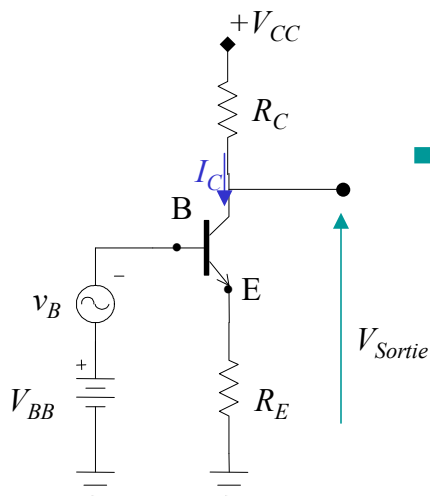
$$\text{comme } V_{BE_{Q2}} = V_{BE_{Q1}} - R_E(I_C - I_p)$$

Si  $I_C$  augmente (variation de  $V_{CE}$ ),  $V_{BE_{Q2}}$  diminue et **s'oppose** à l'augmentation **initiale**.

### 4.7 Modèle dynamique

- Variation de **faibles amplitudes** autour d'un point de fonctionnement statique
- Comportement approximativement **linéaire**
- ⇒ Modèles équivalents

■ **Caractéristique d'entrée :**



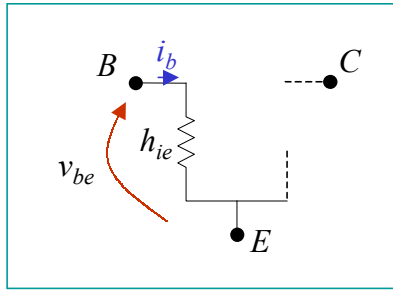
Pour  $v_B$  petit:

$$i_b \cong \frac{\partial I_B}{\partial V_{BE}} \Big|_Q \cdot v_{be} \cong \frac{I_E}{h_{FE} \cdot V_T} v_{be} = \text{"}h_{ie}\text{"}$$

$h_{ie}$  = "résistance d'entrée dynamique" du transistor en EC

Notation :

$$h_{ie} = \frac{h_{FE} V_T}{I_E} = \text{“résistance d’entrée dynamique” du transistor en EC}$$



∞  $h_{ie} \leftrightarrow$  « i » pour *input*, « e » pour *EC*, *h* pour paramètre hybride (cf quadripôle linéaire)

⚡ Ne pas confondre  $h_{ie}$  avec l’impédance d’entrée du **circuit complet**. (voir plus loin).

⚡ A température ambiante (300K) on a :

$$h_{ie} \cong \frac{26 \cdot h_{FE}}{I_E (mA)} \quad (\Omega)$$

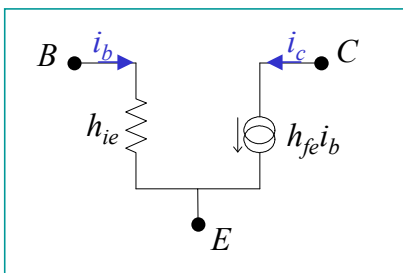
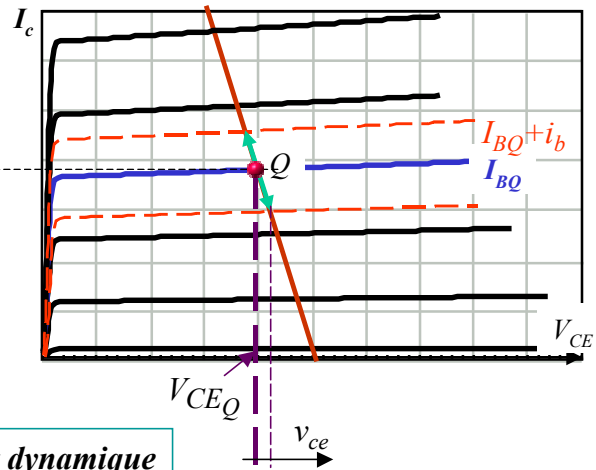
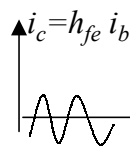
89

### ■ Caractéristique de sortie en mode actif :

*droite de charge*

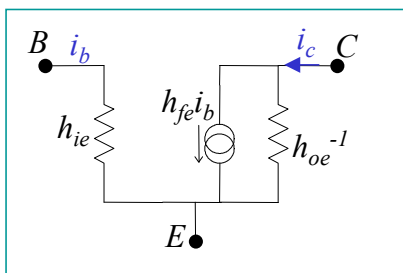
En première approximation :

$$i_c \cong h_{fe} i_b$$



$$h_{fe} = \text{gain en courant dynamique} \approx h_{FE} \text{ en } Q (*)$$

En tenant compte de l’effet Early:  $i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce}$  où  $h_{oe} = \left. \frac{\partial I_c}{\partial V_{CE}} \right|_Q$



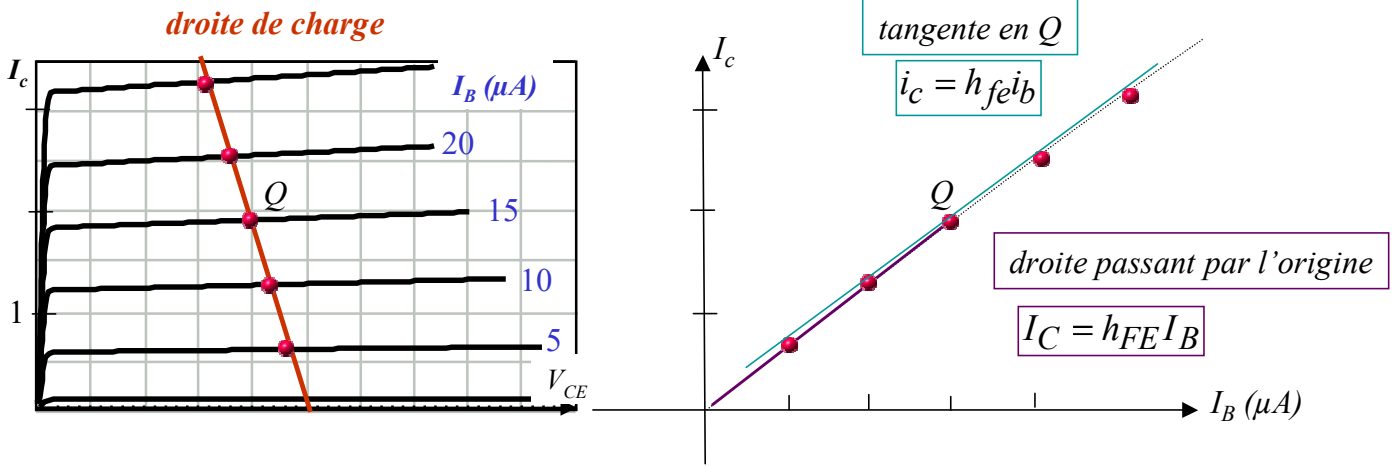
$$h_{oe}^{-1} = \text{impédance de sortie du transistor en EC}$$

Ordre de grandeur : 100kΩ - 1MΩ

90

⚡ Le modèle dynamique ne dépend pas du type (NPN ou PNP) du transistor





on a généralement :

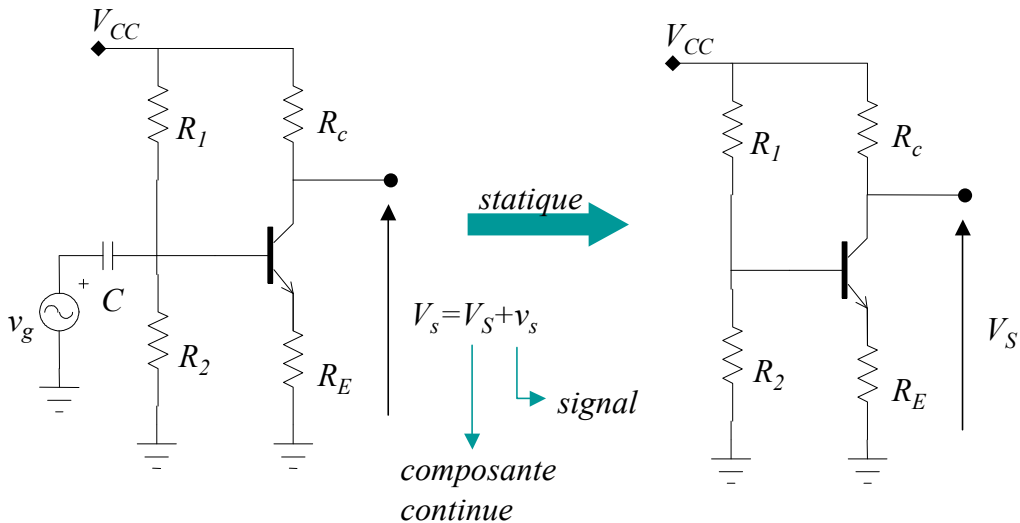
$$h_{fe} \cong h_{FE}$$

sauf à proximité du domaine saturé

■ Analyse statique / analyse dynamique

Exemple: Amplificateur de tension

A.N.:  
 $V_{cc}=15V$   
 $R_1=47k$   
 $R_2=27k$   
 $R_c=2.4k$   
 $R_E=2.2k$   
 $h_{FE}=100$



**Analyse statique :** on ne considère que la composante continue des courants et tensions  
 → C = circuit ouvert (aucun courant moyen circule à travers C).  
 ⇔ Point de fonctionnement statique Q (cf avant)

$$I_{EQ} \cong \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} - V_{BE} \right) / R_E \quad \text{mode actif} \quad \cong \quad I_{CQ} \stackrel{A.N.}{=} 2.2mA$$

$$\rightarrow V_S = V_{CC} - R_c I_{CQ} \stackrel{A.N.}{=} 10V$$

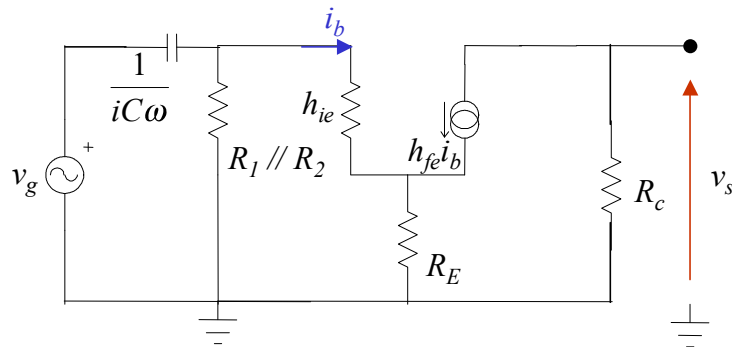
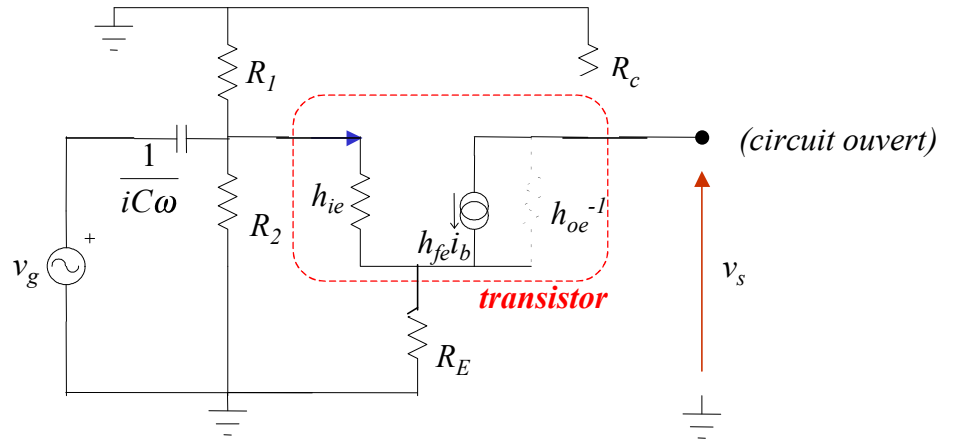
**Analyse dynamique :**

Hypothèses : transistor en mode actif → schéma équivalent du transistor

Schéma dynamique du circuit :

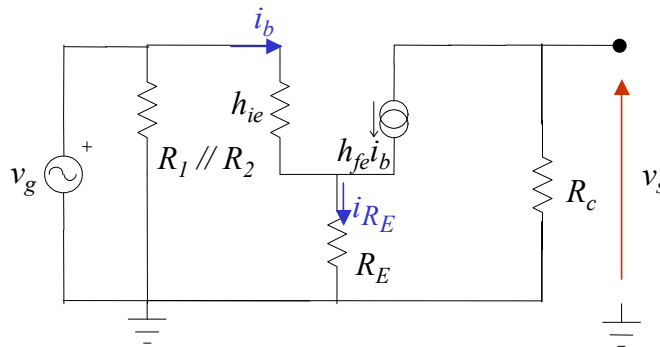


en négligeant  $h_{oe}...$



93

☞ Pour C suffisamment élevée on peut négliger son impédance devant les résistances :



**Calcul de la fonction de transfert  $v_s/v_g$  :**

$$\left. \begin{aligned} v_g &= h_{ie}i_b + R_E i_{R_E} = (h_{ie} + h_{fe}R_E)i_b \\ v_s &= -R_C \cdot h_{fe} \cdot i_b \end{aligned} \right\} \frac{v_s}{v_g} = -\frac{R_C \cdot h_{fe}}{h_{ie} + R_E \cdot h_{fe}} = -\frac{R_C}{R_E + \frac{h_{ie}}{h_{fe}}}$$

☞ Pour  $R_E \gg h_{ie}/h_{fe}$  on retrouve le résultat de la page 94.

94

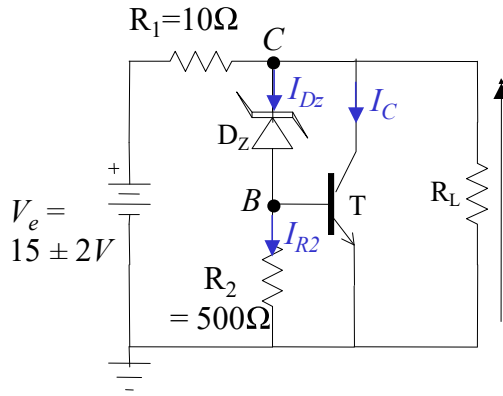
Autre exemple :

**Régulateur de tension**

Transistor de puissance

$$h_{FE} = h_{fe} = 50$$

$$h_{oe}^{-1} \sim \infty$$



$D_Z =$  diode Zener avec  $|V_Z| = 9,4V$

$$I_{min} = 1 mA$$

charge:  $R_L = 25\Omega$

$$V_s = V_S + v_s$$

ondulation résiduelle

composante continue

En statique :  $V_e = 15V$

$$V_D \approx V_Z \text{ et } V_{BE} \approx 0.6V \rightarrow V_S \approx 10V$$

$$I_{R_2} = \frac{0.6}{500} = 1,2mA$$

$$I_{R_L} = \frac{10}{R_L} = 0.4A$$

$$I_C = I_{R_1} - I_{D_Z} - I_{R_L} = 0.1 - I_{D_Z}$$

et

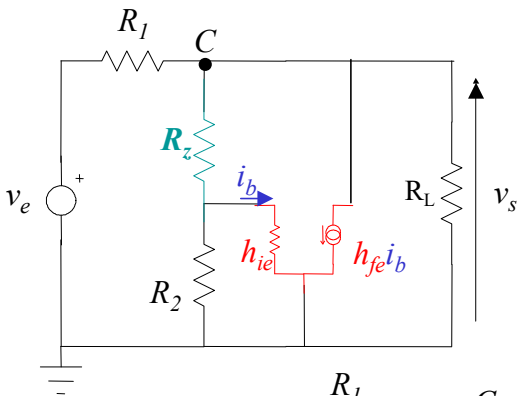
$$I_{D_Z} = I_{R_2} + I_B = 0.0012 + \frac{I_C}{h_{FE}}$$

$$\Rightarrow I_{D_Z} \approx 3mA, I_C \approx 97mA \text{ et } I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} \approx 2mA$$

**Efficacité de régulation**  $\leftrightarrow$  ondulation résiduelle :  $V_e$  varie de  $\pm 2V$ , quelle est la variation résultante de  $V_s$  ?

Etude dynamique du montage :

$$I_C \approx 100mA \rightarrow h_{ie} \approx \frac{h_{fe} \cdot 25mV}{I_E(mA)} \approx 13\Omega$$

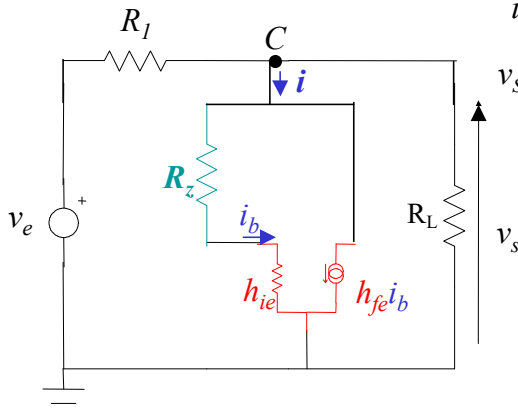


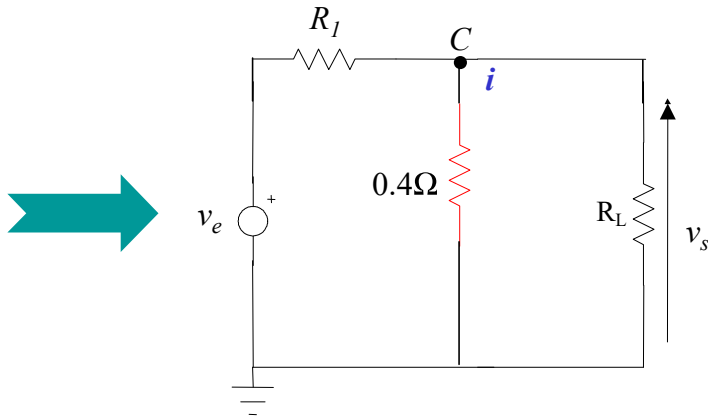
$$i = (h_{fe} + 1) \cdot i_b$$

$$v_s = (R_z + h_{ie}) \cdot i_b$$

$$\left. \begin{aligned} i &= (h_{fe} + 1) \cdot i_b \\ v_s &= (R_z + h_{ie}) \cdot i_b \end{aligned} \right\} \frac{v_s}{i} = \frac{R_z + h_{ie}}{h_{fe} + 1} \approx \frac{R_z + h_{ie}}{h_{fe}} \approx 0.4\Omega$$

$$h_{ie} \ll R_2$$





$$\rightarrow \frac{v_s}{v_e} \approx \frac{\frac{R_z + h_{ie}}{h_{fe}}}{\frac{R_z + h_{ie}}{h_{fe}} + R_1} = \frac{R_z + h_{ie}}{R_z + h_{ie} + h_{fe} R_1} = 0,03 \ll 1$$

☞ Le même montage **sans** transistor aurait donnée une ondulation résiduelle de

$$\frac{v_s}{v_e} \approx \frac{(R_z + R_2) // R_L}{(R_z + R_2) // R_L + R_1} \approx 0.7$$

97

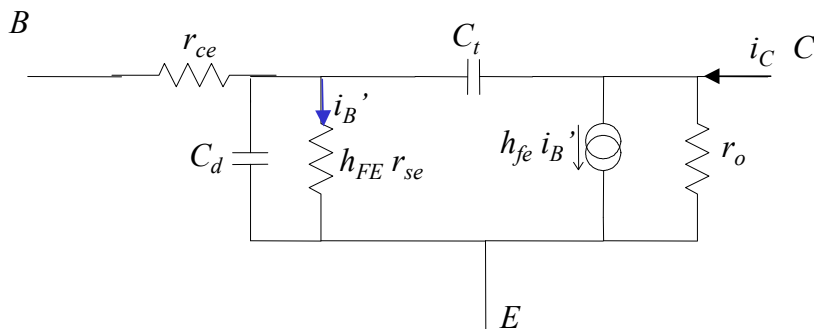
## ■ Modèle dynamique hautes fréquences

☞ Aux fréquences élevées on ne peut **pas négliger** les **capacités internes** des **jonctions EB** et **BC**.

☞ En **mode actif** :

- la jonction **EB** introduit une **capacité de diffusion**  $C_d$
- la jonction **BC** introduit une **capacité de transition**  $C_t$ .

### *Schéma équivalent dynamique hautes fréquences*



☞ Ces capacités influencent le fonctionnement du transistor aux fréquences élevées et sont responsable d'une **bande passante limitée** des amplificateurs à transistor bipolaire (cf plus loin).

98