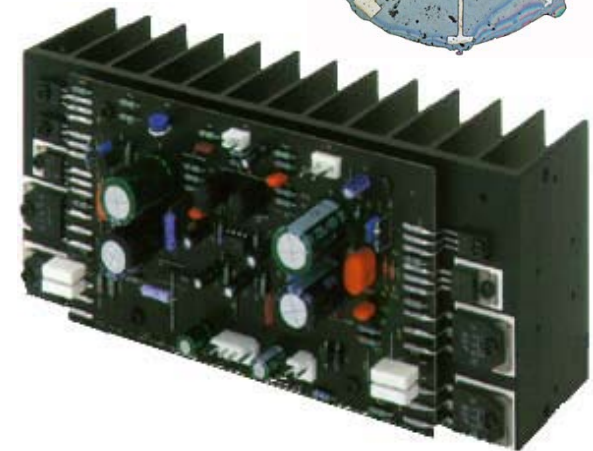
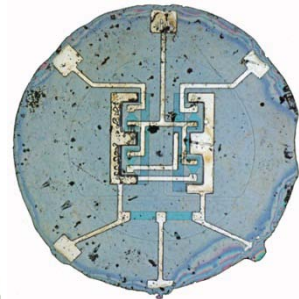
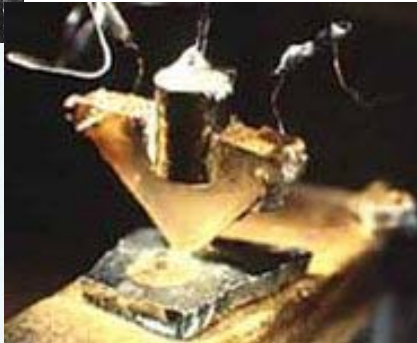
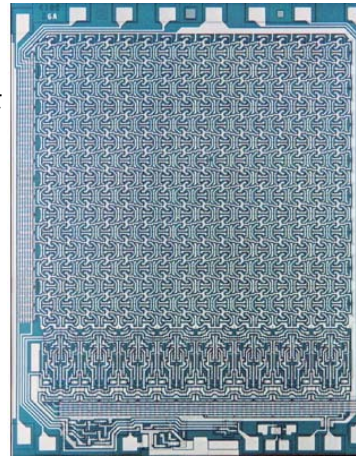
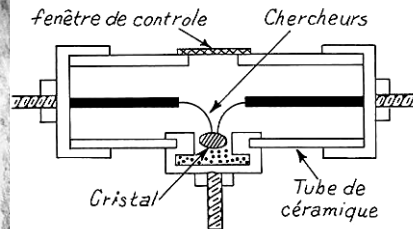
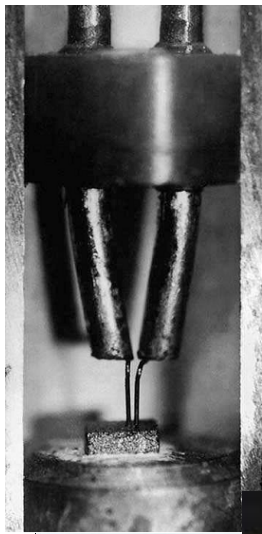


# Le transistor bipolaire

Pascal MASSON

*(pascal.masson@unice.fr)*

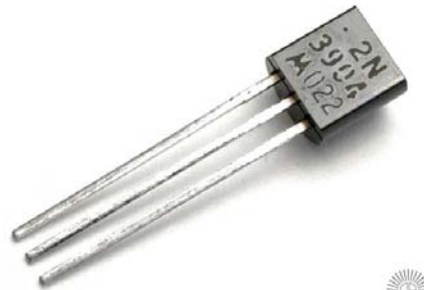
*Edition 2012-2013*



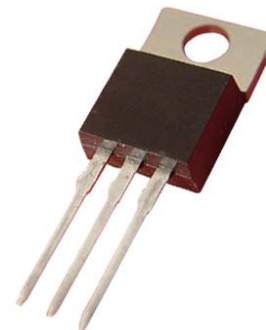
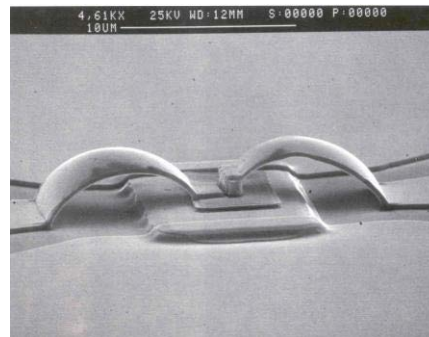
- I. Historique**
- II. Caractéristiques du transistor**
- III. Polarisation du transistor**
- IV. Les fonctions logiques**
- V. Amplification en classe A**
- VI. Multivibrateur astable ABRAHAM BLOCH**
- VII. Amplification en classe B**
- VIII. Amplificateur opérationnel**

## I.1. Définition

- Le transistor bipolaire est un composant électronique utilisé comme : interrupteur commandé, amplificateur, stabilisateur de tension, modulateur de signal ...

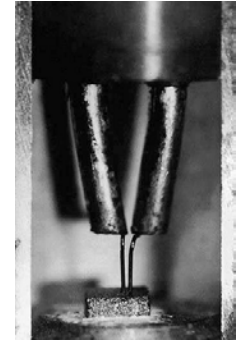


© Solarbotics Ltd. WWW.SOLARBOTICS.COM



## I.2. Histoire du transistor

- 1947 : John BARDEEN et Walter BRATTAIN inventent le transistor à contact (transistor) au laboratoire de physique de la société BELL (USA). Cette découverte est annoncée en juillet 1948.



**Transistor à contact 1948**



**Transistron 1948**

- 1948 : Herbert MATARE et Heinrich WELKER inventent (indépendamment de BELL) aussi le transistor à contact en juin 1948 (en France). Ce transistor sera appelé le Transistron pour le distinguer de celui de BELL.

- 1948 : en janvier William SHOCKLEY invente le transistor à jonction (bipolaire) mais la technique de fabrication ne sera maîtrisée qu'en 1951

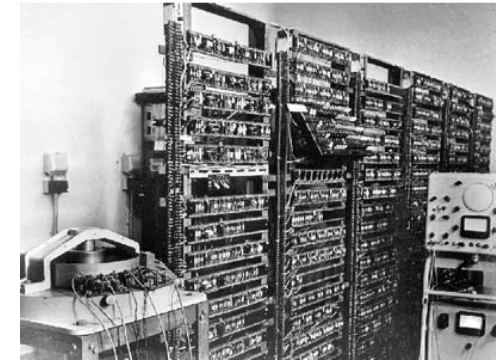


**Transistor à jonction 1948**



## I.2. Histoire du transistor

- Les transistors remplacent les contacteurs électromécaniques des centraux téléphoniques et les tubes dans les calculateurs.



1953 – calculateur  
(93 transistors + 550 diodes)

Sonotone  
1010



- 1953 : première application portative du transistor entant que sonotone.



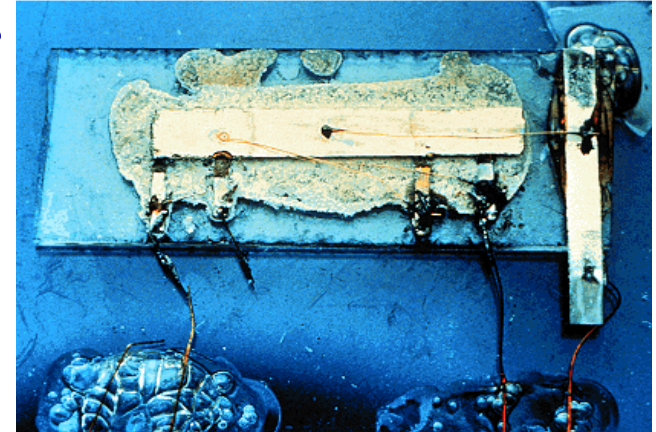
Régency TR-1  
(4 transistors)

- 1954 : première radio à transistors.



## I.3. Histoire des premiers circuits intégrés

- 1958 : Jack KILBY de Texas Instrument présente le premier circuit (oscillateur) entièrement intégré sur une plaque de semi-conducteur.



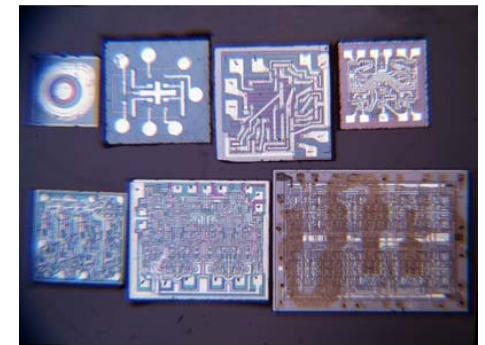
1958 – premier circuit intégré

- 1960 : production de la première mémoire Flip Flop par la société Fairchild Semiconductor.



1960 – Flip Flop en circuit intégré

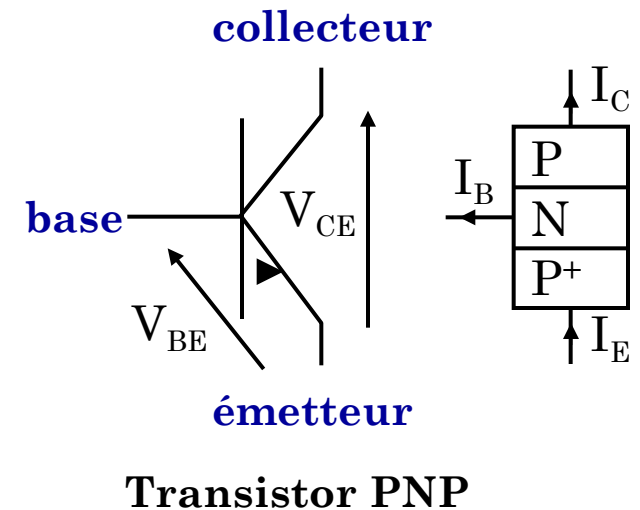
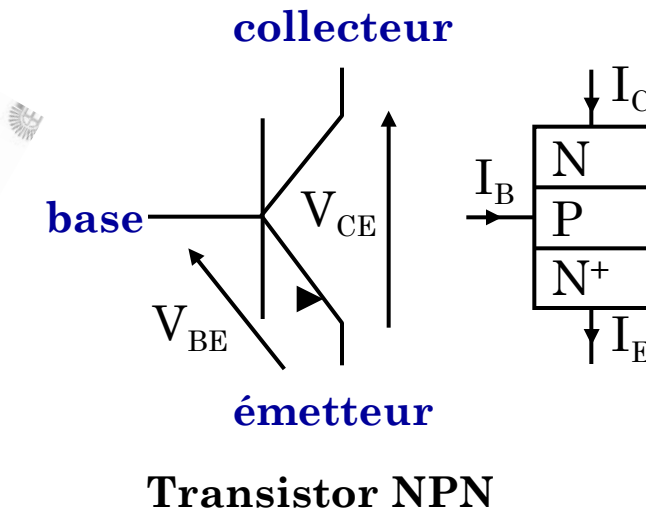
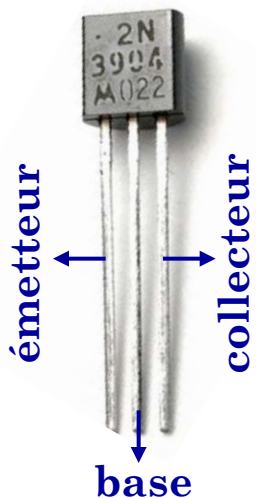
- 1965 : à partir du nombre de composants par circuit intégré fabriqué depuis 1965, Gordon MOORE (Fairchild Semiconductor) prédit que le nombre de composants intégrés (par unité de surface) doublera tous les 12 mois. Cette loi est toujours vraie !



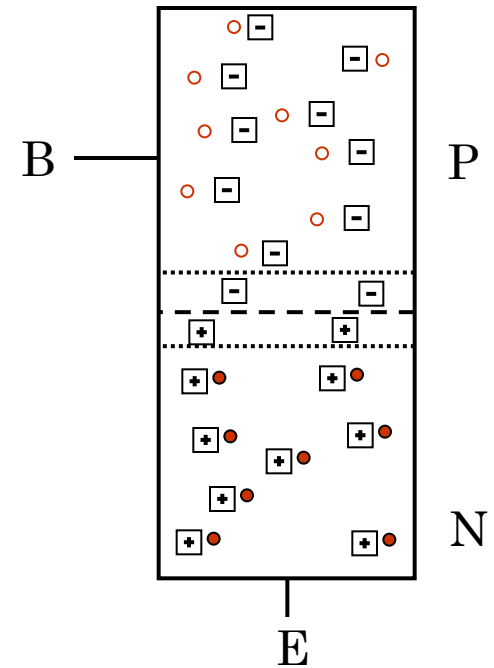
## II.1. Définition d'un transistor bipolaire

- Le transistor bipolaire est créé en juxtaposant trois couches de semi-conducteur dopés  $N^+$ , P puis N pour le transistor NPN (courant dû à un flux d'électrons) ou dopés  $P^+$ , N puis P pour le transistor PNP (courant dû à un flux de trous). Le niveau de dopage décroît d'un bout à l'autre de la structure.
- Un faible courant de base,  $I_B$ , permet de commander un courant de collecteur,  $I_C$ , bien plus important.

## II.2. Représentation



## II.3. Fonctionnement du transistor NPN



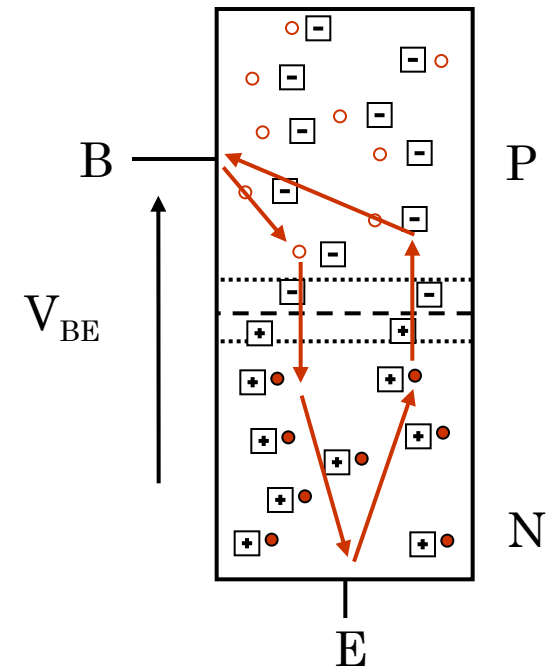


## II.3. Fonctionnement du transistor NPN

■ Si la tension  $V_{BE}$  est suffisante, la diode BE (base –émetteur) est passante :

- ✓ Courant de trous de B vers E.
- ✓ Courant d'électrons de E vers B

$$I = I_S \cdot \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) = \underbrace{(I_{St})}_{\text{trous}} + \underbrace{(I_{Se})}_{\text{électrons}} \cdot \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)$$



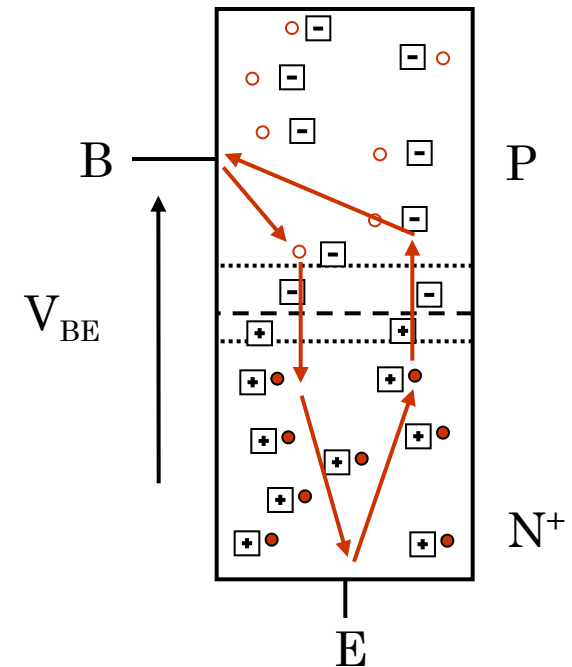
## II.3. Fonctionnement du transistor NPN

■ Si la tension  $V_{BE}$  est suffisante, la diode BE (base –émetteur) est passante :

- ✓ Courant de trous de B vers E.
- ✓ Courant d'électrons de E vers B

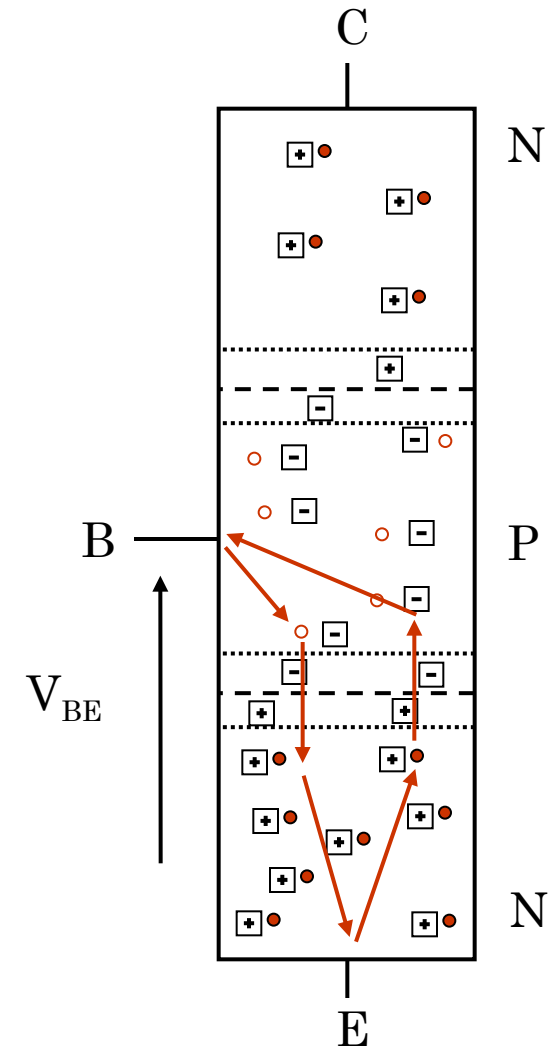
$$I = I_S \cdot \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) = \underbrace{(I_{St} + I_{Se})}_{\substack{\text{trous} \\ \text{électrons}}} \cdot \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)$$

■ Si le nombre d'électrons dans l'émetteur est 100 fois plus grand que le nombre de trous dans la base alors  $I_{St} \ll I_{Se}$ .



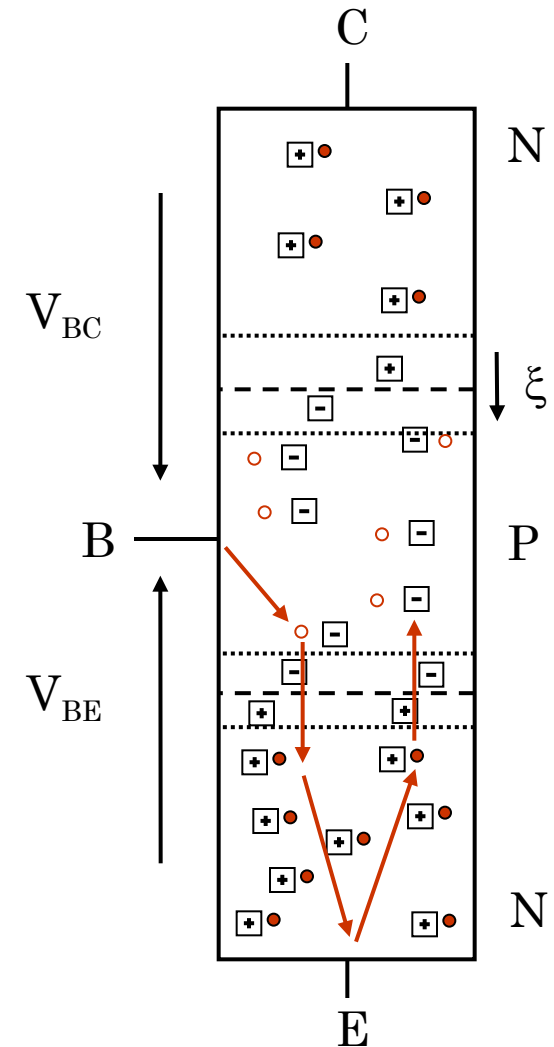
## II.3. Fonctionnement du transistor NPN

- On positionne à présent le collecteur dopé N



## II.3. Fonctionnement du transistor NPN

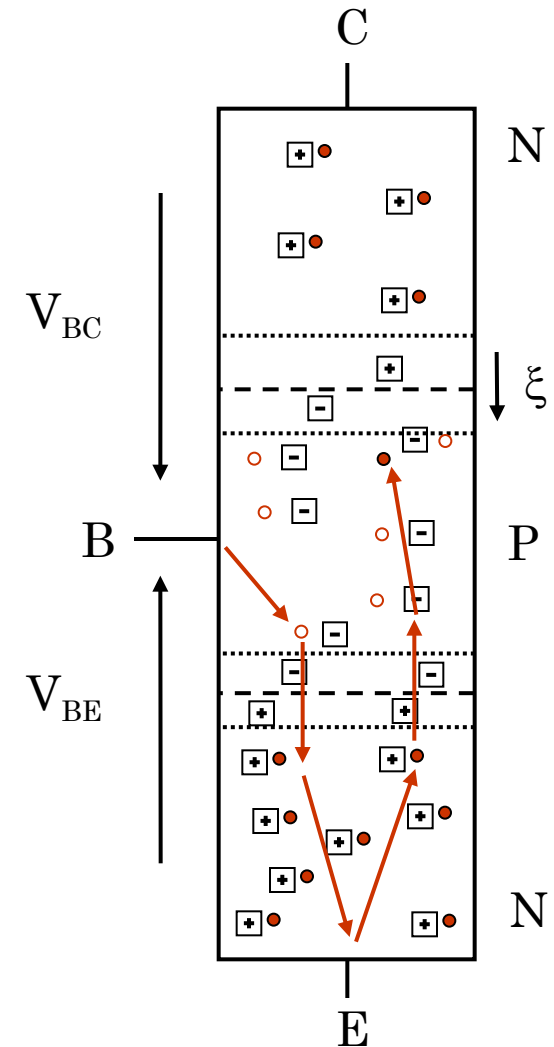
- On positionne à présent le collecteur dopé N
- La jonction BC est polarisée en inverse : augmentation du champs électrique interne.





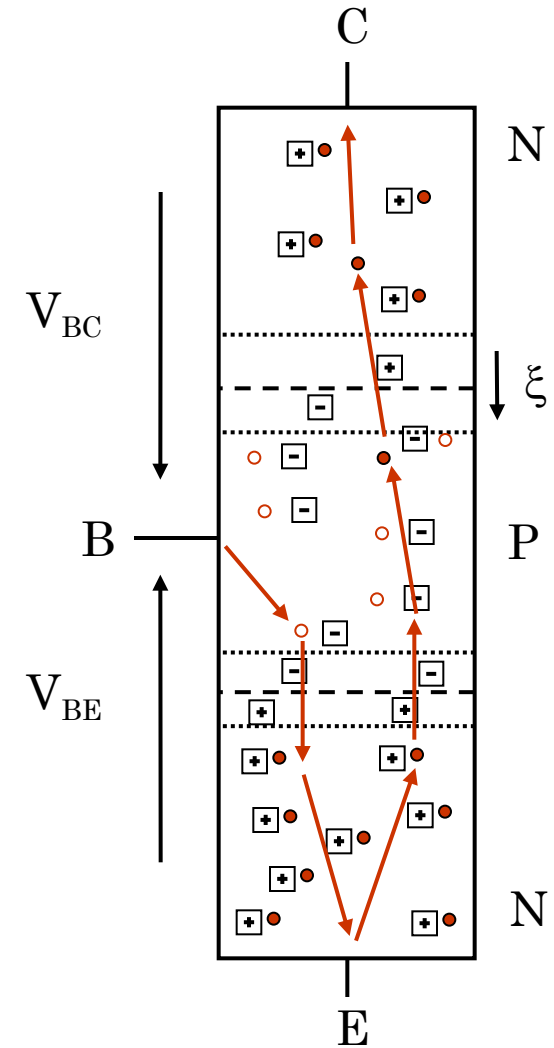
## II.3. Fonctionnement du transistor NPN

- On positionne à présent le collecteur dopé N
- La jonction BC est polarisée en inverse : augmentation du champs électrique interne.
- La longueur de la base est très courte et les électrons arrivent tous au niveau de la ZCE Base-collecteur.



## II.3. Fonctionnement du transistor NPN

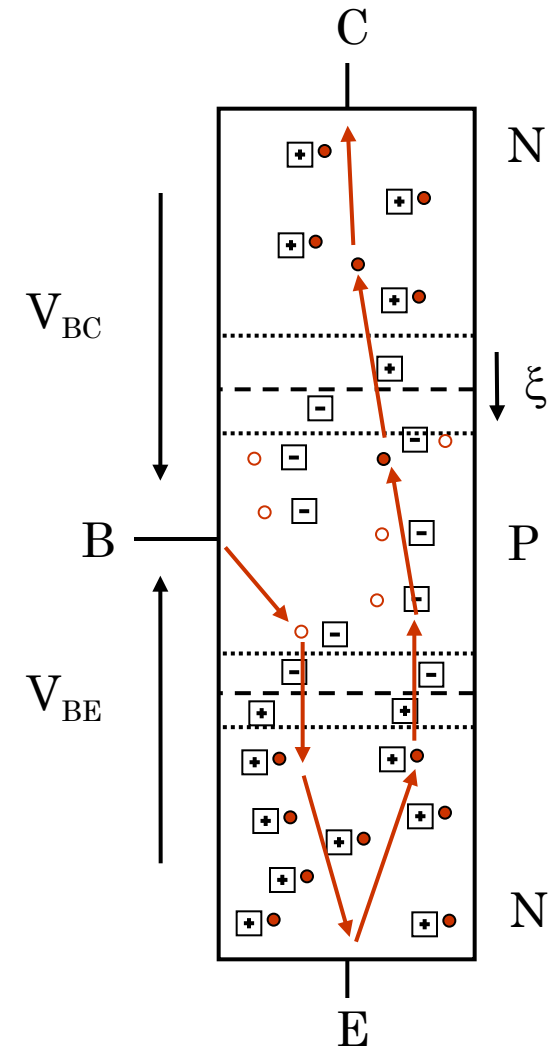
- On positionne à présent le collecteur dopé N
- La jonction BC est polarisée en inverse : augmentation du champs électrique interne.
- La longueur de la base est très courte et les électrons arrivent tous au niveau de la ZCE Base-collecteur.
- Les électrons sont propulsés dans le collecteur pas le champ électrique.



## II.3. Fonctionnement du transistor NPN

- On positionne à présent le collecteur dopé N
- La jonction BC est polarisée en inverse : augmentation du champs électrique interne.
- La longueur de la base est très courte et les électrons arrivent tous au niveau de la ZCE Base-collecteur.
- Les électrons sont propulsés dans le collecteur pas le champ électrique.
- Si on modifie la tension  $V_{BC}$  (dans une certaine limite), le champ électrique est toujours suffisant pour propulser tous les électrons :

**Le courant de collecteur ne dépend pas de la tension  $V_{BC}$  mais uniquement de  $V_{BE}$ .**



## II.3. Fonctionnement du transistor NPN

- Par convenance on pose :  $V_T = \frac{q}{kT}$  ( $= 25.6 \text{ mV}$  à  $300\text{K}$ )

- Les trois courants du transistor bipolaire sont :

- ✓  $I_B$  : courant de trous de B vers E.

$$I_B = I_{St} \cdot \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$$

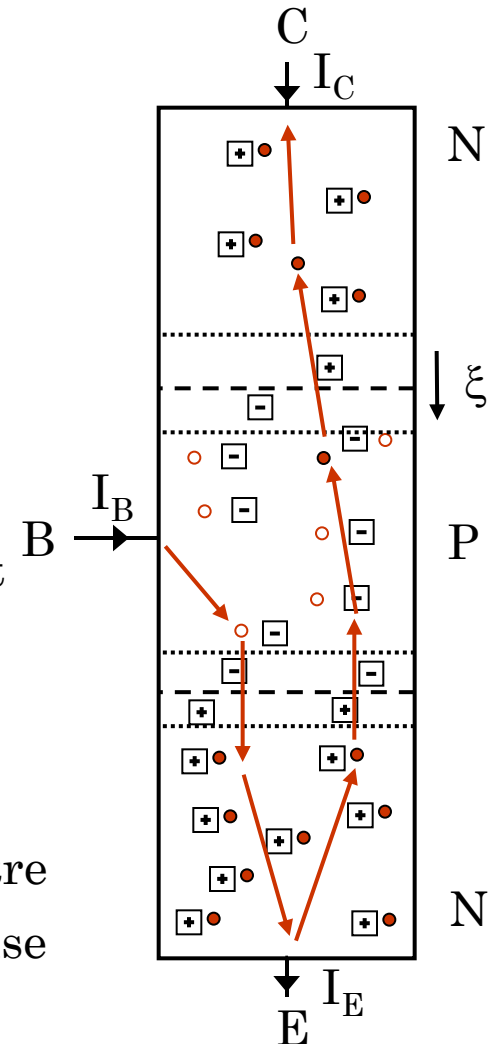
- ✓  $I_C$  : courant d'électrons de E vers C

$$I_C = I_{Se} \cdot \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$$

- ✓  $I_E$  : courant de trous de B vers E + courant d'électrons de E vers C

$$I_E = I_S \cdot \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) = I_B + I_C$$

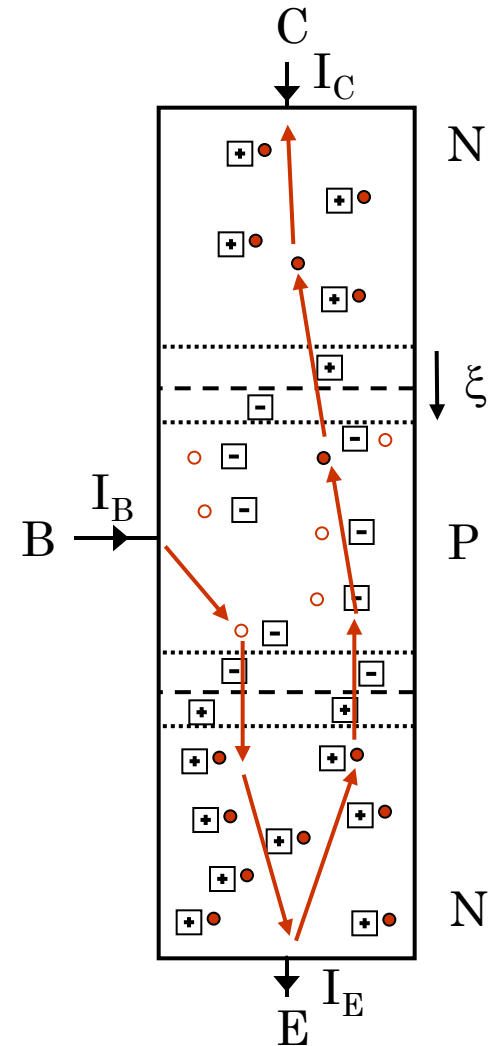
- Le rapport,  $\beta$ , entre les courants  $I_C$  et  $I_B$  dépend entre autres des niveaux de dopage de l'émetteur et de la base ainsi que de l'épaisseur de la base :  $I_C = \beta \cdot I_B$





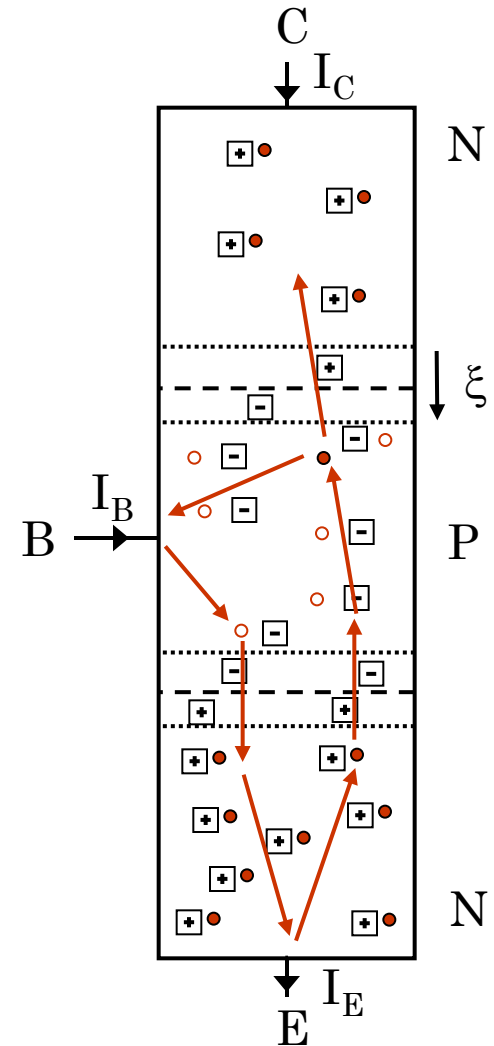
## II.3. Fonctionnement du transistor NPN

- Si la tension  $V_{BC}$  augmente trop :
  - ✓ Le champ électrique base – collecteur diminue



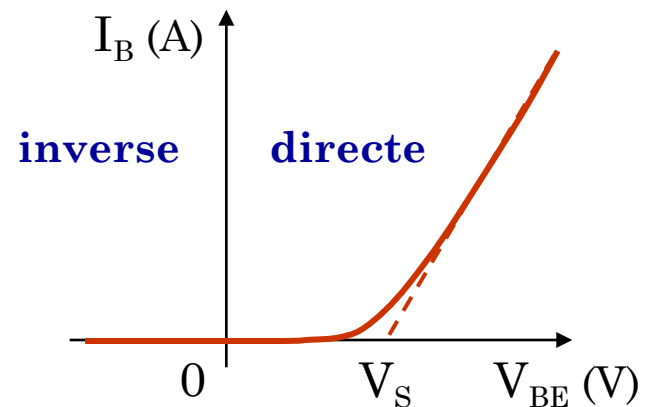
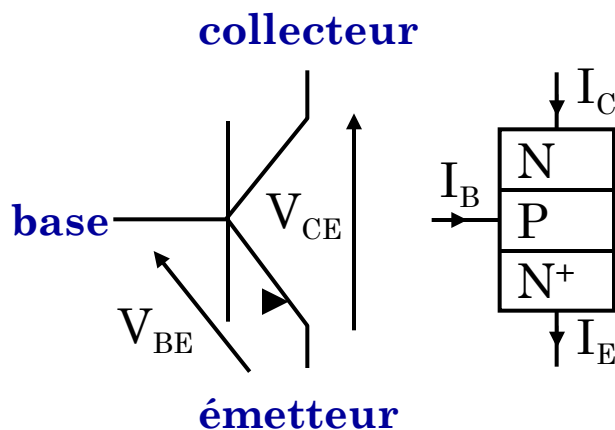
## II.3. Fonctionnement du transistor NPN

- Si la tension  $V_{BC}$  augmente trop :
  - ✓ Le champ électrique base – collecteur diminue
  - ✓ Les électrons ne sont plus tous propulsés dans le collecteur mais une partie sort par la base
  - ✓ Le courant  $I_C$  tend à devenir nul
  - ✓ On dit dans ce cas que le transistor est saturé
  - ✓ La tension  $V_{CE}$  pour laquelle ce phénomène apparaît est notée  $V_{CEsat}$ .



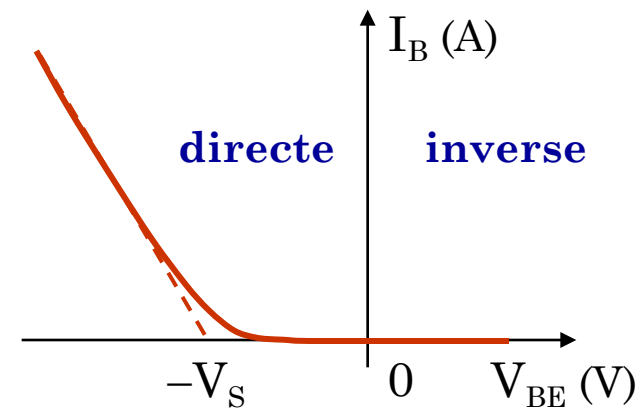
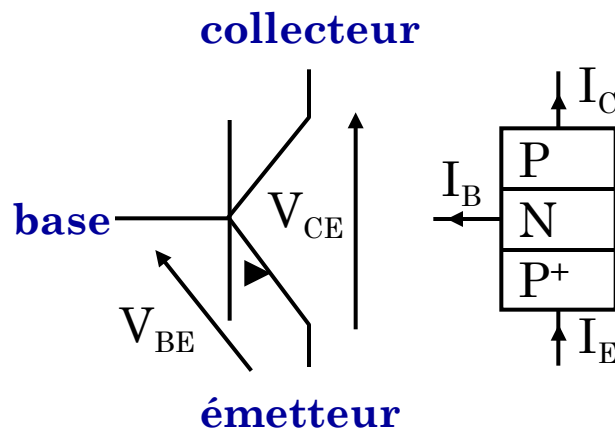
## II.3. Caractéristiques $I_B(V_{BE})$ du transistor NPN

- Pour débloquent (rendre passant) le transistor NPN, il faut que la jonction base-émetteur soit polarisée en direct avec une tension supérieure à la tension de seuil,  $V_S$ , de cette diode :  $V_{BE} > V_S$ .
- La caractéristique  $I_B(V_{BE})$  est celle de la diode base-émetteur en ne considérant que le courant de trou.
- Ici le courant de trous est bien plus faible que le courant d'électrons.



## II.3. Caractéristiques $I_B(V_{BE})$ du transistor PNP

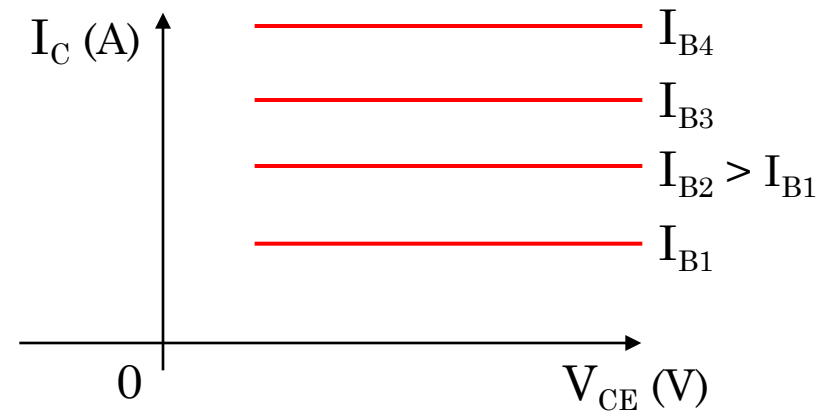
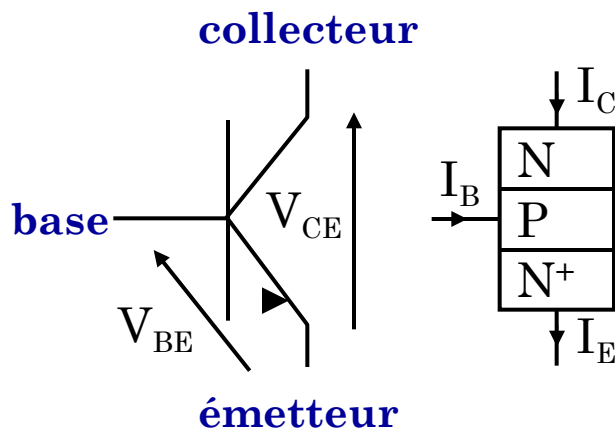
- Pour débloquent (rendre passant) le transistor PNP, il faut que la jonction base-émetteur soit polarisée en direct avec une tension supérieure (en valeur absolue) à la tension de seuil,  $V_S$ , de cette diode soit :  $V_{BE} < -V_S$ .
- La caractéristique  $I_B(V_{BE})$  est celle de la diode base-émetteur en ne considérant que le courant des électrons.
- Ici le courant des électrons est bien plus faible que le courant des trous.





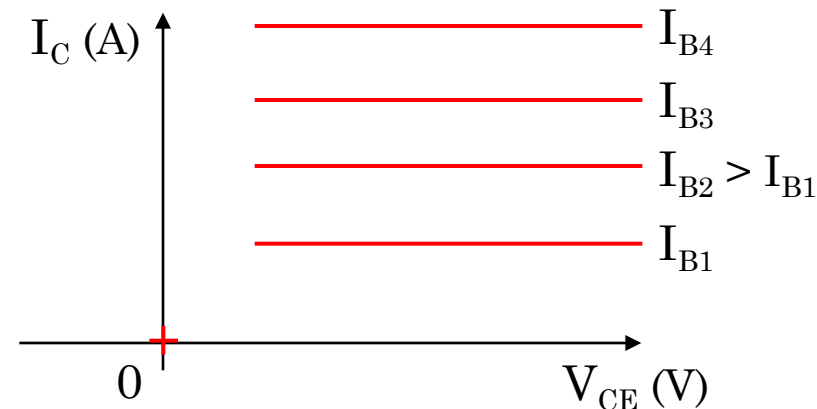
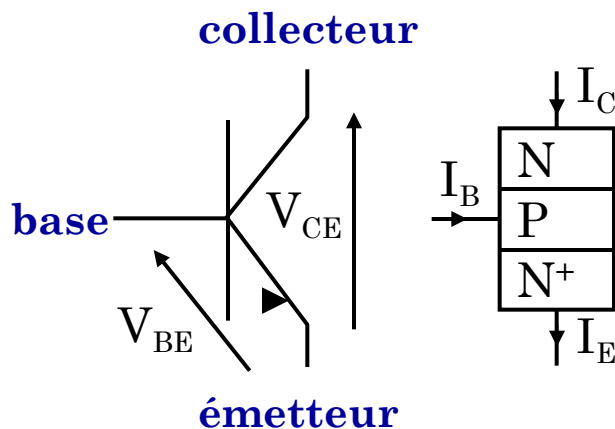
## II.3. Caractéristiques $I_C(V_{CE})$ du transistor NPN

- Si la jonction BC est polarisée en inverse, alors le courant d'électrons peut traverser cette jonction.
- Dans ce cas le courant  $I_C$  est indépendant de  $V_{CE}$  : régime linéaire ( $I_C = \beta \cdot I_B$ )



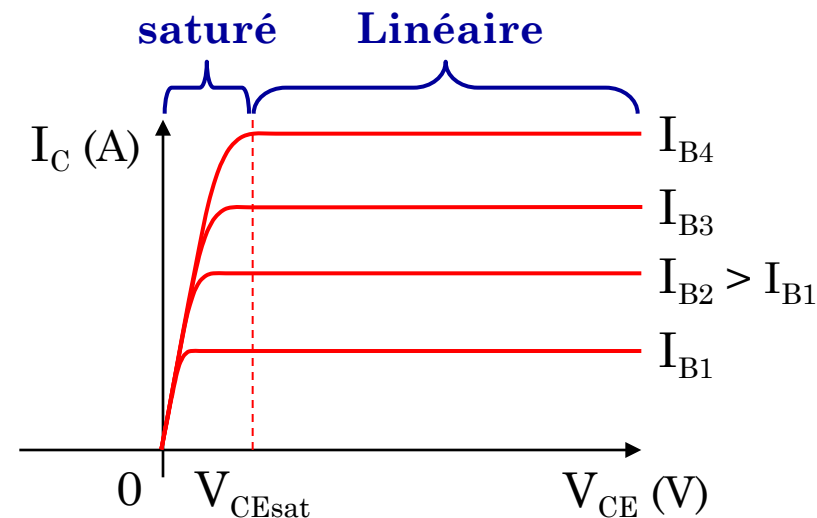
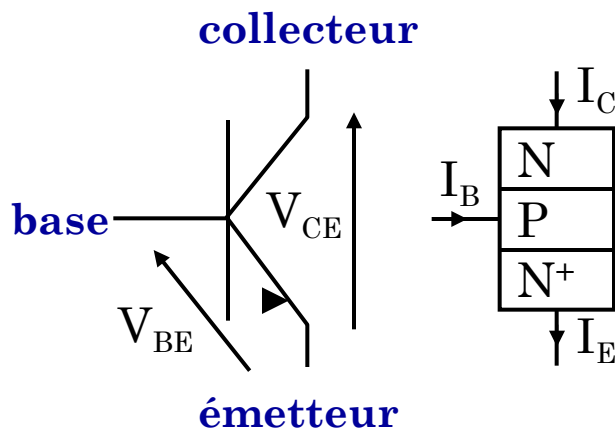
## II.3. Caractéristiques $I_C(V_{CE})$ du transistor NPN

- Si la jonction BC est polarisée en inverse, alors le courant d'électrons peut traverser cette jonction.
- Dans ce cas le courant  $I_C$  est indépendant de  $V_{CE}$  : régime linéaire ( $I_C = \beta \cdot I_B$ )
- Si  $V_{CE} = 0$  alors aucun courant ne circule entre l'émetteur et le collecteur



## II.3. Caractéristiques $I_C(V_{CE})$ du transistor NPN

- Si la jonction BC est polarisée en inverse, alors le courant d'électrons peut traverser cette jonction.
- Dans ce cas le courant  $I_C$  est indépendant de  $V_{CE}$  : régime linéaire ( $I_C = \beta \cdot I_B$ )
- Si  $V_{CE} = 0$  alors aucun courant ne circule entre l'émetteur et le collecteur
- Le basculement entre ces deux fonctionnements se produit à la tension  $V_{CEsat}$  (sat pour saturation) : le courant  $I_C$  n'est pas proportionnel à  $I_B$ .



## III.1. Polarisation simple

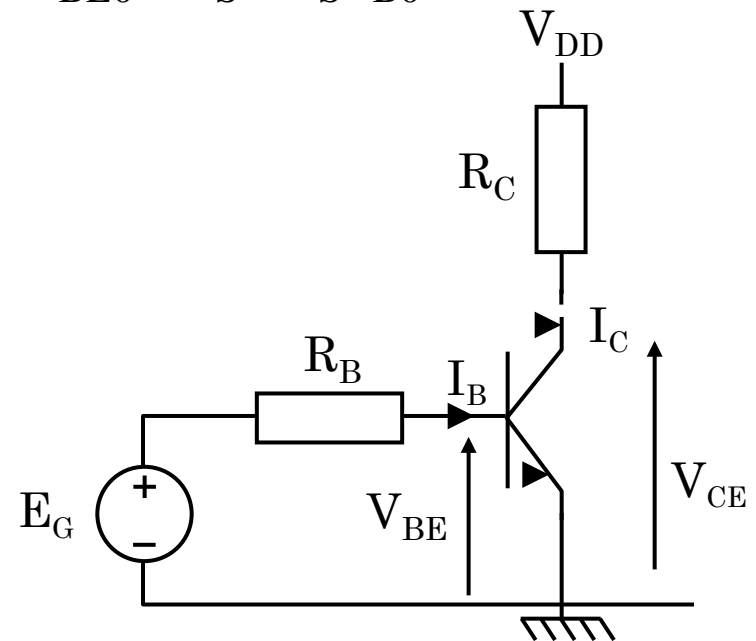
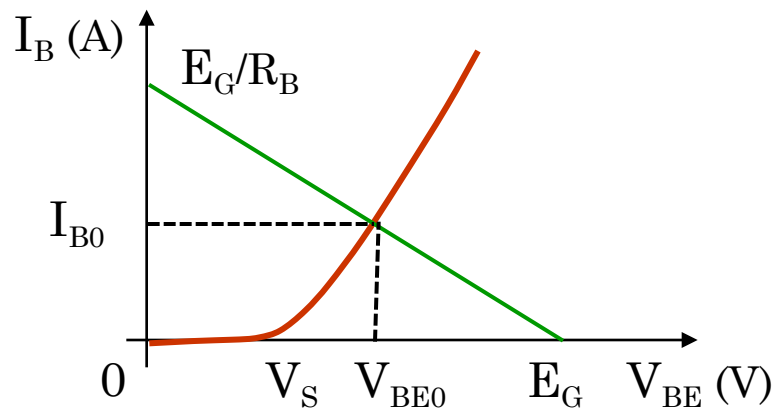
### □ Détermination de $I_{B0}$ et $I_{C0}$

- La boucle d'entrée permet de déterminer la valeur de  $I_B$

$$E_G = R_B \cdot I_{B0} + V_S + R_S \cdot I_{B0}$$



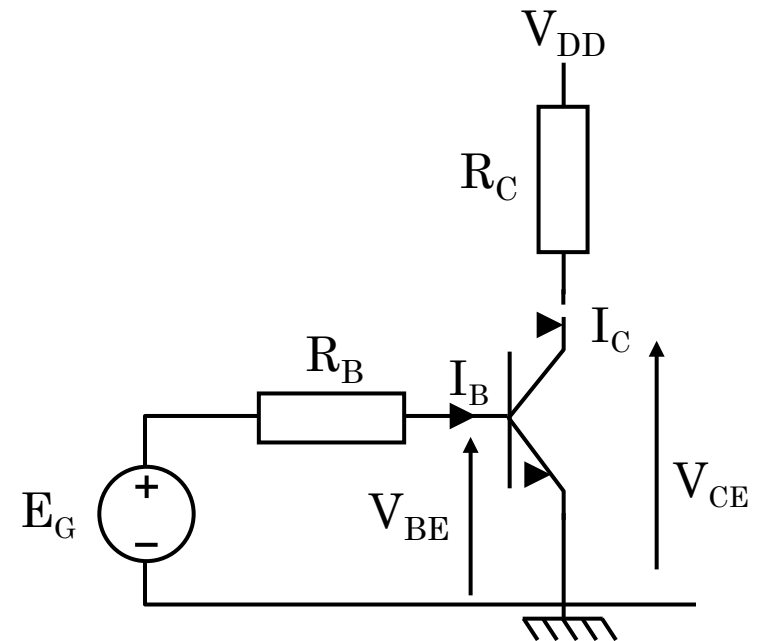
$$\begin{cases} I_{B0} = \frac{E_G - V_S}{R_B + R_S} \\ V_{BE0} = V_S + R_S \cdot I_{B0} \end{cases}$$



## III.1. Polarisation simple

### □ Détermination de $I_{B0}$ et $I_{C0}$

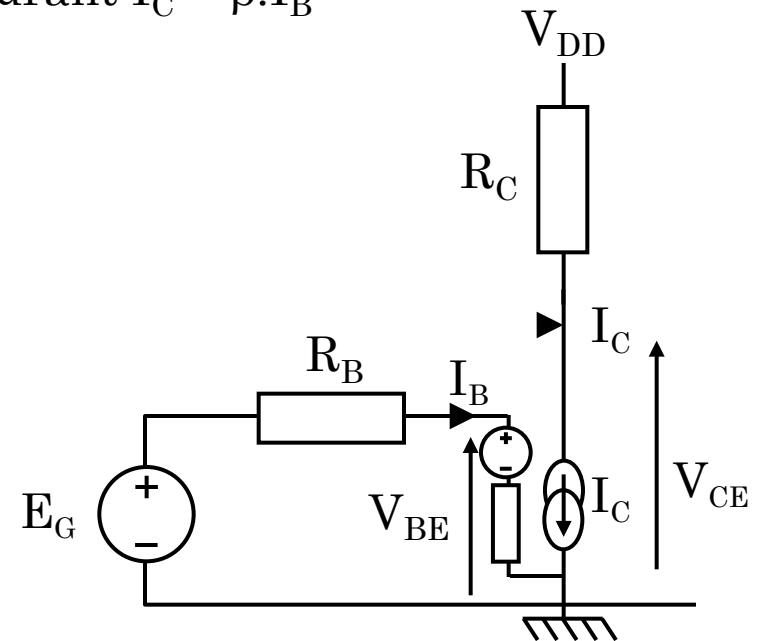
- On considère que le transistor est en régime linéaire  $I_C = \beta I_B$



## III.1. Polarisation simple

### □ Détermination de $I_{B0}$ et $I_{C0}$

- On considère que le transistor est en régime linéaire  $I_C = \beta.I_B$
- On peut donc résumer le transistor à trois éléments :
  - En entrée :  $V_S$  et  $R_S$  (donc la diode base-émetteur)
  - En sortie: un générateur de courant  $I_C = \beta.I_B$



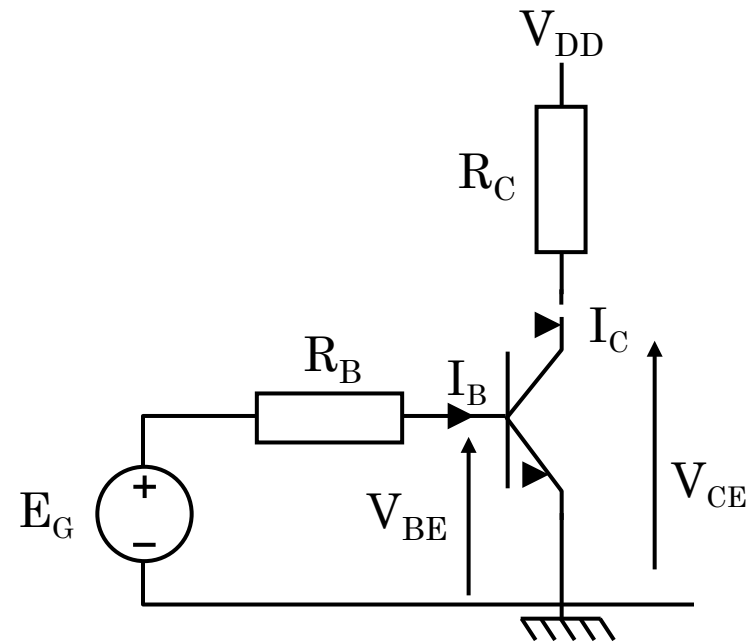
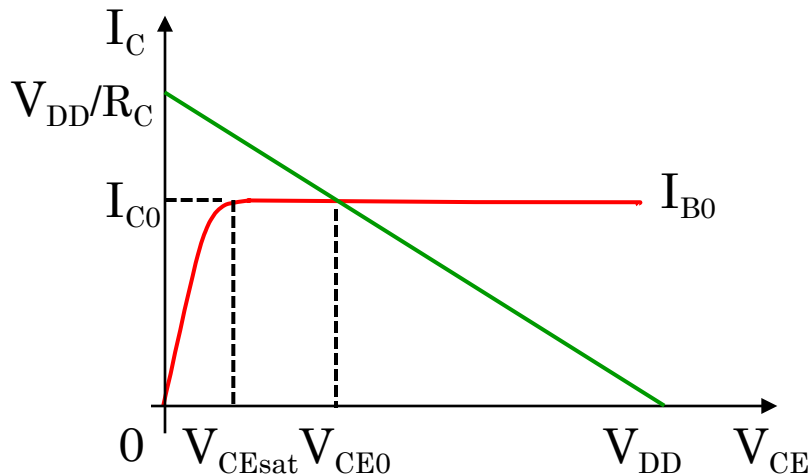
## III.1. Polarisation simple

### □ Détermination de $I_{B0}$ et $I_{C0}$

- Il faut à présent vérifier si le transistor est réellement en régime linéaire par le calcul de  $V_{CE}$

$$V_{DD} = R_C \cdot I_C + V_{CE} \quad \Rightarrow \quad V_{CE} = V_{DD} - R_C \cdot I_C$$

- Si  $V_{CE} > V_{CEsat}$  alors on confirme le régime linéaire et les calculs sont exacts



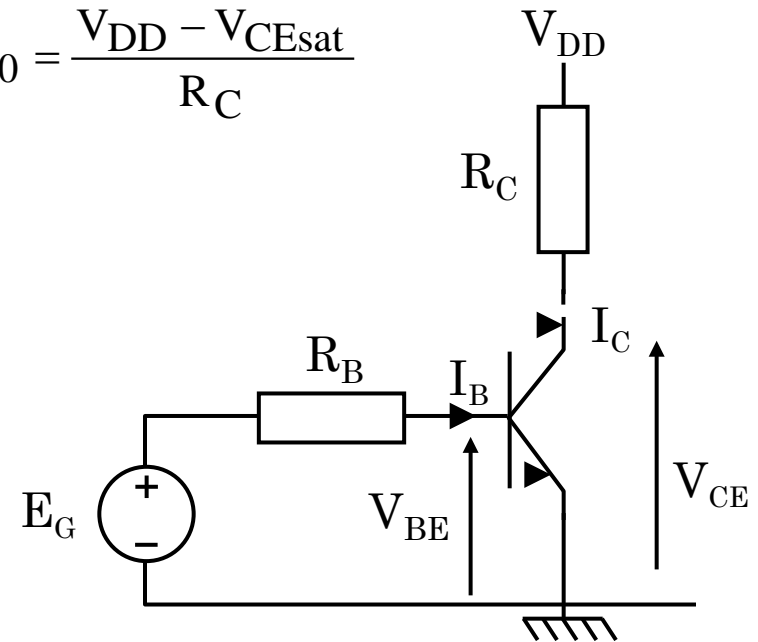
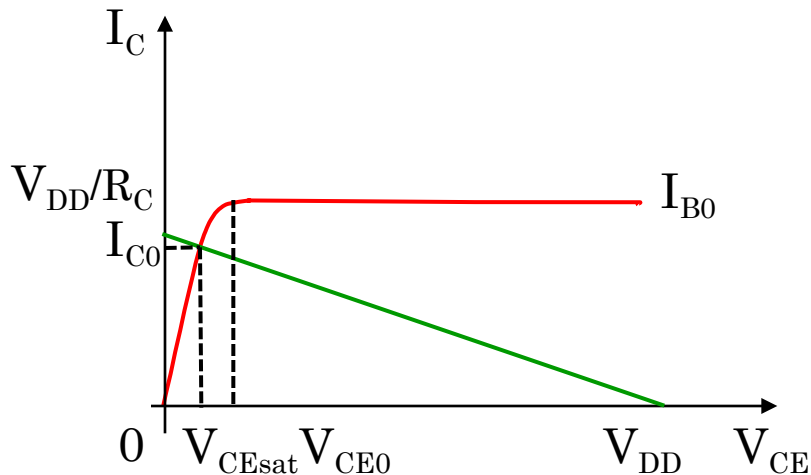


## III.1. Polarisation simple

### □ Détermination de $I_{B0}$ et $I_{C0}$

- Si  $V_{CE} < V_{CEsat}$  le transistor est en régime saturé et l'utilisation de la droite de charge donne les vraies valeurs de  $I_{C0}$  et  $V_{CE0}$
- Si on utilise pas la droite de charge, on impose  $V_{CE} = V_{CEsat}$  et on détermine la valeur de  $I_C$  avec la boucle de sortie.

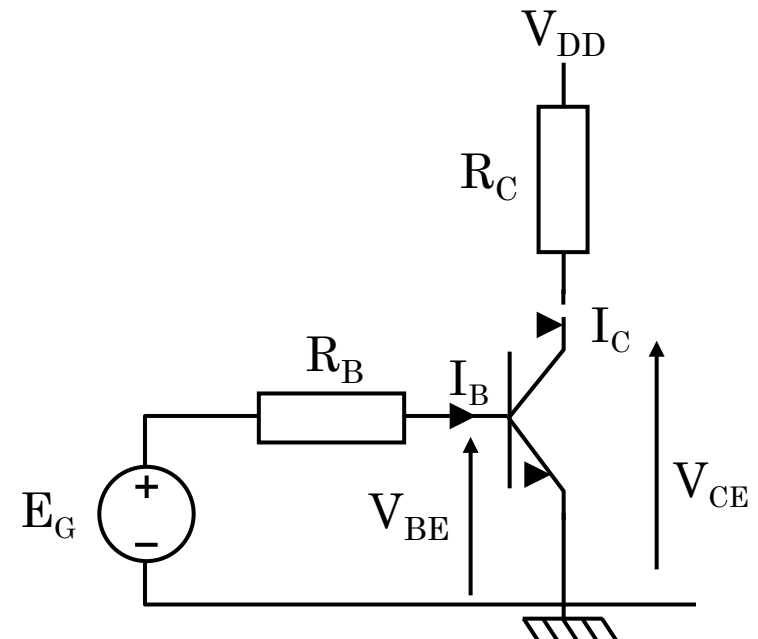
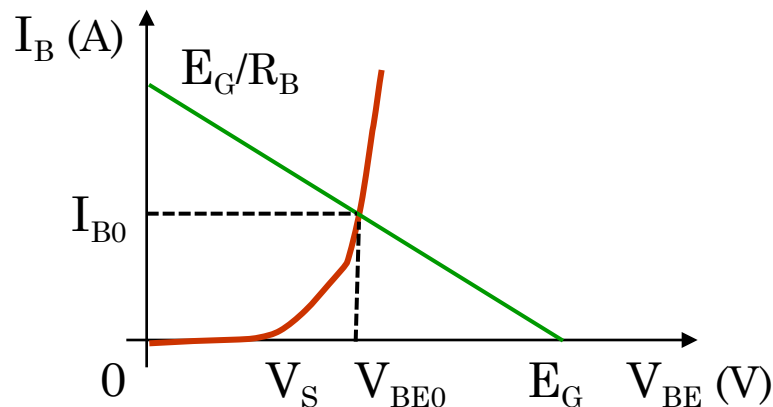
$$V_{DD} = R_C \cdot I_{C0} + V_{CEsat} \quad \Rightarrow \quad I_{C0} = \frac{V_{DD} - V_{CEsat}}{R_C}$$



## III.1. Polarisation simple

### □ Détermination de $I_{B0}$ et $I_{C0}$

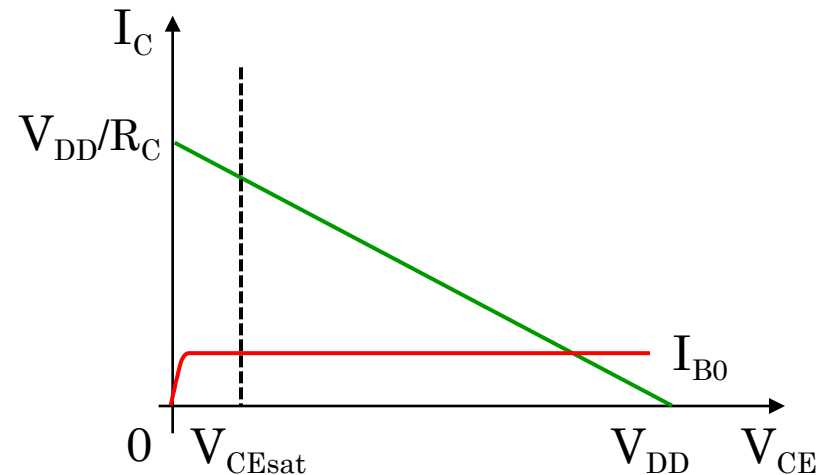
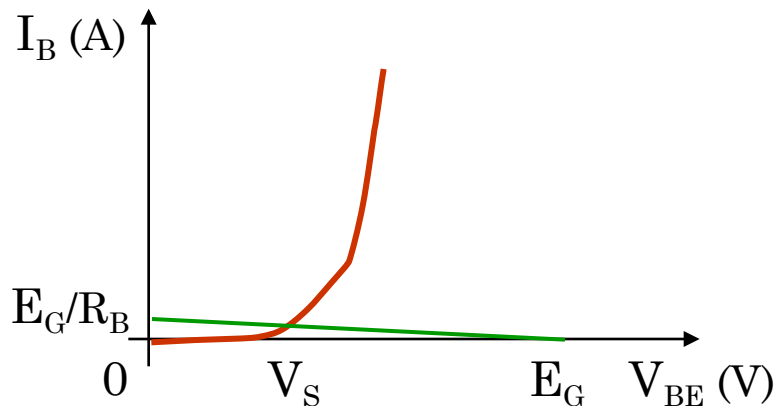
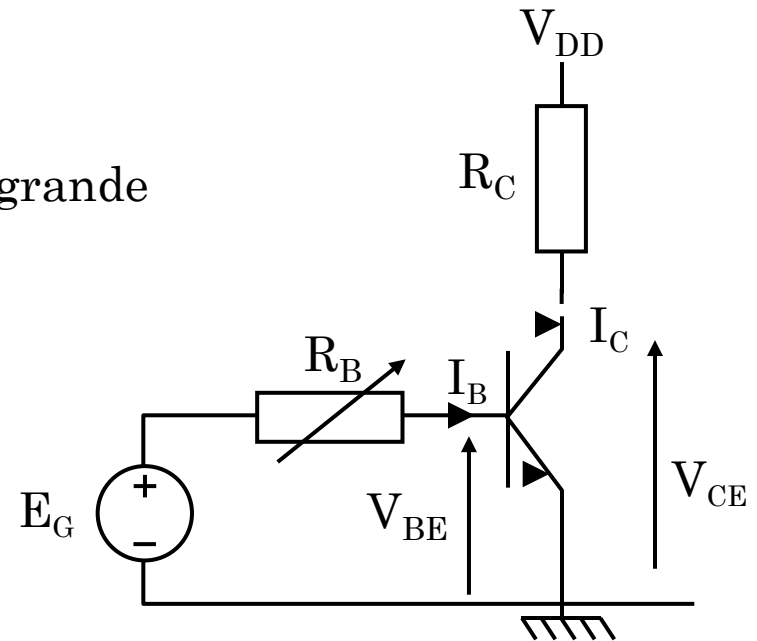
- Il faut aussi re-déterminer la véritable valeur du courant de base.
- Les électrons qui passent de l'émetteur à la base ne sont pas tous propulsés au collecteur et une partie sort par la base.
- Les valeurs de  $V_S$  et  $R_S$  sont donc différentes



## III.1. Polarisation simple

### □ Variation de $R_B$ avec $R_C$ constant

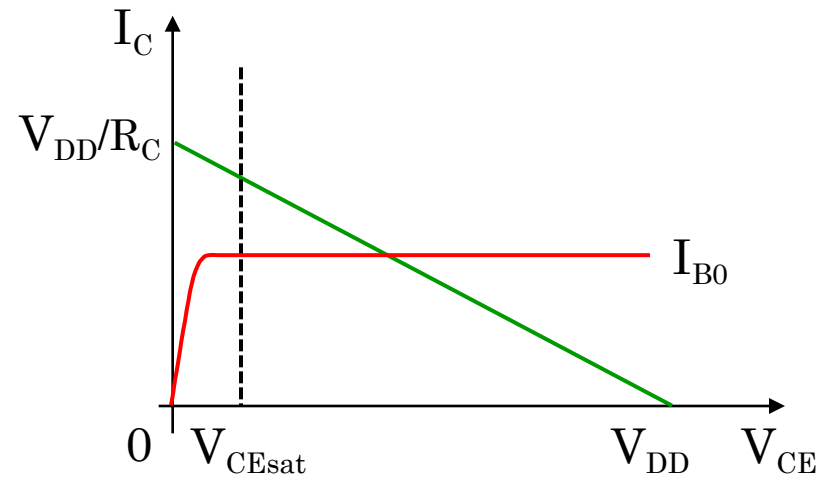
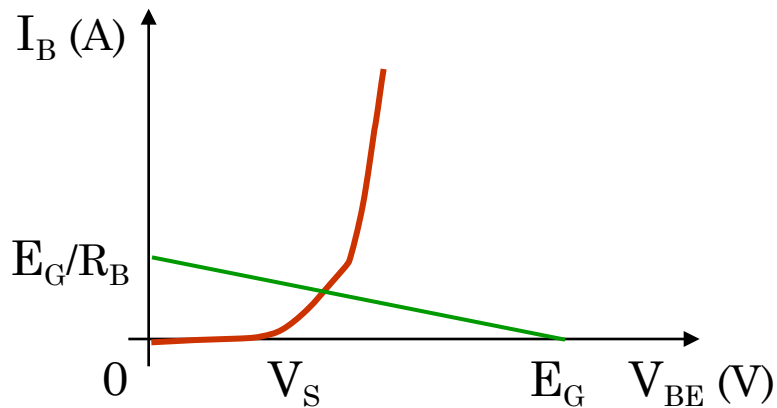
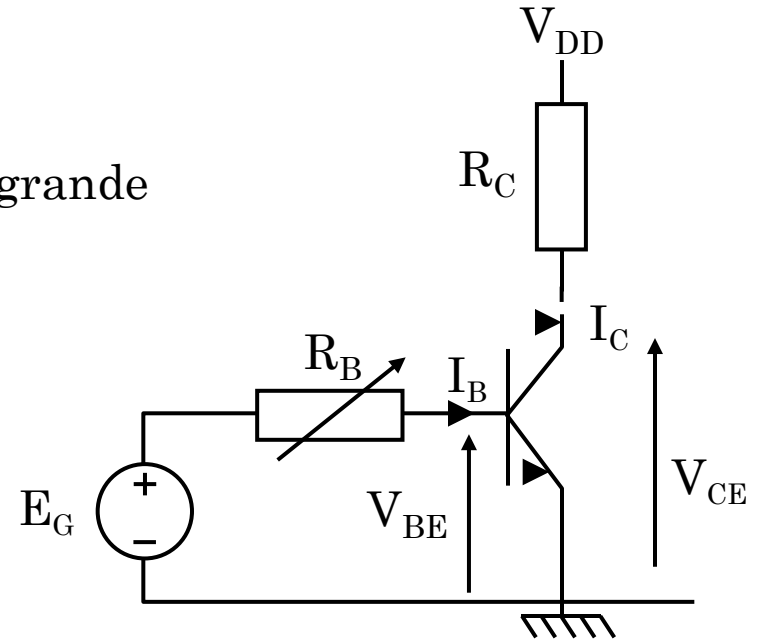
- On part d'une valeur de  $R_B$  suffisamment grande pour que le transistor soit en régime linéaire
- La droite de charge en sortie ne change pas
- On diminue alors  $R_B$



## III.1. Polarisation simple

### □ Variation de $R_B$ avec $R_C$ constant

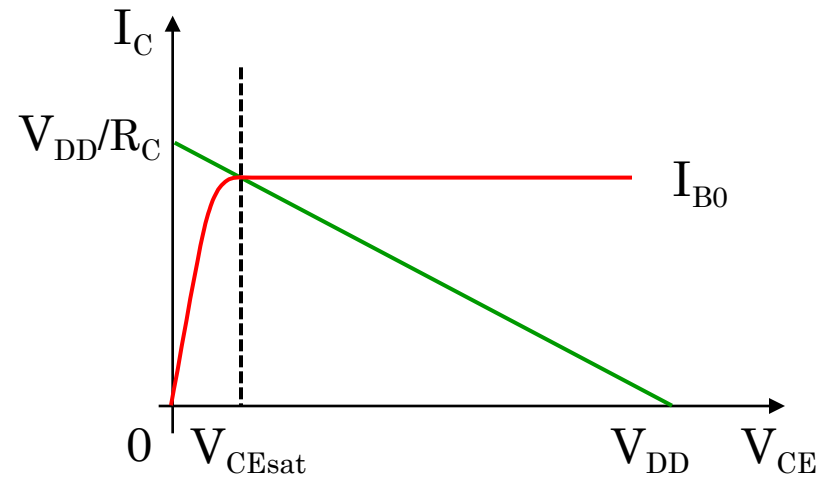
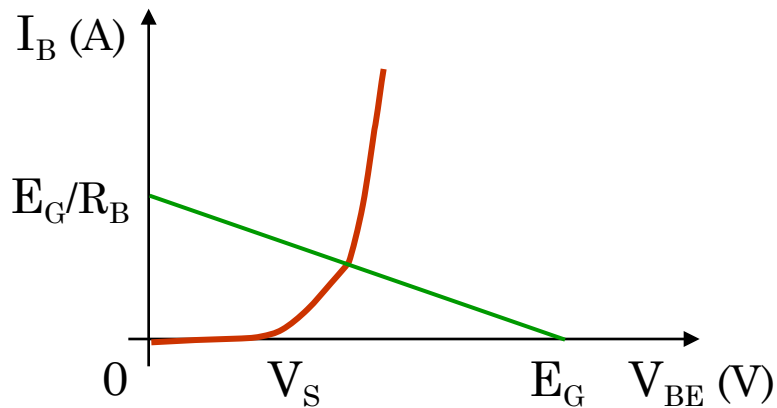
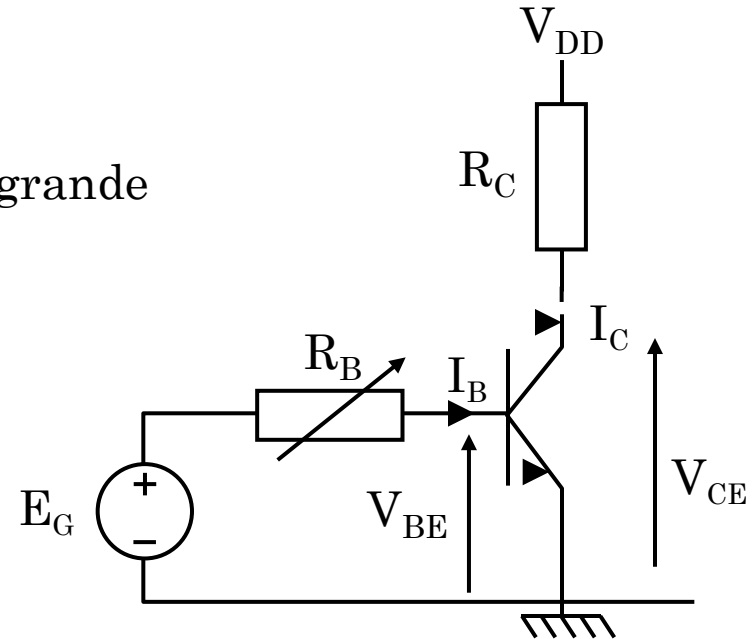
- On part d'une valeur de  $R_B$  suffisamment grande pour que le transistor soit en régime linéaire
- La droite de charge en sortie ne change pas
- On diminue alors  $R_B$



## III.1. Polarisation simple

### □ Variation de $R_B$ avec $R_C$ constant

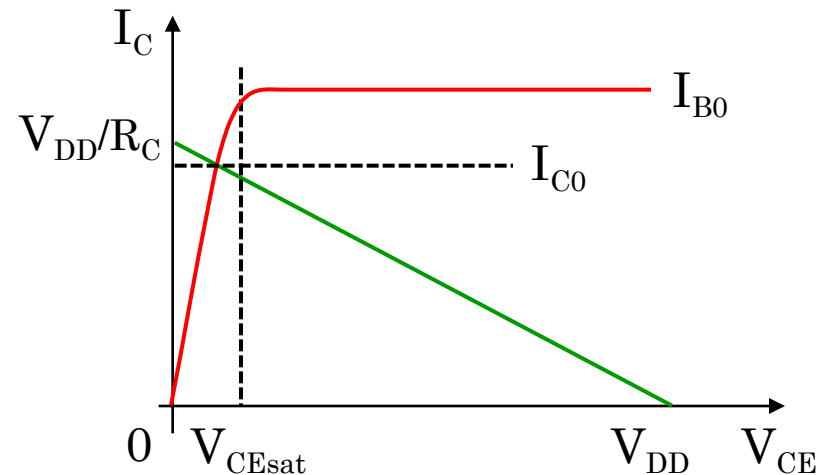
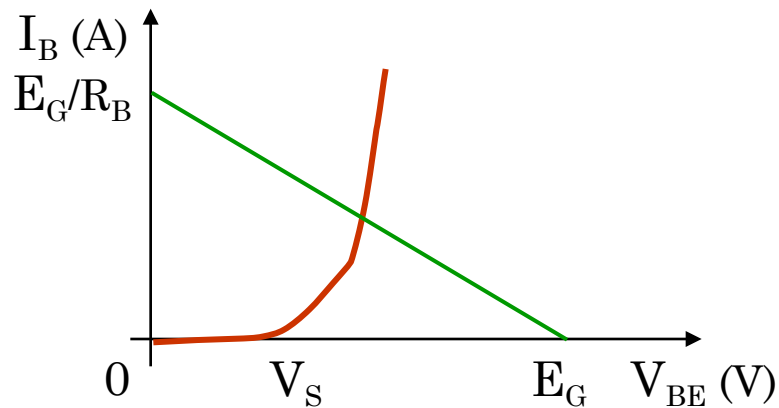
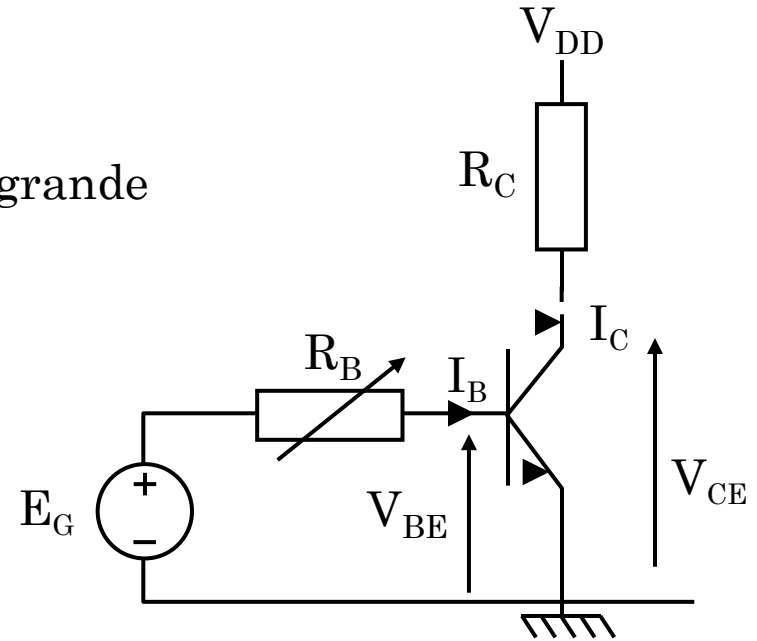
- On part d'une valeur de  $R_B$  suffisamment grande pour que le transistor soit en régime linéaire
- La droite de charge en sortie ne change pas
- On diminue alors  $R_B$



## III.1. Polarisation simple

### □ Variation de $R_B$ avec $R_C$ constant

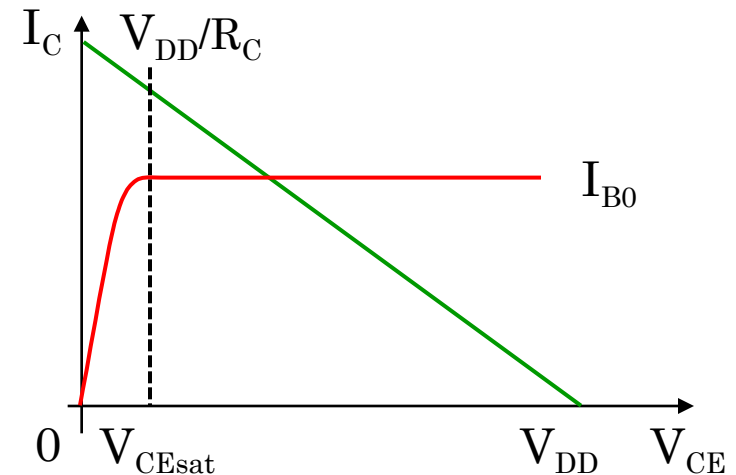
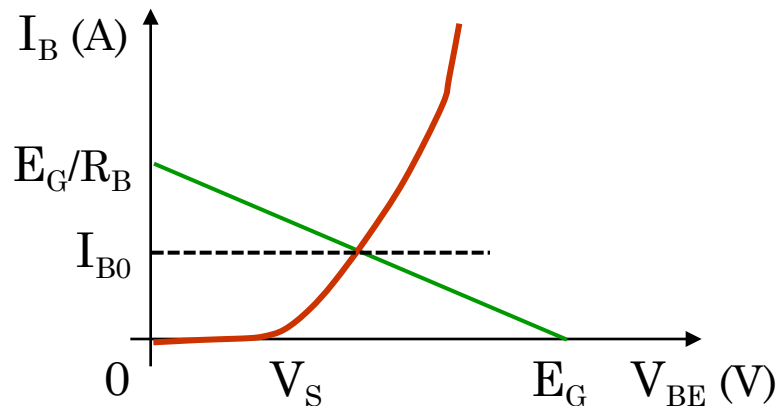
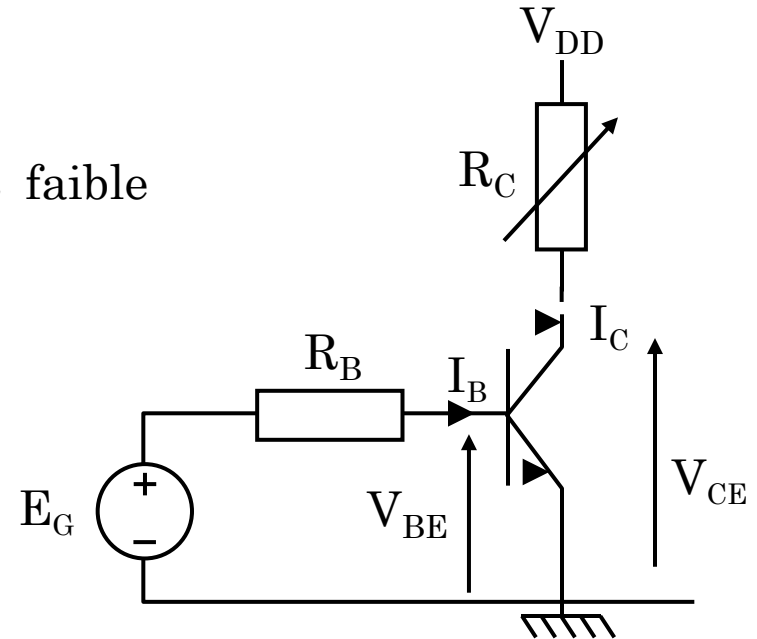
- On part d'une valeur de  $R_B$  suffisamment grande pour que le transistor soit en régime linéaire
- La droite de charge en sortie ne change pas
- On diminue alors  $R_B$



## III.1. Polarisation simple

### □ Variation de $R_C$ avec $R_B$ constant

- On part d'une valeur de  $R_C$  suffisamment faible pour que le transistor soit en régime linéaire
- La droite de charge en entrée ne change pas
- On augmente alors  $R_C$

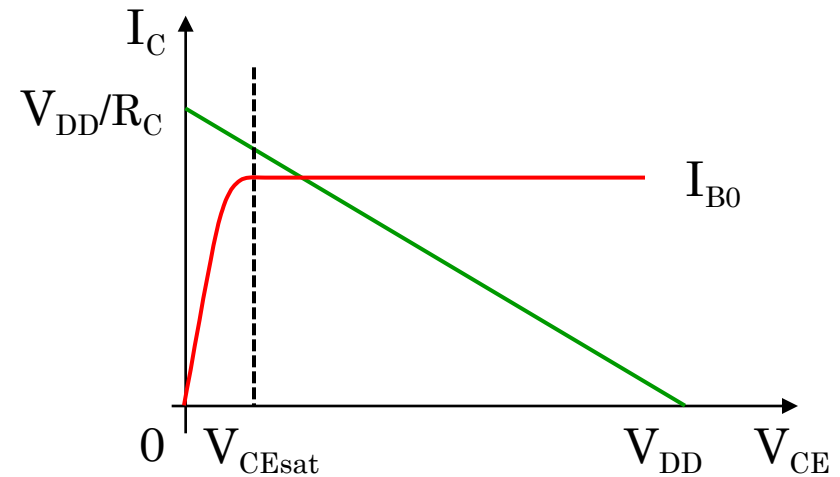
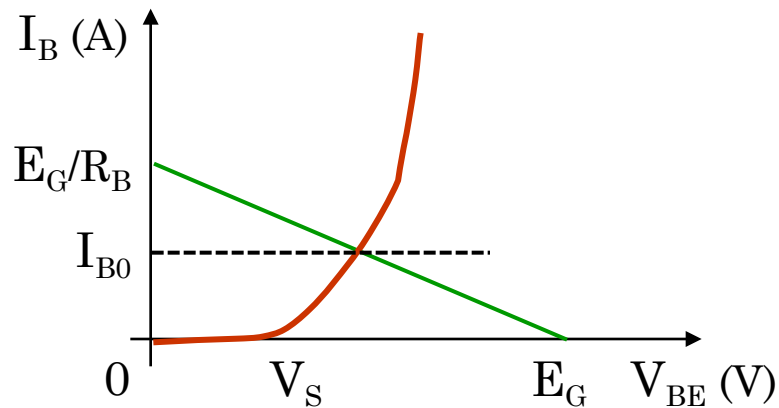
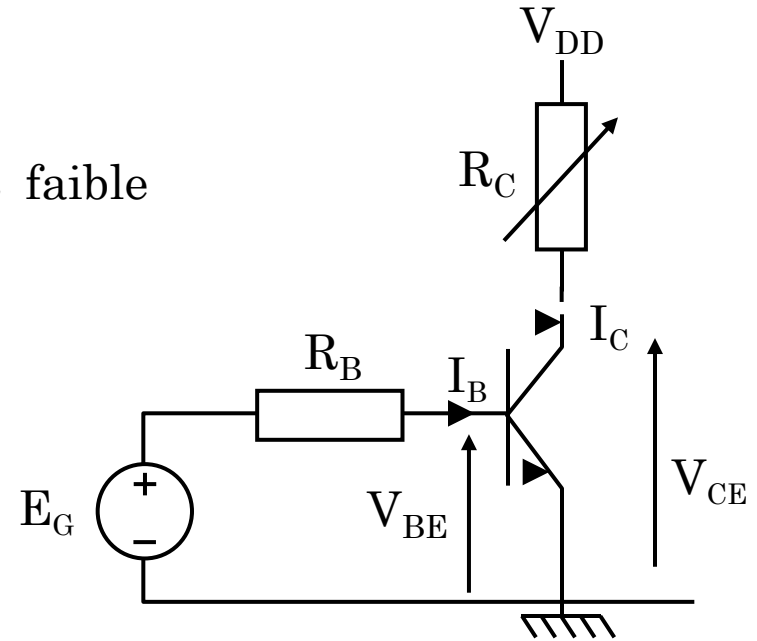




## III.1. Polarisation simple

### □ Variation de $R_C$ avec $R_B$ constant

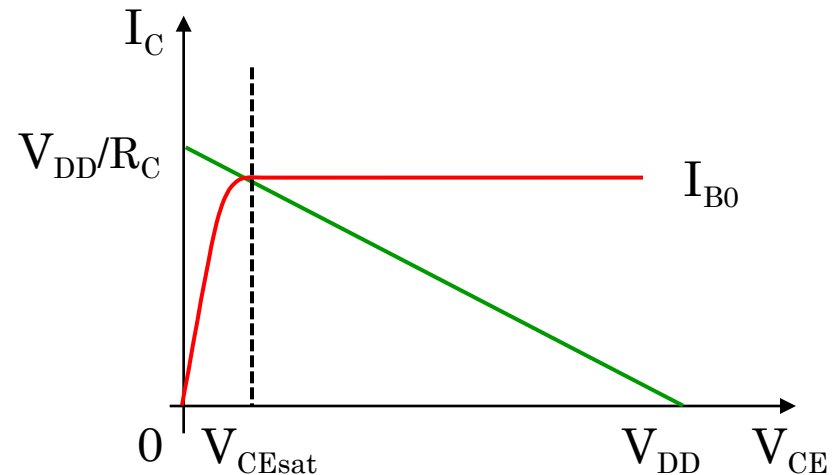
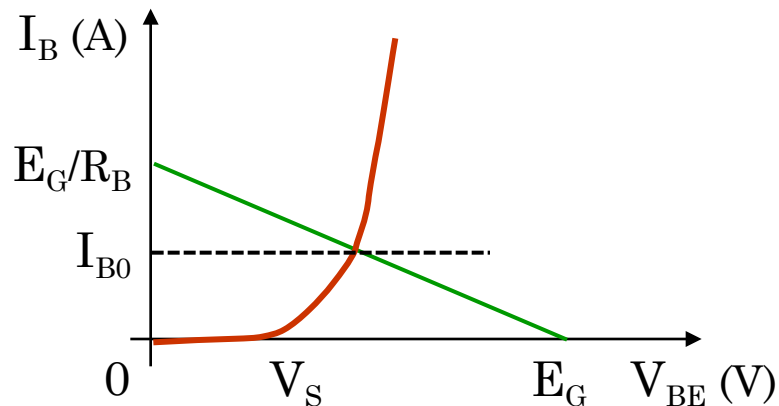
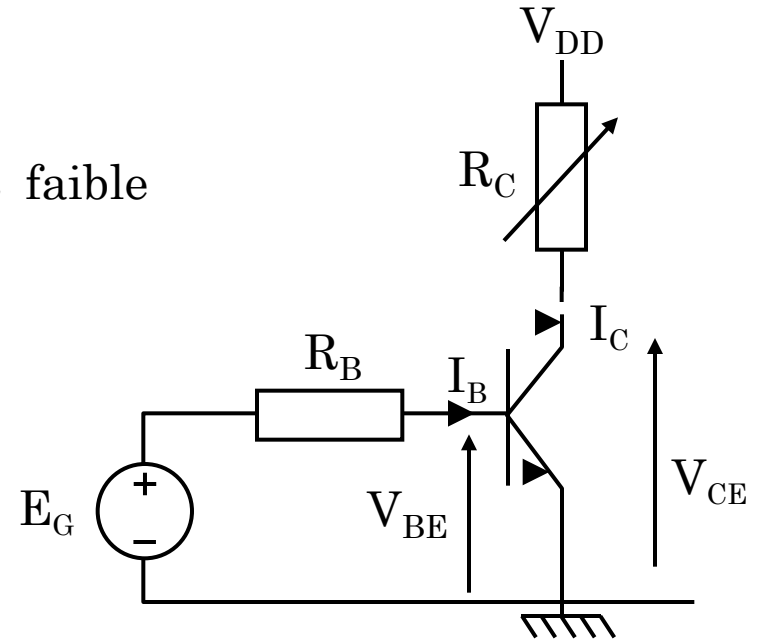
- On part d'une valeur de  $R_C$  suffisamment faible pour que le transistor soit en régime linéaire
- La droite de charge en entrée ne change pas
- On augmente alors  $R_C$



## III.1. Polarisation simple

### □ Variation de $R_C$ avec $R_B$ constant

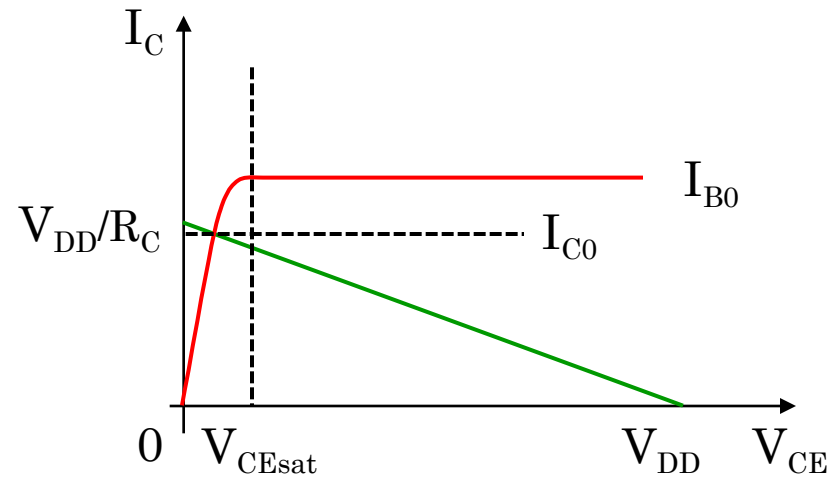
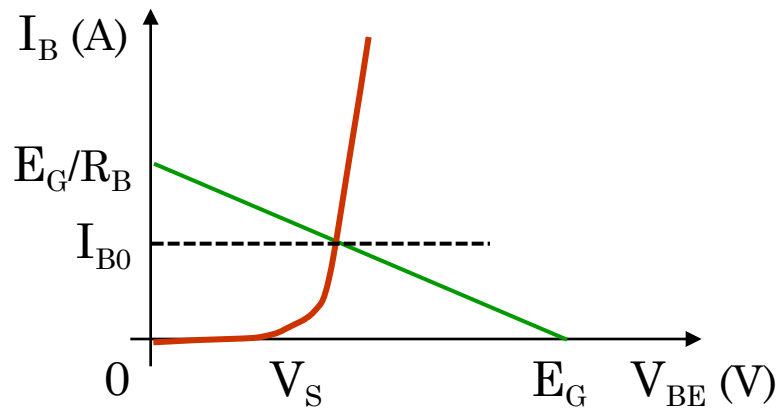
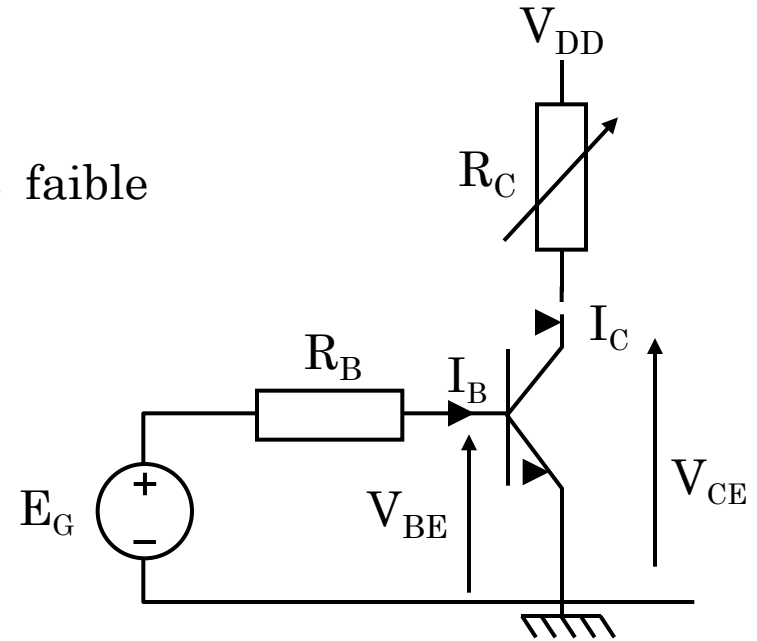
- On part d'une valeur de  $R_C$  suffisamment faible pour que le transistor soit en régime linéaire
- La droite de charge en entrée ne change pas
- On augmente alors  $R_C$



## III.1. Polarisation simple

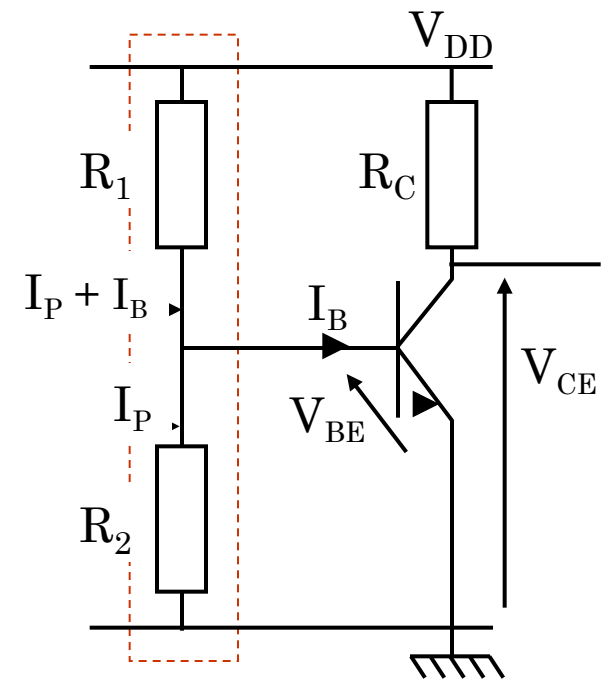
### □ Variation de $R_C$ avec $R_B$ constant

- On part d'une valeur de  $R_C$  suffisamment faible pour que le transistor soit en régime linéaire
- La droite de charge en entrée ne change pas
- On augmente alors  $R_C$



## III.2. Pont de base

- Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  forment un pont entre la base et  $V_{DD}$  d'où le nom.
- La détermination de  $I_B$  passe par celle de  $I_P$ .

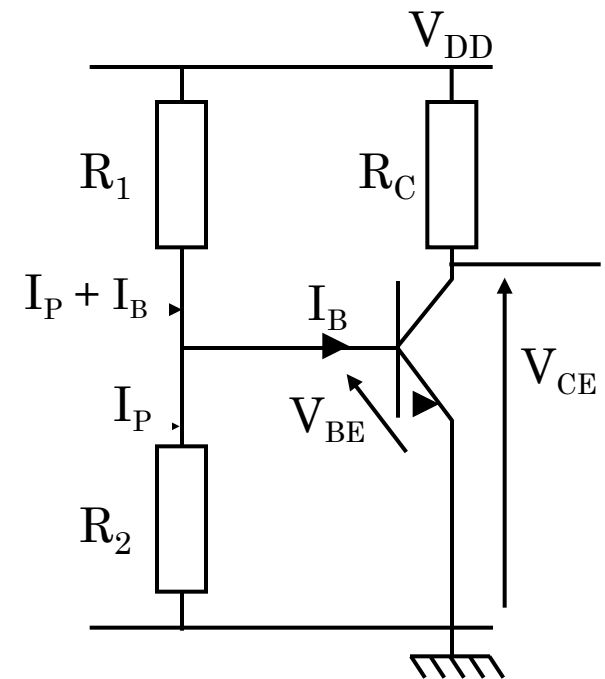


## III.2. Pont de base

### □ Approche simple

- On considère que  $I_P \gg I_B$ .
- Dans ce cas un simple pont diviseur de tension permet de connaître la valeur de  $V_{BE}$  et par suite la valeur de  $I_B$ .

$$V_{BE} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}$$



## III.2. Pont de base

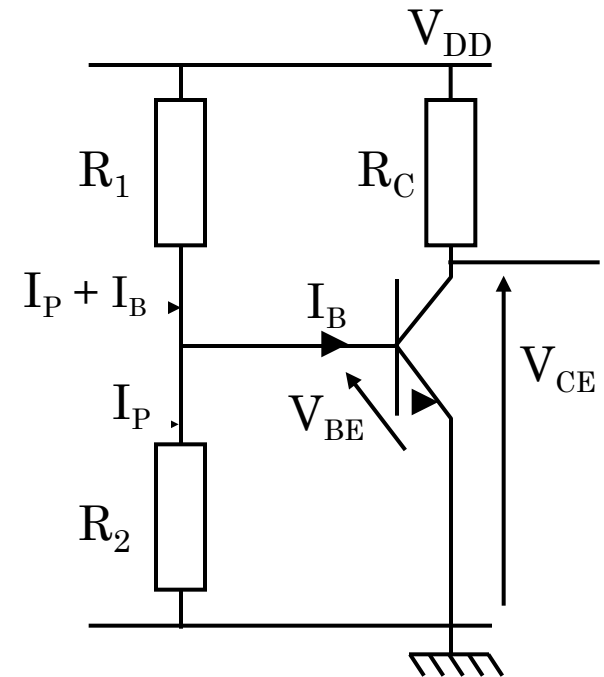
### □ Détermination de la valeur de $I_B$

- On résout un système de deux équations qui correspond à l'écriture de deux mailles en entrée

$$\begin{cases} V_{BE} = R_2 \cdot I_P = V_S + R_S \cdot I_B \\ V_{DD} = R_1 \cdot (I_P + I_B) + V_{BE} = R_1 \cdot I_P + V_S + (R_1 + R_S) I_B \end{cases}$$

- On trouve

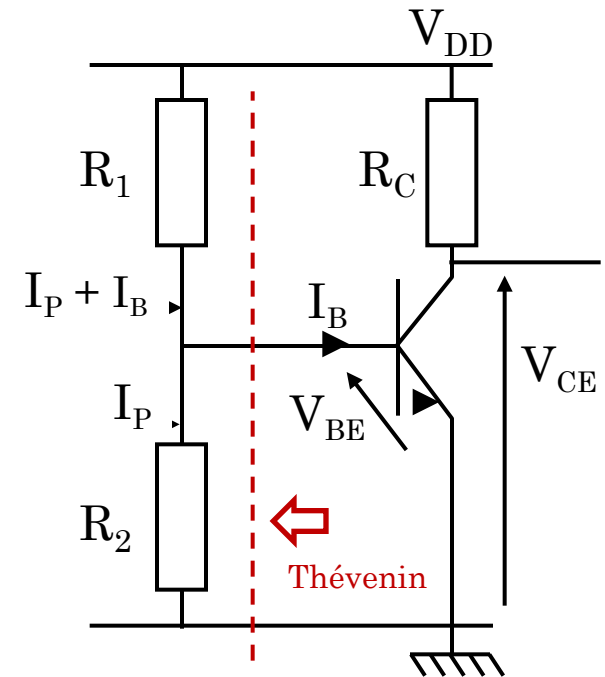
$$I_B = \frac{V_{DD} - \left( \frac{R_1}{R_2} + 1 \right) V_S}{R_1 + R_S + R_S \cdot \frac{R_1}{R_2}}$$



## III.2. Pont de base

### □ Détermination de la valeur de $I_B$

- On peut aussi transformer  $V_{DD}$ ,  $R_1$  et  $R_2$  en générateur de thévenin

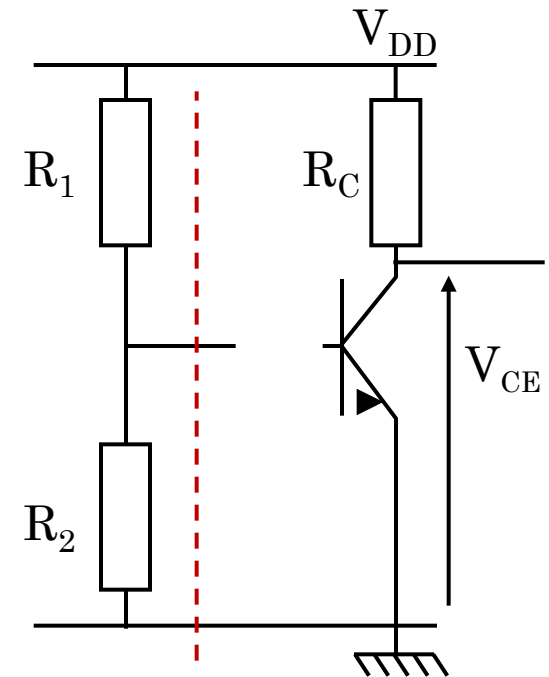




## III.2. Pont de base

### □ Détermination de la valeur de $I_B$

- On peut aussi transformer  $V_{DD}$ ,  $R_1$  et  $R_2$  en générateur de thévenin
- On débranche la base du transistor pour éliminer le courant  $I_B$

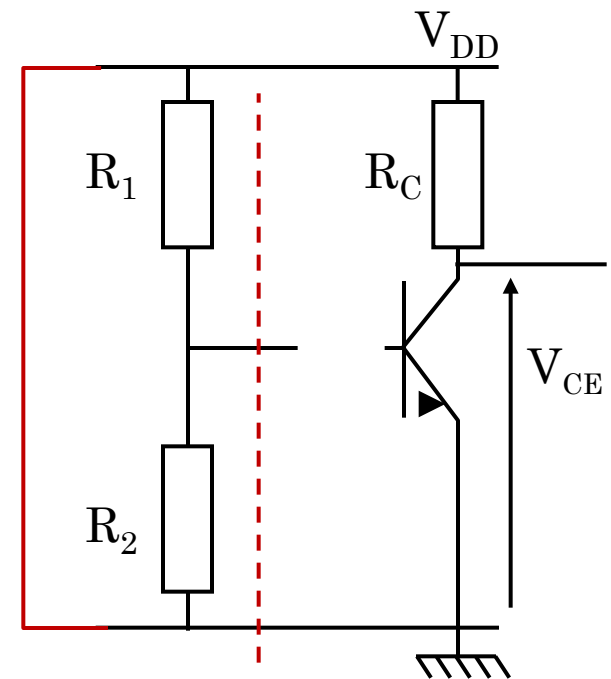


## III.2. Pont de base

### □ Détermination de la valeur de $I_B$

- On peut aussi transformer  $V_{DD}$ ,  $R_1$  et  $R_2$  en générateur de thévenin
- On débranche la base du transistor pour éliminer le courant  $I_B$
- Pour déterminer  $R_{th}$ , on éliminer les sources (ici  $V_{DD} = 0$ ) ce qui donne  $R_1 // R_2$

$$R_{th} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$



## III.2. Pont de base

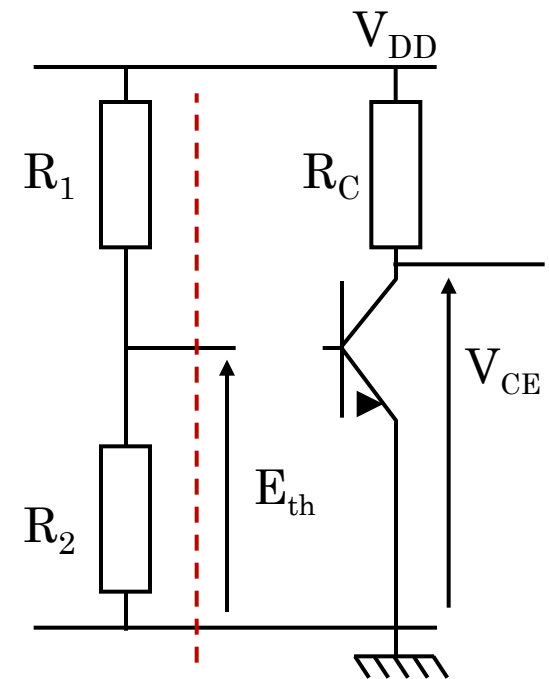
### □ Détermination de la valeur de $I_B$

- On peut aussi transformer  $V_{DD}$ ,  $R_1$  et  $R_2$  en générateur de thévenin
- On débranche la base du transistor pour éliminer le courant  $I_B$
- Pour déterminer  $R_{th}$ , on éliminer les sources (ici  $V_{DD} = 0$ ) ce qui donne  $R_1 // R_2$

$$R_{th} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

- On détermine alors  $E_{th}$  avec un pont diviseur de tension

$$E_{th} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}$$



## III.2. Pont de base

### □ Détermination de la valeur de $I_B$

- On peut aussi transformer  $V_{DD}$ ,  $R_1$  et  $R_2$  en générateur de thévenin
- On débranche la base du transistor pour éliminer le courant  $I_B$
- Pour déterminer  $R_{th}$ , on éliminer les sources (ici  $V_{DD} = 0$ ) ce qui donne  $R_1 // R_2$

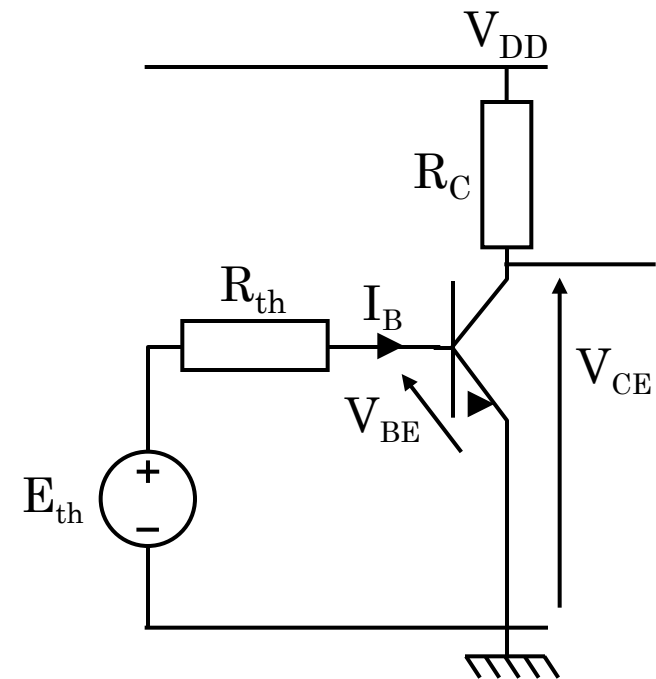
$$R_{th} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

- On détermine alors  $E_{th}$  avec un pont diviseur de tension

$$E_{th} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}$$

- D'où  $I_B$  :

$$I_B = \frac{E_{th} - V_{BE}}{R_{th} + R_S}$$



## III.1. Pont de base

### □ Détermination de la valeur de $I_B$

- On retrouve le théorème de Thévenin à partir des deux mailles en entrée :

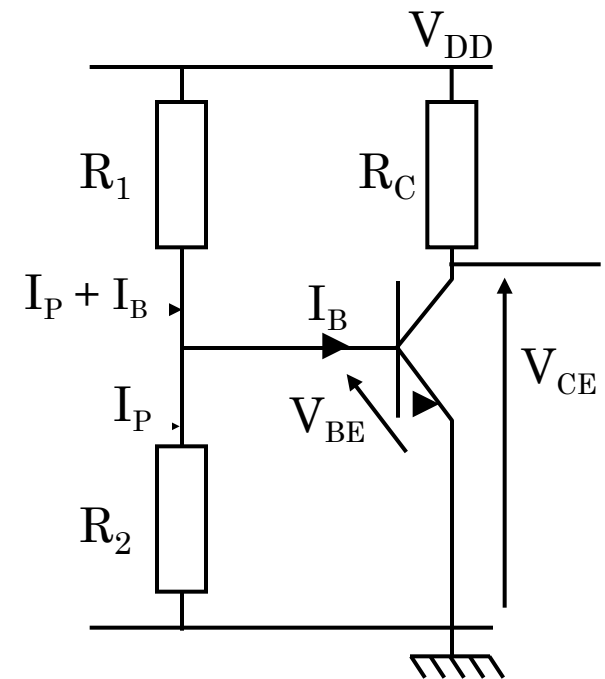
$$\begin{cases} V_{BE} = R_2 \cdot I_P \\ V_{DD} = R_1 \cdot (I_P + I_B) + V_{BE} \end{cases}$$

- On extrait  $I_P$  de la première équation que l'on reporte dans la deuxième

$$V_{DD} = R_1 \cdot \frac{V_{BE}}{R_2} + R_1 \cdot I_B + V_{BE}$$

- Qui s'écrit aussi en regroupant les  $V_{BE}$

$$V_{DD} = R_1 \cdot I_B + \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) V_{BE}$$



## III.2. Pont de base

### □ Détermination de la valeur de $I_B$

- On retrouve le théorème de Thévenin à partir des deux mailles en entrée :

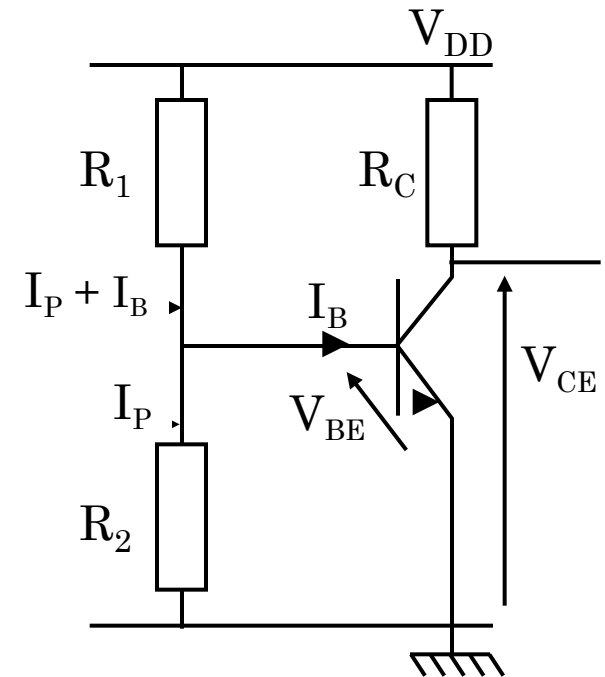
$$\begin{cases} V_{BE} = R_2 \cdot I_P \\ V_{DD} = R_1 \cdot (I_P + I_B) + V_{BE} \end{cases}$$

- On extrait  $I_P$  de la première équation que l'on reporte dans la deuxième

$$V_{DD} = R_1 \cdot \frac{V_{BE}}{R_2} + R_1 \cdot I_B + V_{BE}$$

- Qui s'écrit aussi en regroupant les  $V_{BE}$

$$\underbrace{\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}}_{E_{th}} = \underbrace{\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} I_B}_{R_{th}} + V_{BE}$$



## III.3. Résistance d'émetteur

- Dans la résistance  $R_E$  il passe le courant  $I_E$  donc les courants  $I_B$  et  $I_C$

- La maille en entrée s'écrit :

$$\begin{cases} E_{th} = R_{th} \cdot I_B + V_S + R_S \cdot I_B + R_E \cdot (I_B + I_C) \\ E_{th} = R_{th} \cdot I_B + V_S + R_S \cdot I_B + R_E \cdot (1 + \beta) \cdot I_B \end{cases}$$

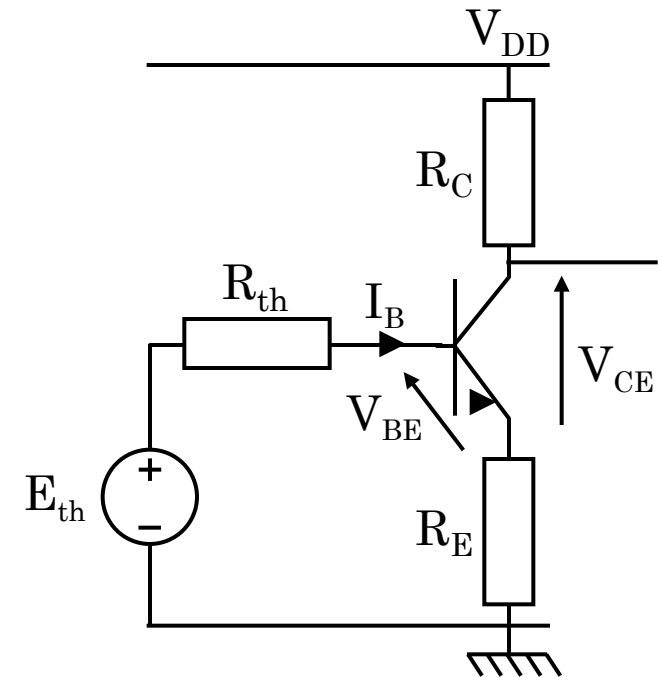
- On trouve le courant  $I_B$

$$I_B = \frac{E_{th} - V_S}{R_{th} + R_S + (1 + \beta) \cdot R_E}$$

- Vu de l'entrée, la résistance  $R_E$  est multipliée par  $(1 + \beta)$

- En fonction de la valeur de  $\beta$  on peut écrire :

$$(1 + \beta) \cdot R_E \approx \beta \cdot R_E$$



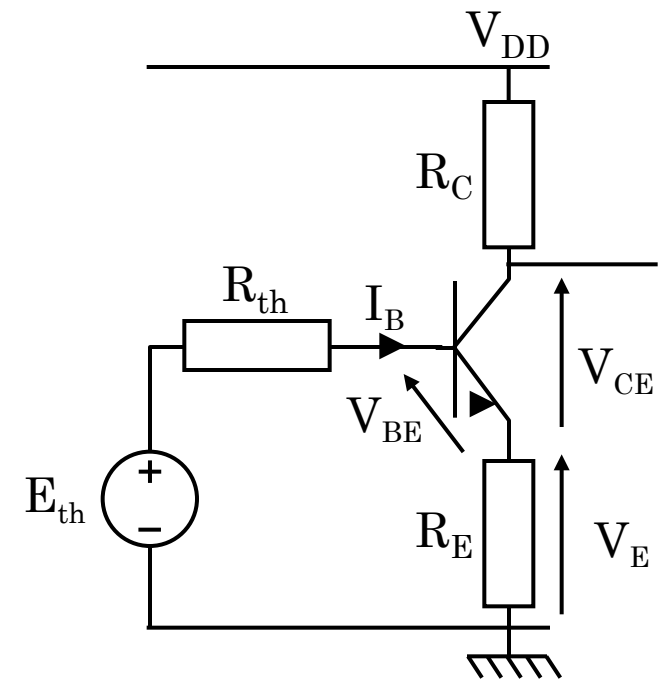


## III.3. Résistance d'émetteur

- La présence de  $R_E$  permet une régulation thermique du transistor
- En fonctionnement, le transistor chauffe à cause de la circulation du courant ce qui augmente la valeur du courant qui engendre une augmentation de la température etc ...

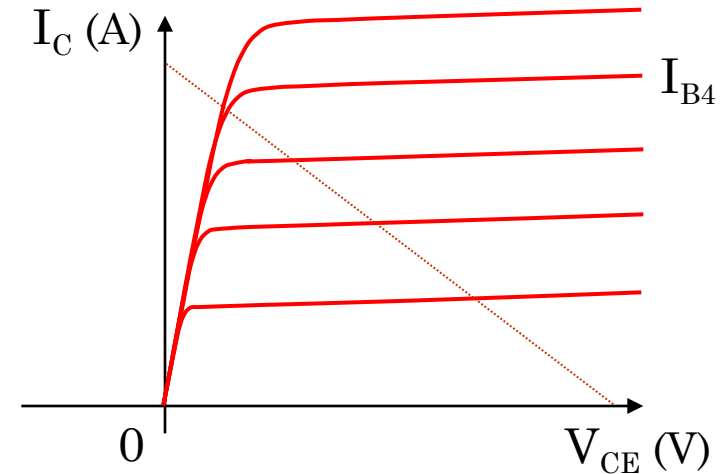
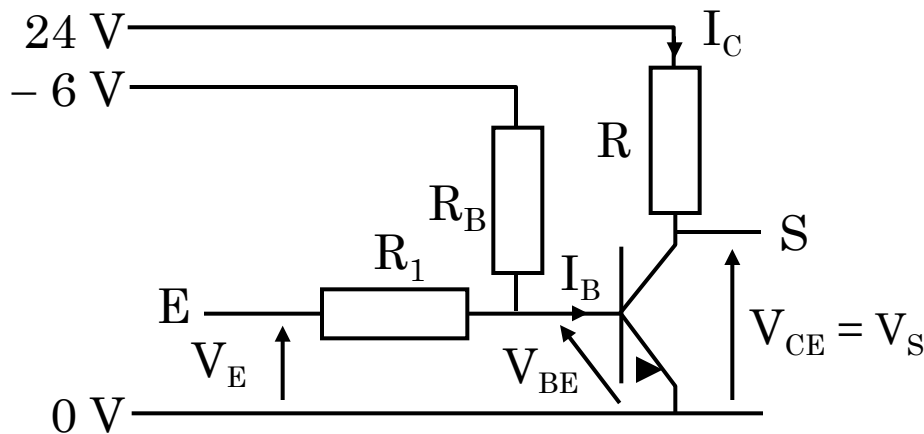
- En présence de  $R_E$  :  $T^\circ \nearrow \Rightarrow I_B \nearrow$   
 $\Rightarrow V_E \nearrow$   
 $\Rightarrow V_{BE} \searrow$   
 $\Rightarrow I_B \searrow$

- Si la présence de  $R_E$  n'est pas suffisante, il faut ajouter un radiateur sur le transistor.



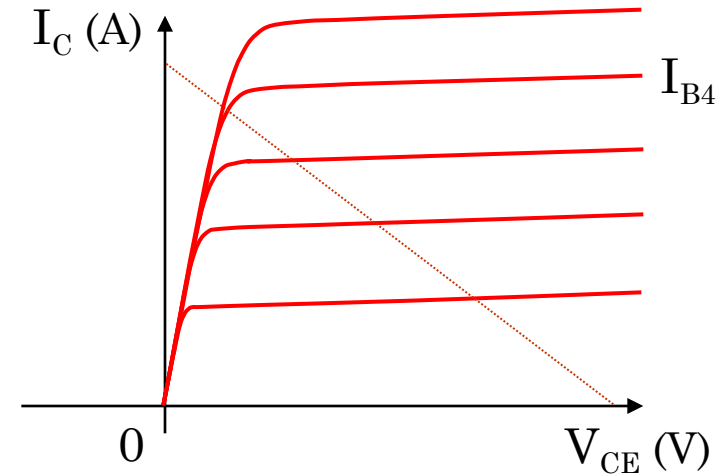
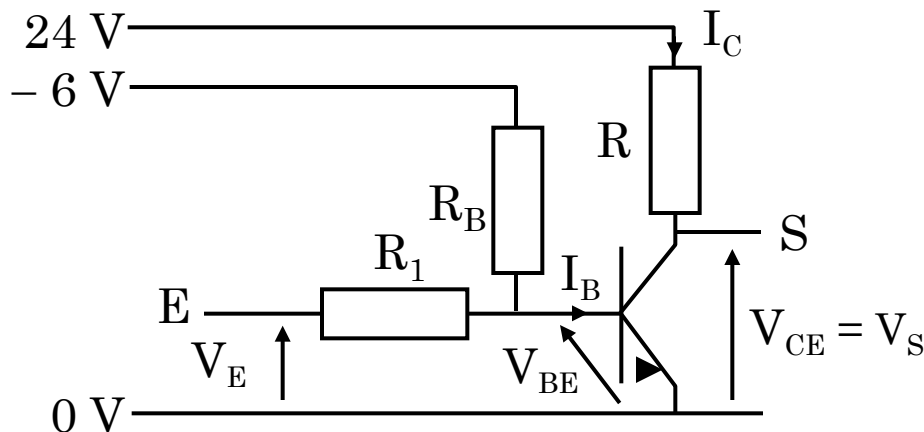
## IV.1. L'inverseur

- La loi des mailles dans la boucle de sortie donne :  $V_{CE} = V_S = 24 - R \cdot I_C$
- On obtient alors la droite de charge :  $I_C = \frac{24}{R} - \frac{V_{CE}}{R}$



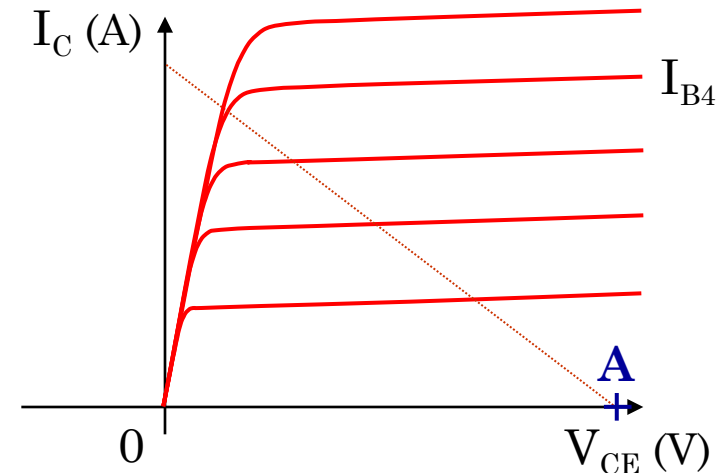
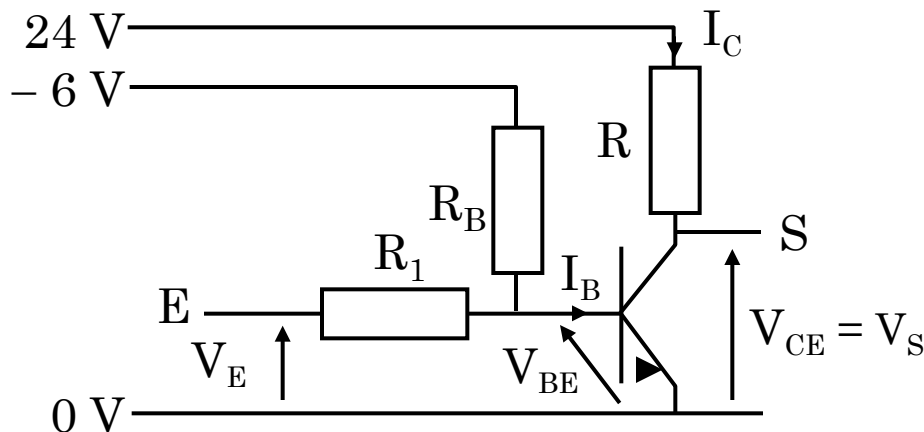
## IV.1. L'inverseur

- La loi des mailles dans la boucle de sortie donne :  $V_{CE} = V_S = 24 - R \cdot I_C$
- On obtient alors la droite de charge :  $I_C = \frac{24}{R} - \frac{V_{CE}}{R}$
- Si  $V_E = 0 \text{ V}$  :  $V_{BE}$  est



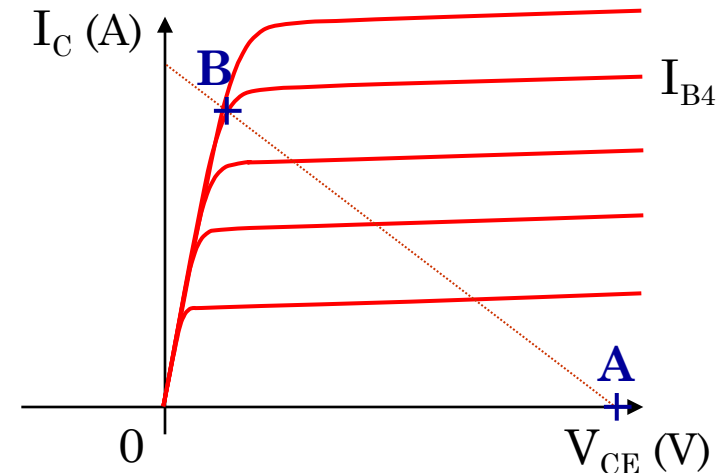
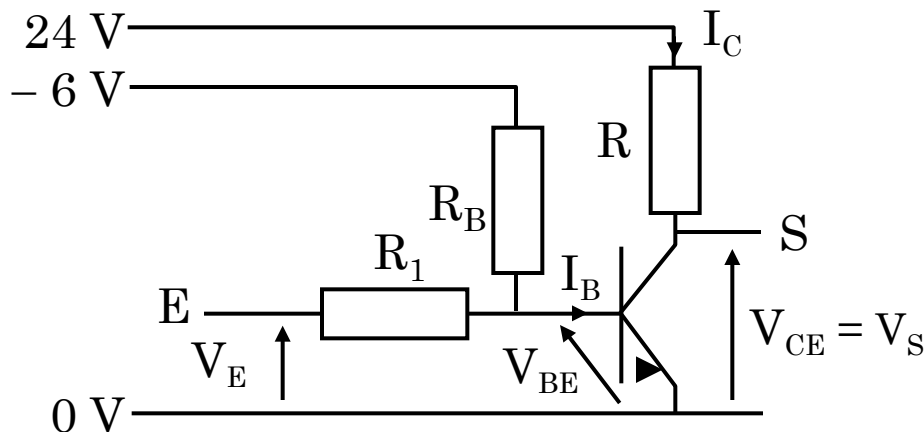
## IV.1. L'inverseur

- La loi des mailles dans la boucle de sortie donne :  $V_{CE} = V_S = 24 - R \cdot I_C$
- On obtient alors la droite de charge :  $I_C = \frac{24}{R} - \frac{V_{CE}}{R}$
- Si  $V_E = 0 \text{ V}$  :  $V_{BE}$  est négatif (transistor bloqué) et  $I_C = 0$  soit  $V_S = 24 \text{ V}$
- Si  $V_E = 24 \text{ V}$  :  $V_{BE}$



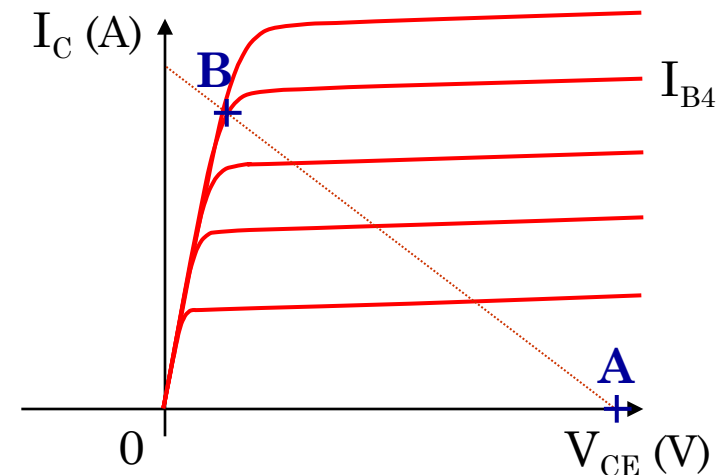
## IV.1. L'inverseur

- La loi des mailles dans la boucle de sortie donne :  $V_{CE} = V_S = 24 - R \cdot I_C$
- On obtient alors la droite de charge :  $I_C = \frac{24}{R} - \frac{V_{CE}}{R}$
- Si  $V_E = 0 \text{ V}$  :  $V_{BE}$  est négatif (transistor bloqué) et  $I_C = 0$  soit  $V_S = 24 \text{ V}$
- Si  $V_E = 24 \text{ V}$  :  $V_{BE} > 0$  (transistor passant) et  $I_B = I_{B4}$  donc  $V_S \approx V_{CEsat} \approx 0 \text{ V}$



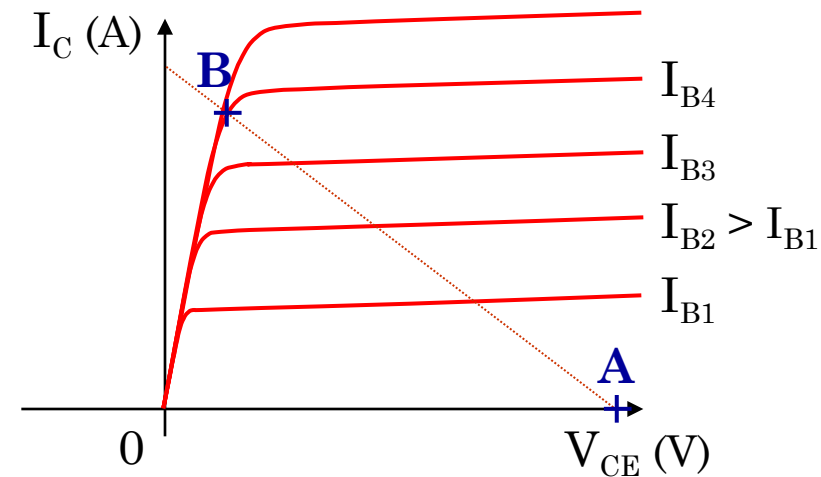
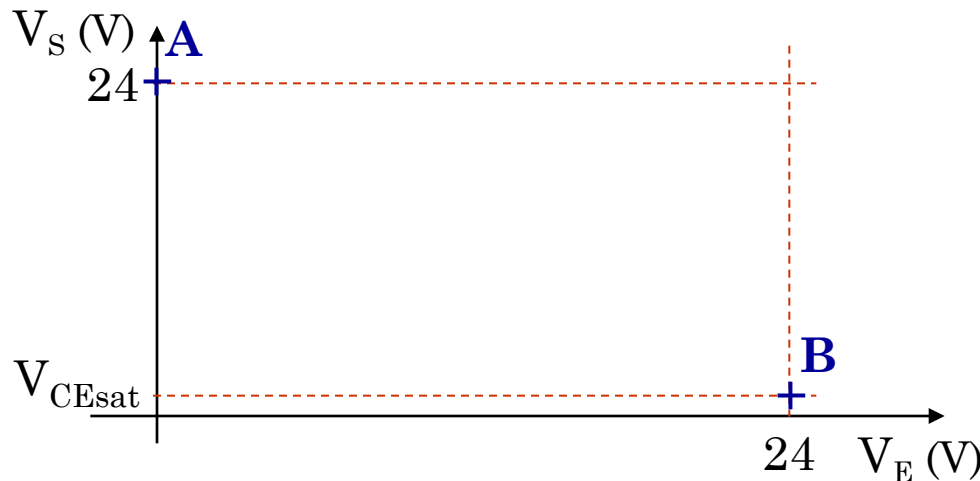
## IV.1. L'inverseur

- La loi des mailles dans la boucle de sortie donne :  $V_{CE} = V_S = 24 - R \cdot I_C$
- On obtient alors la droite de charge :  $I_C = \frac{24}{R} - \frac{V_{CE}}{R}$
- Si  $V_E = 0 \text{ V}$  :  $V_{BE}$  est négatif (transistor bloqué) et  $I_C = 0$  soit  $V_S = 24 \text{ V}$
- Si  $V_E = 24 \text{ V}$  :  $V_{BE} > 0$  (transistor passant) et  $I_B = I_{B4}$  donc  $V_S \approx V_{CEsat} \approx 0 \text{ V}$



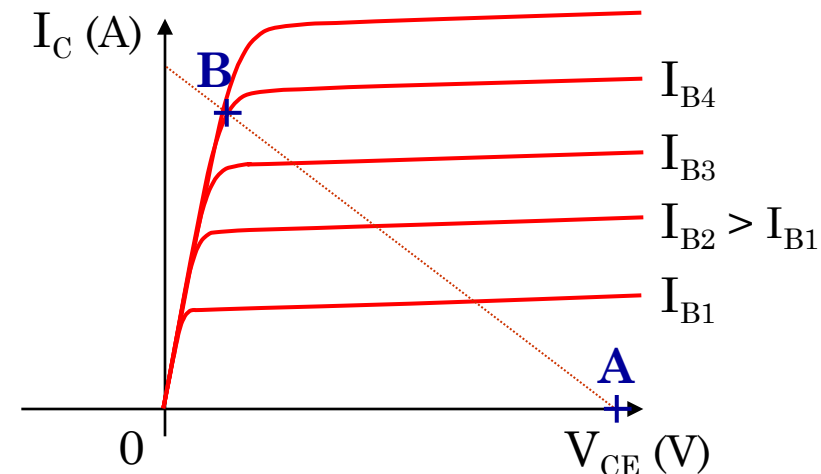
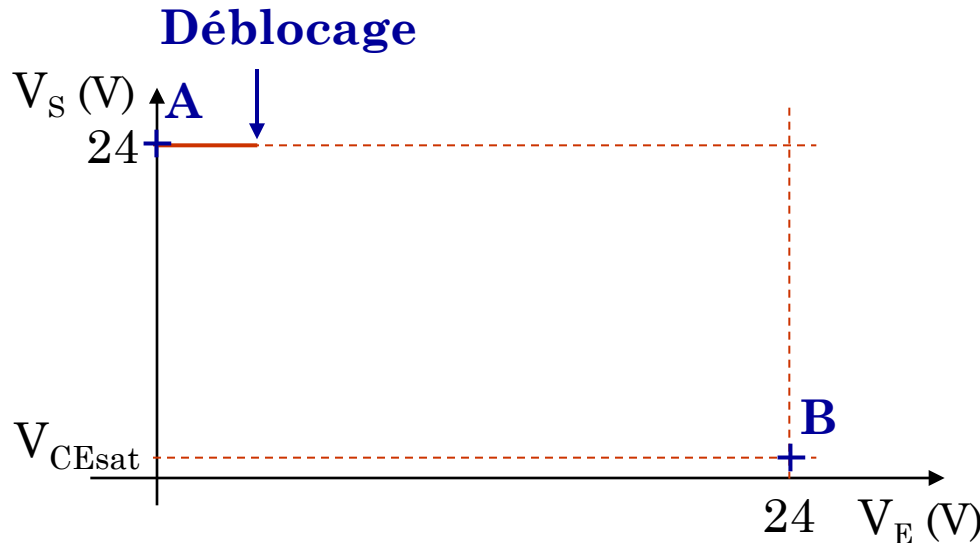
## IV.1. L'inverseur

- La loi des mailles dans la boucle de sortie donne :  $V_{CE} = V_S = 24 - R \cdot I_C$
- On obtient alors la droite de charge :  $I_C = \frac{24}{R} - \frac{V_{CE}}{R}$
- On trace maintenant la caractéristique  $V_S(V_E)$  de l'inverseur.



## IV.1. L'inverseur

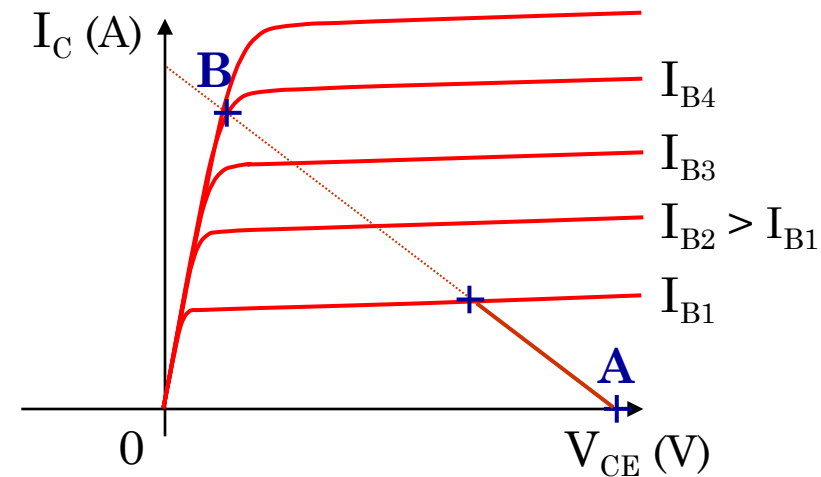
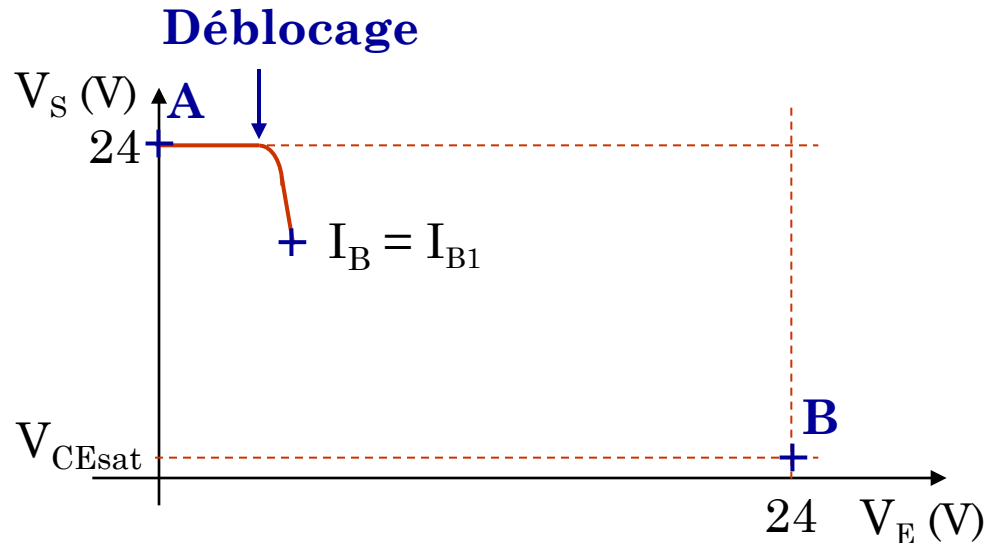
- La loi des mailles dans la boucle de sortie donne :  $V_{CE} = V_S = 24 - R \cdot I_C$
- On obtient alors la droite de charge :  $I_C = \frac{24}{R} - \frac{V_{CE}}{R}$
- On trace maintenant la caractéristique  $V_S(V_E)$  de l'inverseur.





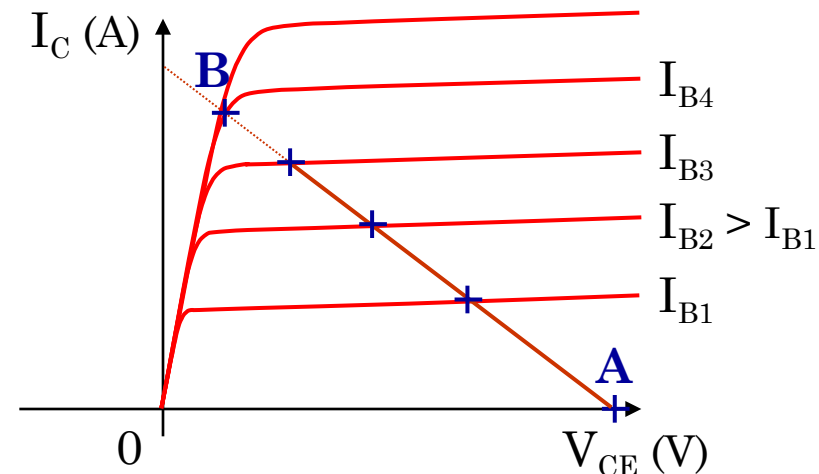
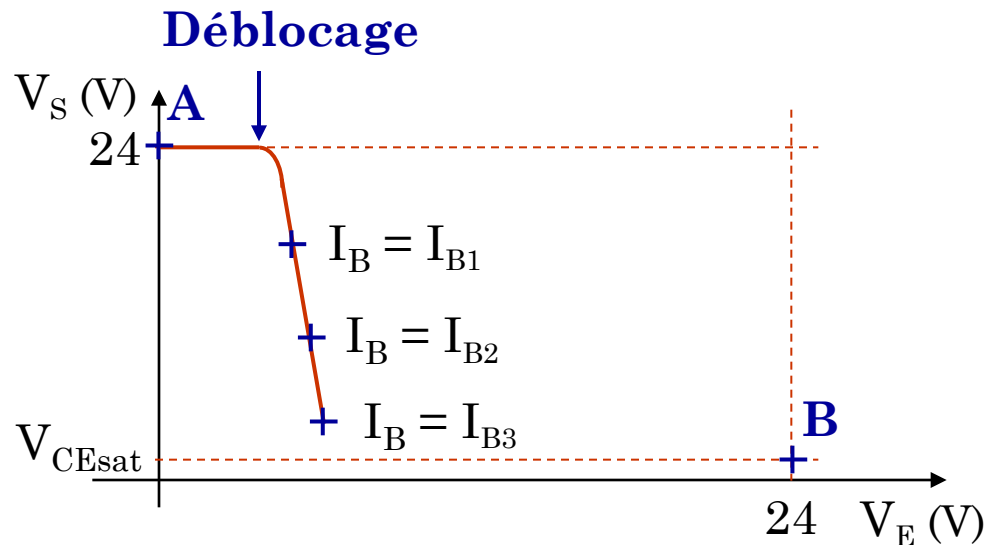
## IV.1. L'inverseur

- La loi des mailles dans la boucle de sortie donne :  $V_{CE} = V_S = 24 - R \cdot I_C$
- On obtient alors la droite de charge :  $I_C = \frac{24}{R} - \frac{V_{CE}}{R}$
- On trace maintenant la caractéristique  $V_S(V_E)$  de l'inverseur.



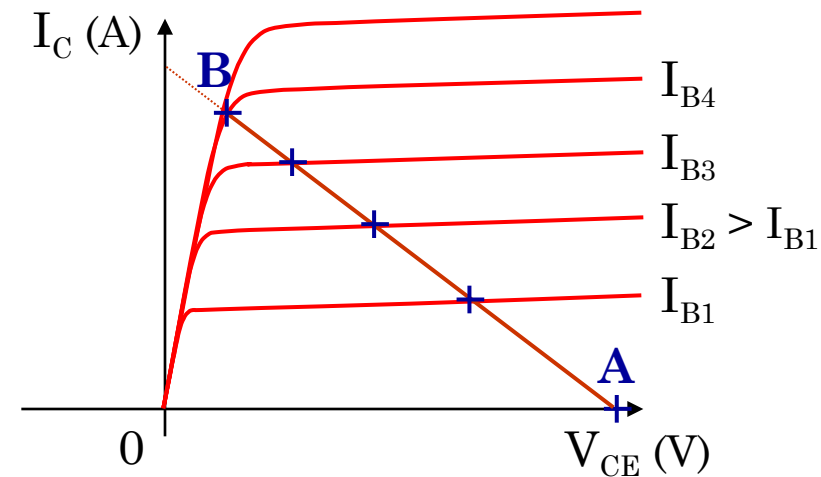
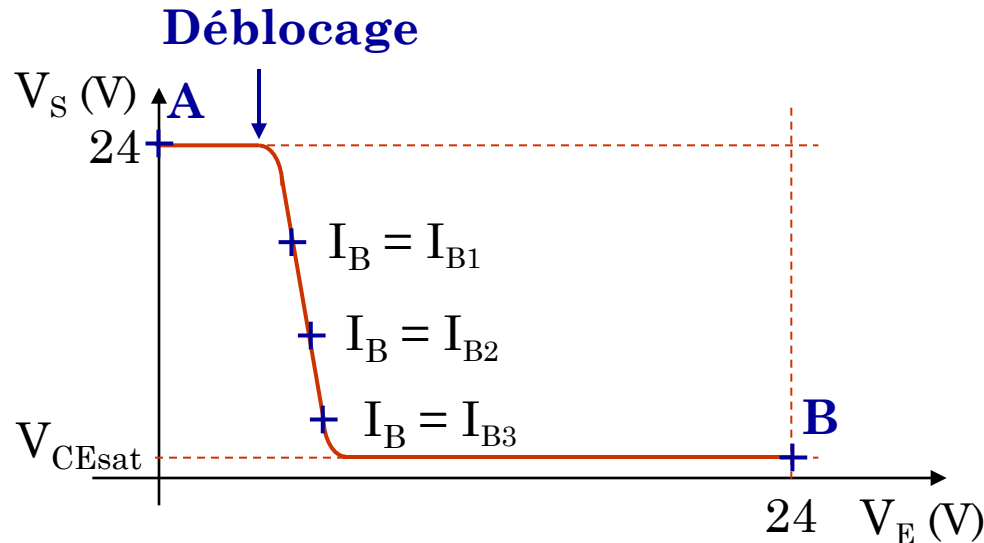
## IV.1. L'inverseur

- La loi des mailles dans la boucle de sortie donne :  $V_{CE} = V_S = 24 - R \cdot I_C$
- On obtient alors la droite de charge :  $I_C = \frac{24}{R} - \frac{V_{CE}}{R}$
- On trace maintenant la caractéristique  $V_S(V_E)$  de l'inverseur.



## IV.1. L'inverseur

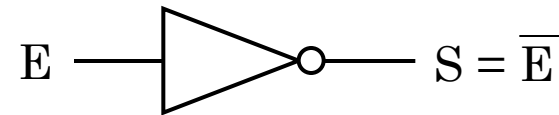
- La loi des mailles dans la boucle de sortie donne :  $V_{CE} = V_S = 24 - R \cdot I_C$
- On obtient alors la droite de charge :  $I_C = \frac{24}{R} - \frac{V_{CE}}{R}$
- On trace maintenant la caractéristique  $V_S(V_E)$  de l'inverseur.



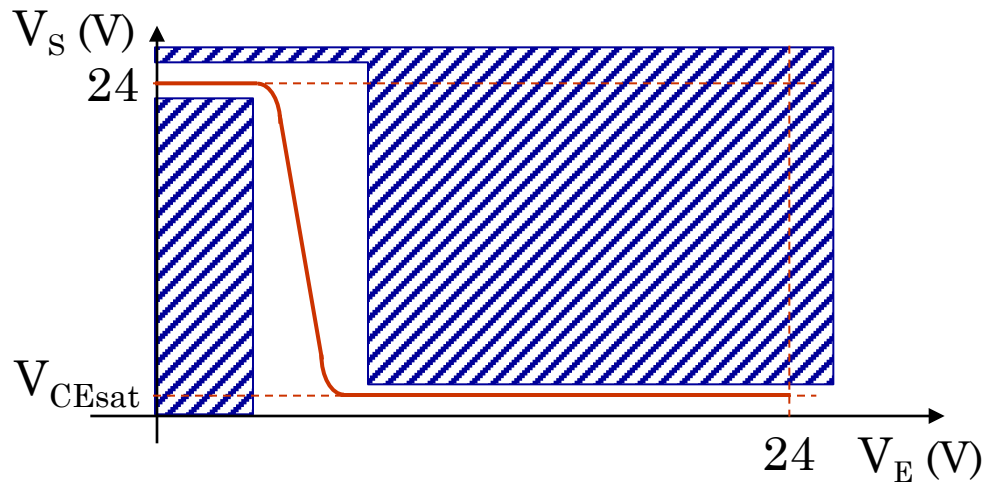
## IV.1. L'inverseur

- Table de vérité et symbole logique :

E	S
0	1
1	0

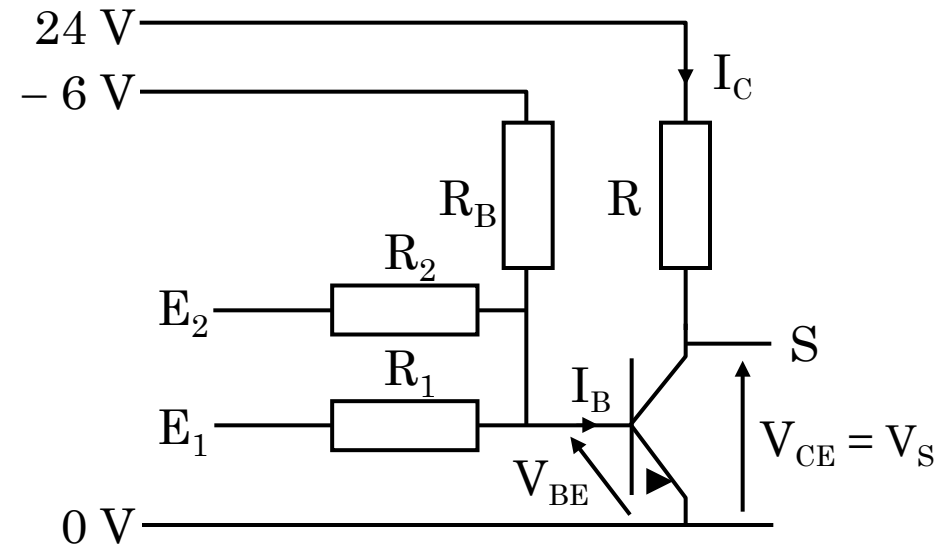


- En pratique on définit un gabarit pour l'inverseur

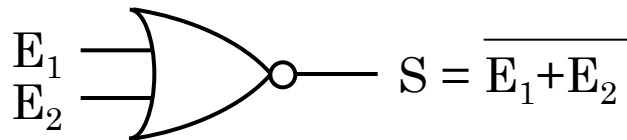


## IV.2. La fonction NI (NON-OU, NOR)

- Schéma électrique d'une porte NI :



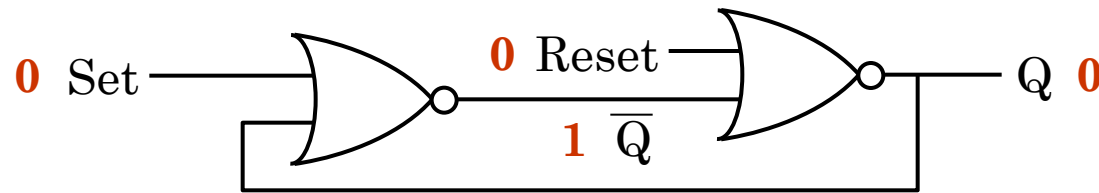
- Table de vérité et symbole logique :



$E_2$	$E_1$	$S$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

## III.3. La fonction mémoire à deux portes NI

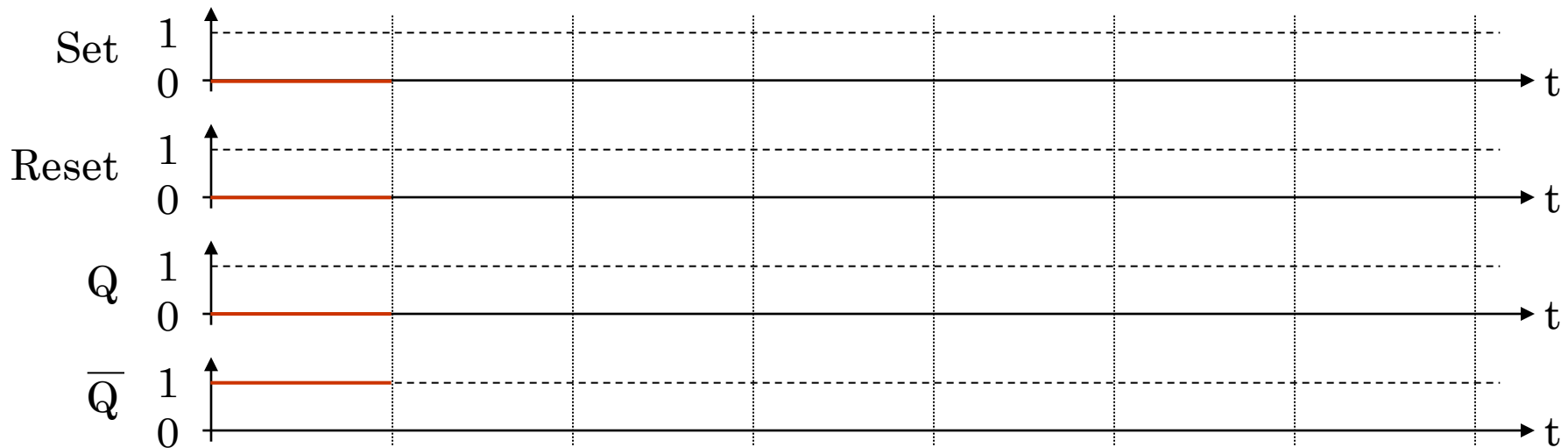
- Le but est de stocker l'information 1 ou 0.
- Schéma logique de la mémoire :



- Table de vérité :

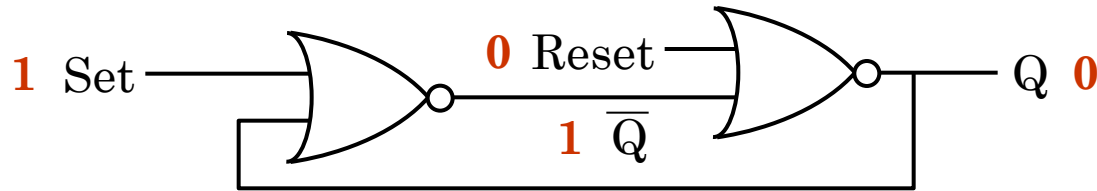
Set	Reset	Q	$\bar{Q}$
0	0	0	1

- Chronogramme :



## IV.3. La fonction mémoire à deux portes NI

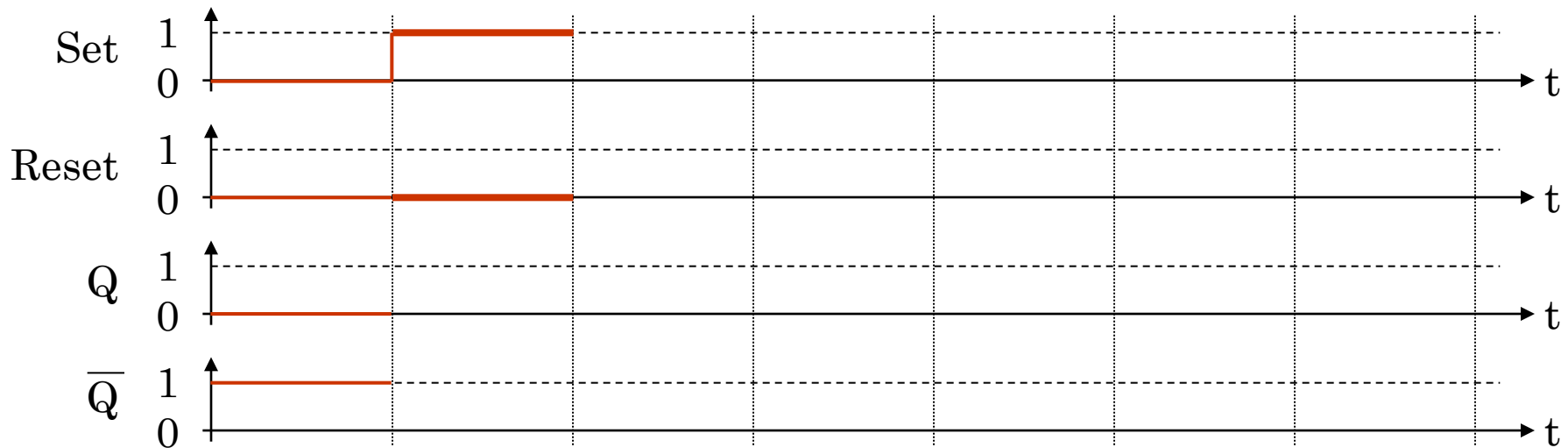
- Le but est de stocker l'information 1 ou 0.
- Schéma logique de la mémoire :



- Table de vérité :

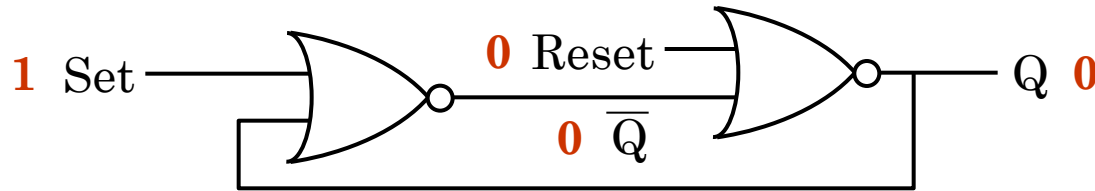
Set	Reset	Q	$\bar{Q}$
0	0	0	1
1	0		

- Chronogramme :



## IV.3. La fonction mémoire à deux portes NI

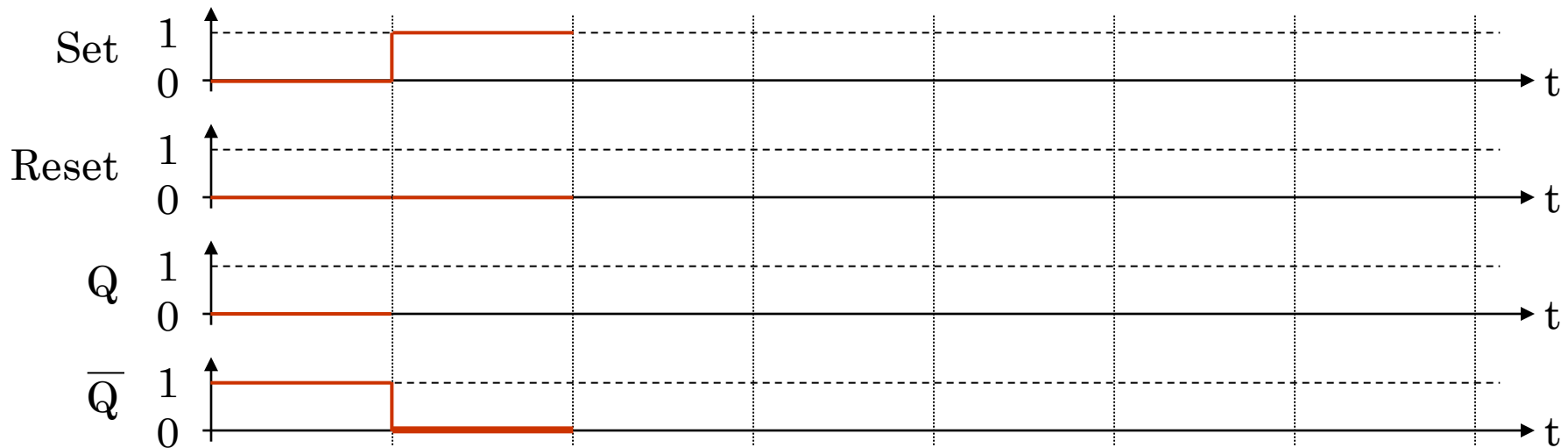
- Le but est de stocker l'information 1 ou 0.
- Schéma logique de la mémoire :



- Table de vérité :

Set	Reset	Q	$\bar{Q}$
0	0	0	1
1	0		0

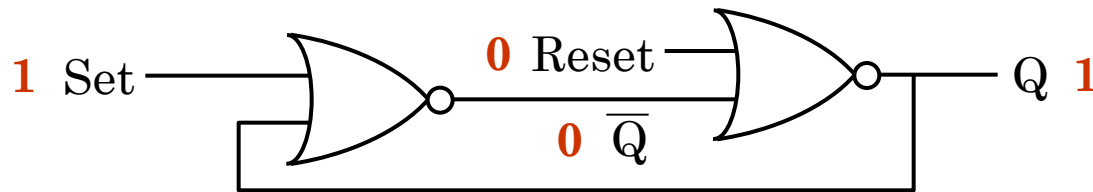
- Chronogramme :





## IV.3. La fonction mémoire à deux portes NI

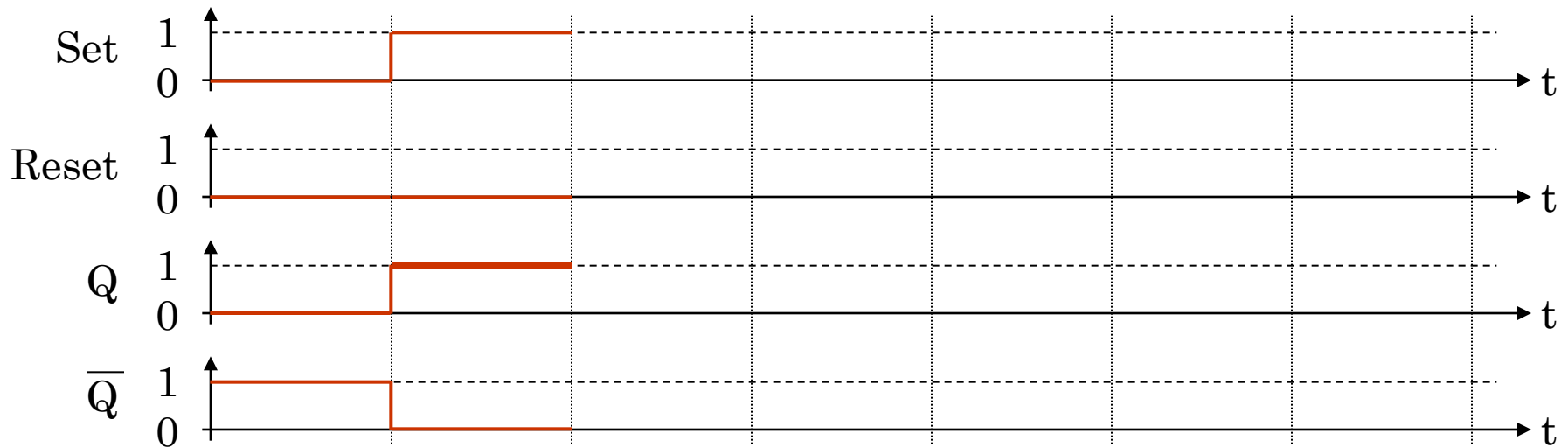
- Le but est de stocker l'information 1 ou 0.
- Schéma logique de la mémoire :



- Table de vérité :

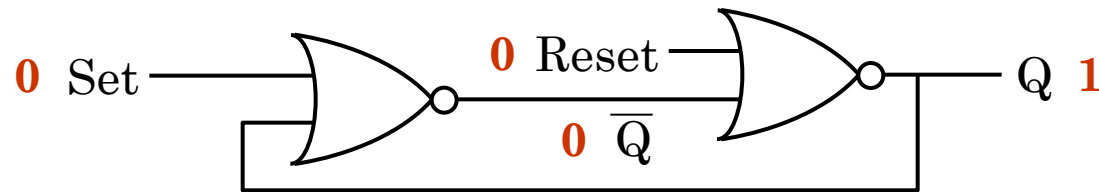
Set	Reset	Q	$\bar{Q}$
0	0	0	1
1	0	1	0

- Chronogramme :



## IV.3. La fonction mémoire à deux portes NI

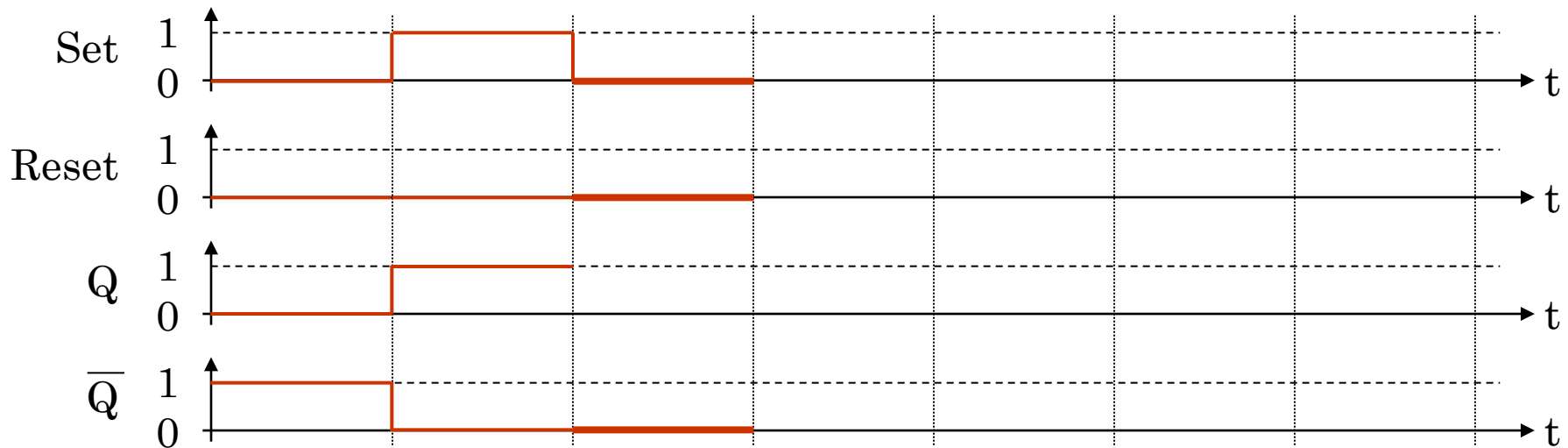
- Le but est de stocker l'information 1 ou 0.
- Schéma logique de la mémoire :



- Table de vérité :

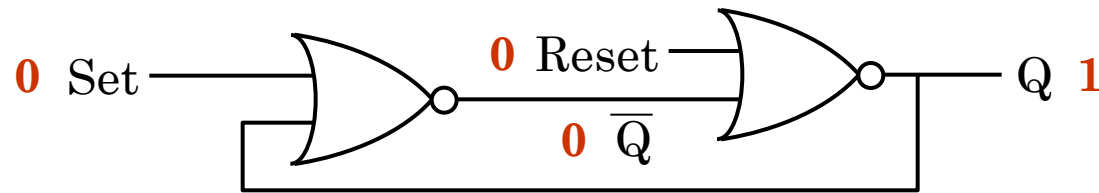
Set	Reset	Q	$\bar{Q}$
0	0	0	1
1	0	1	0
0	0		0

- Chronogramme :



## IV.3. La fonction mémoire à deux portes NI

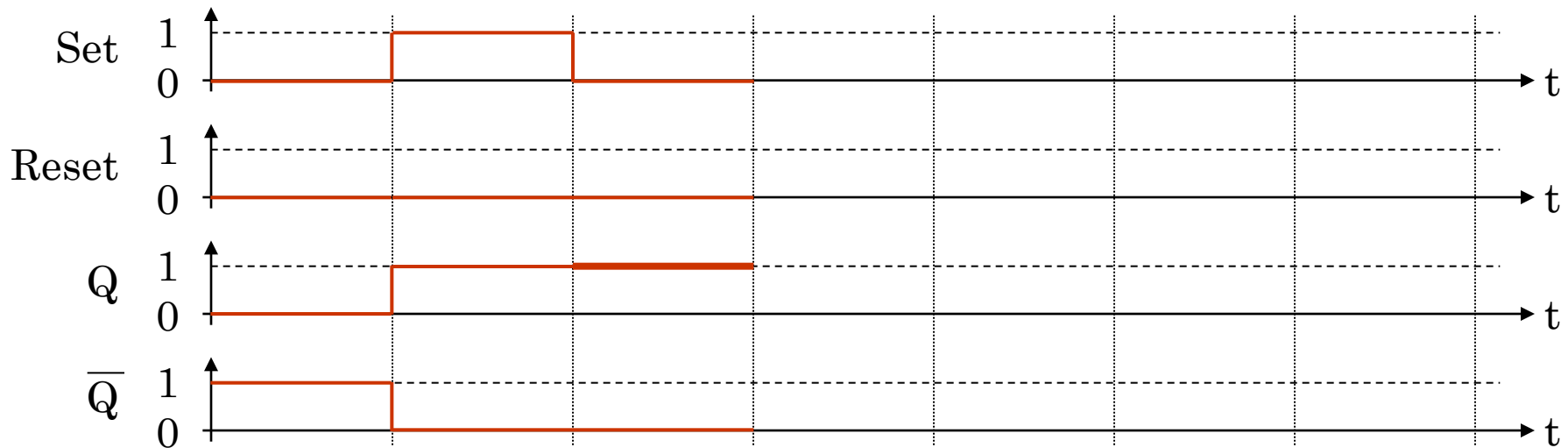
- Le but est de stocker l'information 1 ou 0.
- Schéma logique de la mémoire :



- Table de vérité :

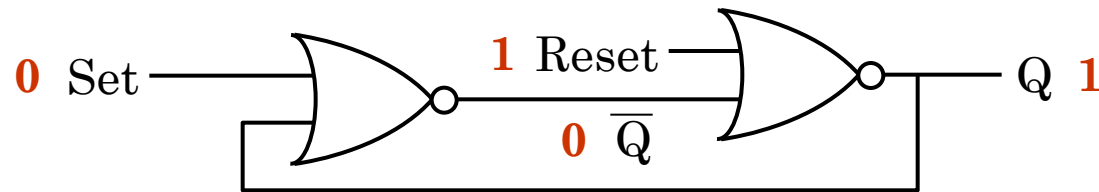
Set	Reset	Q	$\bar{Q}$
0	0	0	1
1	0	1	0
0	0	1	0

- Chronogramme :



## IV.3. La fonction mémoire à deux portes NI

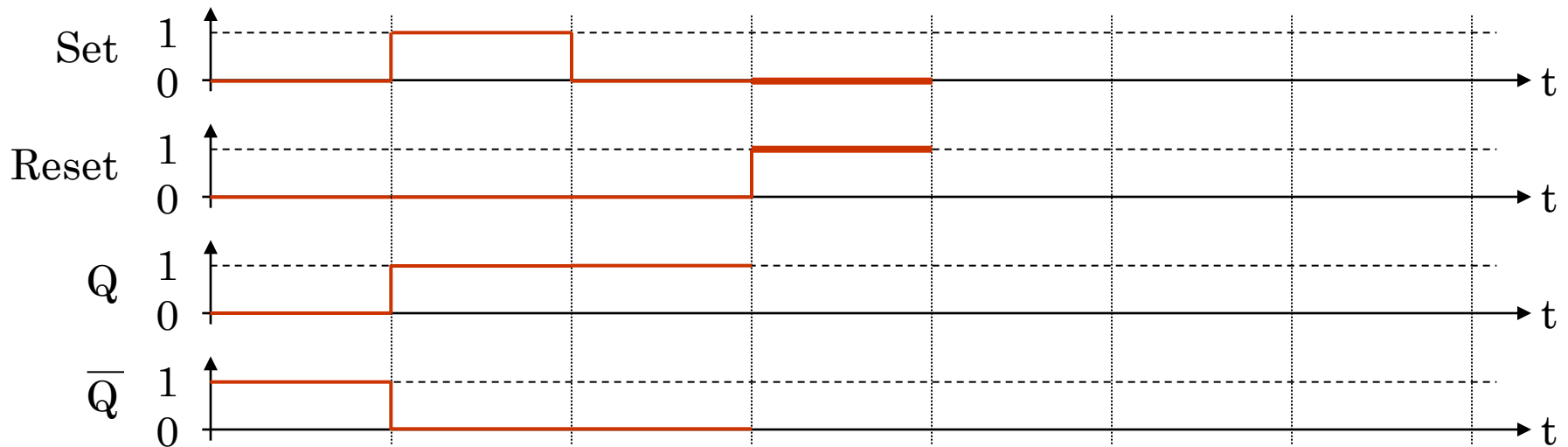
- Le but est de stocker l'information 1 ou 0.
- Schéma logique de la mémoire :



- Table de vérité :

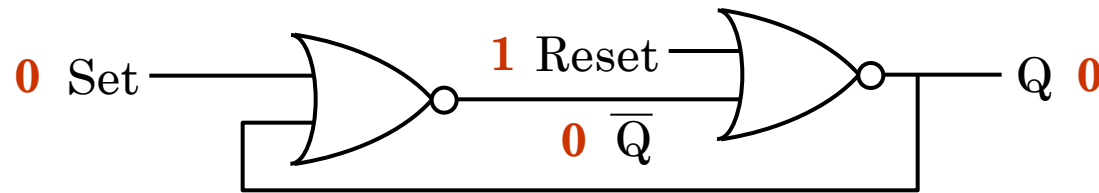
Set	Reset	Q	$\bar{Q}$
0	0	0	1
1	0	1	0
0	0	1	0
0	1		

- Chronogramme :



## IV.3. La fonction mémoire à deux portes NI

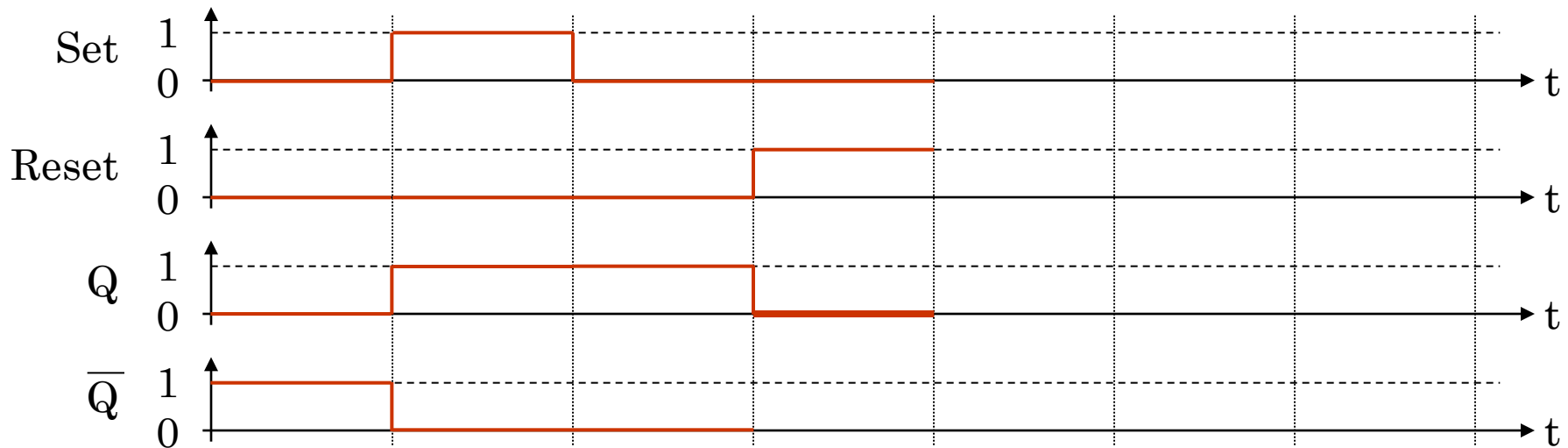
- Le but est de stocker l'information 1 ou 0.
- Schéma logique de la mémoire :



- Table de vérité :

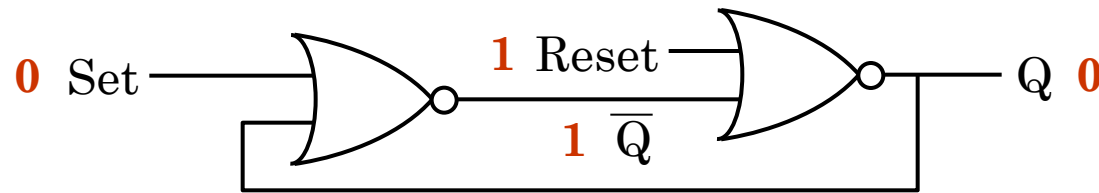
Set	Reset	Q	$\bar{Q}$
0	0	0	1
1	0	1	0
0	0	1	0
0	1	0	

- Chronogramme :



## IV.3. La fonction mémoire à deux portes NI

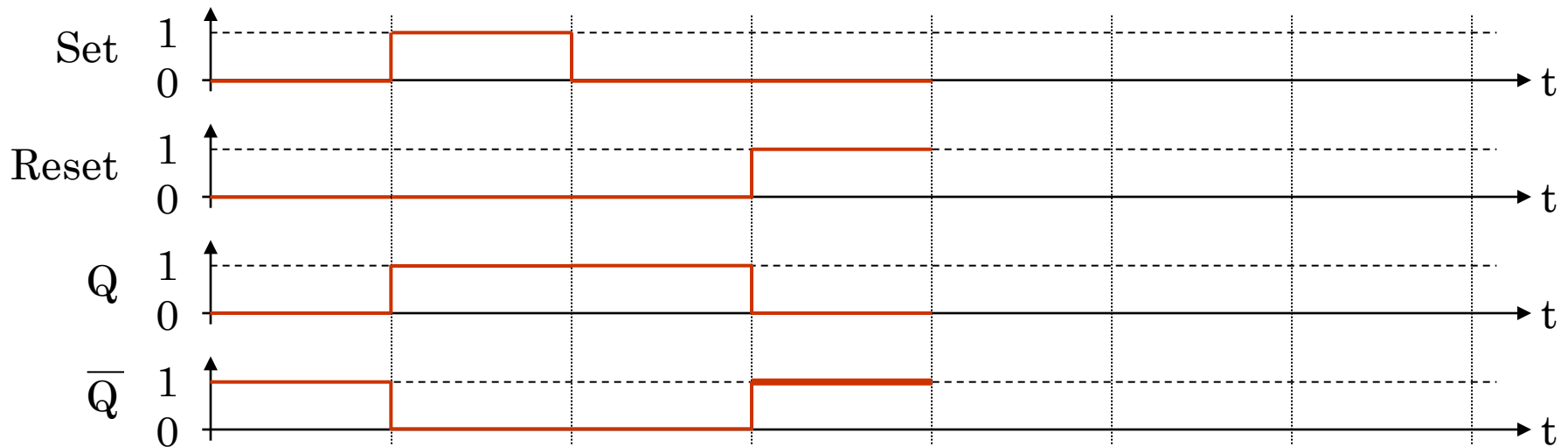
- Le but est de stocker l'information 1 ou 0.
- Schéma logique de la mémoire :



- Table de vérité :

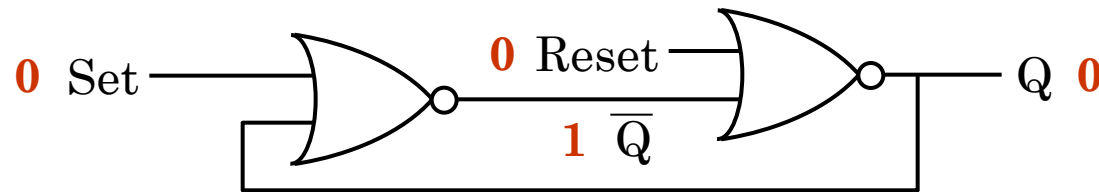
Set	Reset	Q	$\bar{Q}$
0	0	0	1
1	0	1	0
0	0	1	0
0	1	0	1

- Chronogramme :



## IV.3. La fonction mémoire à deux portes NI

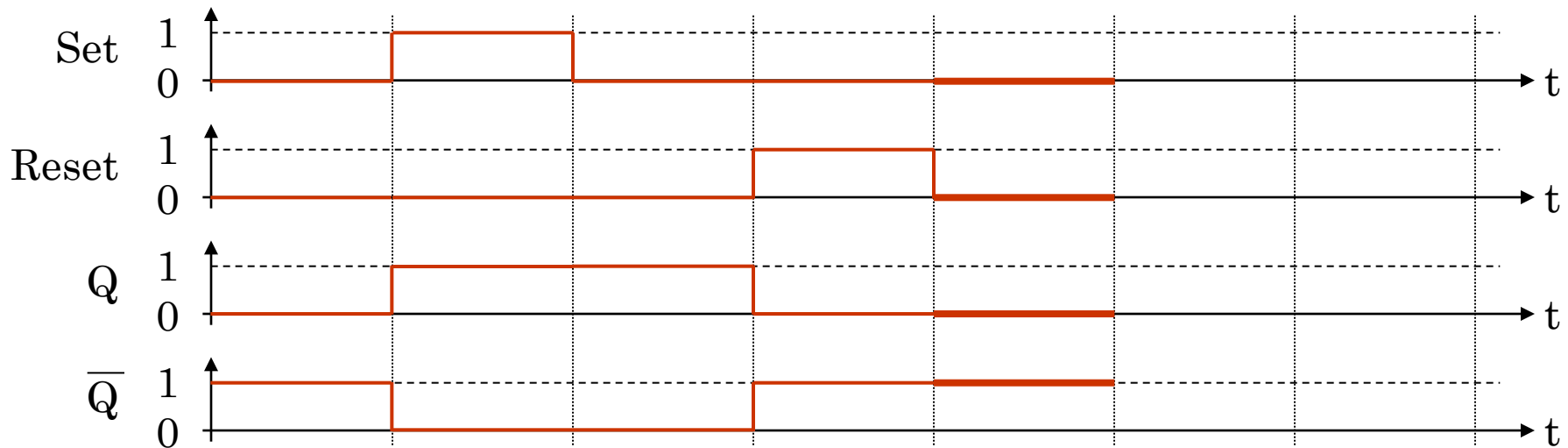
- Le but est de stocker l'information 1 ou 0.
- Schéma logique de la mémoire :



- Table de vérité :

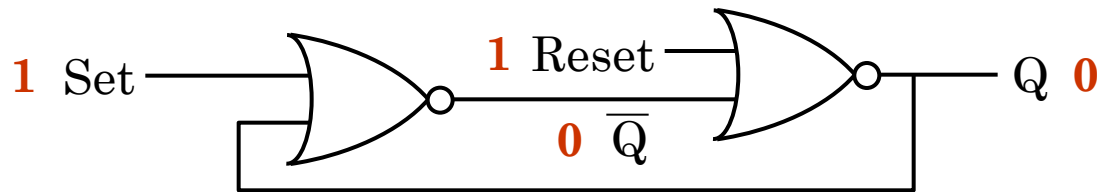
Set	Reset	Q	$\bar{Q}$
0	0	0	1
1	0	1	0
0	0	1	0
0	1	0	1

- Chronogramme :



## IV.3. La fonction mémoire à deux portes NI

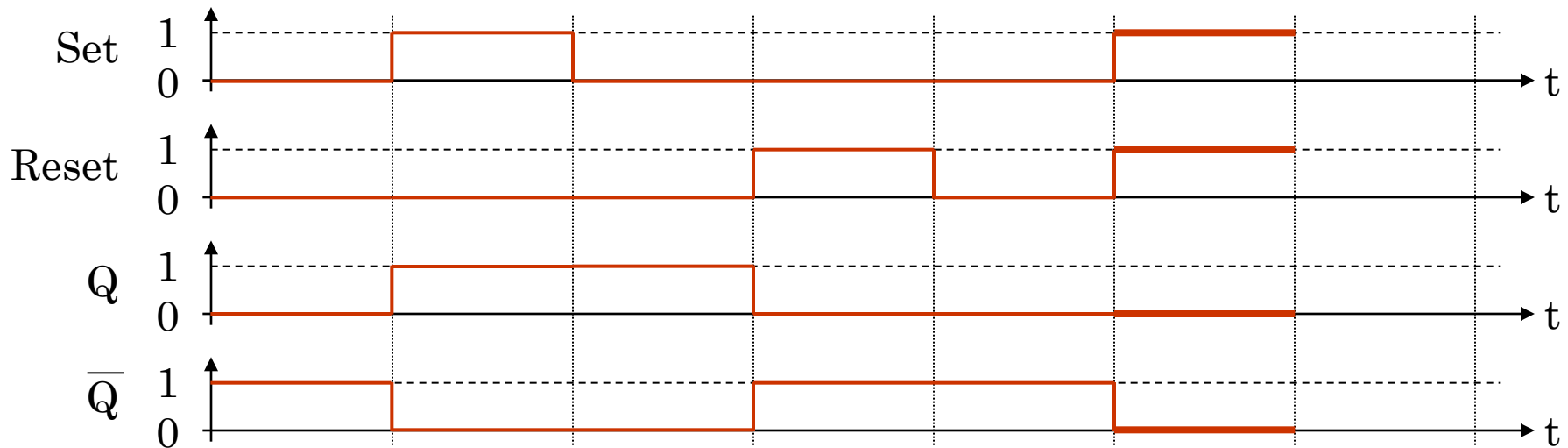
- Le but est de stocker l'information 1 ou 0.
- Schéma logique de la mémoire :



- Table de vérité :

Set	Reset	Q	$\bar{Q}$
0	0	0	1
1	0	1	0
0	0	1	0
0	1	0	1
1	1	0	0

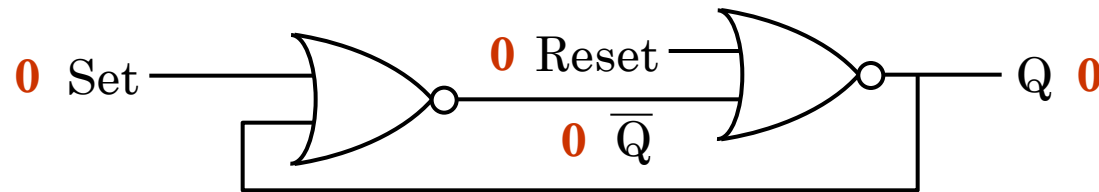
- Chronogramme :





## IV.3. La fonction mémoire à deux portes NI

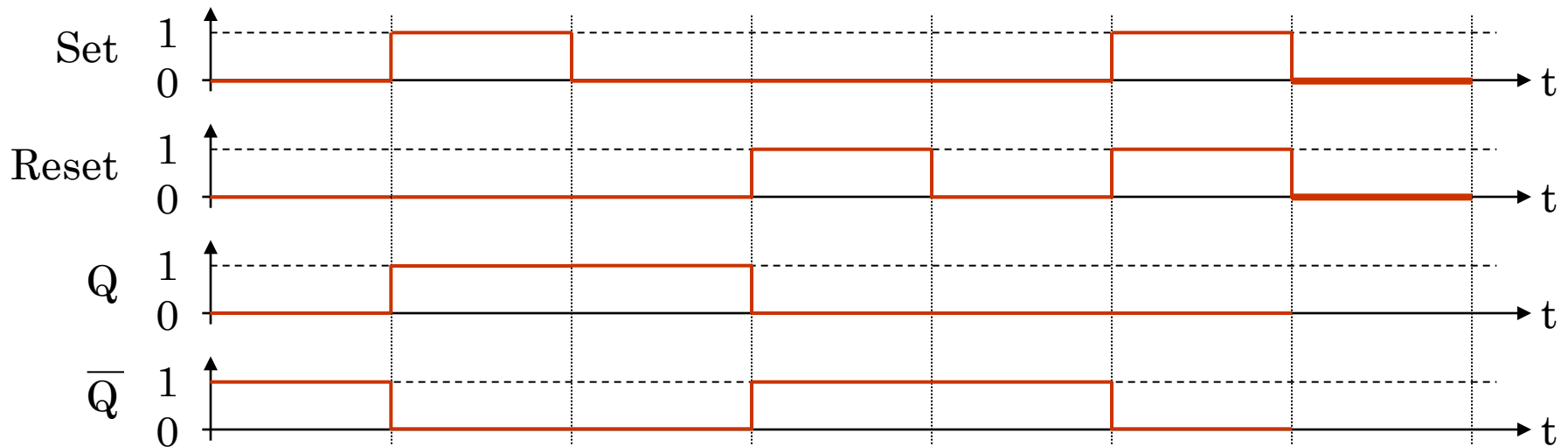
- Le but est de stocker l'information 1 ou 0.
- Schéma logique de la mémoire :



- Table de vérité :

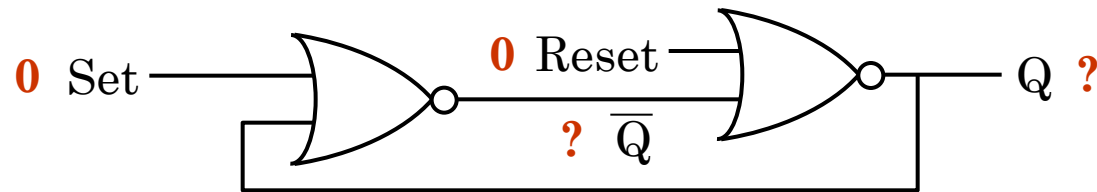
Set	Reset	Q	$\bar{Q}$
0	0	0	1
1	0	1	0
0	0	1	0
0	1	0	1
1	1	0	0
0	0		

- Chronogramme :



## IV.3. La fonction mémoire à deux portes NI

- Le but est de stocker l'information 1 ou 0.
- Schéma logique de la mémoire :

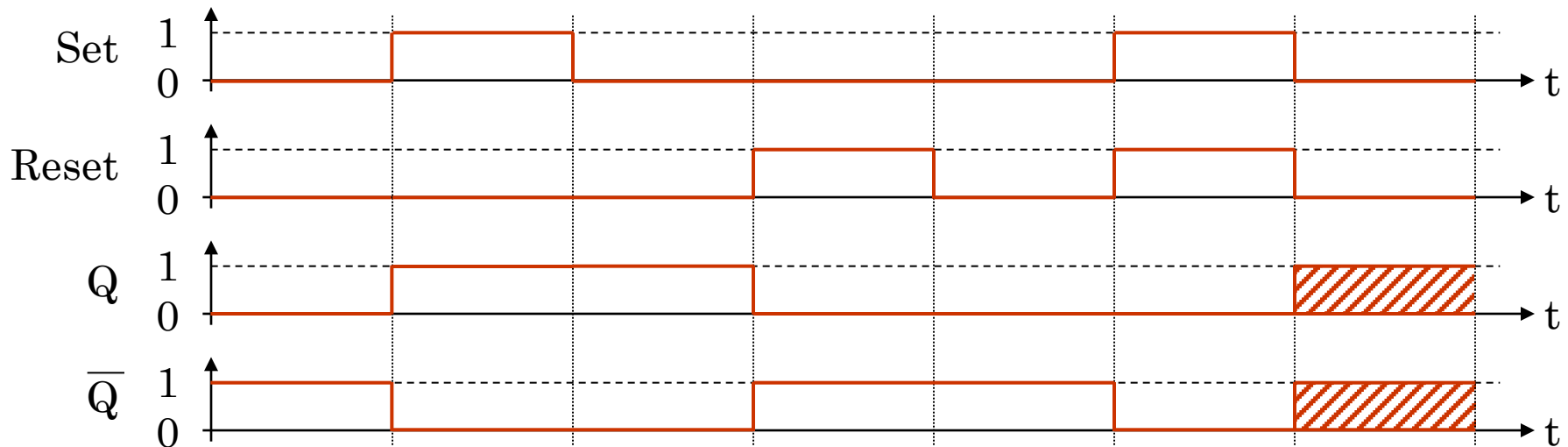


- Table de vérité :

Set	Reset	Q	$\bar{Q}$
0	0	0	1
1	0	1	0
0	0	1	0
0	1	0	1
1	1	0	0
0	0	?	?

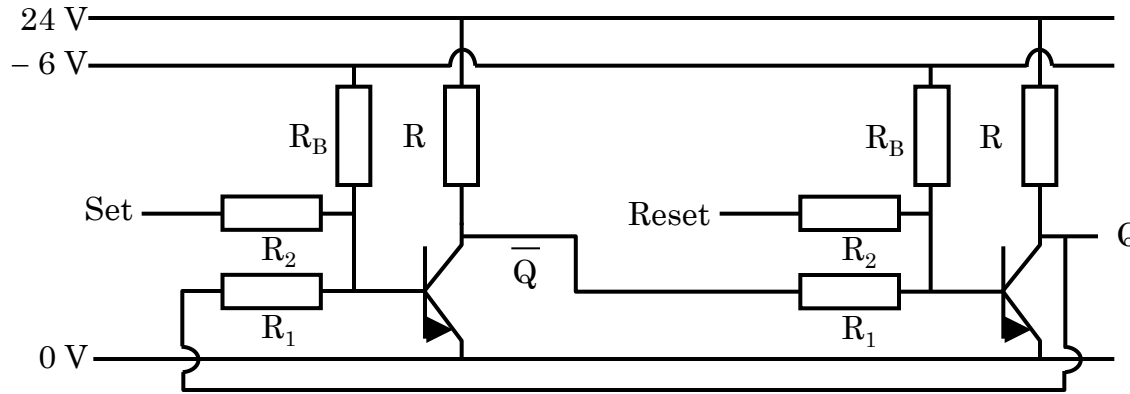
- Chronogramme :

**Etat interdit =>**

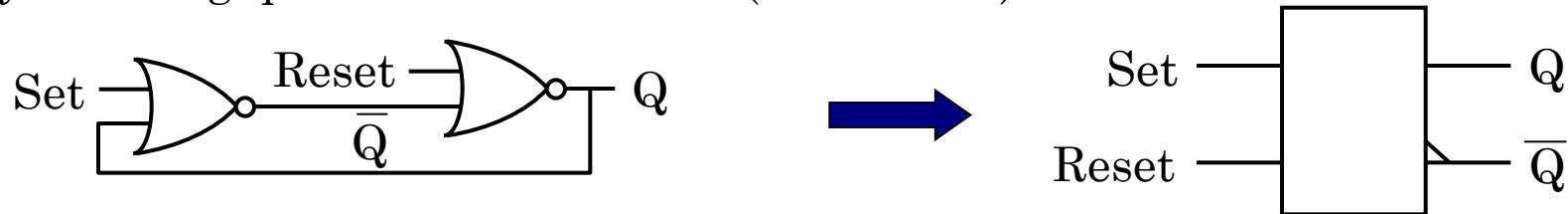


## IV.3. La fonction mémoire à deux portes NI

- Schéma électrique de cette mémoire :

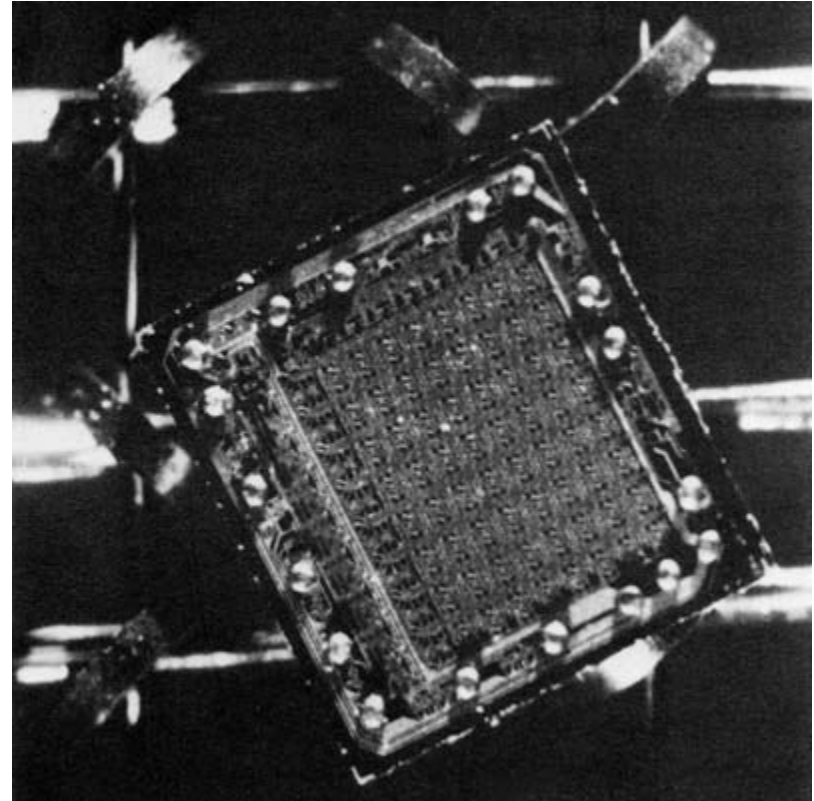
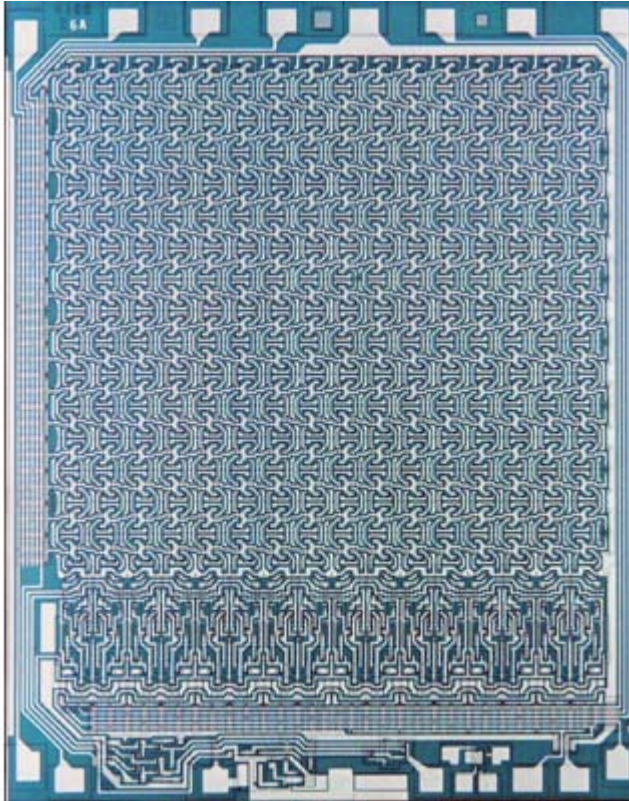


- Symbole logique de la mémoire RS (bascule RS) :



- Mémoire de type RAM (Random Acces Memory) qui s'apparente à la SRAM (Static) : l'information disparaît si on éteint l'alimentation.
- Si le pont de base consomme  $1 \mu A$  (sous 30 V) et que l'on stocke  $10^6$  bits alors la mémoire disperse au moins 30 W !

## IV.3. La fonction mémoire à deux portes NI



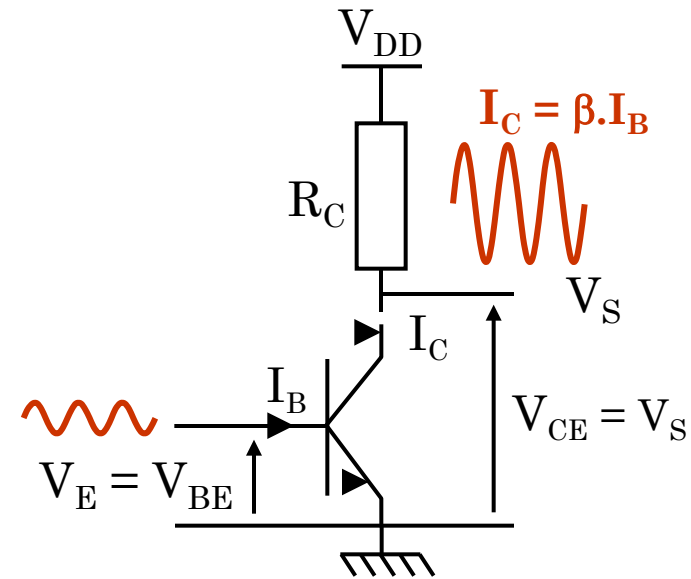
1971 : 256-bit TTL RAM (Fairchild)

## V.1. Principe de fonctionnement

- L'amplificateur de classe A amplifie tout le signal d'entrée.

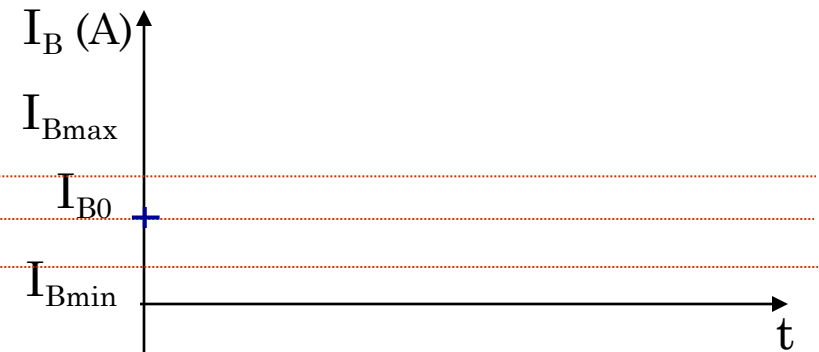
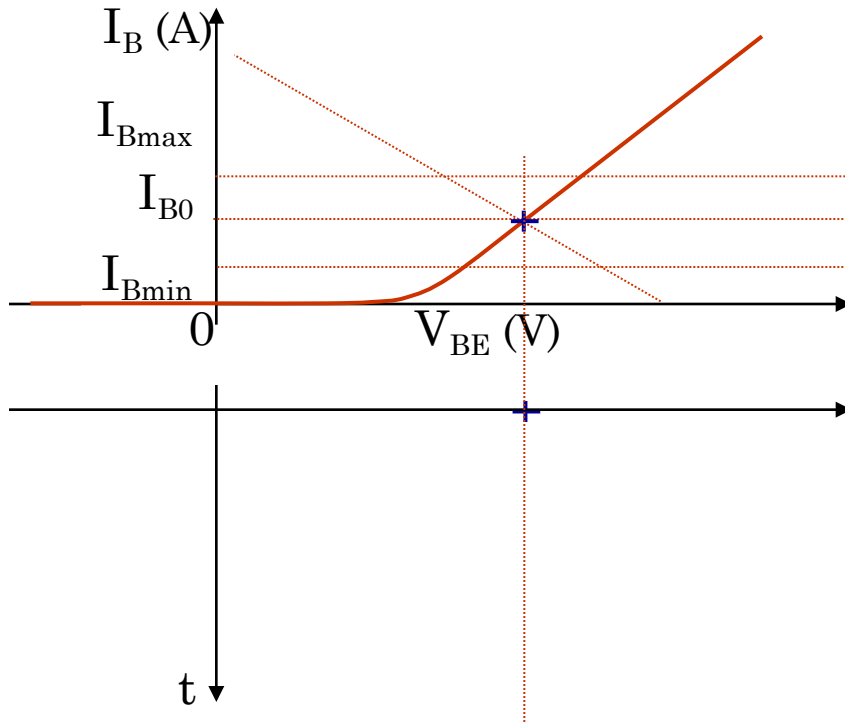
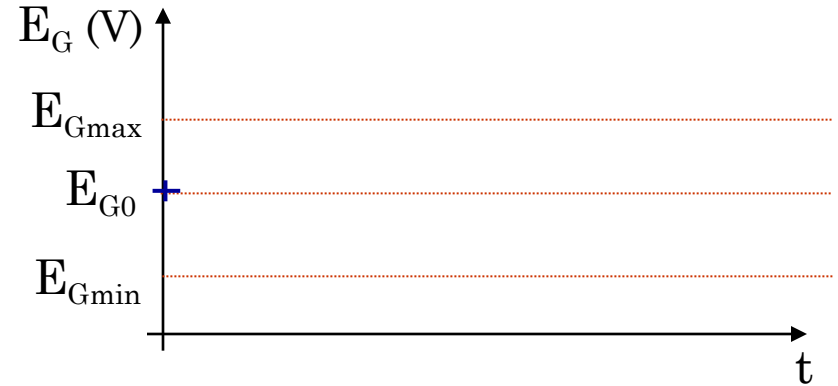
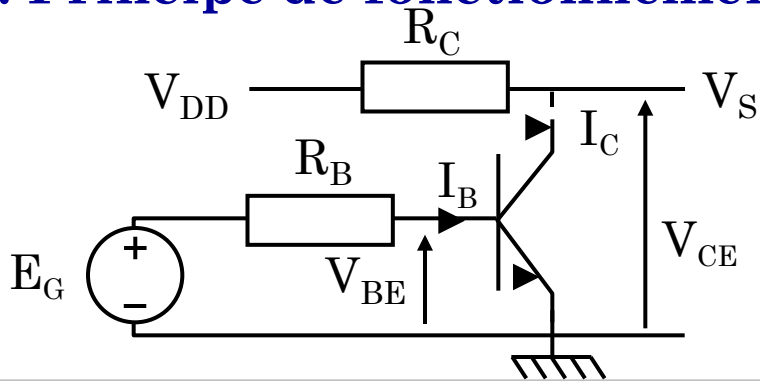
- On travaille dans la partie linéaire du transistor qui est polarisé en statique à  $I_{B0}$  et  $I_{C0}$ .

- Le courant  $I_B$  oscille autour de  $I_{B0}$  et donc  $I_C$  oscille autour de  $I_{C0}$  avec  $I_C = \beta \cdot I_B$ .

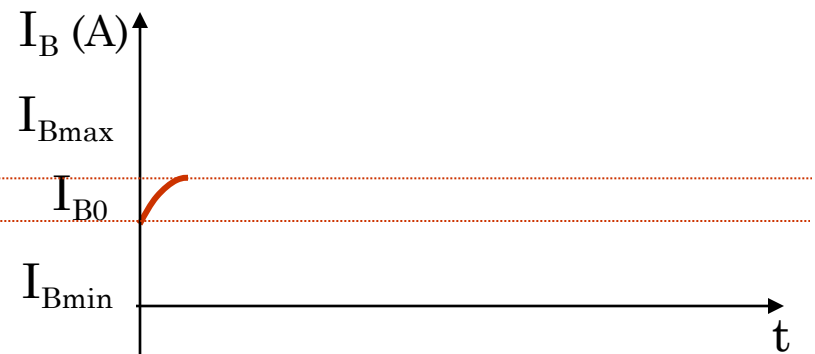
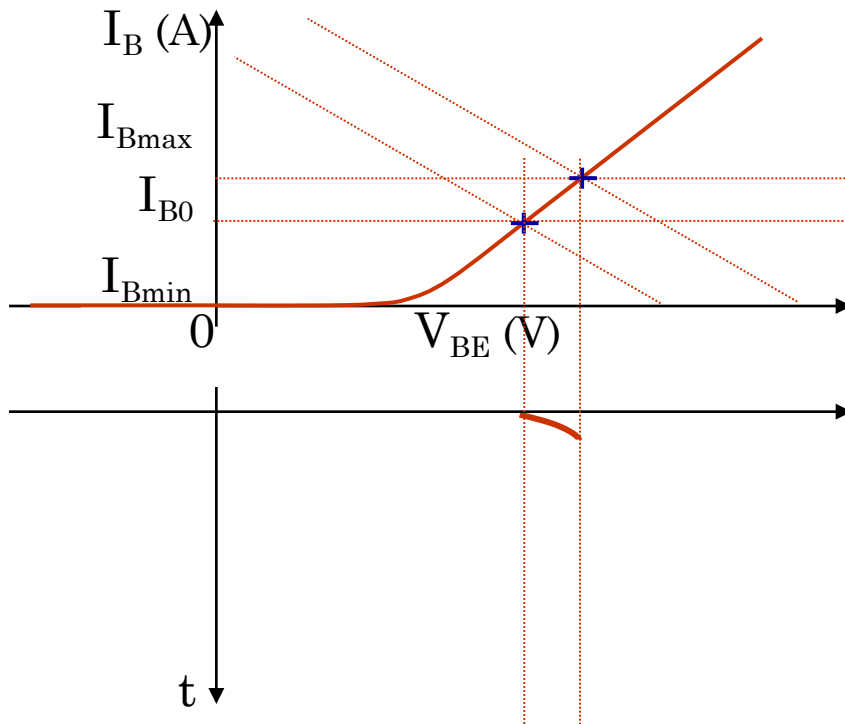
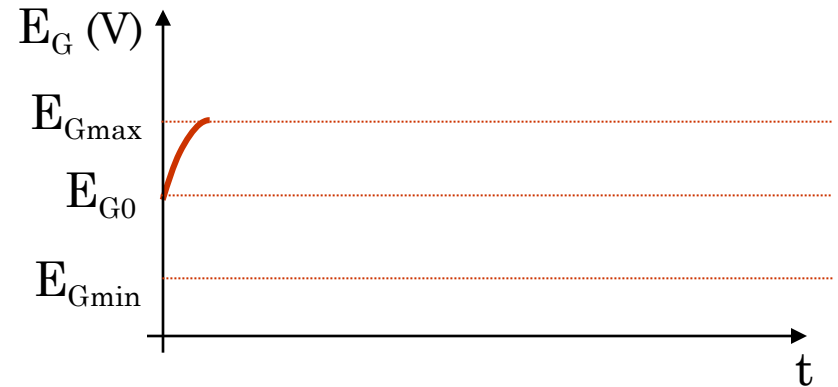
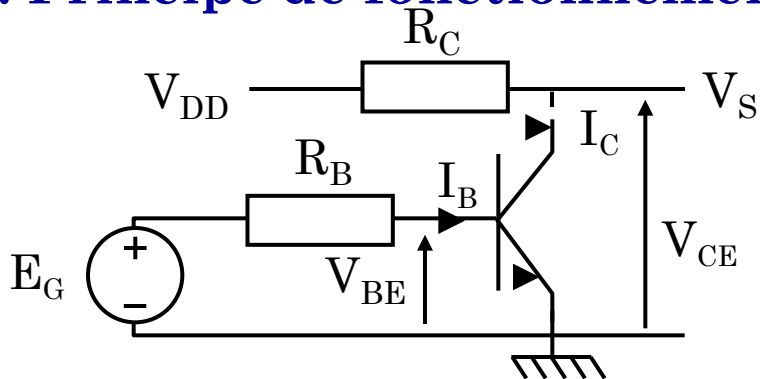


- Sans signal d'entrée, l'ampli consomme  $I_{C0}$  : mauvais rendement (au mieux 50 %).

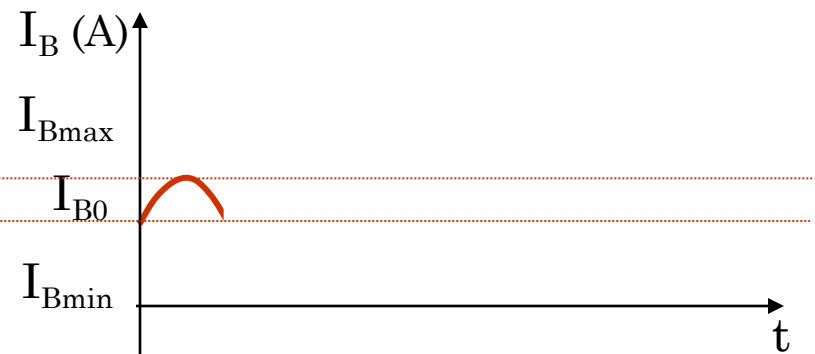
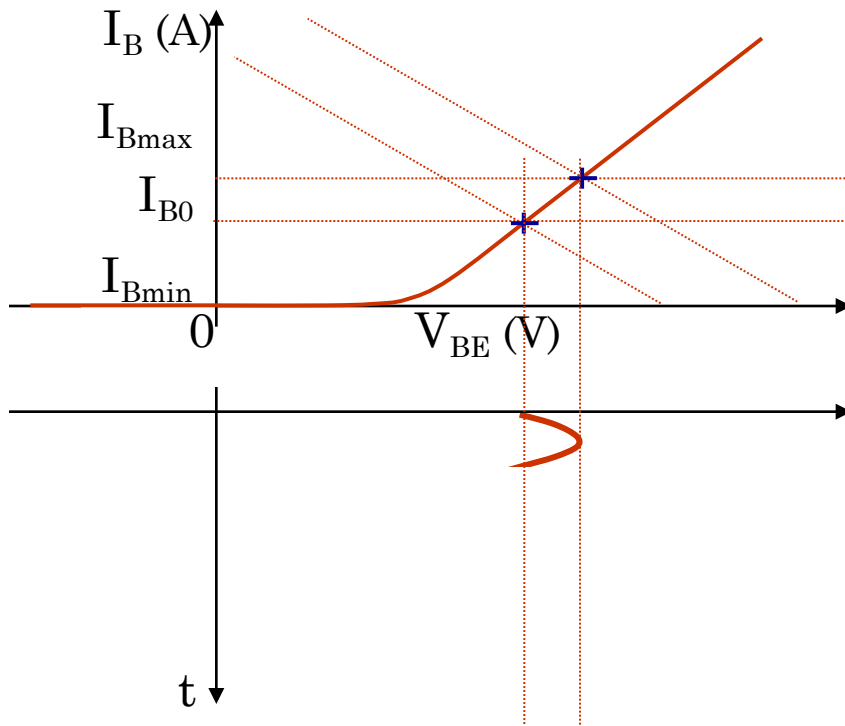
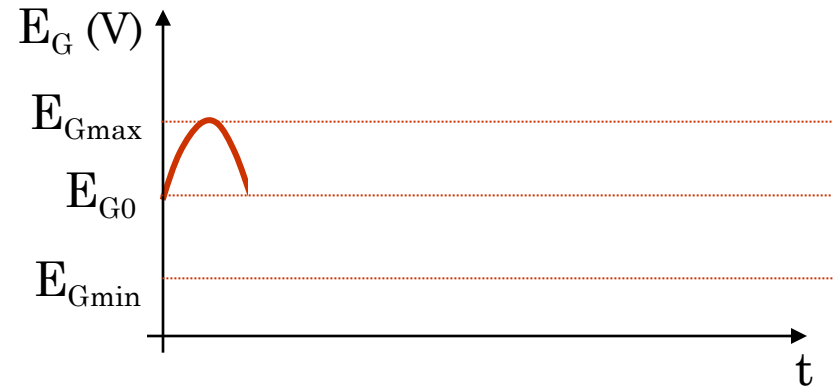
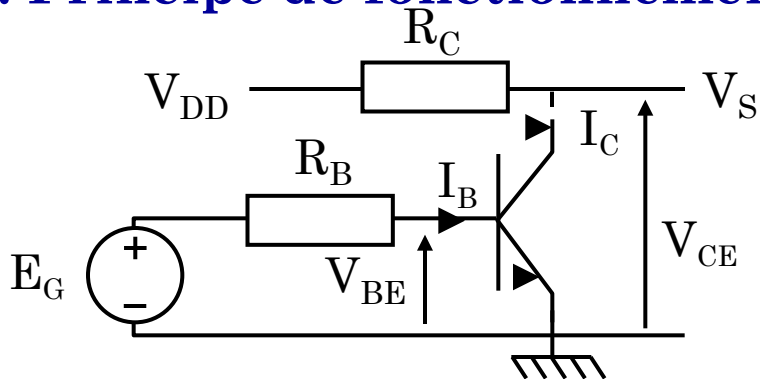
## V.1. Principe de fonctionnement



## V.1. Principe de fonctionnement

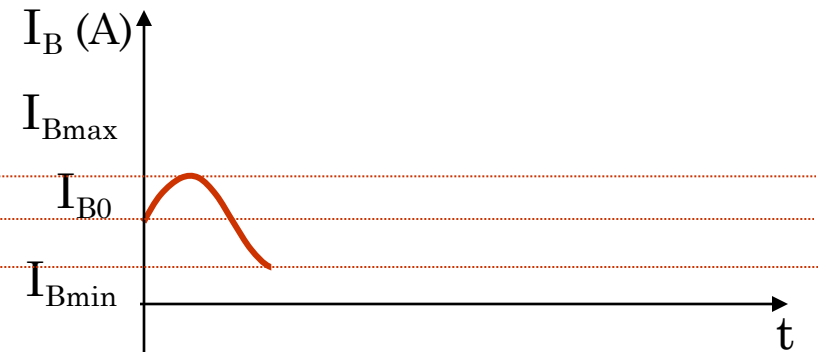
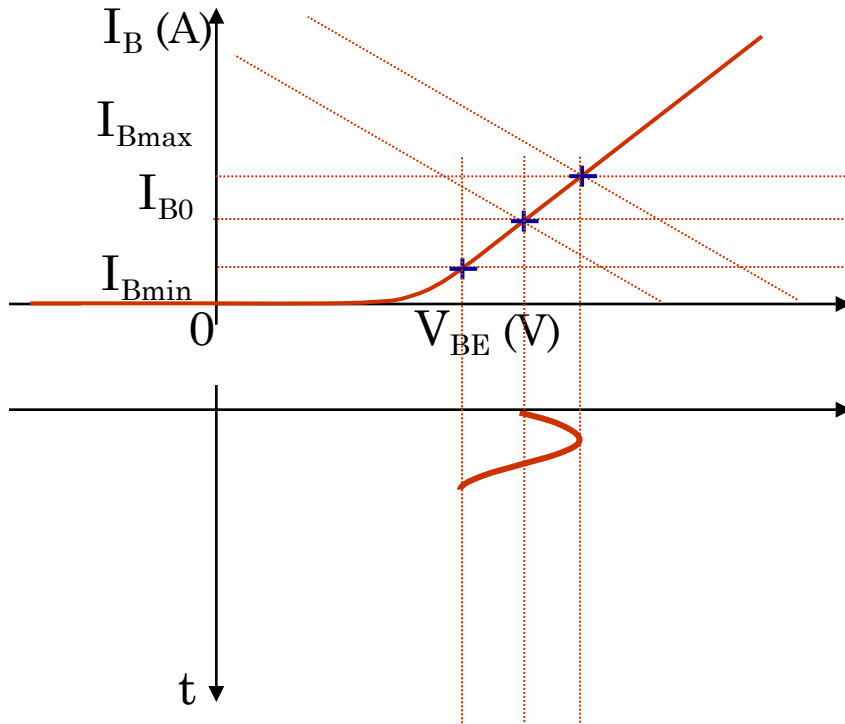
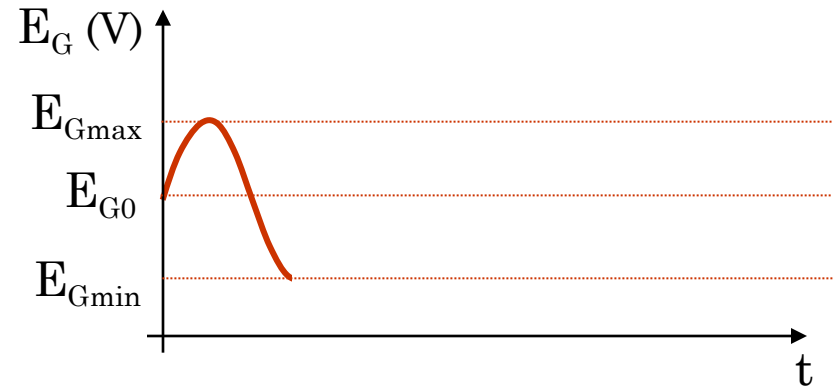
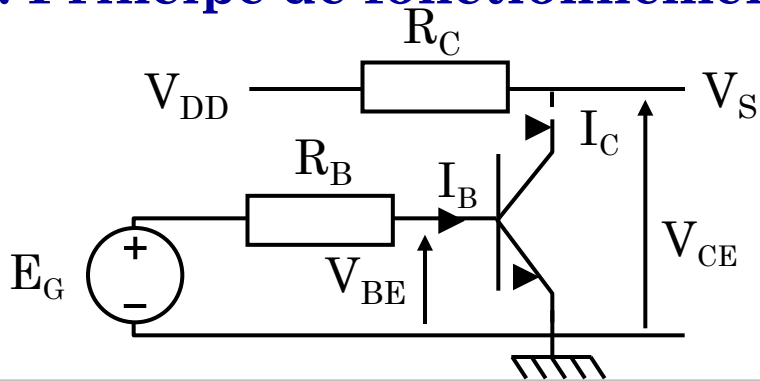


## V.1. Principe de fonctionnement

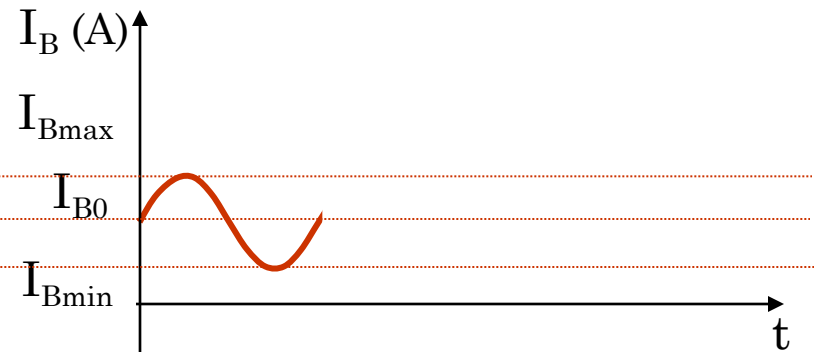
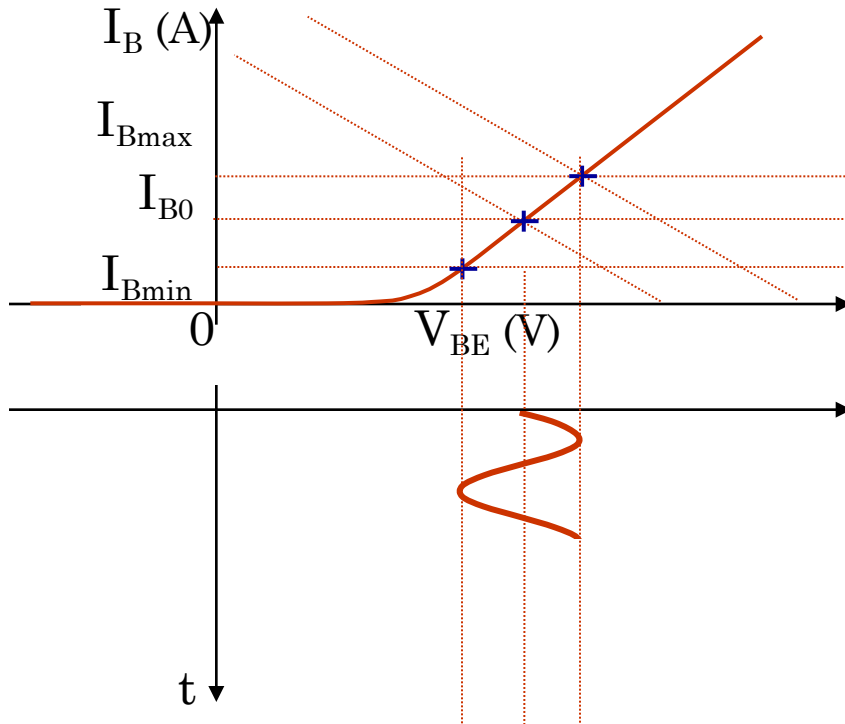
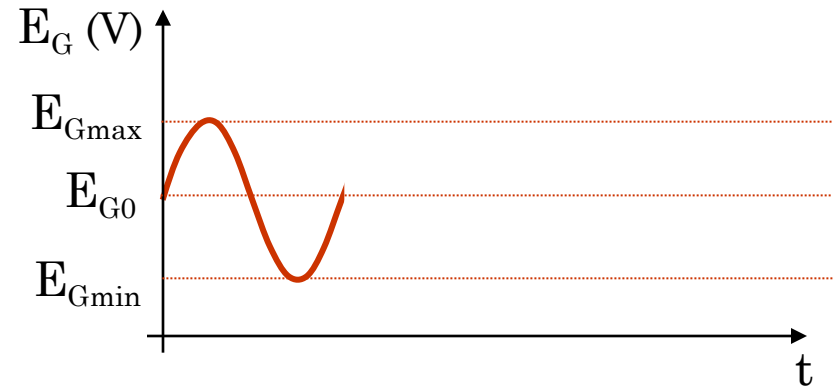
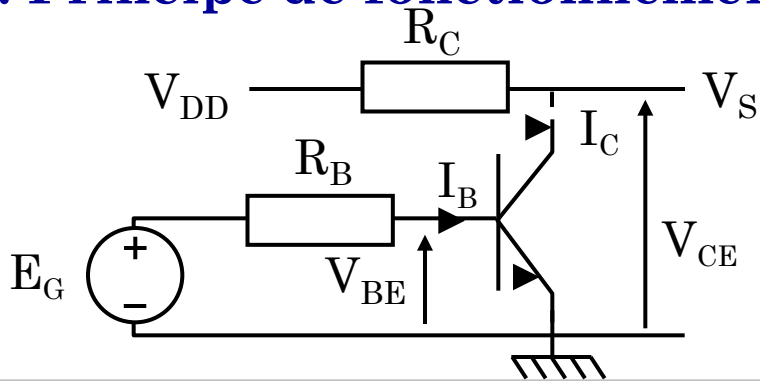




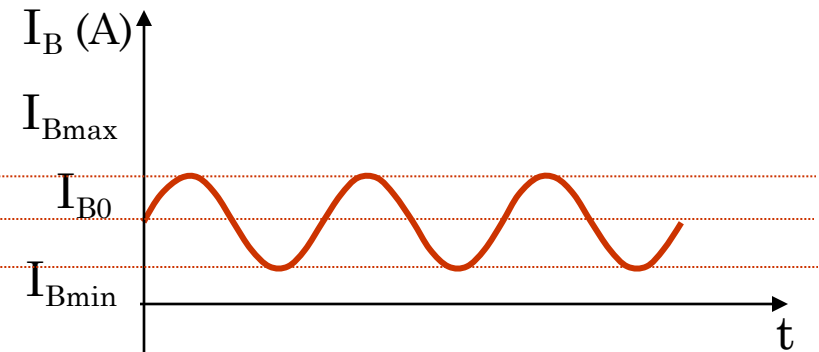
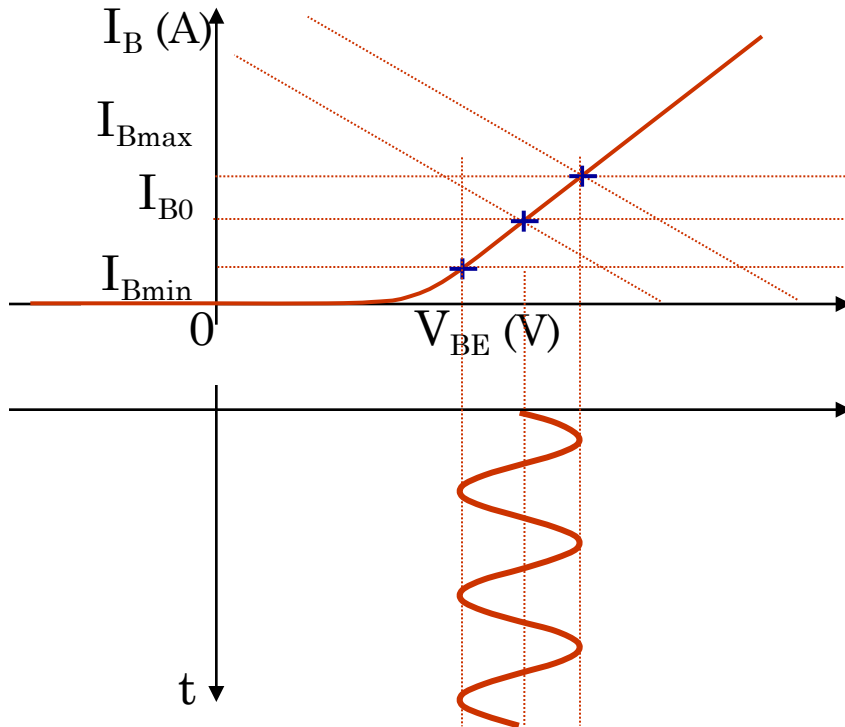
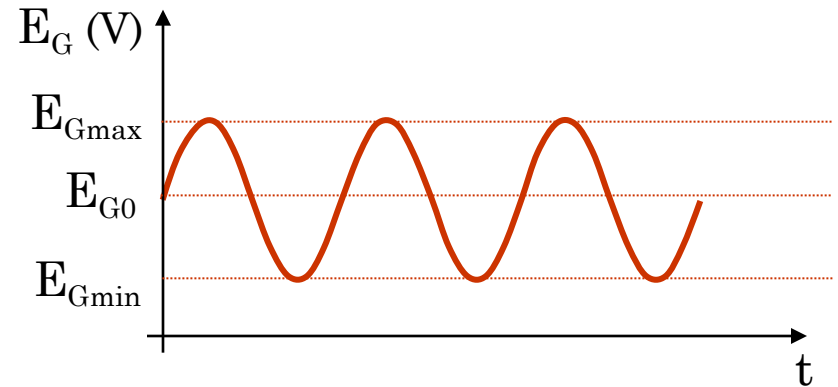
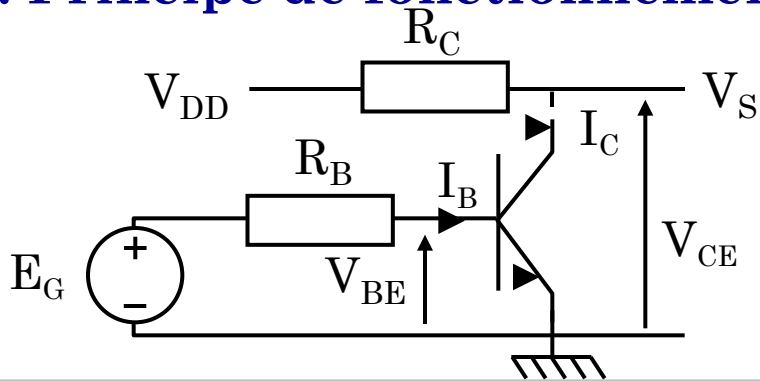
## V.1. Principe de fonctionnement



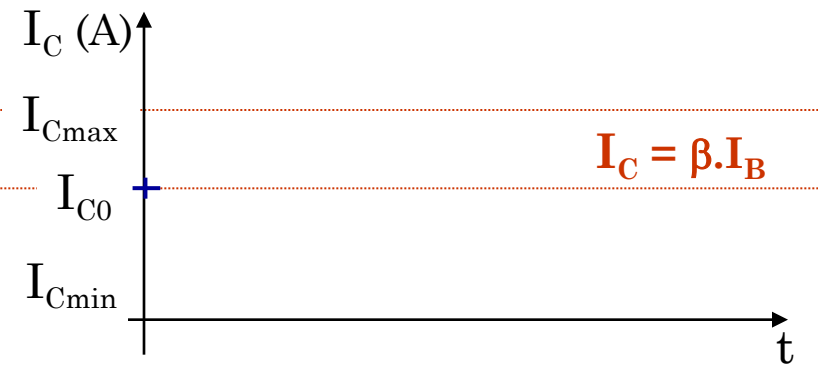
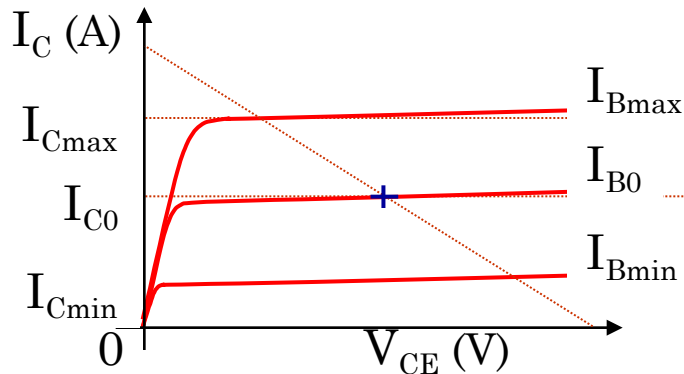
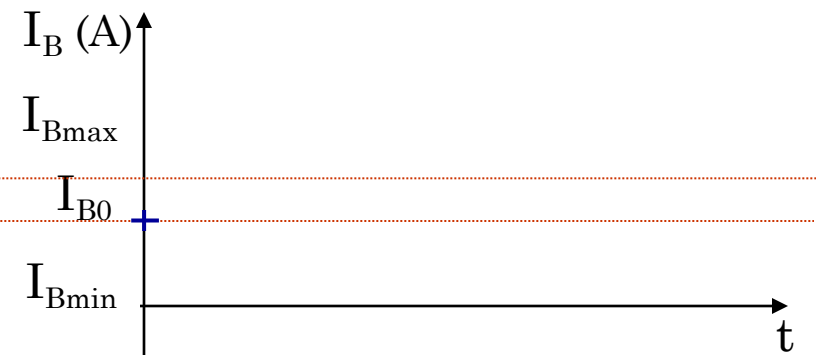
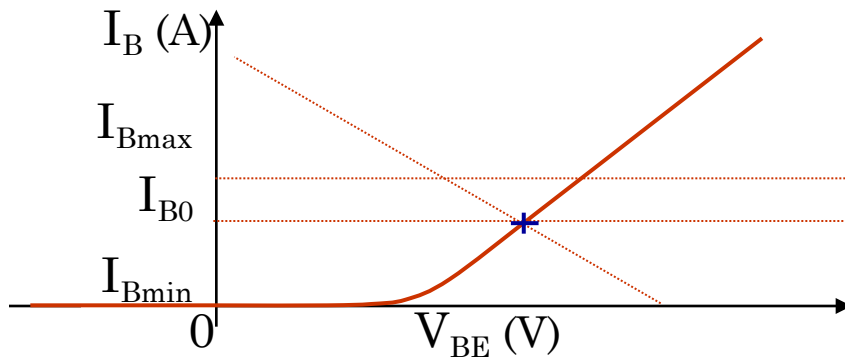
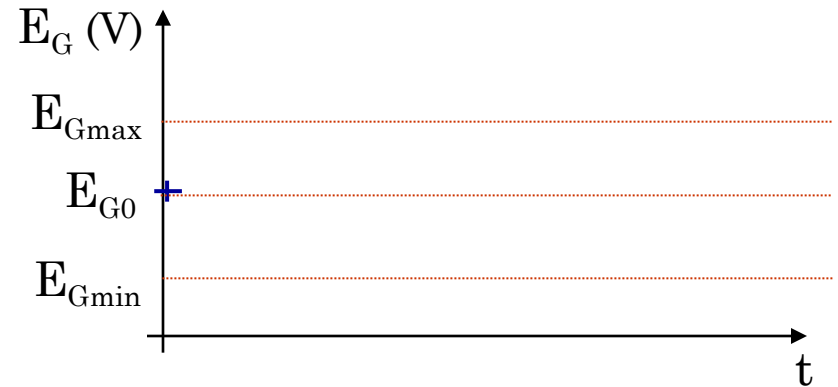
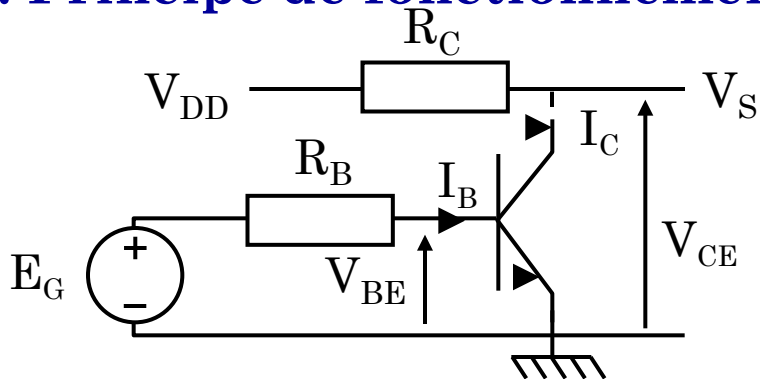
## V.1. Principe de fonctionnement



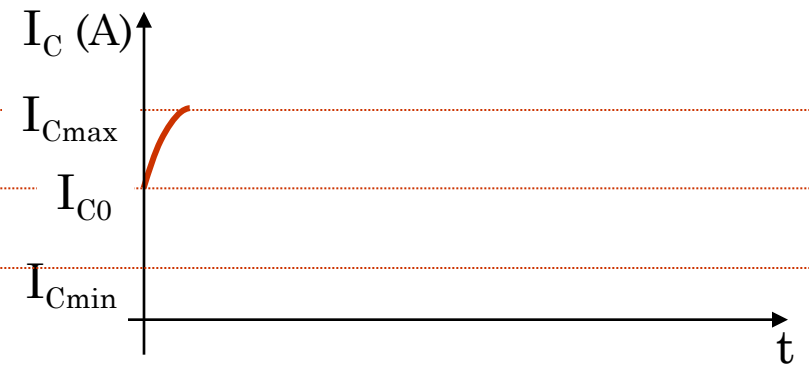
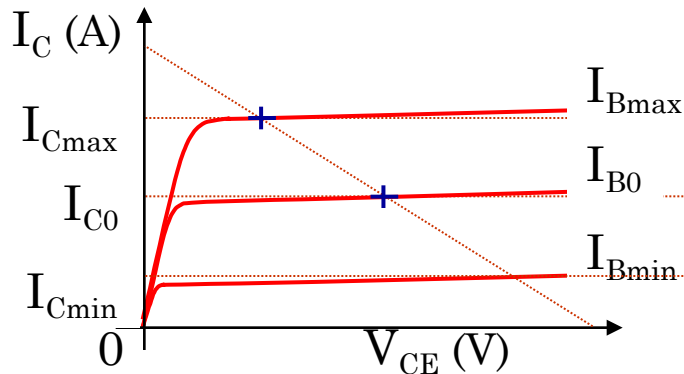
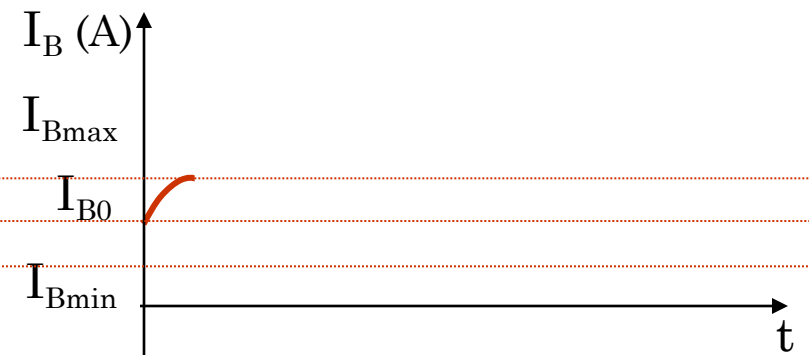
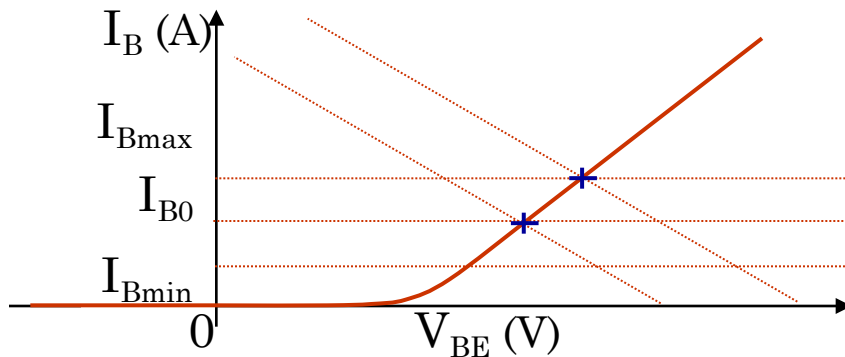
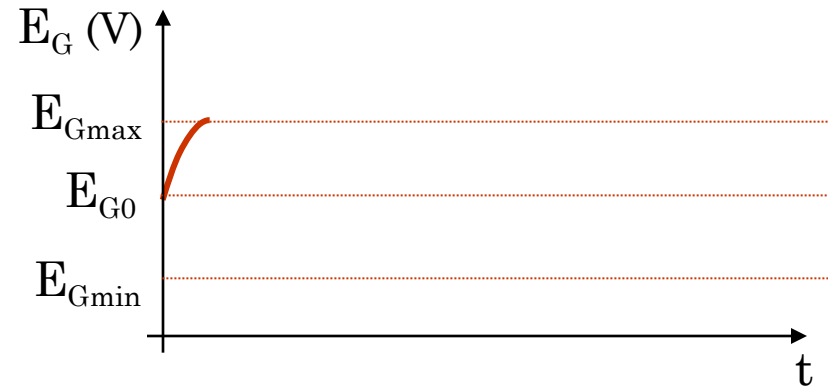
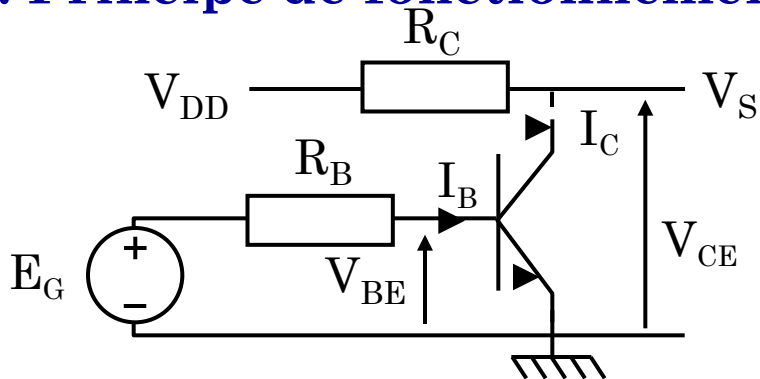
## V.1. Principe de fonctionnement



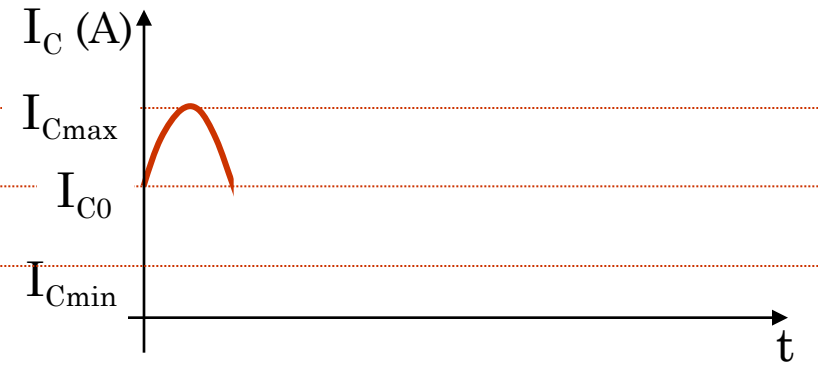
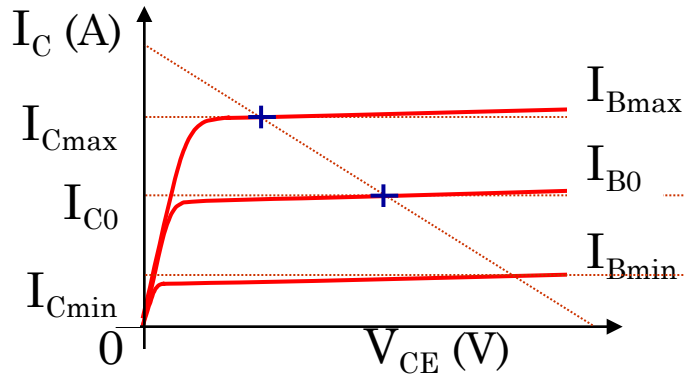
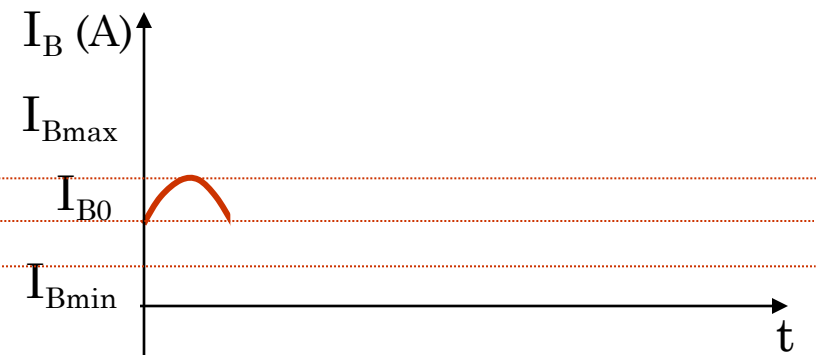
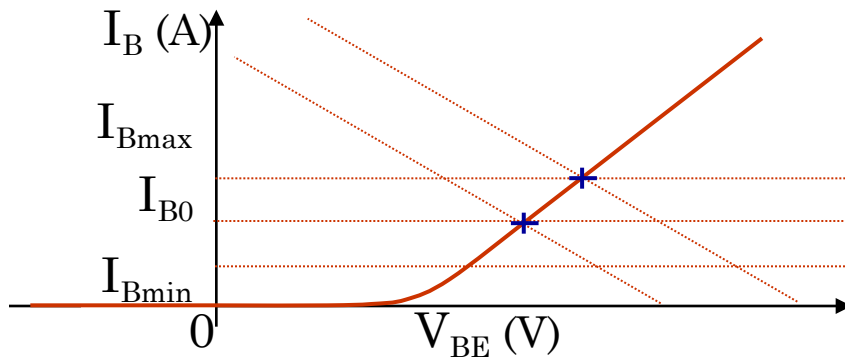
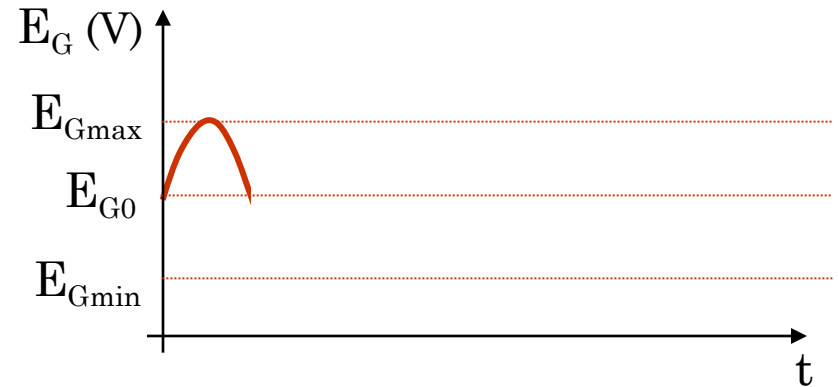
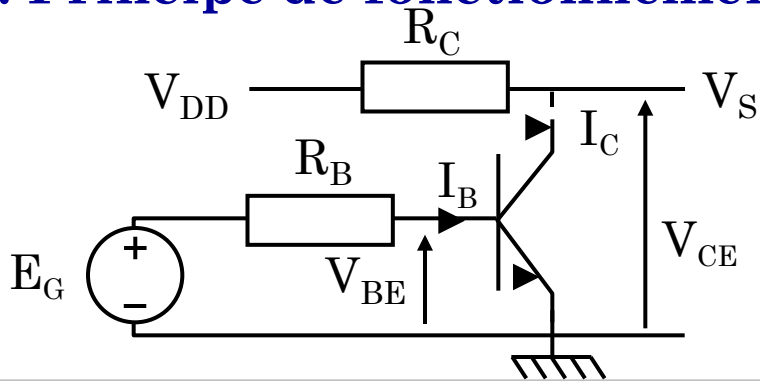
## V.1. Principe de fonctionnement



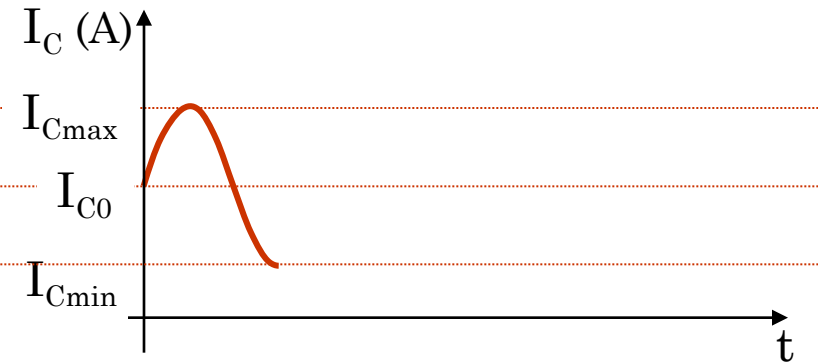
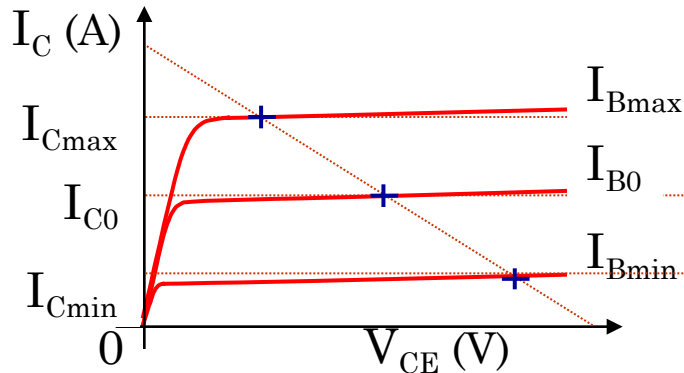
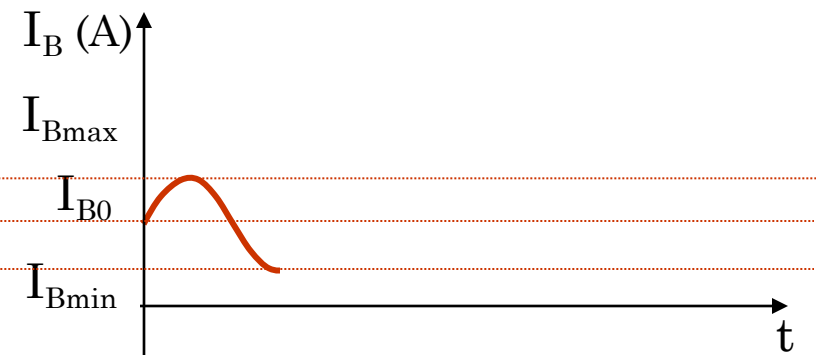
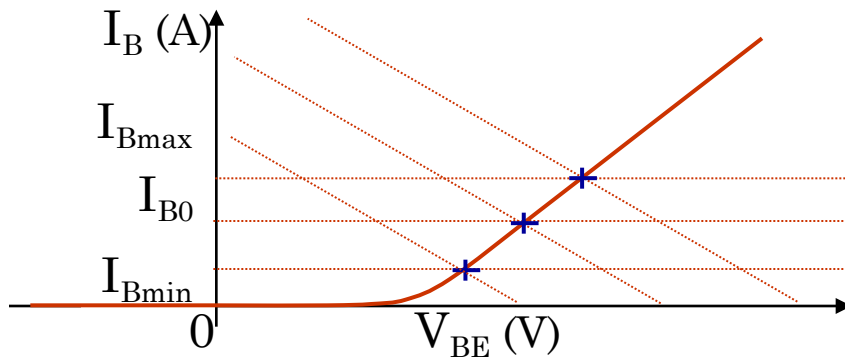
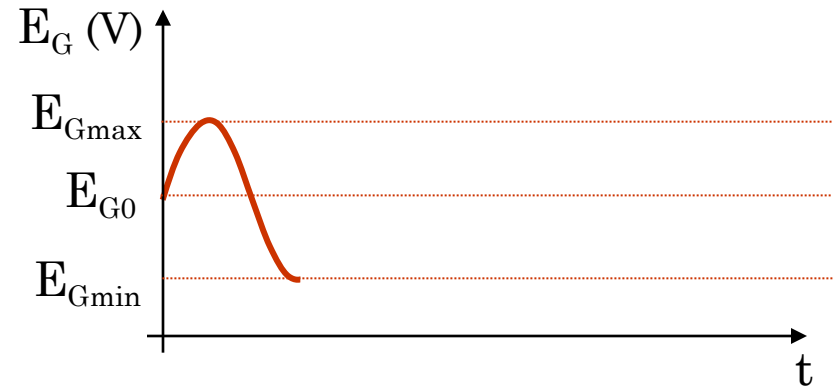
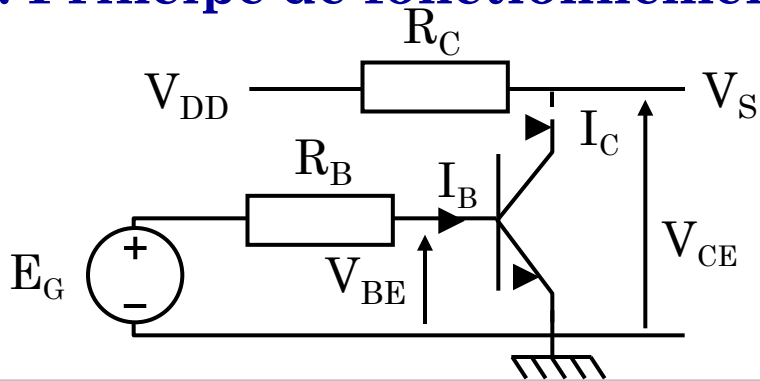
## V.1. Principe de fonctionnement



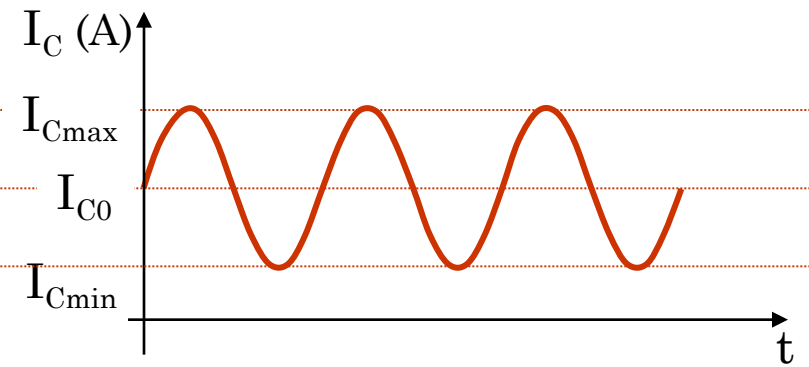
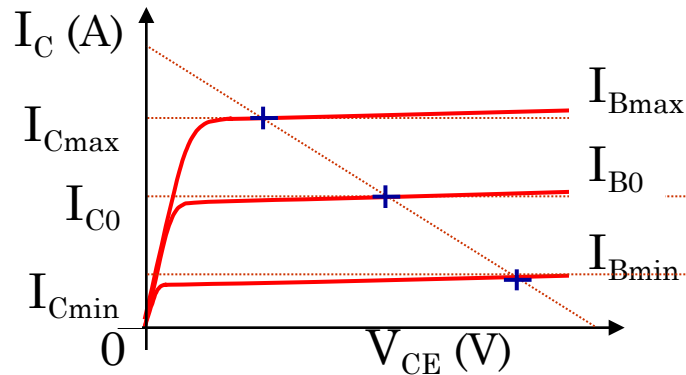
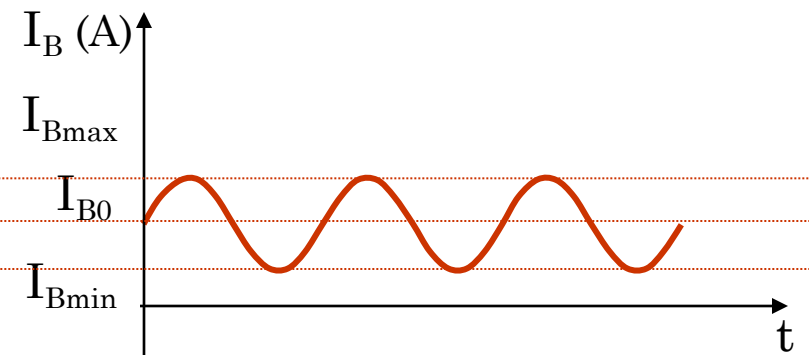
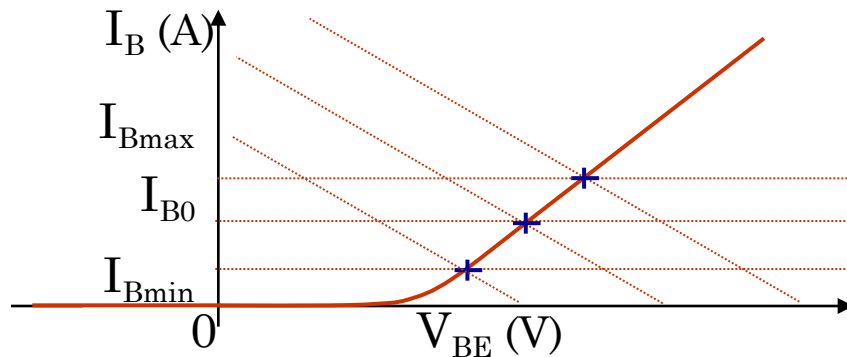
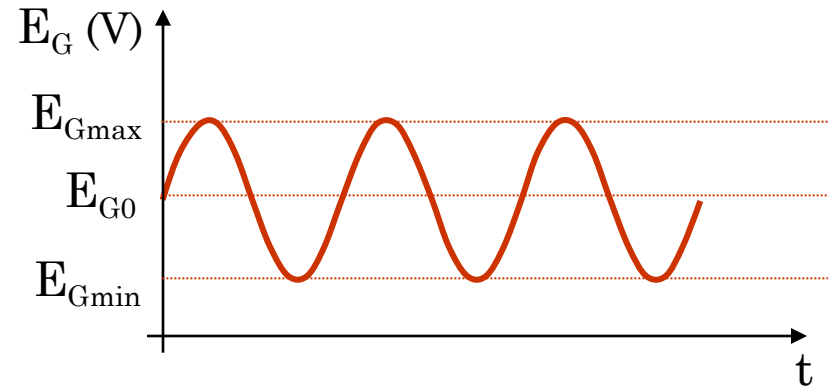
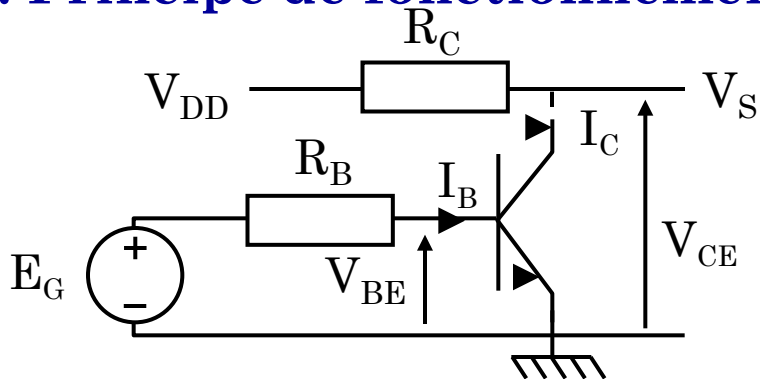
## V.1. Principe de fonctionnement



## V.1. Principe de fonctionnement

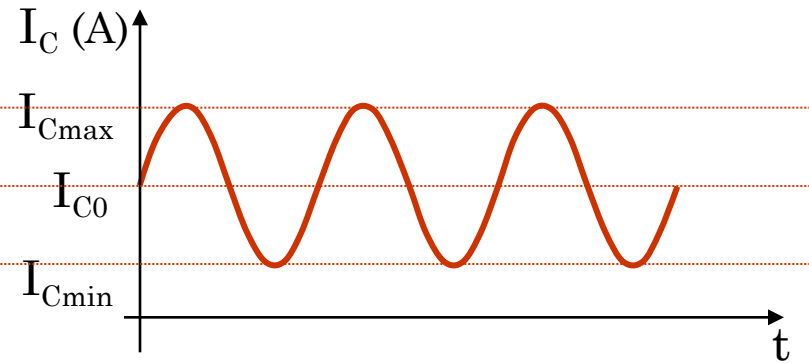
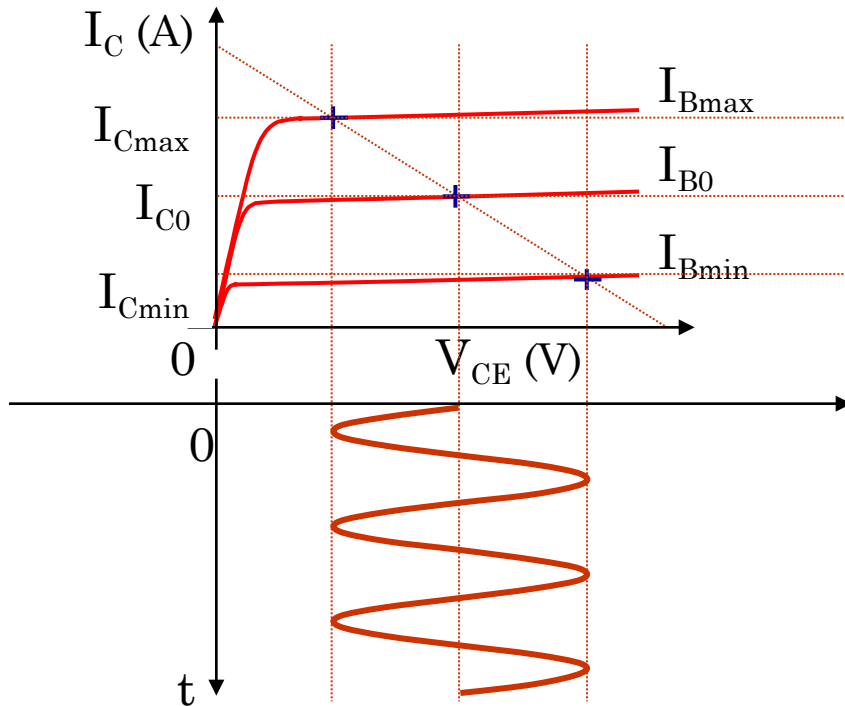
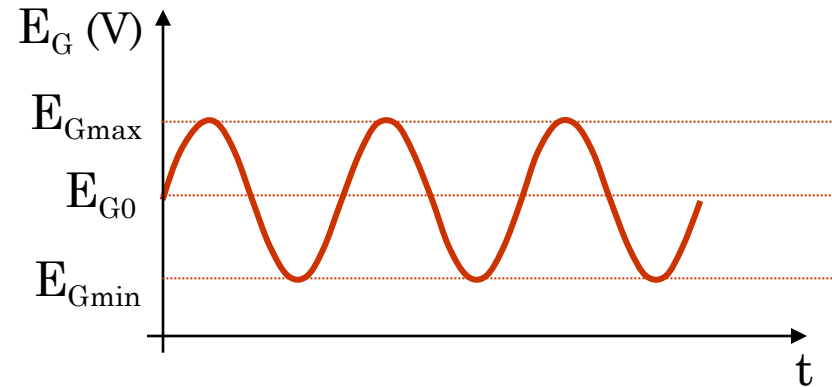
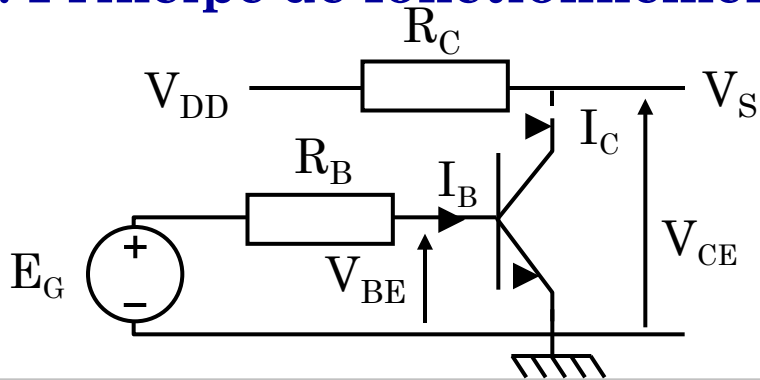


## V.1. Principe de fonctionnement

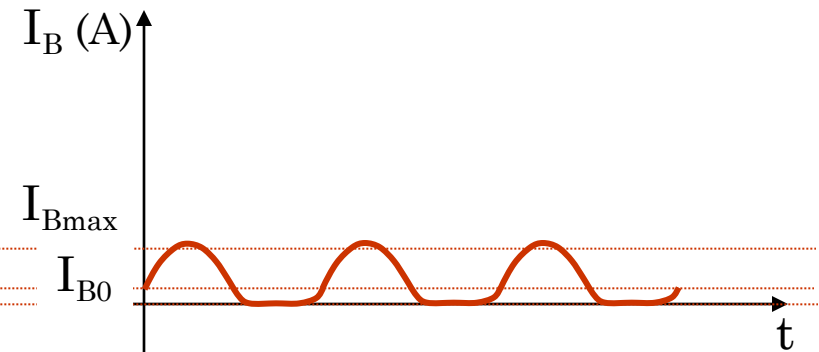
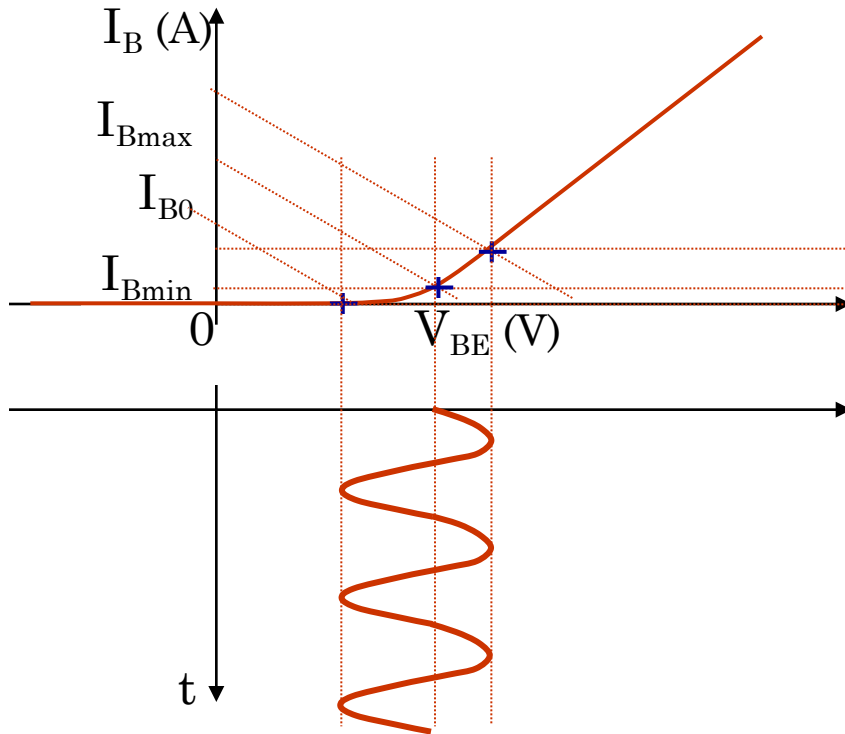
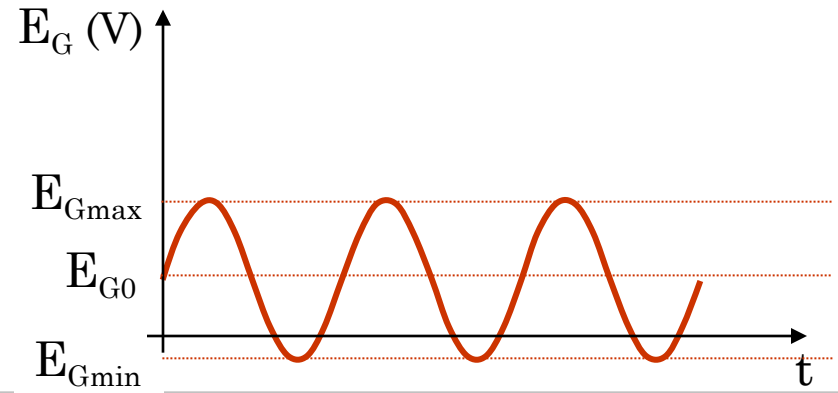
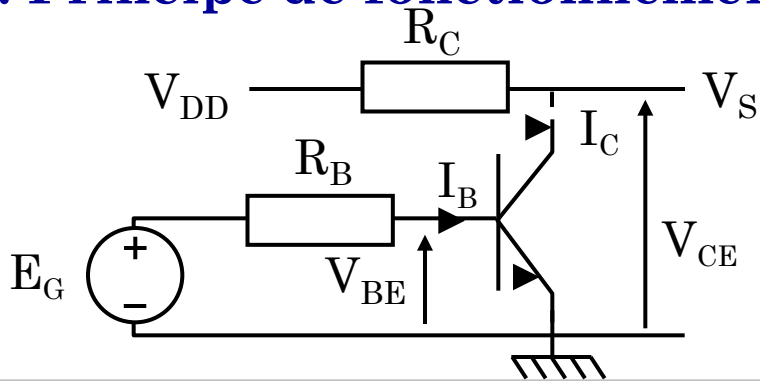




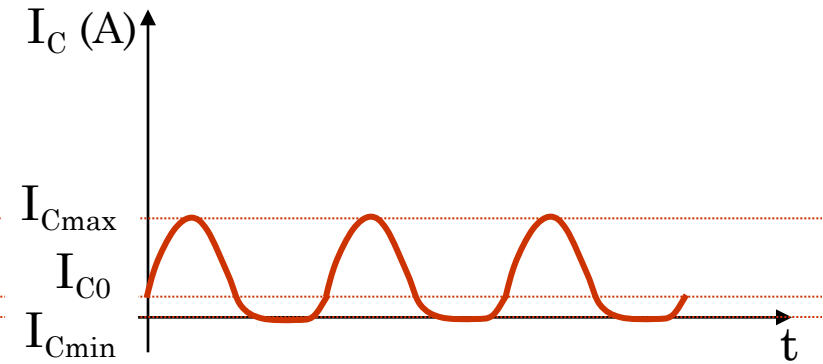
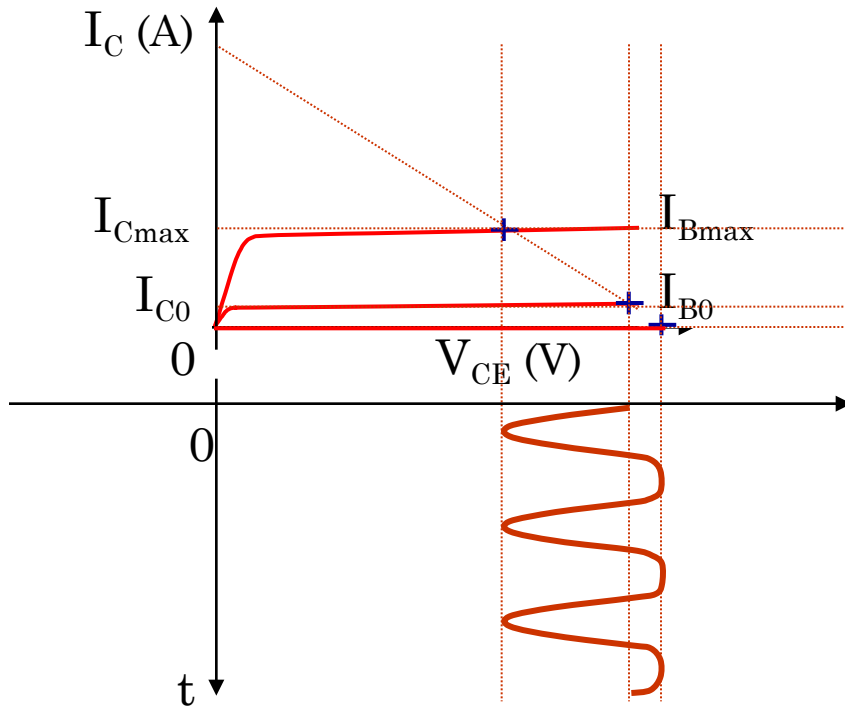
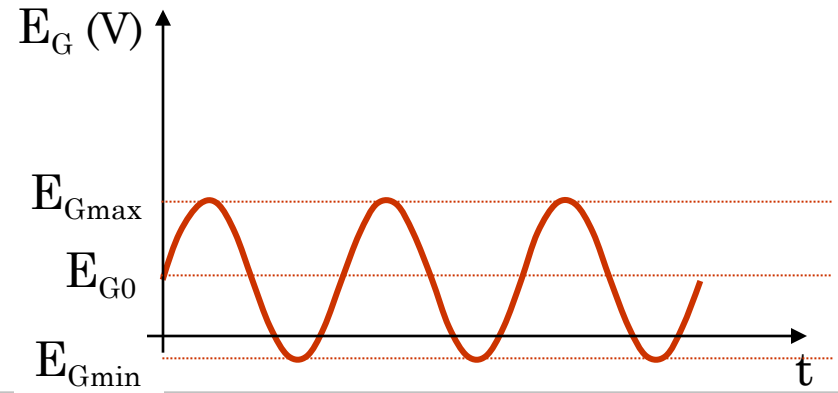
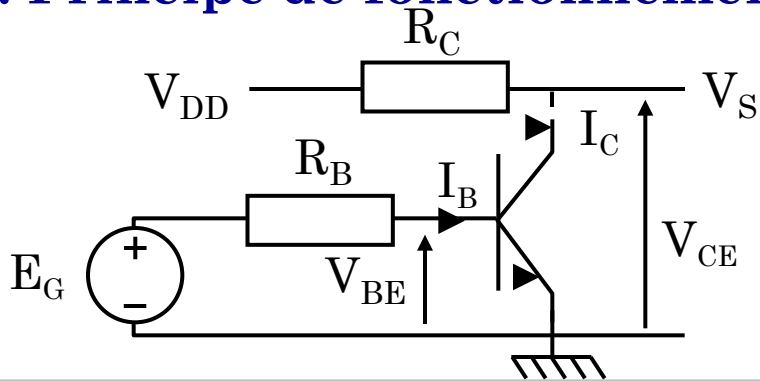
## V.1. Principe de fonctionnement



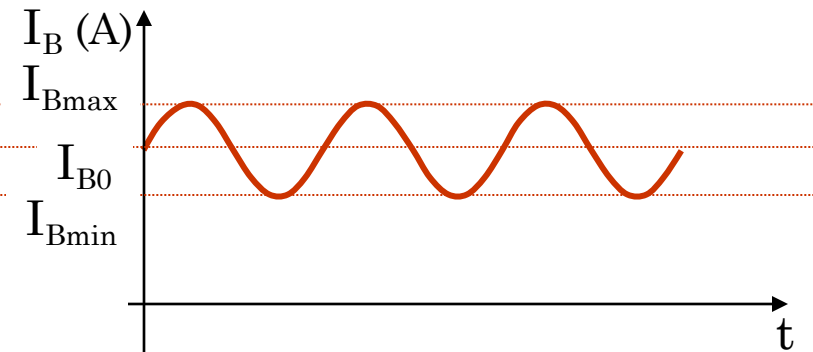
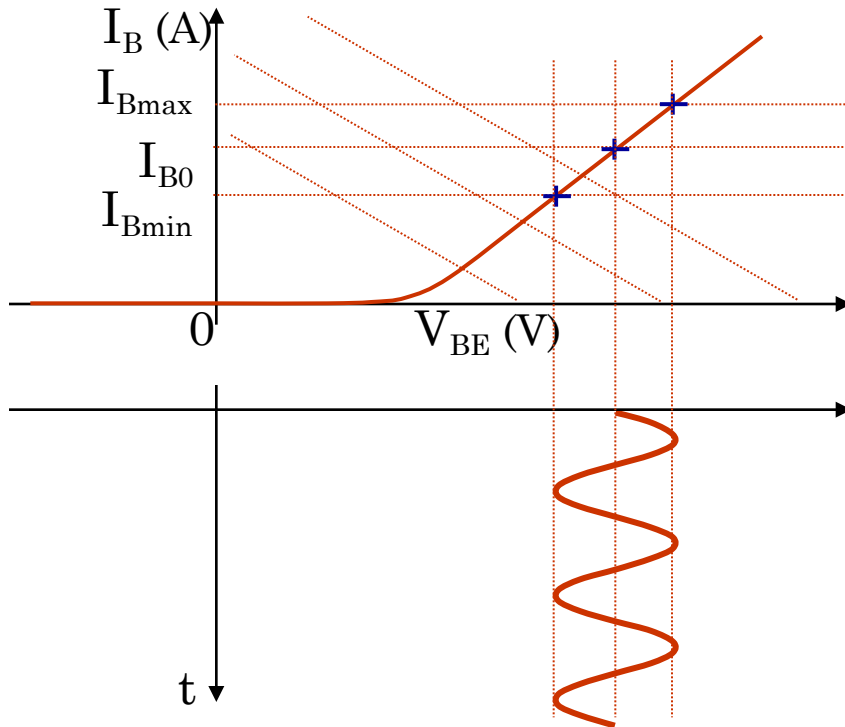
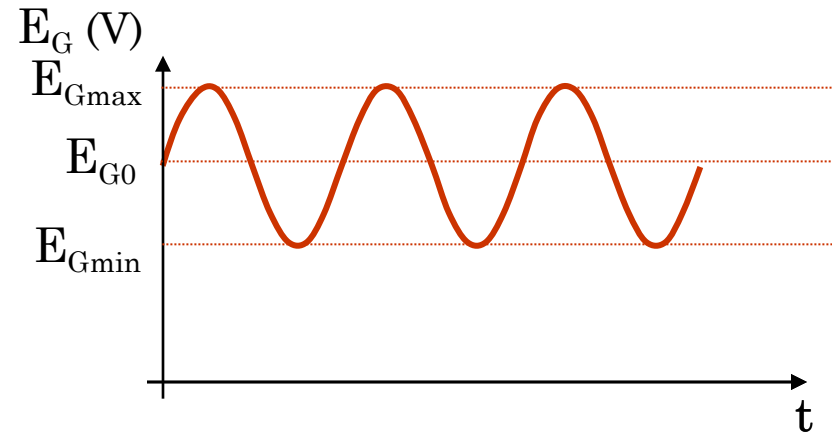
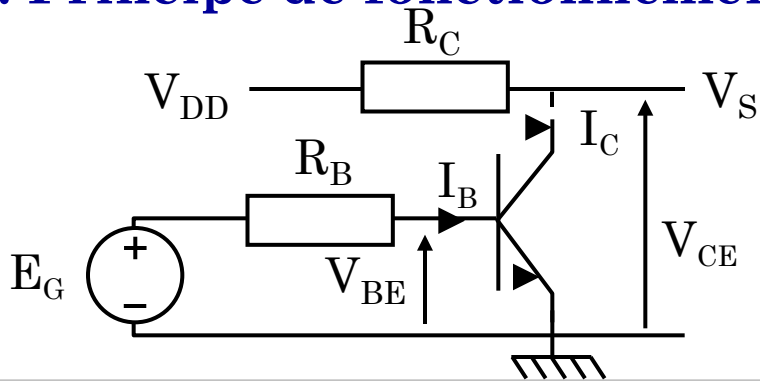
## V.1. Principe de fonctionnement



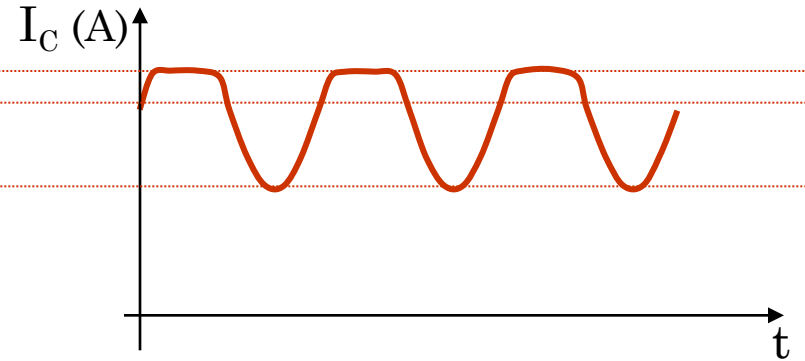
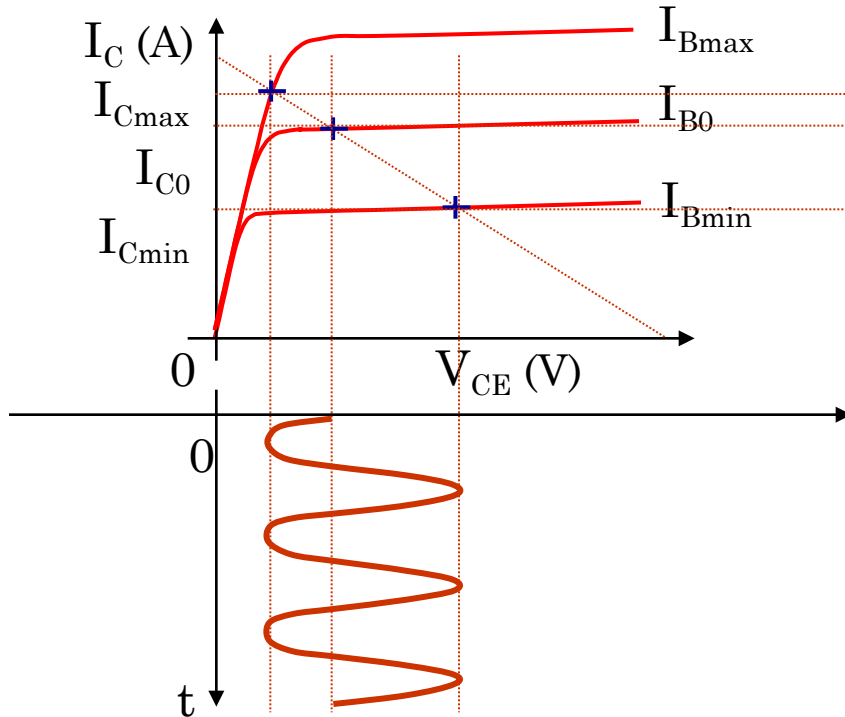
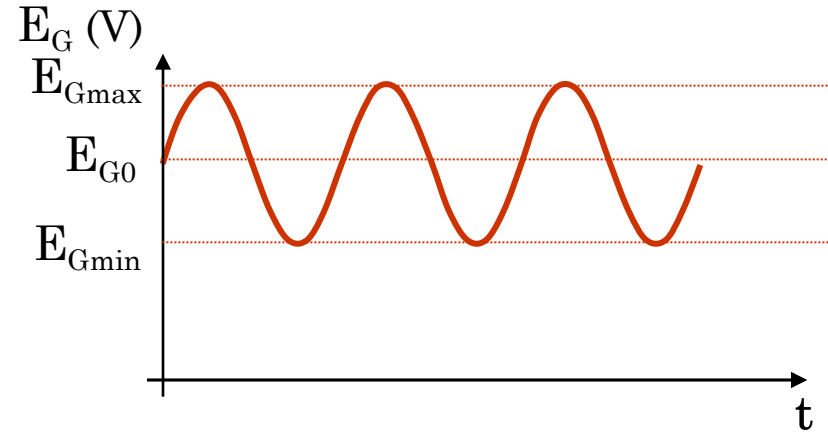
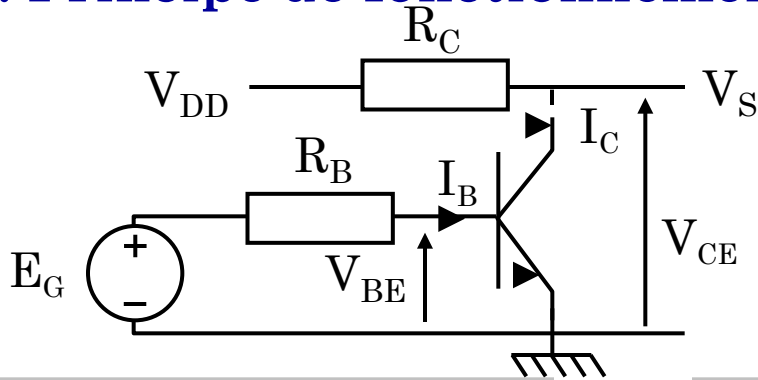
## V.1. Principe de fonctionnement



## V.1. Principe de fonctionnement

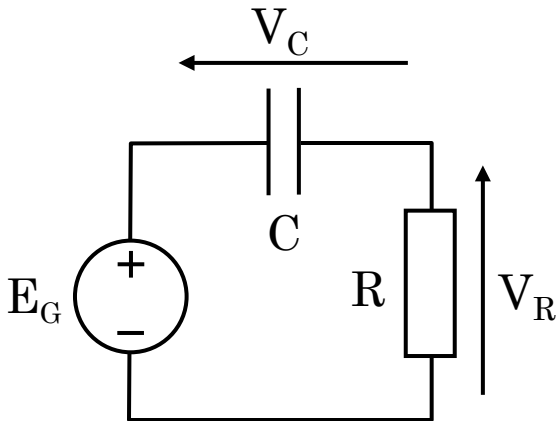


## V.1. Principe de fonctionnement



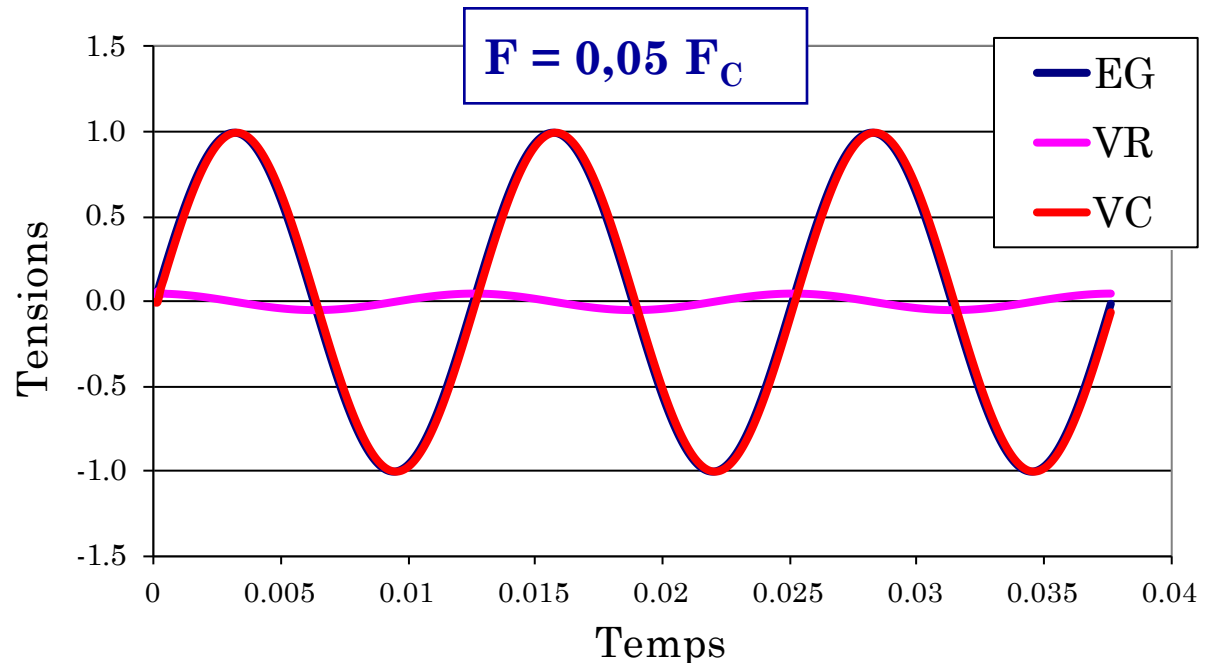
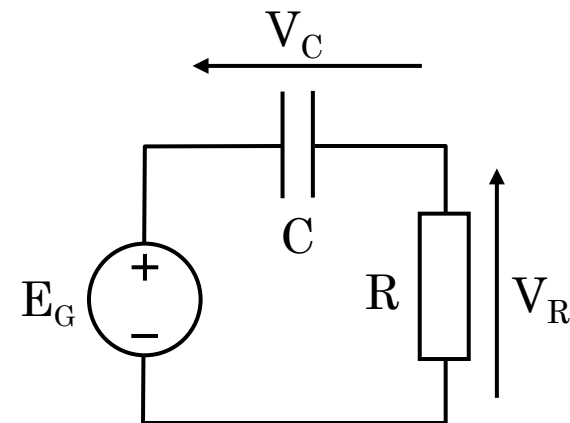
## V.2. Rappels : passe haut et passe bas

- Les gains  $V_C/E_G$  et  $V_R/E_G$  correspondent aux filtres passe bas et pas haut respectivement.
- La fréquence de coupure des deux filtres est :  $F_C = 1/(2\pi RC)$ .
- La notion de haute et basse fréquences se reporte à la valeur de  $F_C$



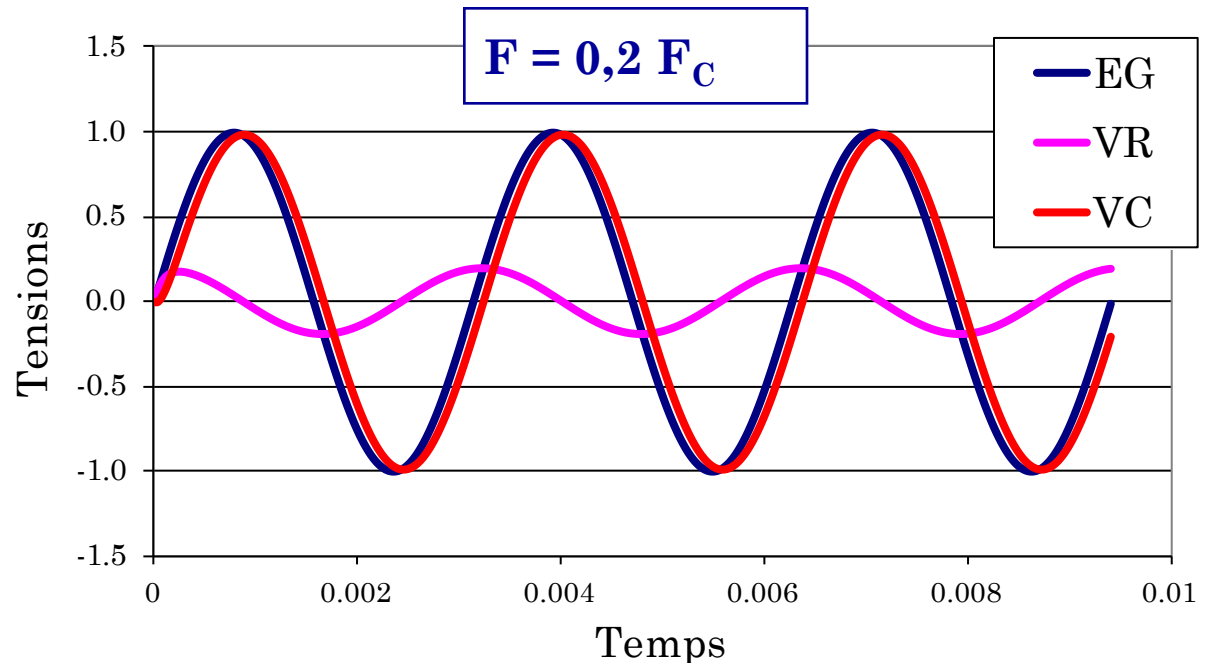
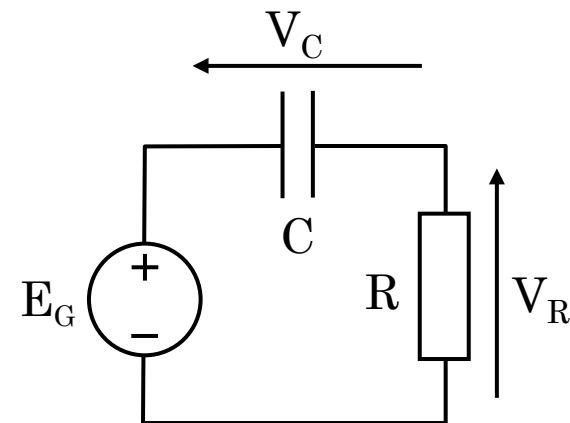
## V.2. Rappels : passe haut et passe bas

- En basse fréquence  $\Delta V_C = \Delta E_G$  et  $\Delta V_R = 0$  : la capacité "absorbe" toutes les variations de  $E_G$ . Elle a le temps de se charger et de se décharger



## V.2. Rappels : passe haut et passe bas

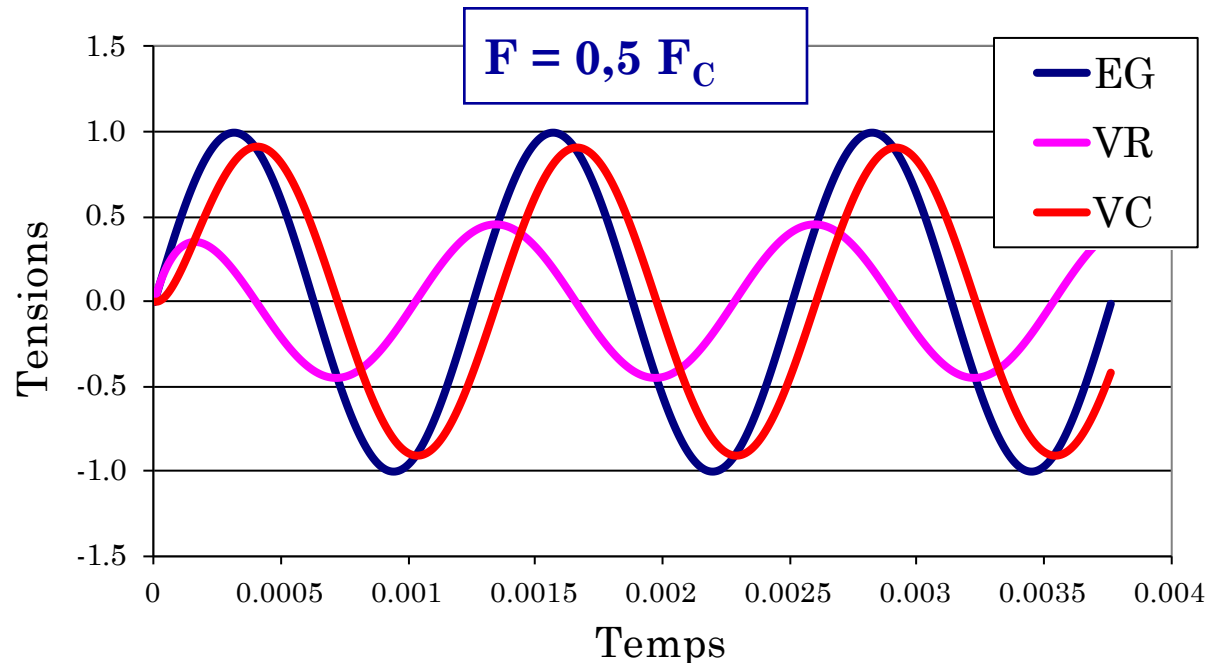
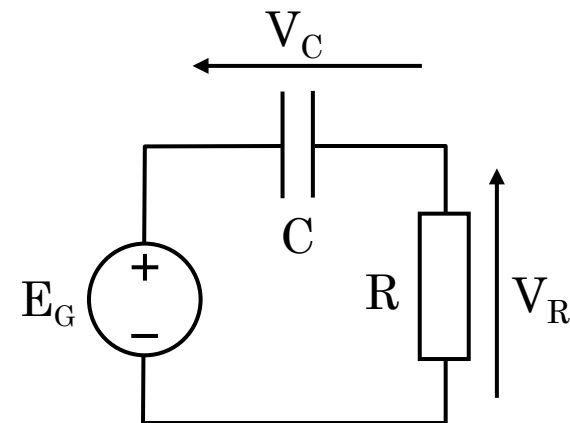
- En basse fréquence  $\Delta V_C = \Delta E_G$  et  $\Delta V_R = 0$  : la capacité "absorbe" toutes les variations de  $E_G$ . Elle a le temps de se charger et de se décharger





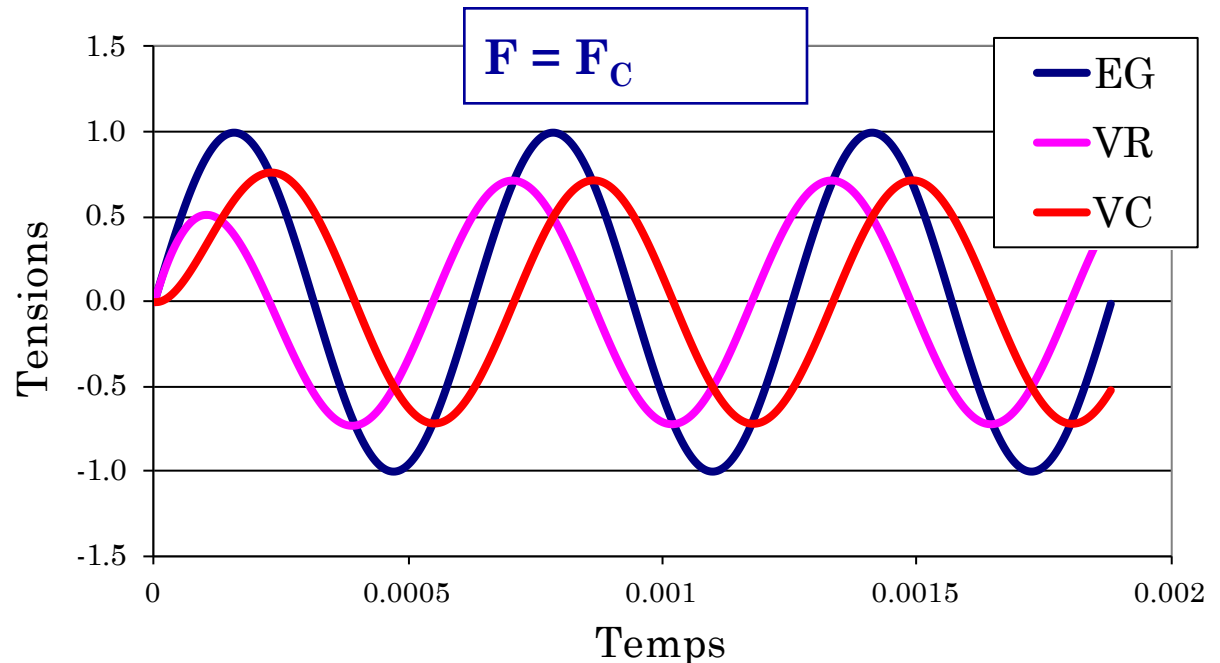
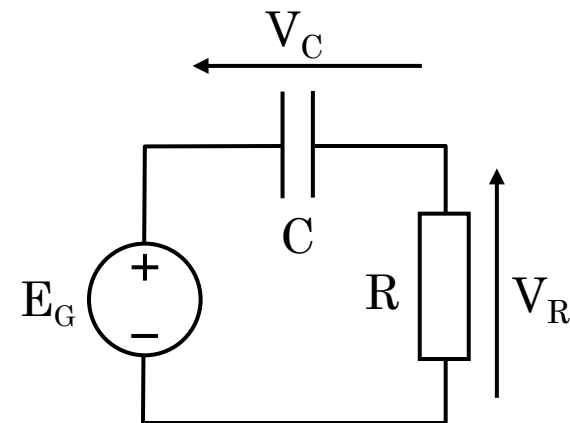
## V.2. Rappels : passe haut et passe bas

- En basse fréquence  $\Delta V_C = \Delta E_G$  et  $\Delta V_R = 0$  : la capacité "absorbe" toutes les variations de  $E_G$ . Elle a le temps de se charger et de se décharger



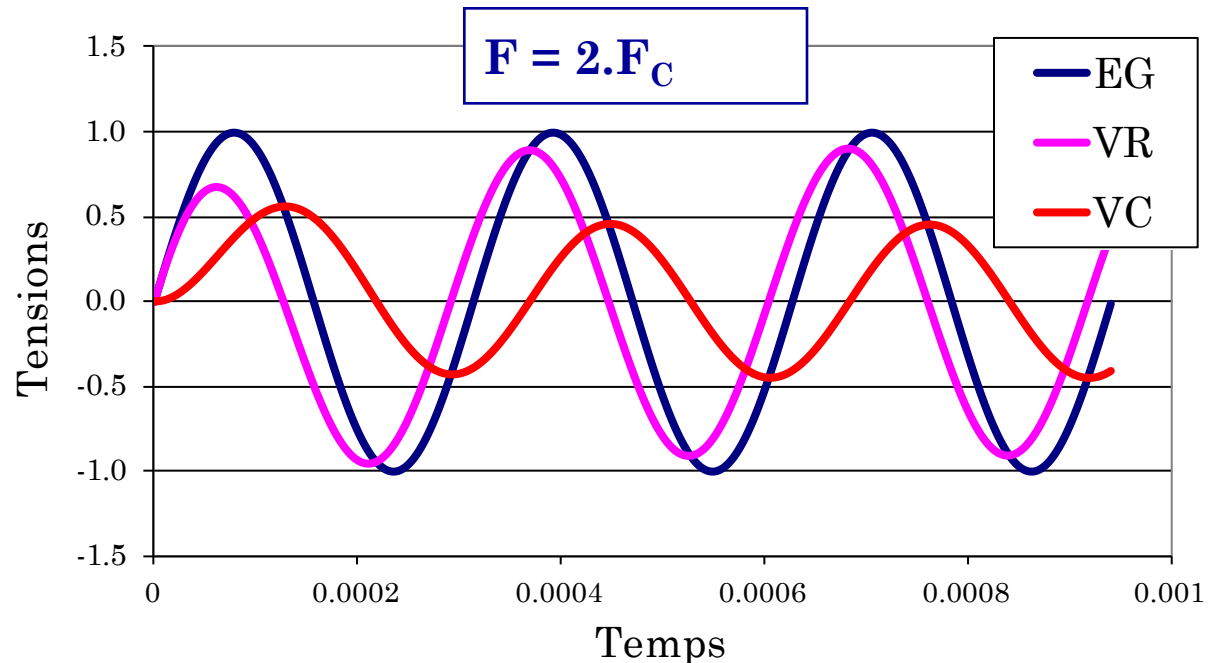
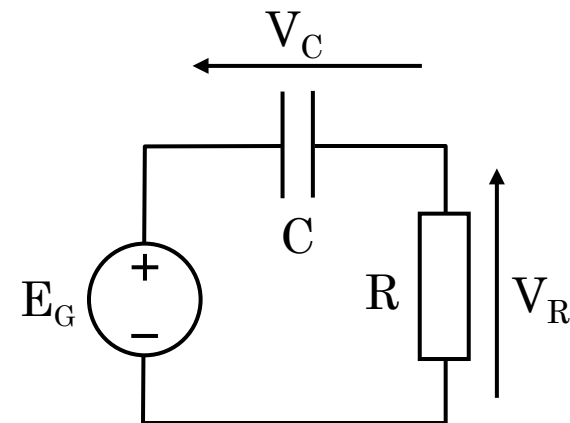
## V.2. Rappels : passe haut et passe bas

- En basse fréquence  $\Delta V_C = \Delta E_G$  et  $\Delta V_R = 0$  : la capacité "absorbe" toutes les variations de  $E_G$ . Elle a le temps de se charger et de se décharger



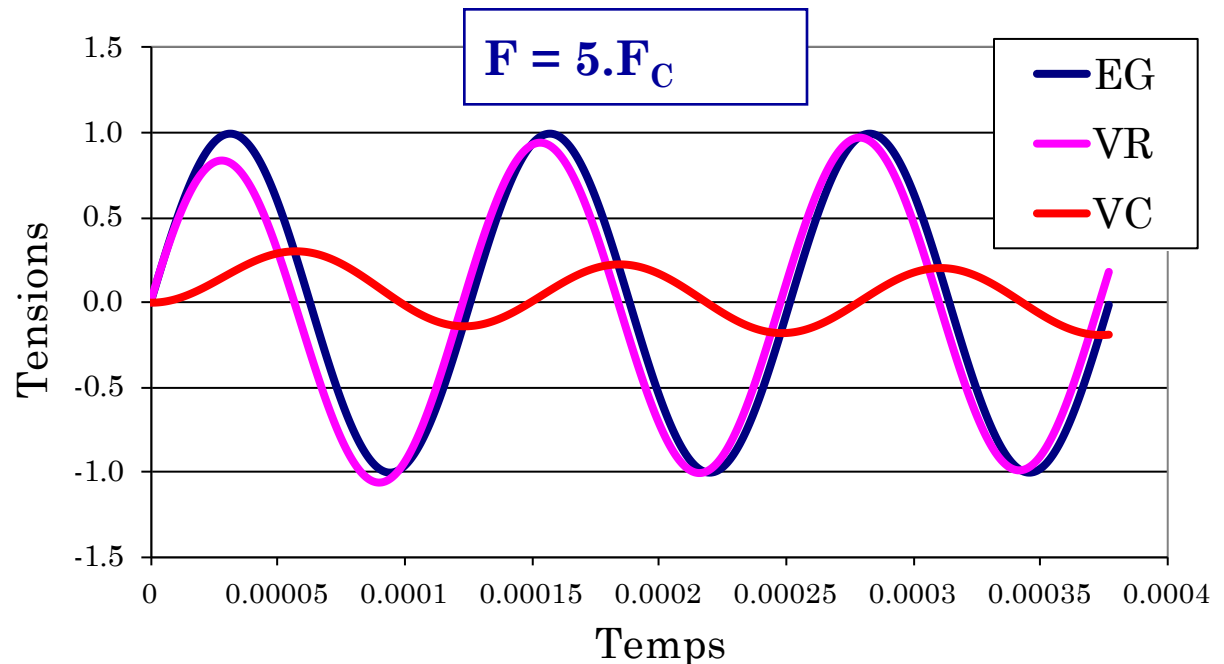
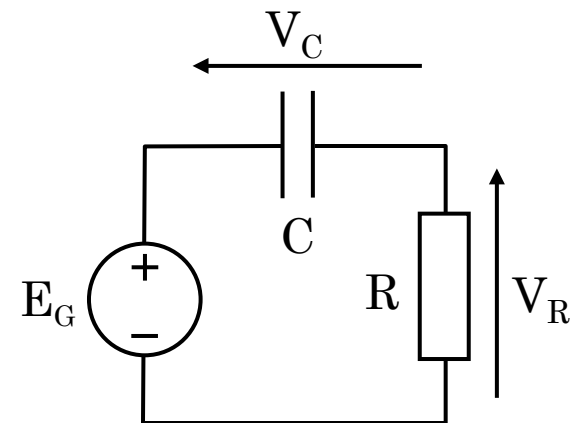
## V.2. Rappels : passe haut et passe bas

- En basse fréquence  $\Delta V_C = \Delta E_G$  et  $\Delta V_R = 0$  : la capacité "absorbe" toutes les variations de  $E_G$ . Elle a le temps de se charger et de se décharger



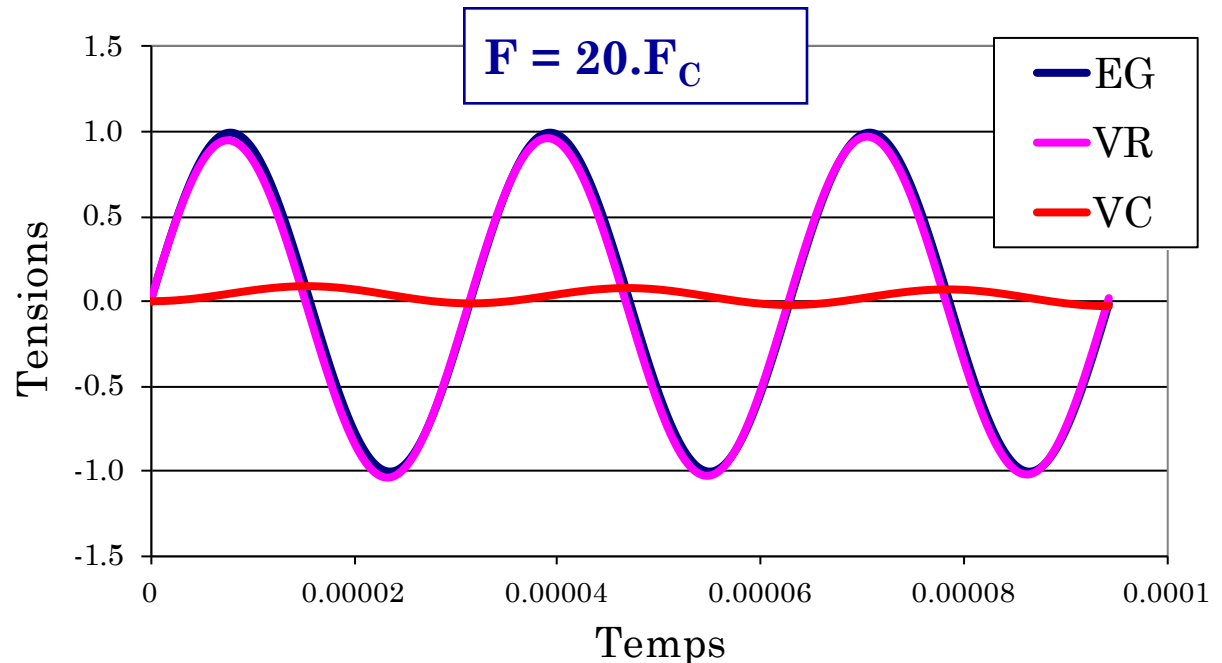
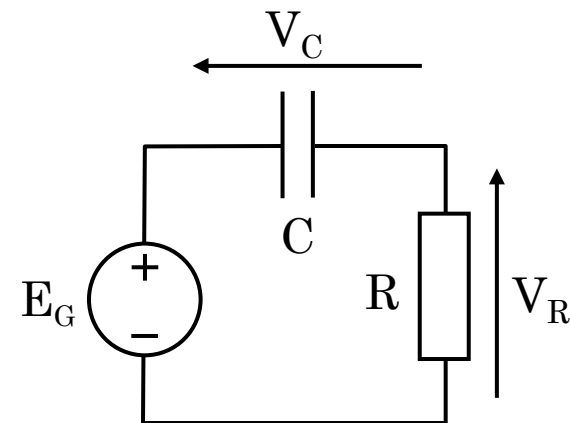
## V.2. Rappels : passe haut et passe bas

- En basse fréquence  $\Delta V_C = \Delta E_G$  et  $\Delta V_R = 0$  : la capacité "absorbe" toutes les variations de  $E_G$ . Elle a le temps de se charger et de se décharger



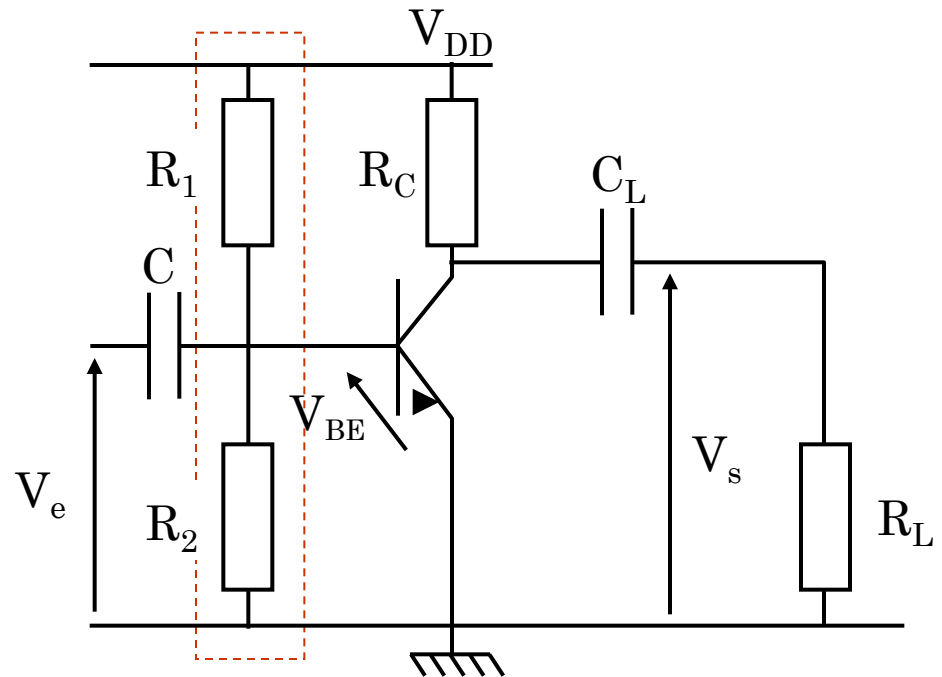
## V.2. Rappels : passe haut et passe bas

- En basse fréquence  $\Delta V_C = \Delta E_G$  et  $\Delta V_R = 0$  : la capacité "absorbe" toutes les variations de  $E_G$ . Elle a le temps de se charger et de se décharger
- En haute fréquence  $\Delta V_R = \Delta E_G$  et  $\Delta V_C = 0$  : la capacité n'a pas le temps de se charger et de se décharger et donc la tension ne varia pas à ses bornes. Toutes les variations de  $E_G$  se reportent aux bornes de la résistance.



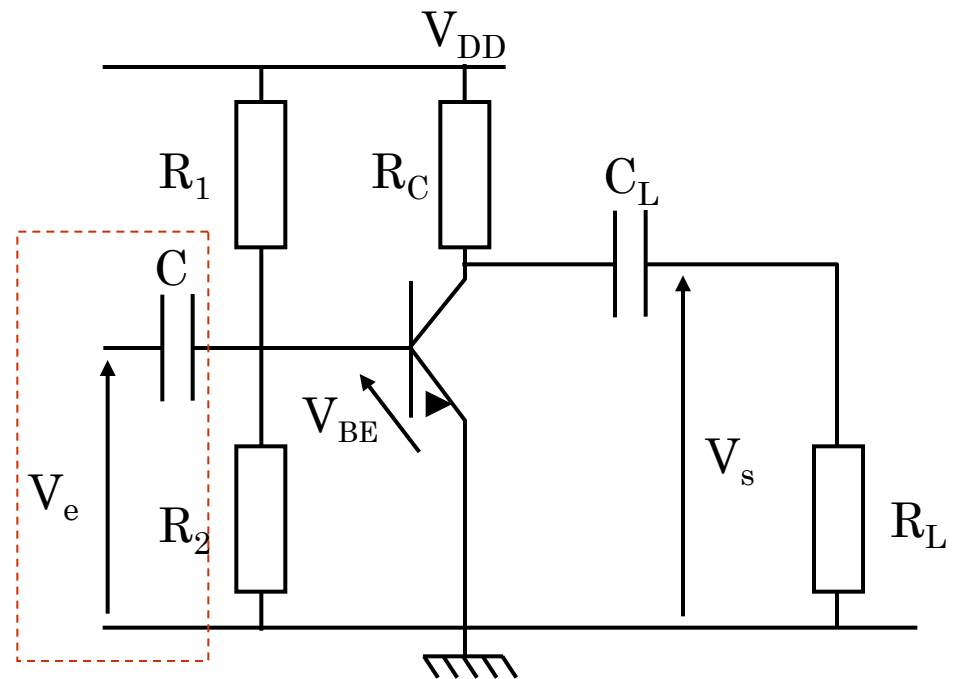
## V.3. Eléments du montage

- Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  constituent le pont de base : polarisation de la base



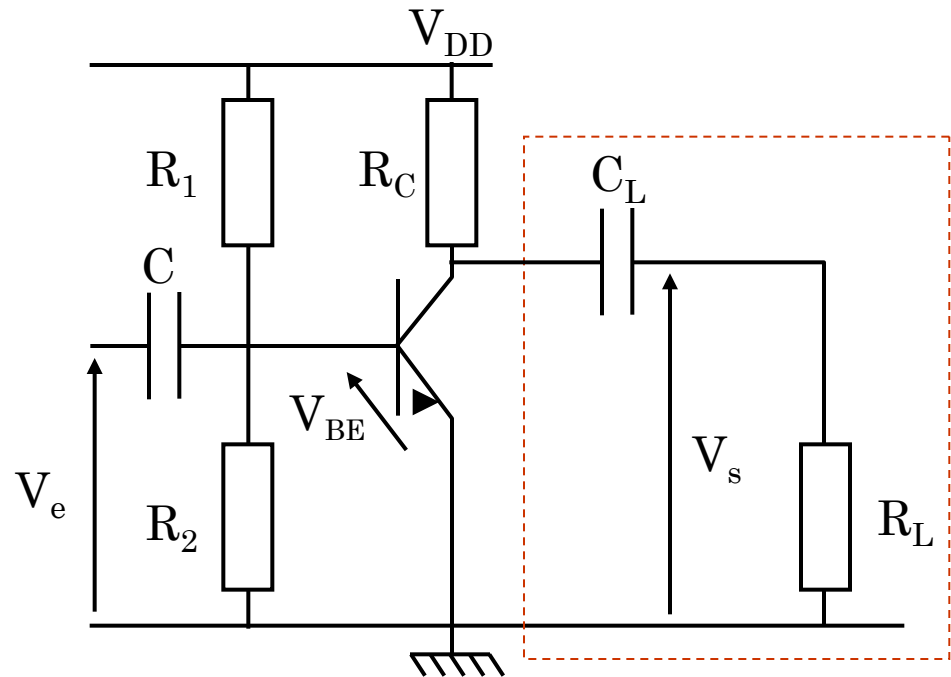
## V.3. Eléments du montage

- Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  constituent le pont de base : polarisation de la base
- Le condensateur  $C$  ne laisse passer que les variations de  $V_e$  et non la composante continue : évite de modifier la polarisation de la base.



## V.3. Eléments du montage

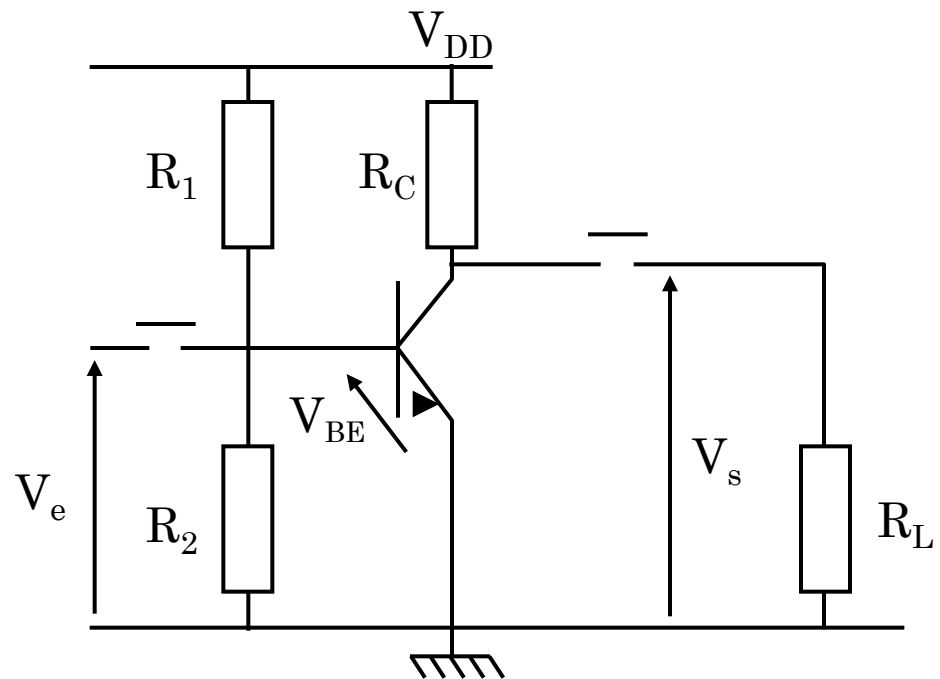
- Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  constituent le pont de base : polarisation de la base
- Le condensateur  $C$  ne laisse passer que les variations de  $V_e$  et non la composante continue : évite de modifier la polarisation de la base.
- $C_L$  est aussi un condensateur de liaison qui permet à la charge  $R_L$  (résistance d'entrée du bloc suivant) de ne pas modifier la polarisation du transistor.





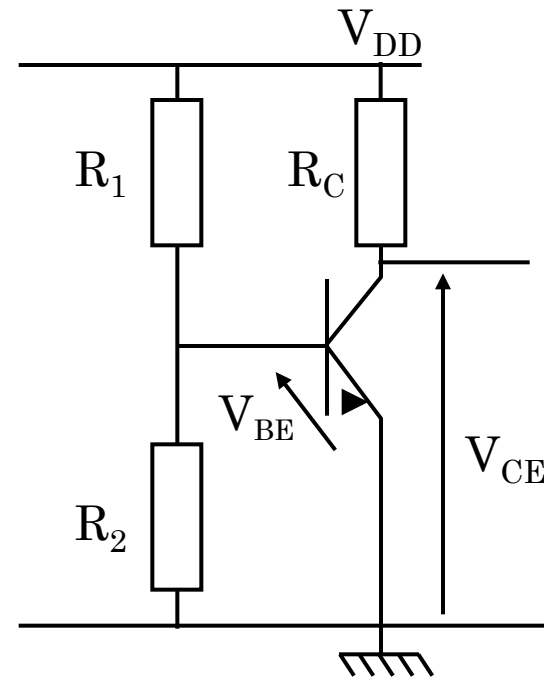
## V.4. Point de repos du montage

- Le point de repos correspond aux valeurs des tensions et des courants lorsqu'on ne considère que le régime statique (ne dépend pas du temps).
- C et  $C_L$  se comportent comme des interrupteurs ouverts.



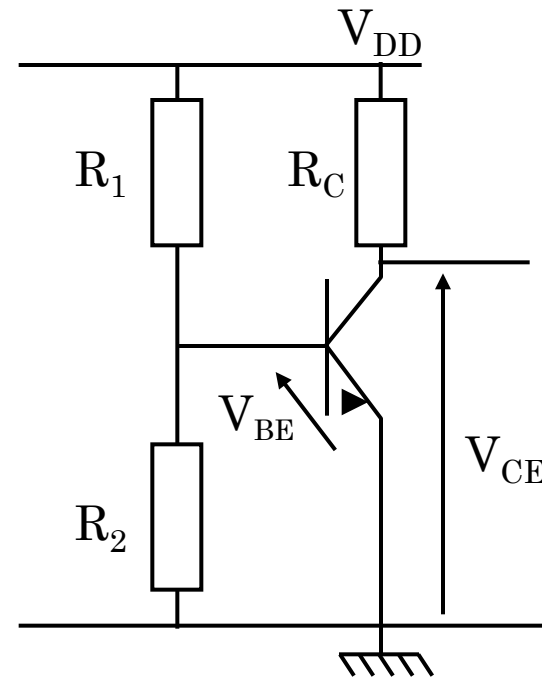
## V.4. Point de repos du montage

- Le point de repos correspond aux valeurs des tensions et des courants lorsqu'on ne considère que le régime statique (ne dépend pas du temps).
- C et  $C_L$  se comportent comme des interrupteurs ouverts.



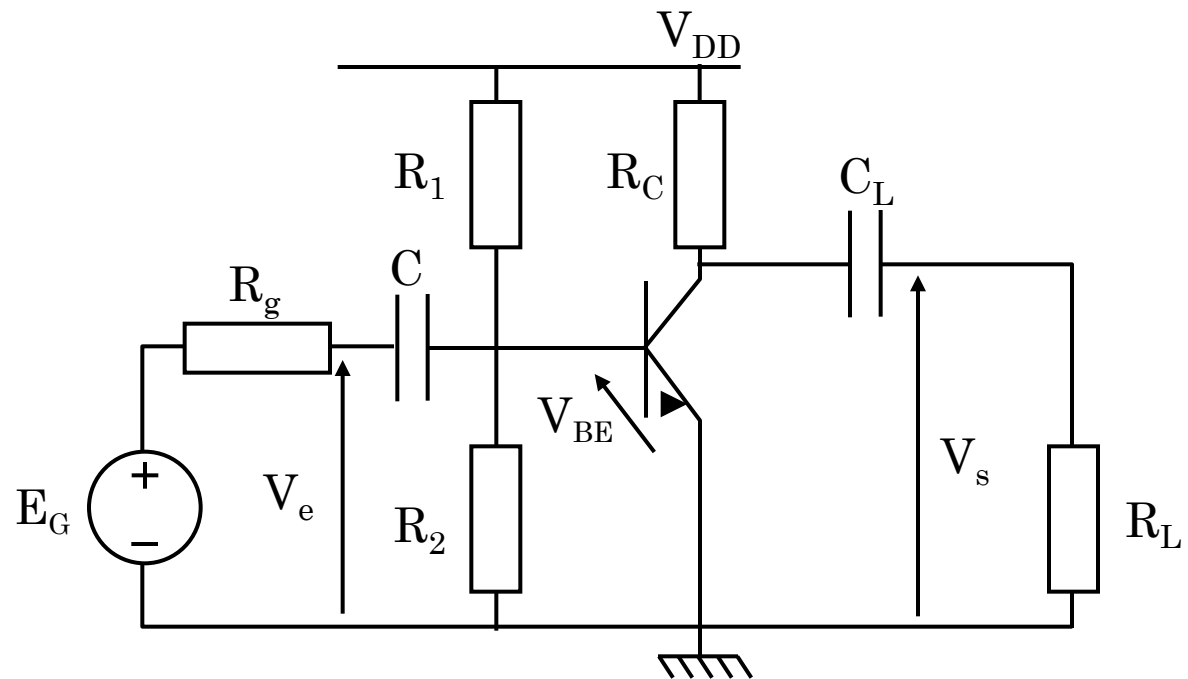
## V.4. Point de repos du montage

- Le point de repos correspond aux valeurs des tensions et des courants lorsqu'on ne considère que le régime statique (ne dépend pas du temps).
- $C$  et  $C_L$  se comportent comme des interrupteurs ouverts.
- On calcul  $I_B$  (ce qui donne immédiatement  $I_C$ ) en supposant que le transistor est en régime linéaire
- On détermine alors la tension  $V_{CE}$  qui doit être supérieure à  $V_{CEsat}$



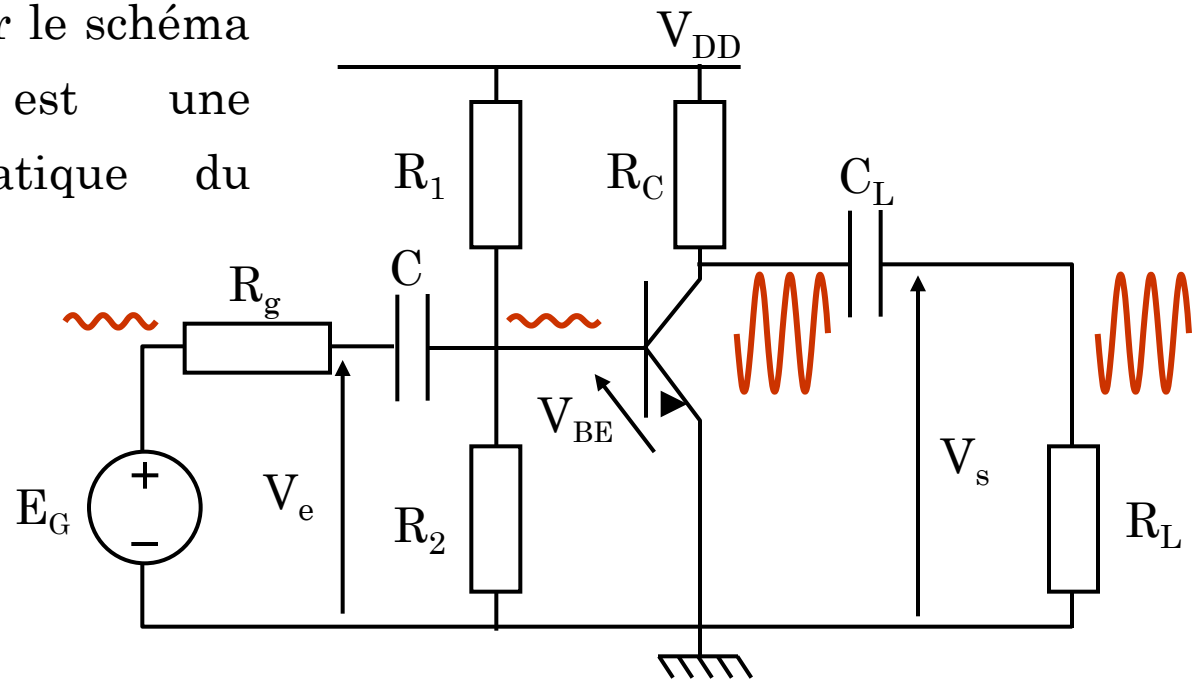
## V.5. Schéma en petit signal

- $E_G$  est à présent un signal alternatif d'amplitude suffisamment faible pour ne pas bloquer et/ou saturer le transistor.
- La ou les fréquences du signal  $E_G$  sont suffisamment élevées pour ne pas permettre aux capacités  $C$  et  $C_L$  de se charger ou de se décharger. Elles se comportent comme des interrupteurs fermés.



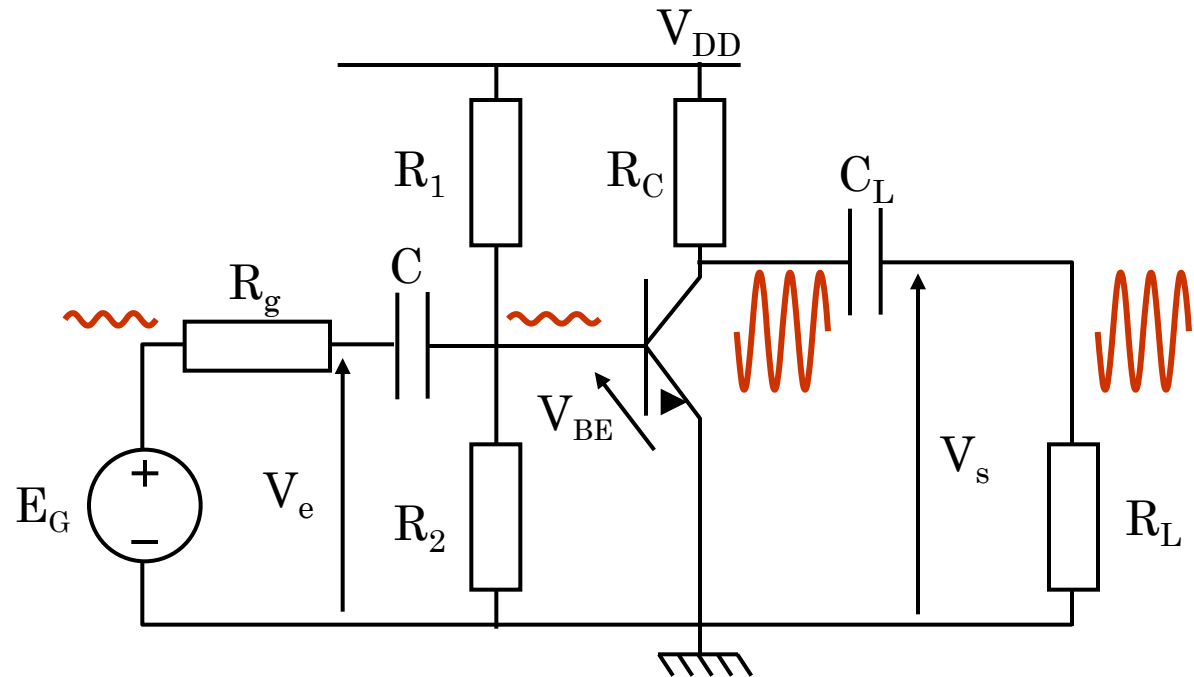
## V.5. Schéma en petit signal

- Les variations de  $E_G$  vont se propager le long du circuit, être amplifiée par le transistor puis appliquées à la charge  $R_L$ .
- Les paramètres importants d'un amplificateur sont : les résistances d'entrée et de sortie, le gain en tension et les fréquences de coupure haute et basse
- Calculer ces paramètres peut être long et on préfère utiliser le schéma petit signal qui est une simplification mathématique du schéma réel.



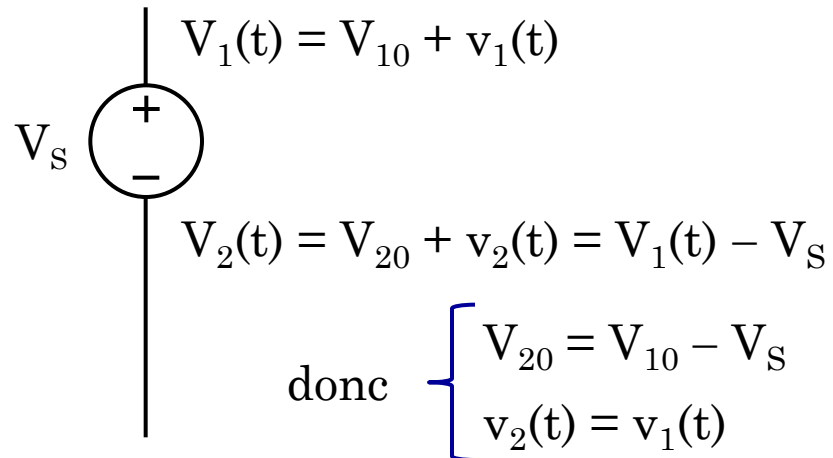
## V.5. Schéma en petit signal

- Pour pouvoir utiliser le schéma petit signal il faut que tous les éléments aient un comportement linéaire.
- Dans ce schéma, c'est le transistor qui est non linéaire et, par exemple, les variations de  $V_{BE}$  doivent être suffisamment faibles pour considérer un seul  $V_S$  et surtout un seul  $R_S$ .



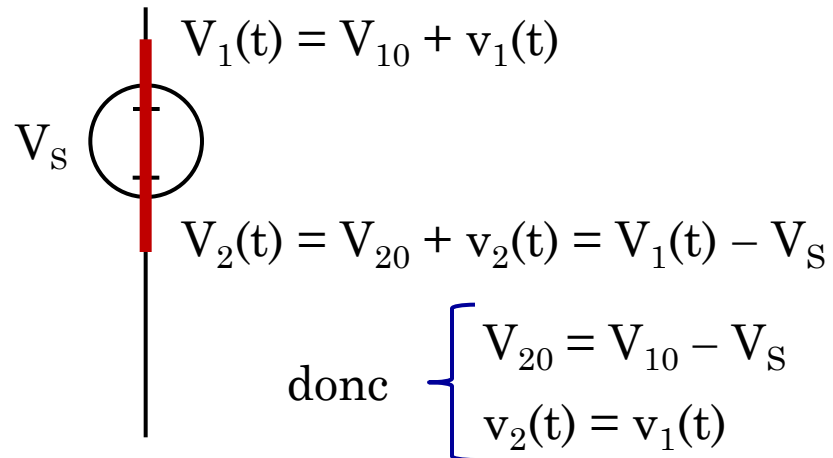
## V.5. Schéma en petit signal

- Pour construire ce schéma, on ne conserve que les éléments (résistances, tensions, fils ... et on ne conserve que les variations de tension et de courant.
- $E_G(t) = E_{G0} + e_g(t)$  donc on ne conserve que  $e_g(t)$
- La variation de  $V_{DD}$  est nulle,  $v_{dd}(t) = 0$ , et il en va de même pour la masse donc  $v_{masse}(t) = 0$
- Donc d'un point de vu alternatif, les fils  $V_{DD}$  et masse sont identiques.
- Une tension continue est équivalente à un court circuit



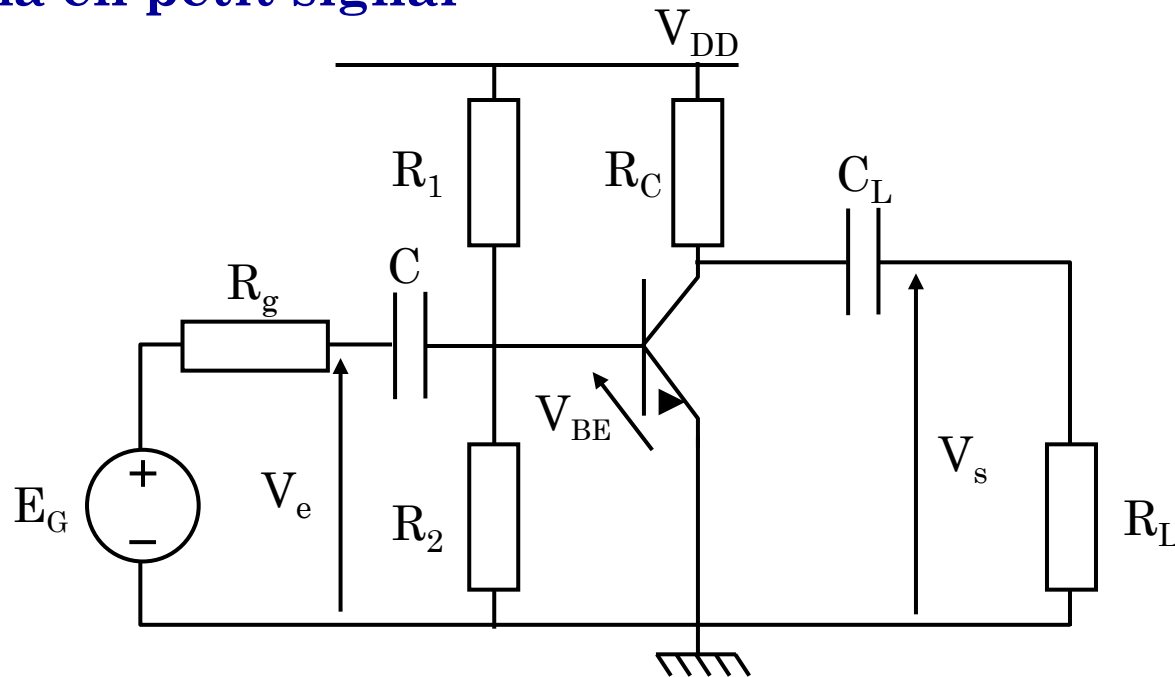
## V.5. Schéma en petit signal

- Pour construire ce schéma, on ne conserve que les éléments (résistances, tensions, fils ... et on ne conserve que les variations de tension et de courant.
- $E_G(t) = E_{G0} + e_g(t)$  donc on ne conserve que  $e_g(t)$
- La variation de  $V_{DD}$  est nulle,  $v_{dd}(t) = 0$ , et il en va de même pour la masse donc  $v_{masse}(t) = 0$
- Donc d'un point de vu alternatif, les fils  $V_{DD}$  et masse sont identiques.
- Une tension continue est équivalente à un court circuit

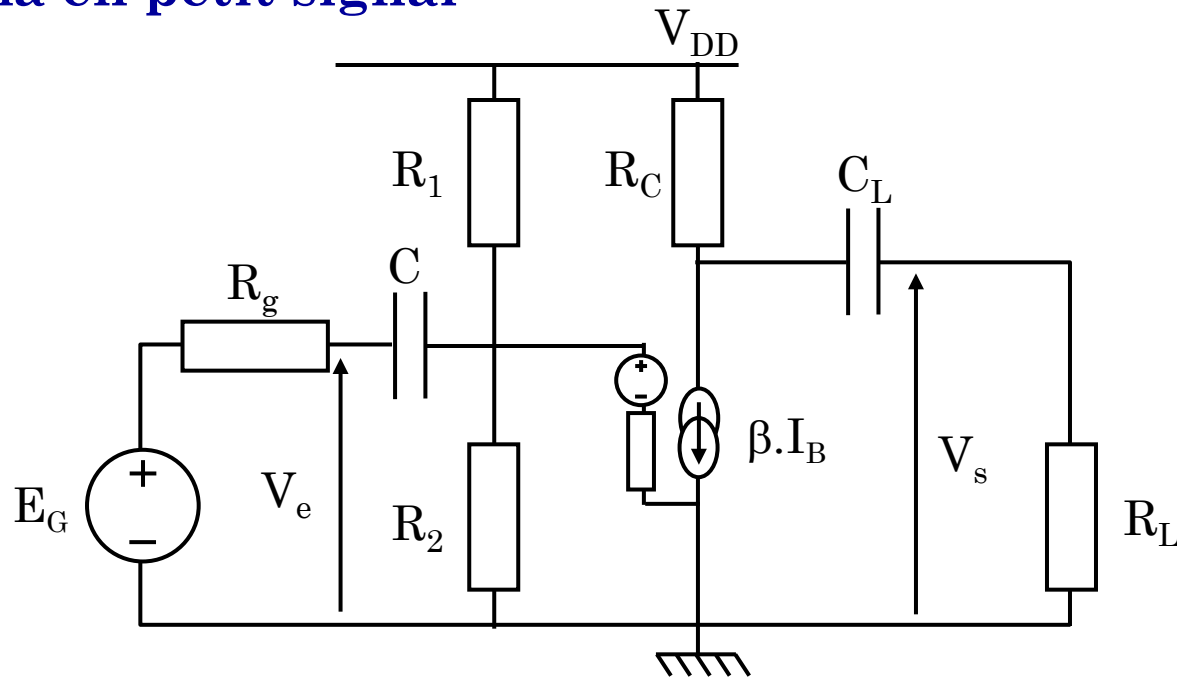




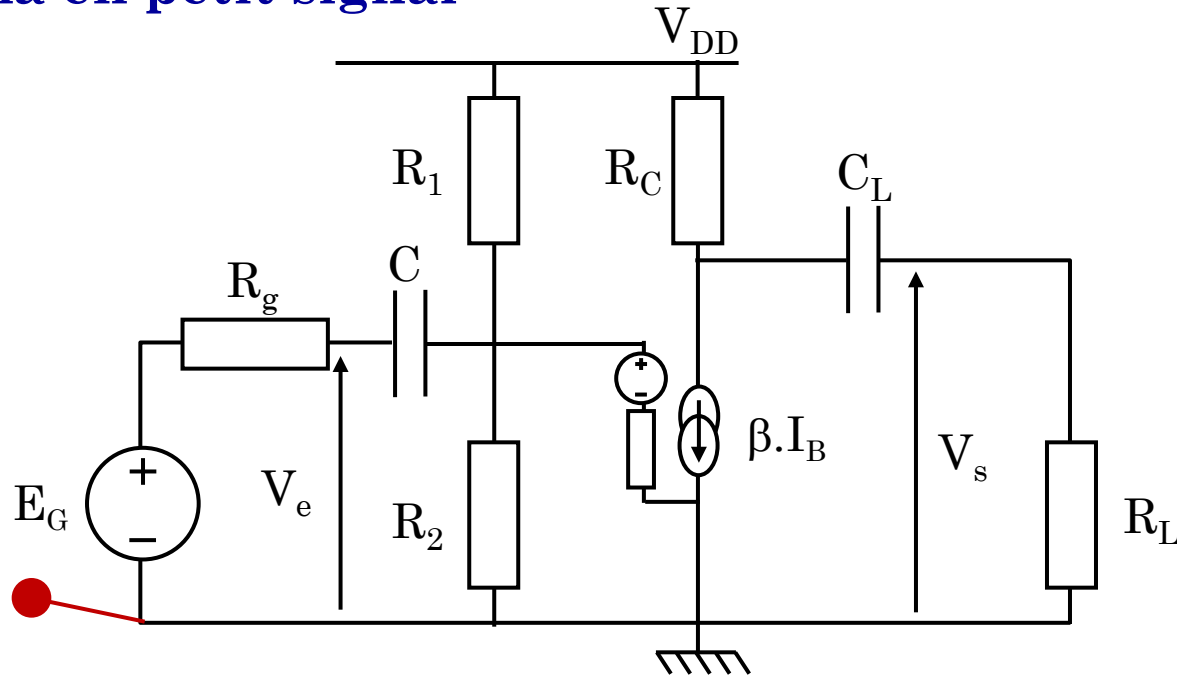
## V.5. Schéma en petit signal



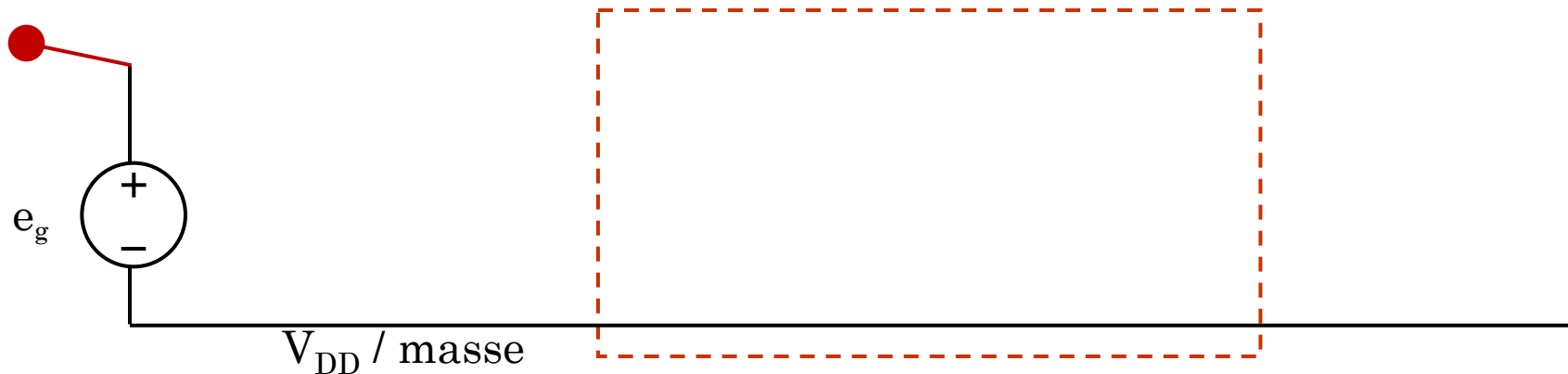
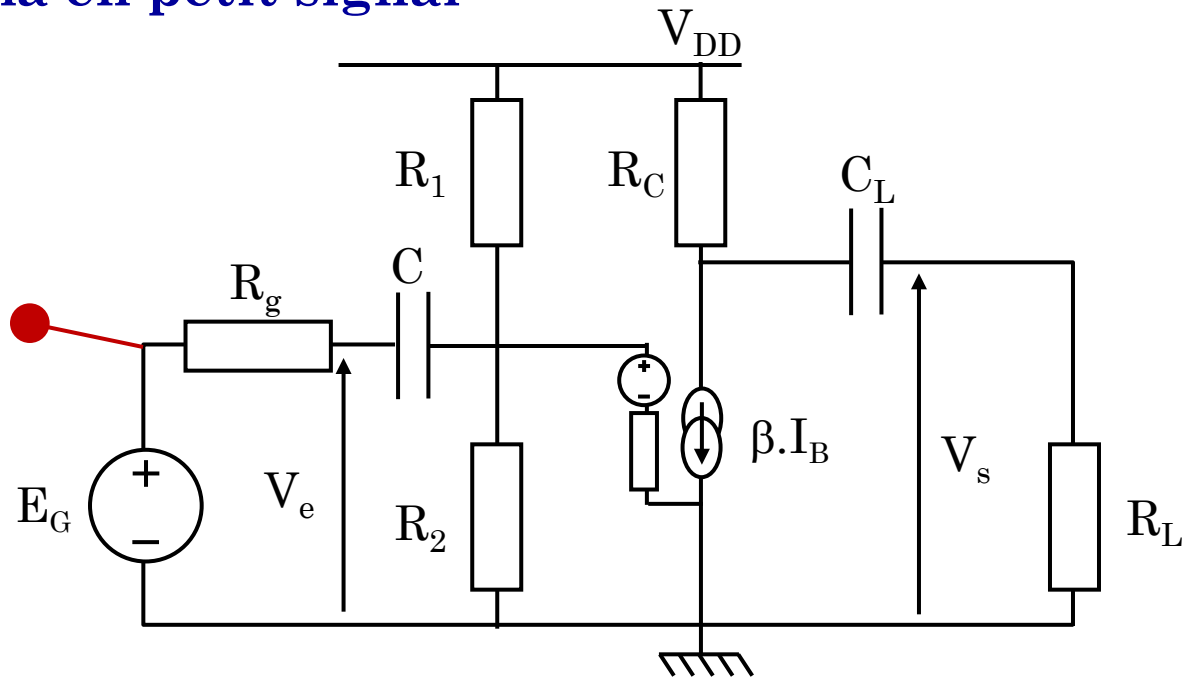
## V.5. Schéma en petit signal



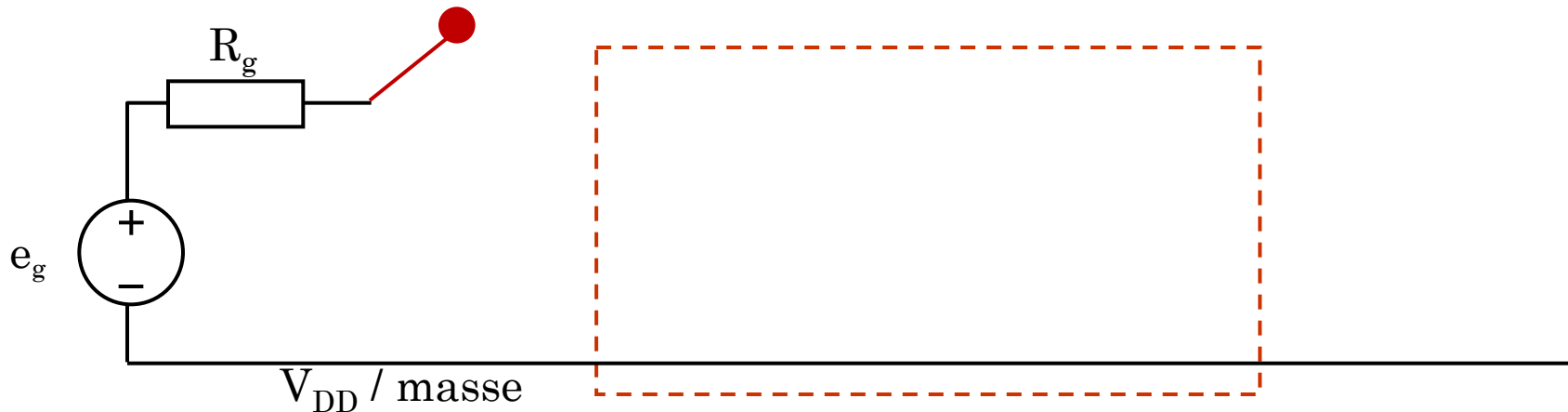
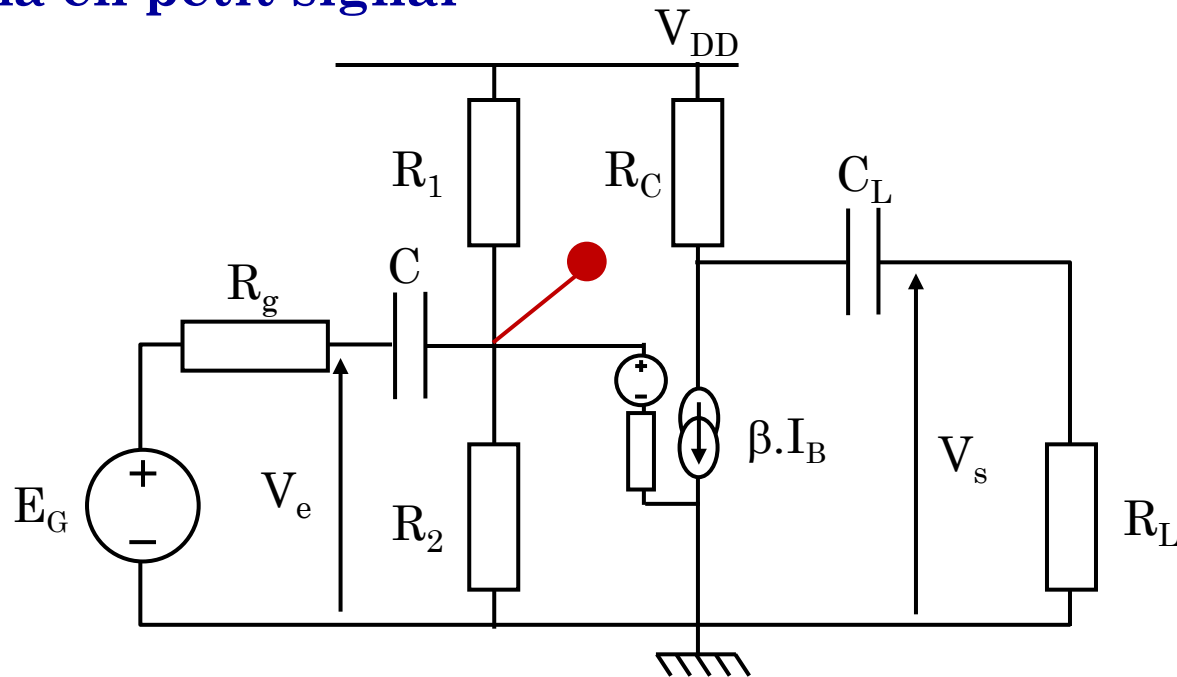
## V.5. Schéma en petit signal



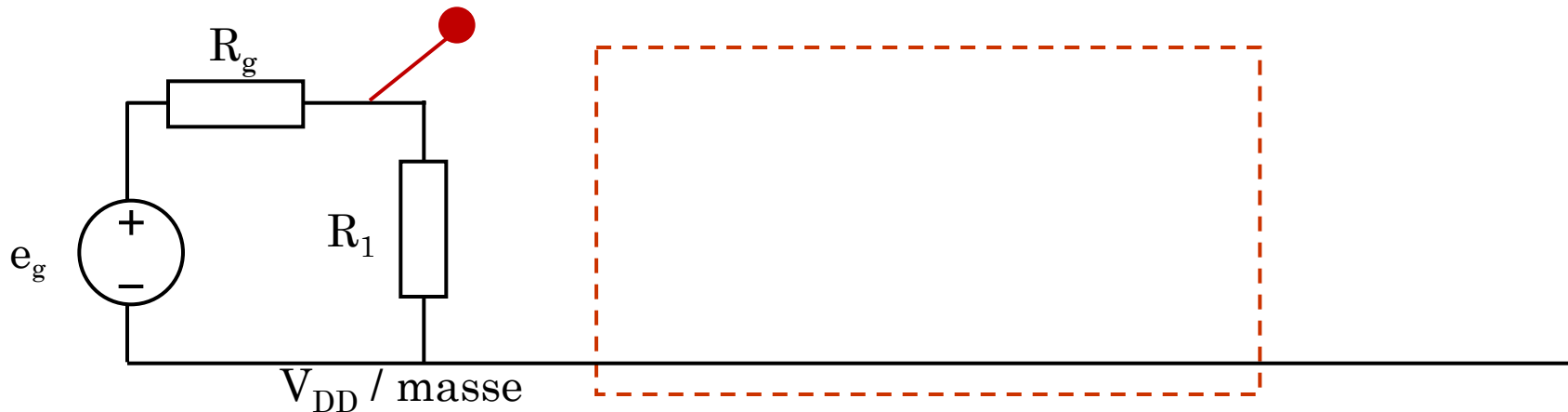
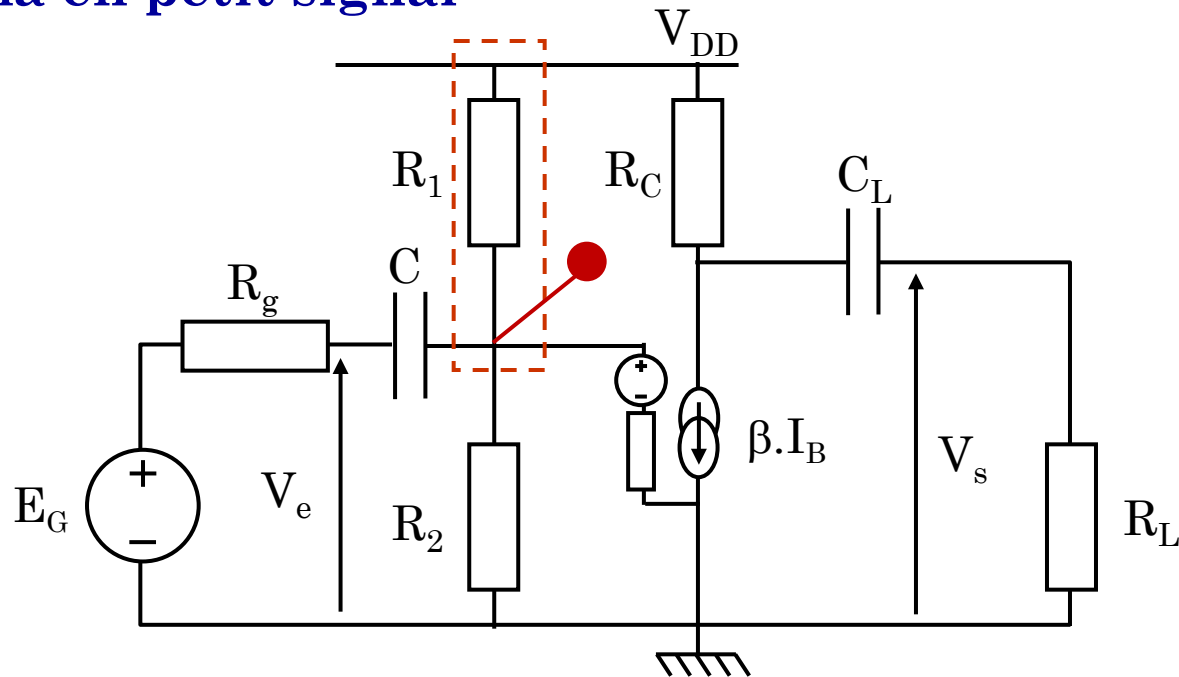
## V.5. Schéma en petit signal



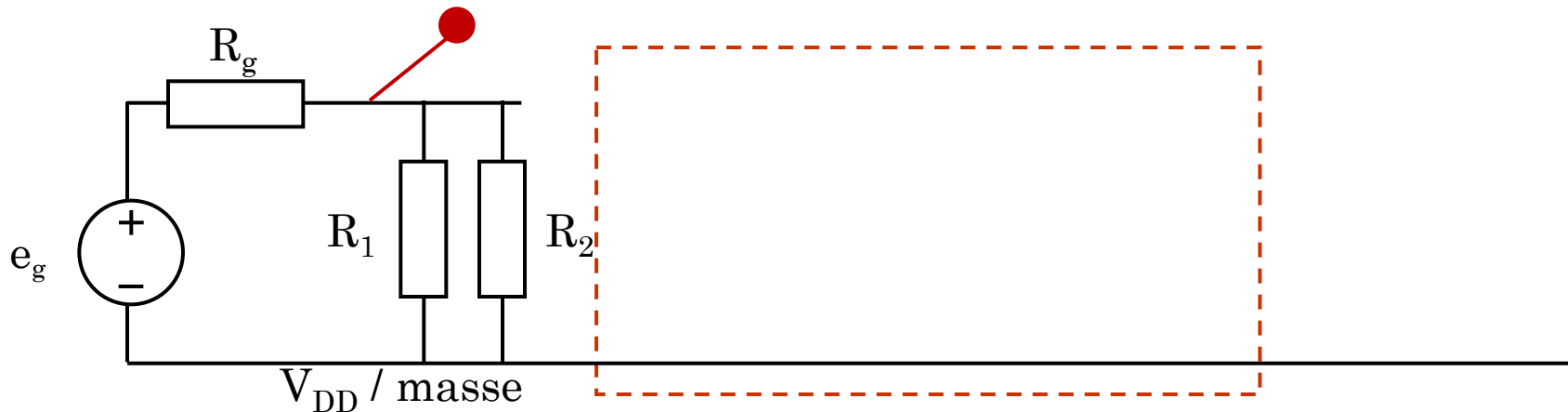
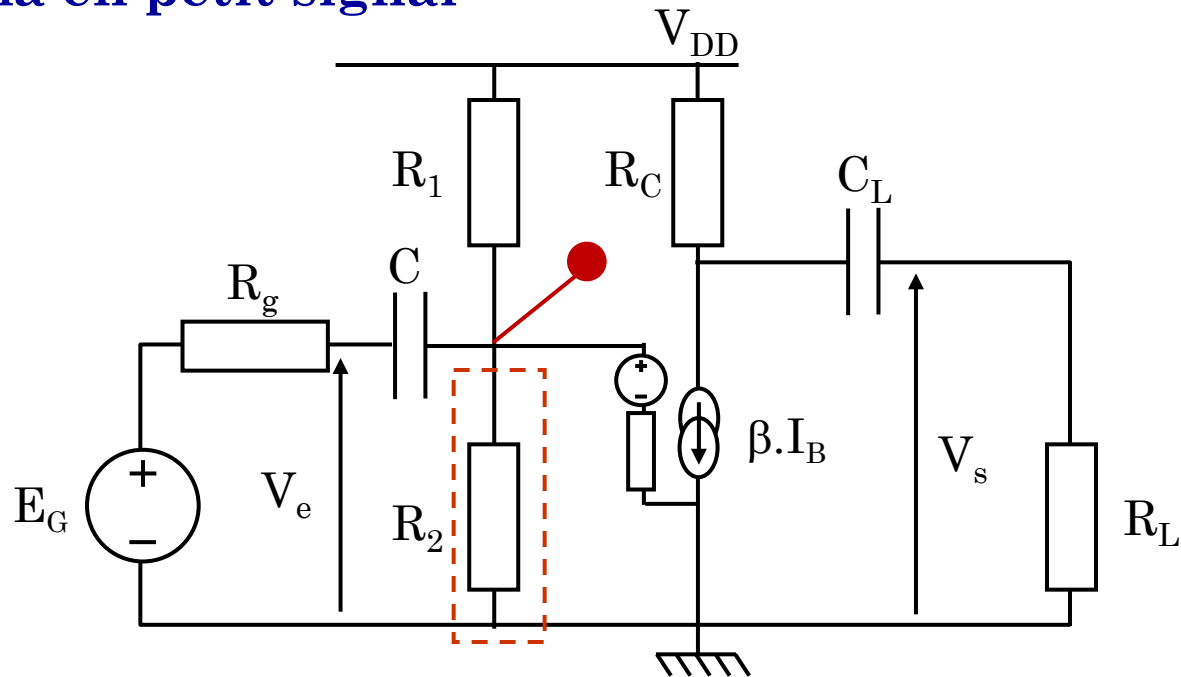
## V.5. Schéma en petit signal



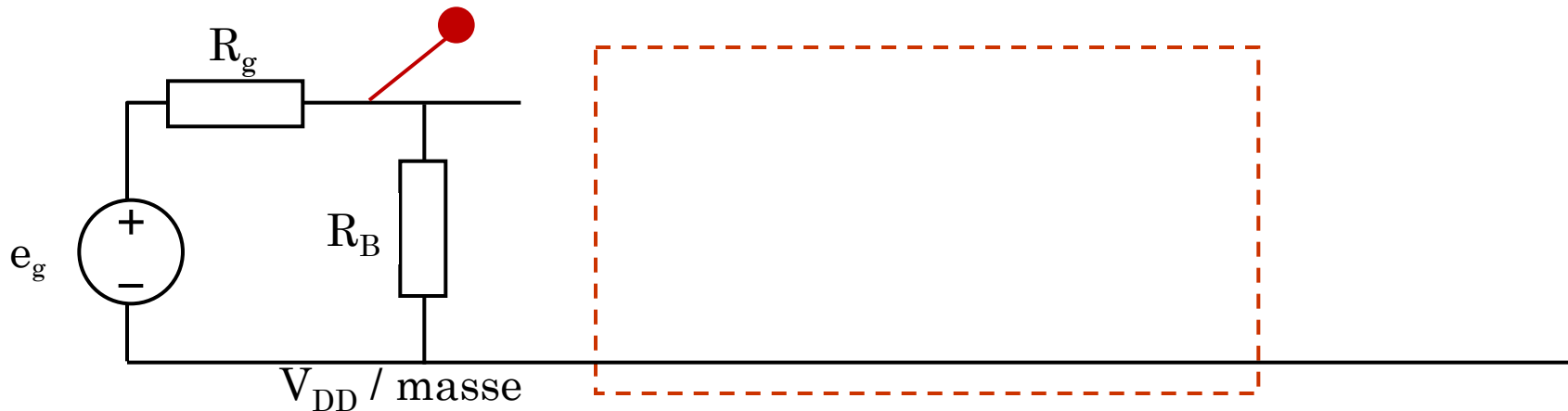
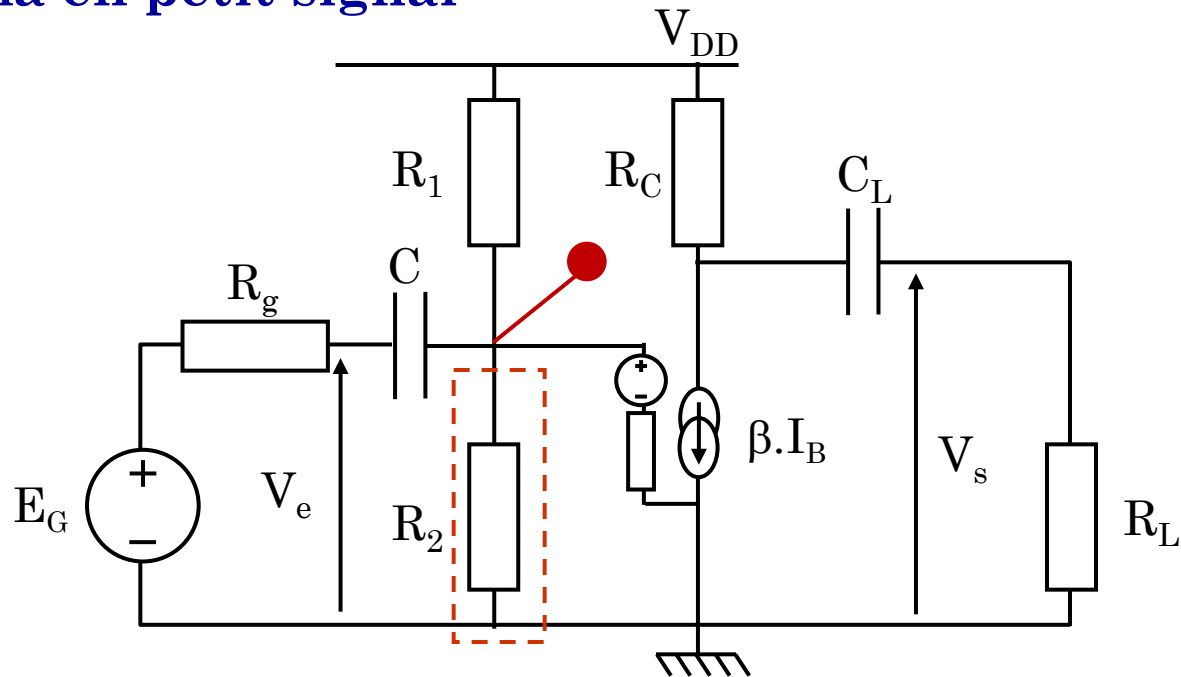
## V.5. Schéma en petit signal



## V.5. Schéma en petit signal

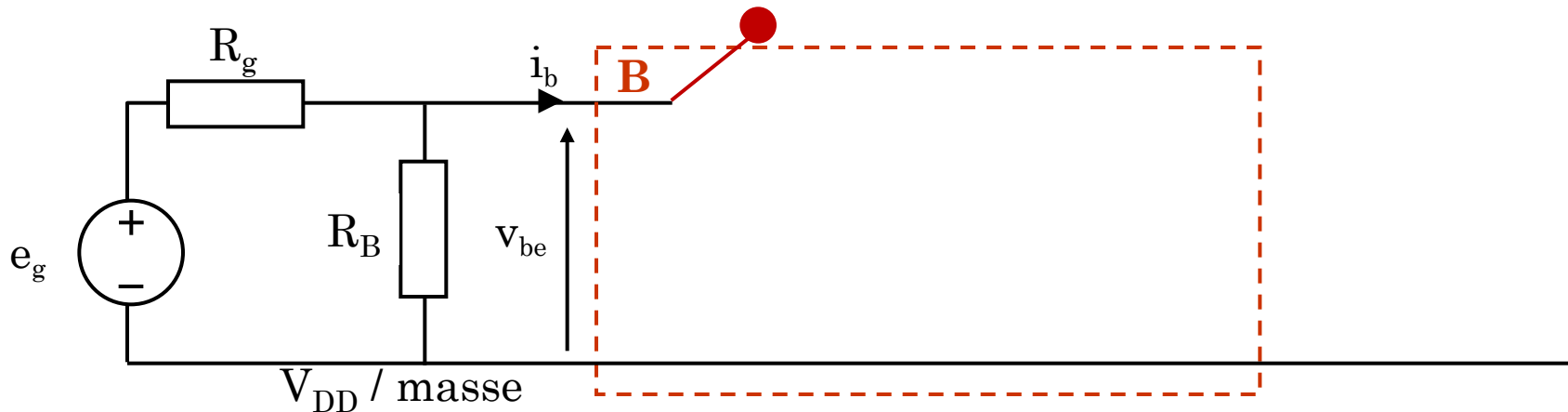
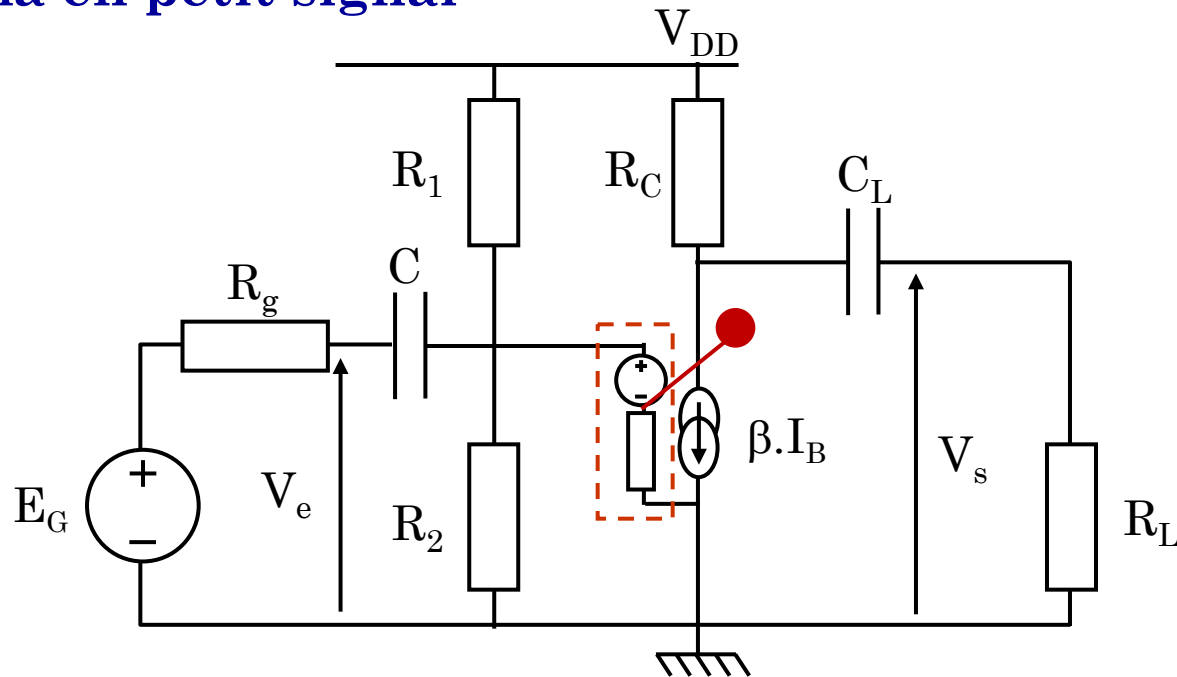


## V.5. Schéma en petit signal

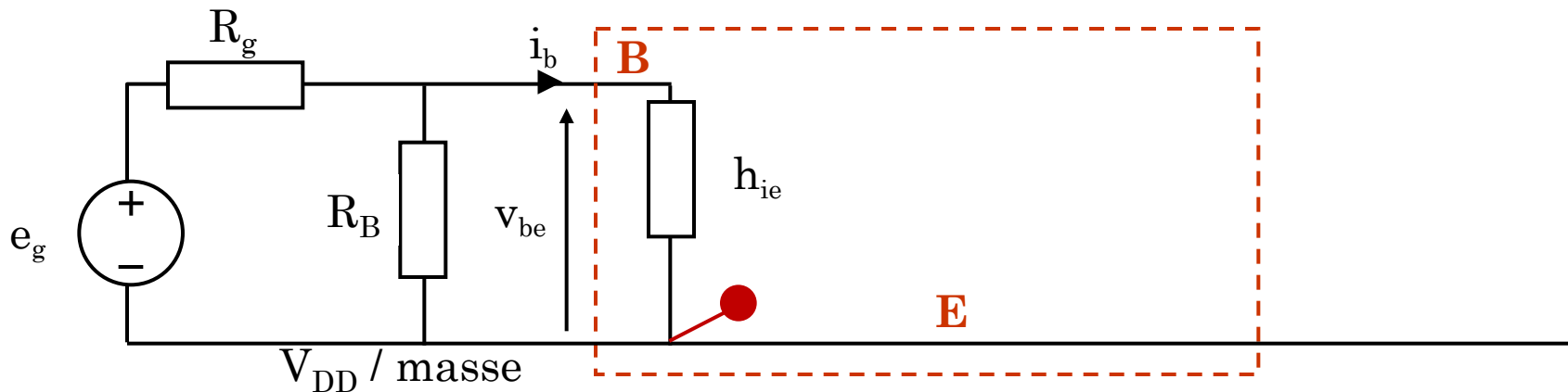
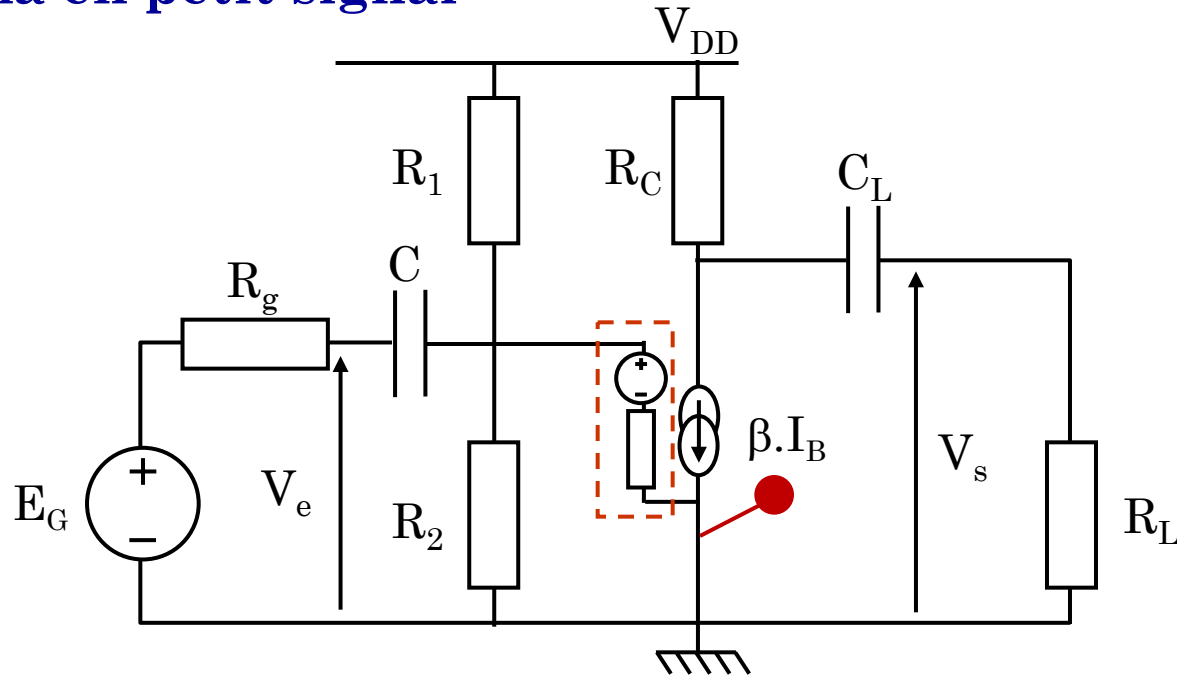




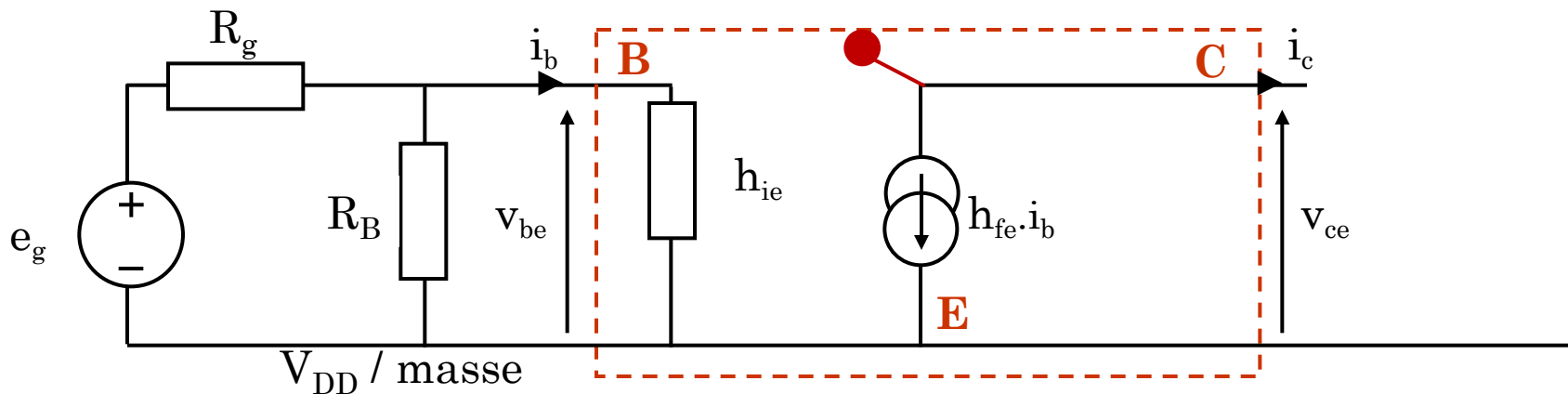
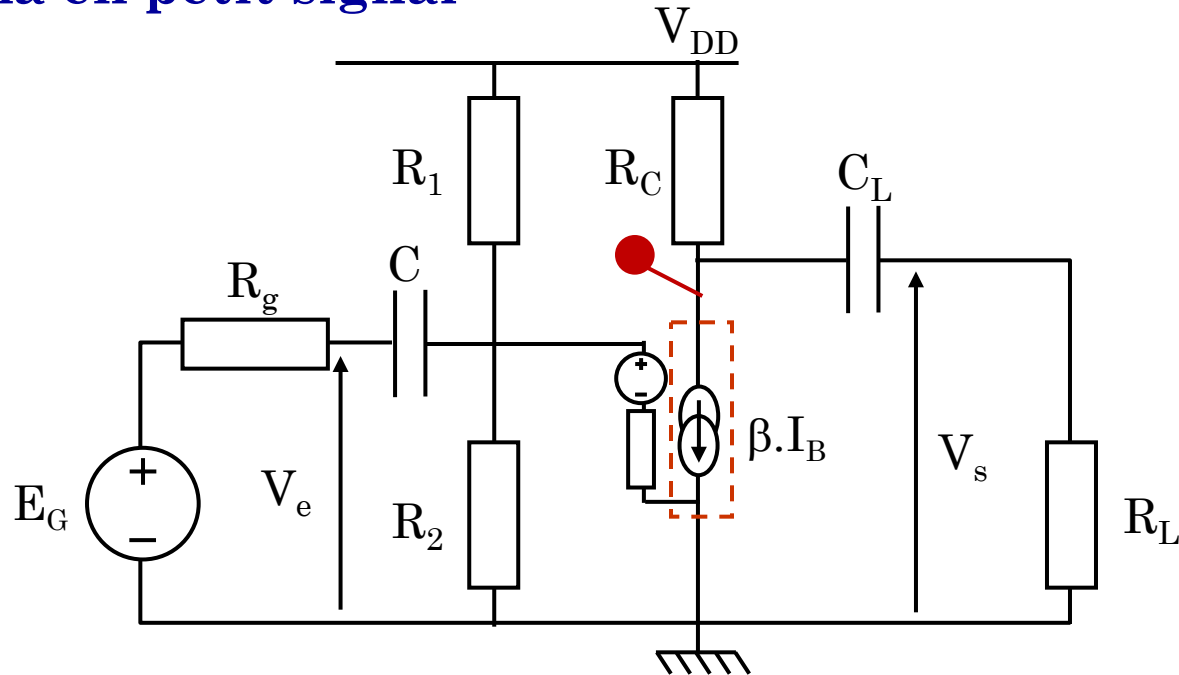
## V.5. Schéma en petit signal



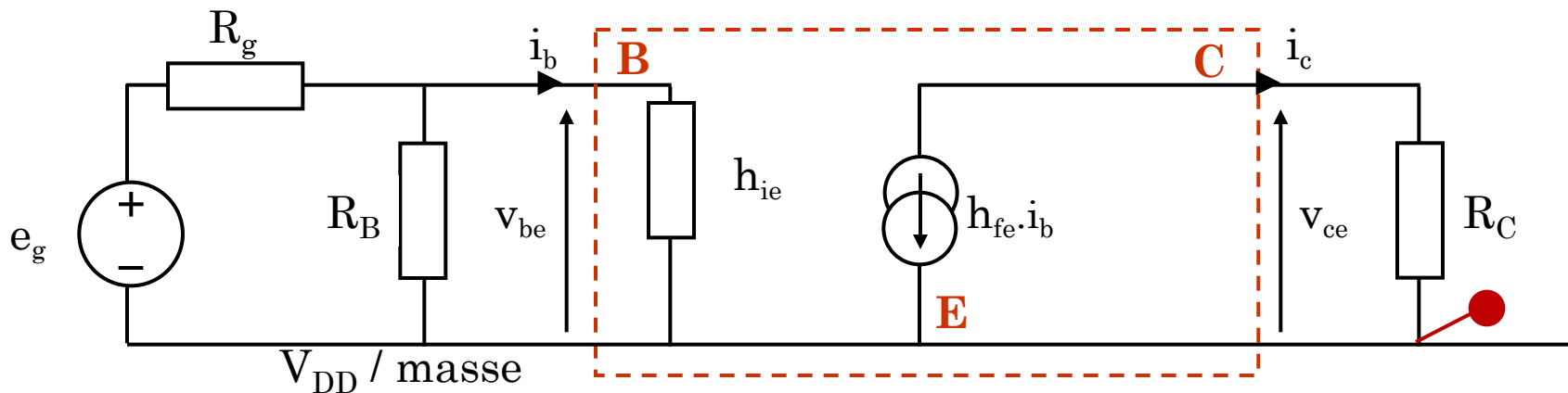
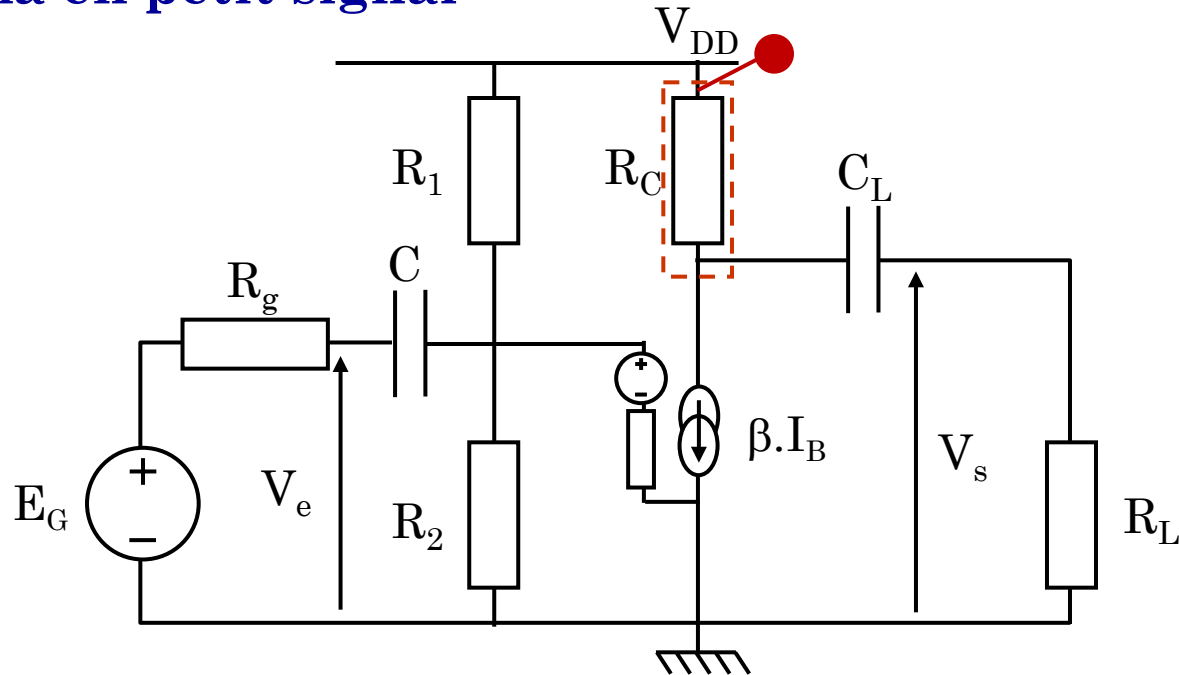
## V.5. Schéma en petit signal



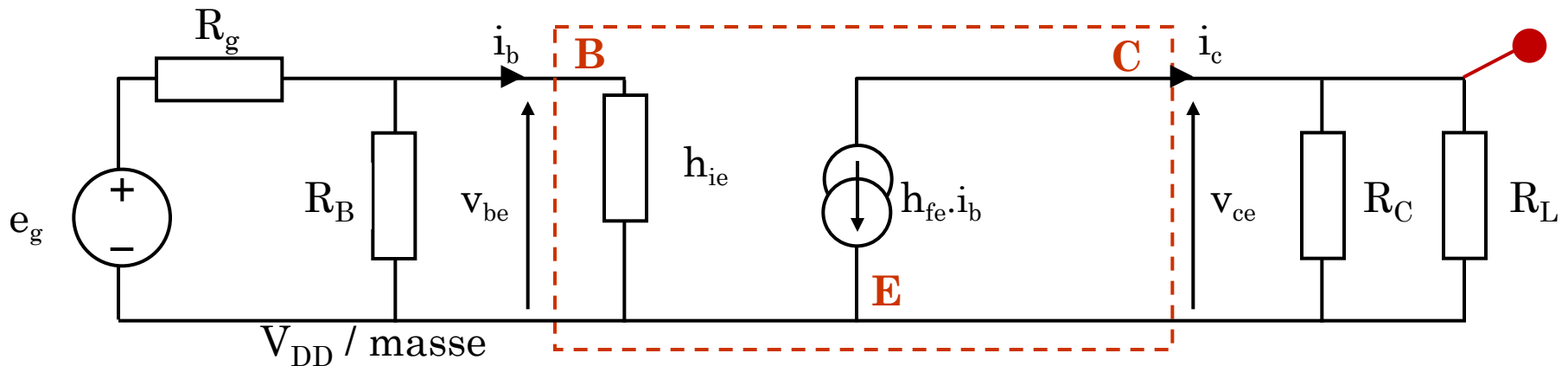
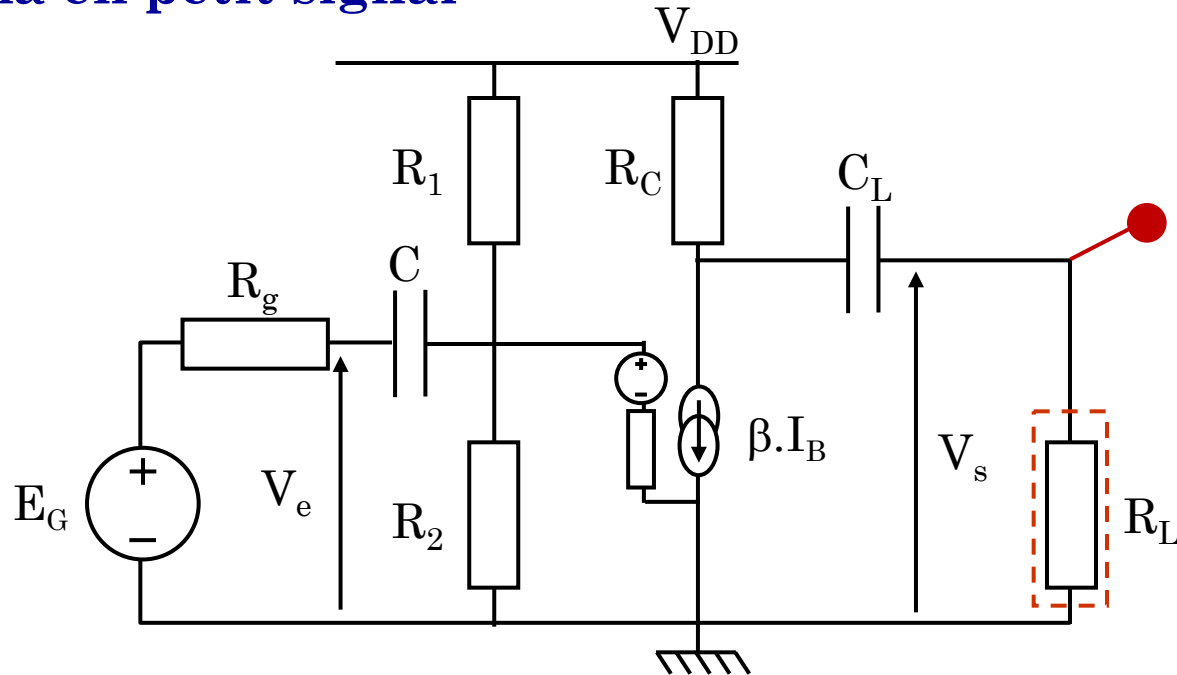
## V.5. Schéma en petit signal



## V.5. Schéma en petit signal



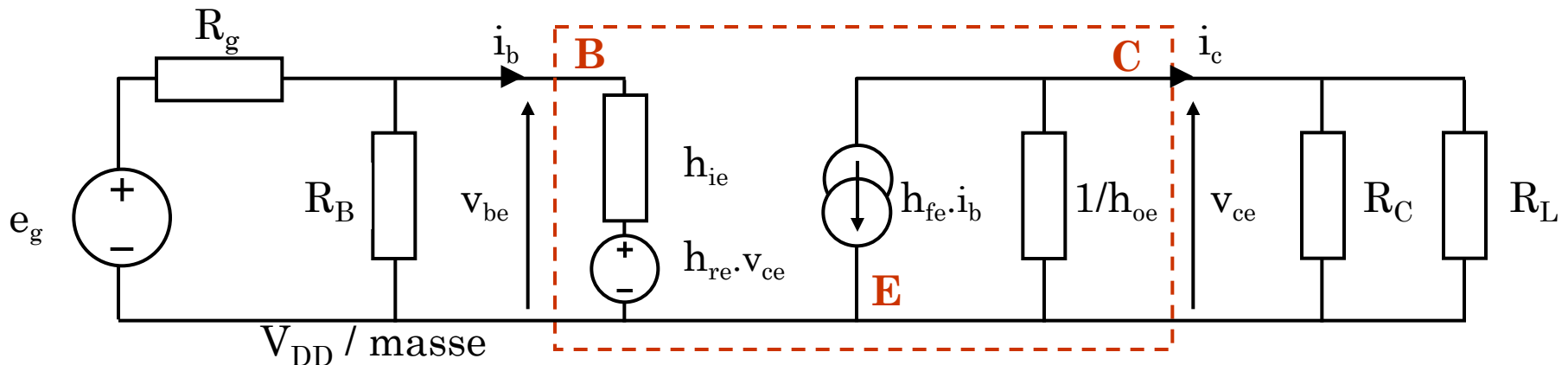
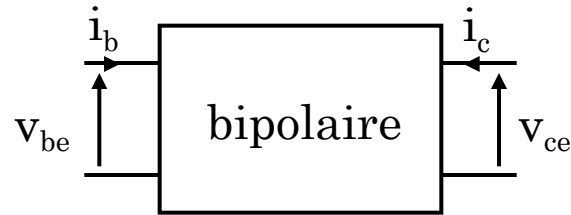
## V.5. Schéma en petit signal



## V.5. Schéma en petit signal

- Il faut aussi ajouter deux éléments parasites donnés par la matrice hybride du transistor.

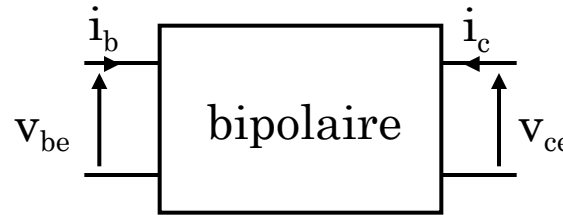
$$\begin{cases} v_{be} = h_{ie} \cdot i_b + h_{re} \cdot v_{ce} \\ i_c = h_{fe} \cdot i_b + h_{oe} \cdot v_{ce} \end{cases}$$



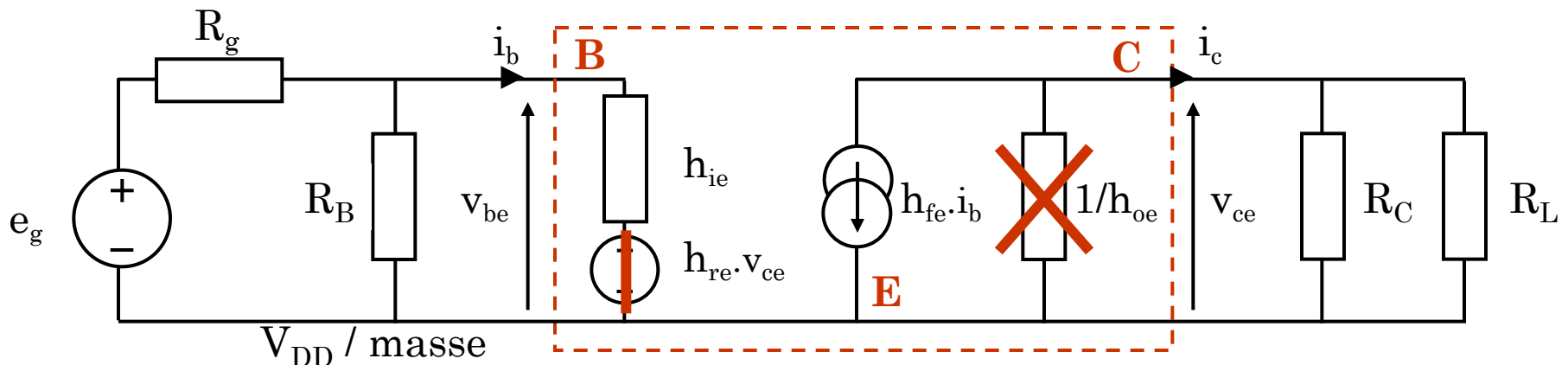
## V.5. Schéma en petit signal

- Il faut aussi ajouter deux éléments parasites donnés par la matrice hybride du transistor.

$$\begin{cases} v_{be} = h_{ie} \cdot i_b + h_{re} \cdot v_{ce} \\ i_c = h_{fe} \cdot i_b + h_{oe} \cdot v_{ce} \end{cases}$$

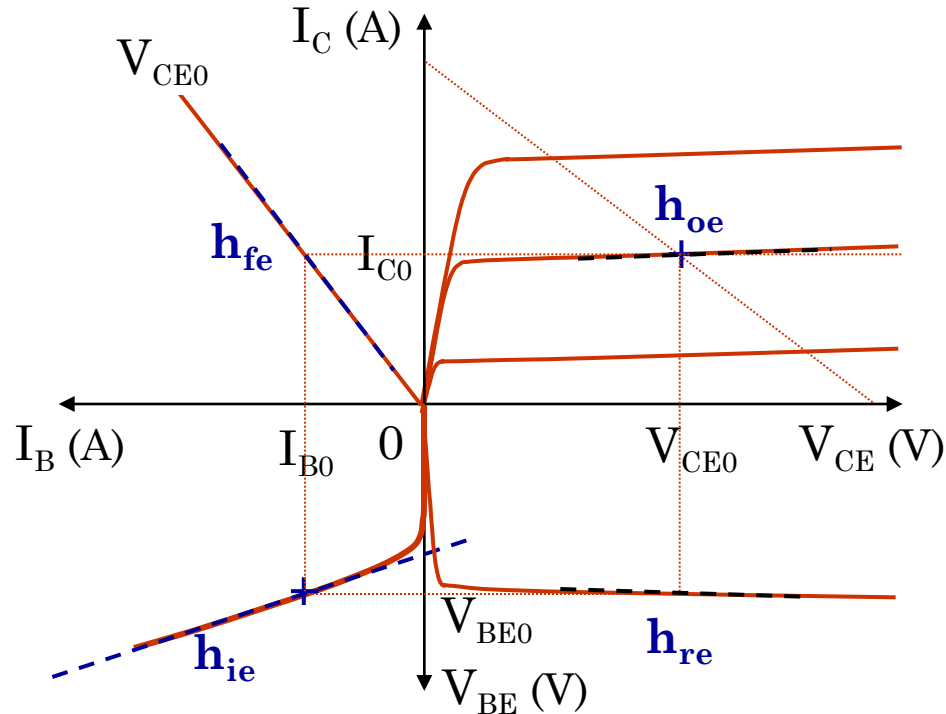


- Dans ce cours, nous négligerons toujours la tension  $h_{re} \cdot v_{ce}$  (par rapport à  $h_{ie} \cdot i_b$ ) et en fonction des cas nous négligerons aussi la résistance  $1/h_{oe}$  devant les résistances branchées en parallèle.



## V.5. Schéma en petit signal

- Les 4 paramètres sont obtenus à partir du point de polarisation.



- Détermination de  $h_{ie}$

$$h_{ie} = \left. \frac{\partial v_{be}}{\partial i_b} \right|_{v_{ce}=0} = \left. \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} \right|_{V_{CE}=V_{CE0}}$$

- Détermination de  $h_{fe}$

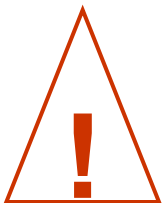
$$h_{fe} = \left. \frac{\partial i_c}{\partial i_b} \right|_{v_{ce}=0} = \beta$$

- Détermination de  $h_{oe}$

$$h_{oe} = \left. \frac{\partial i_c}{\partial v_{ce}} \right|_{i_b=0}$$

- Détermination de  $h_{re}$

$$h_{re} = \left. \frac{\partial v_{be}}{\partial v_{ce}} \right|_{i_b=0}$$

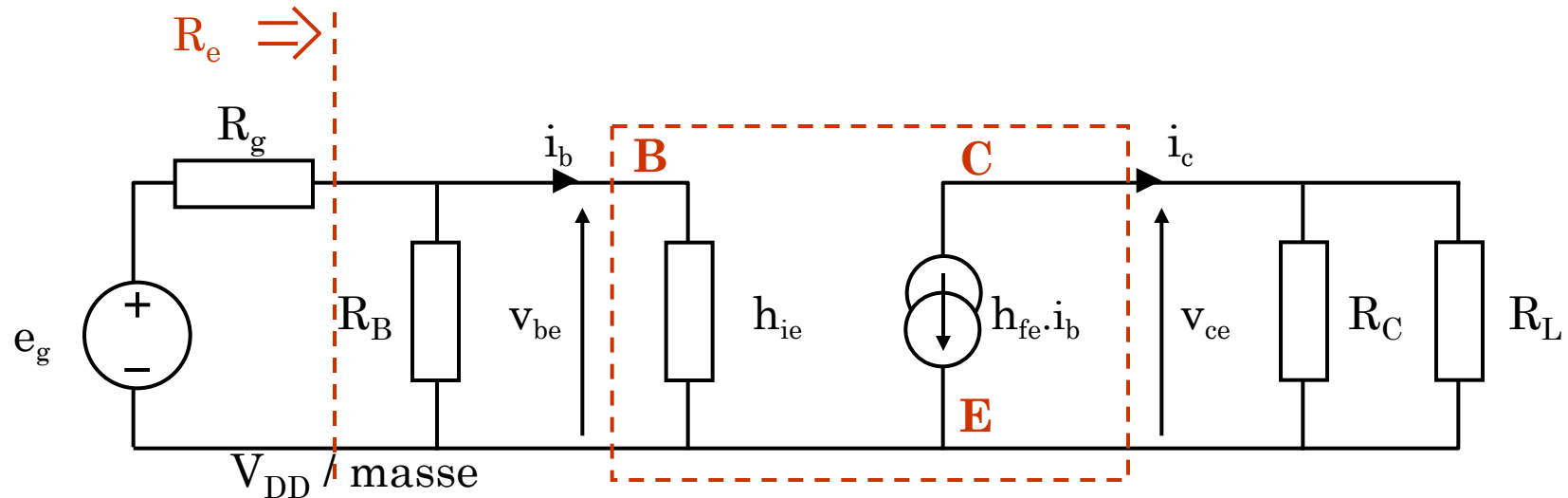


**Les paramètres h dépendent du point de repos (ou point de polarisation)**



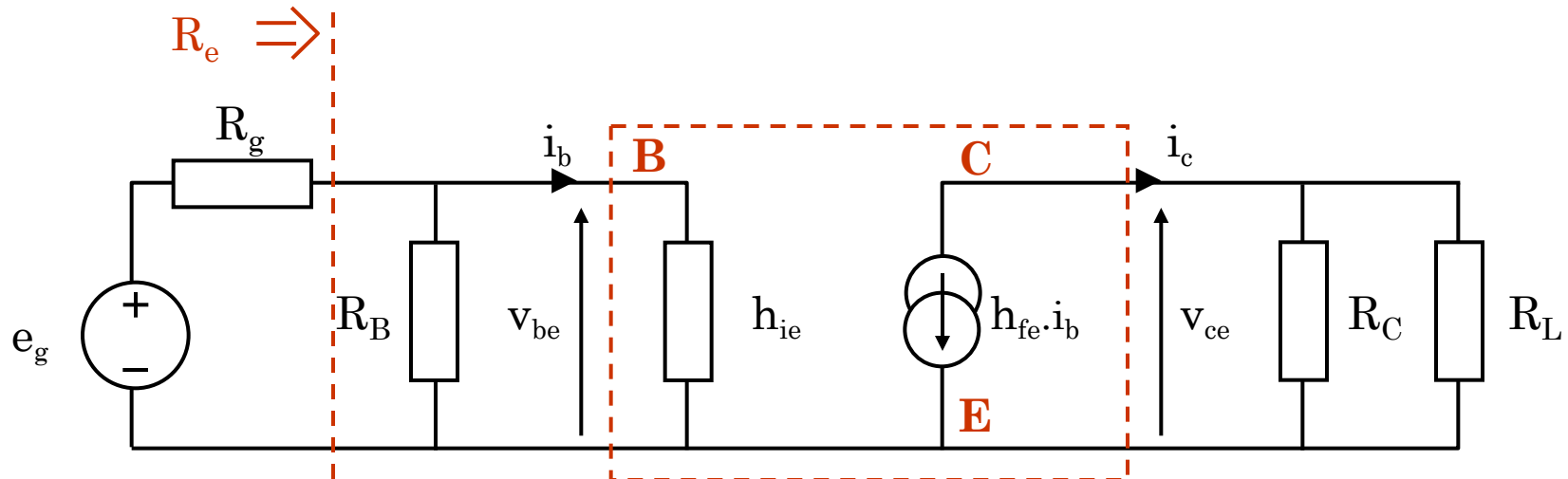
## V.6. Paramètres : résistances et gains

- Impédance d'entrée :  $R_e = R_B // h_{ie} = \frac{R_B \cdot h_{ie}}{R_B + h_{ie}}$



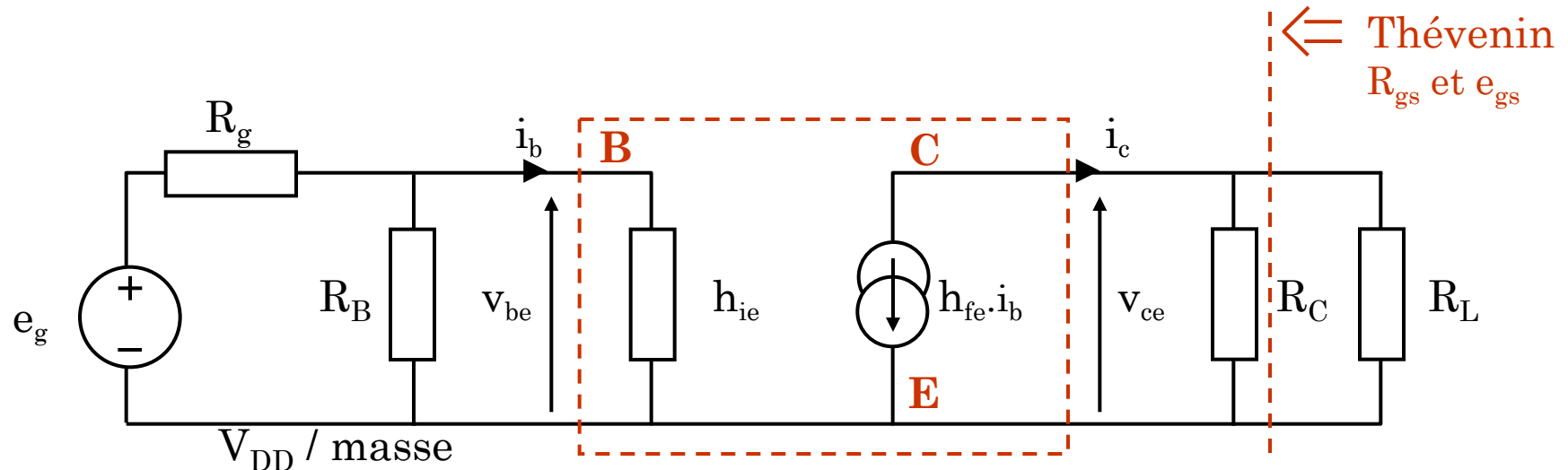
## V.6. Paramètres : résistances et gains

- Impédance d'entrée :  $R_e = R_B // h_{ie} = \frac{R_B \cdot h_{ie}}{R_B + h_{ie}}$



## V.6. Paramètres : résistances et gains

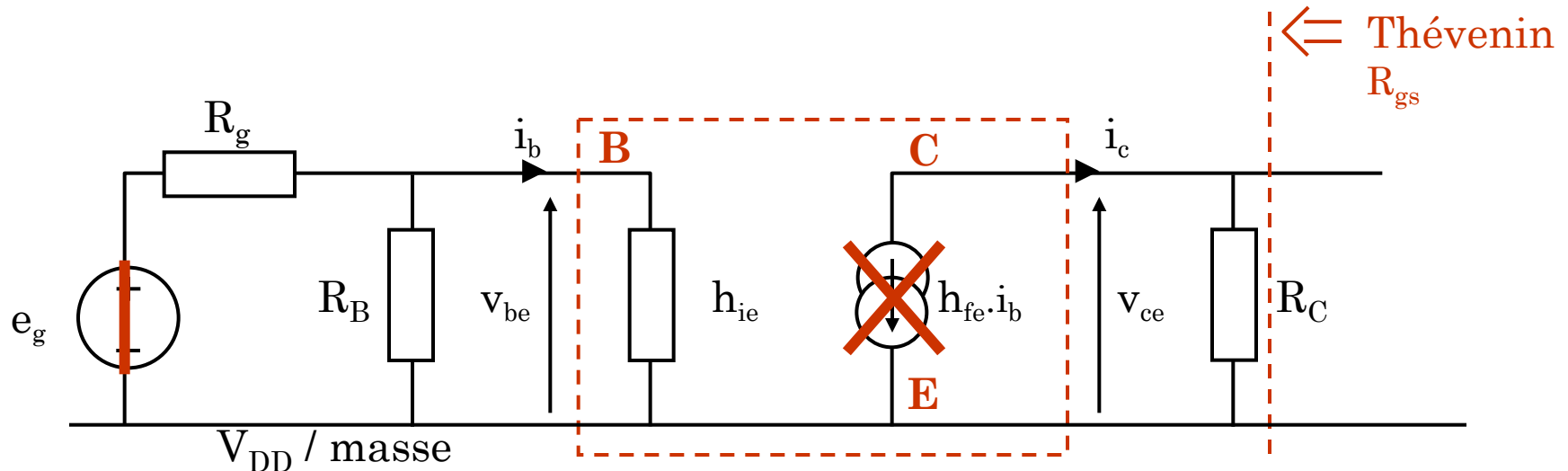
- Thévenin équivalent



## V.6. Paramètres : résistances et gains

### ■ Thévenin équivalent

➤ Pour la résistance on court-circuite  $e_g$  donc  $i_b$  devient nul ainsi que  $h_{fe} \cdot i_b$  et il reste :  $R_{gs} = R_C$



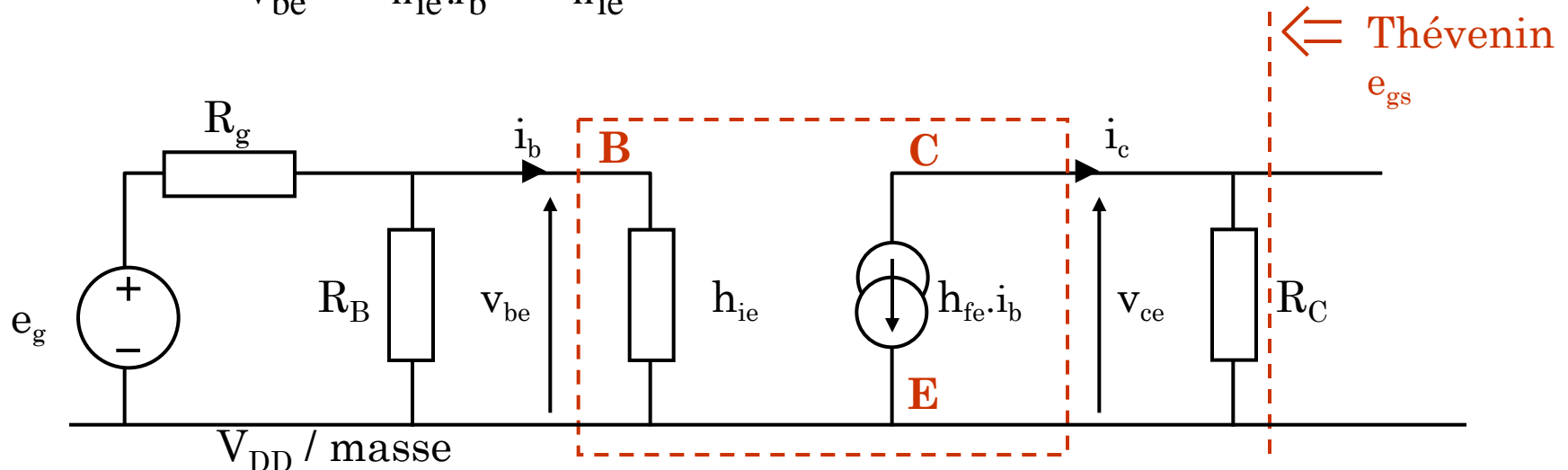
## V.6. Paramètres : résistances et gains

### ■ Thévenin équivalent

➤ Pour la résistance on court-circuite  $e_g$  donc  $i_b$  devient nul ainsi que  $h_{fe} \cdot i_b$  et il reste :  $R_{gs} = R_C$

➤ Pour la tension, on exprime  $v_{ce}$  donc  $e_{gs}$  en fonction de  $v_{be}$  ce qui correspond à rechercher le gain à vide du quadripôles transistor :

$$A_{V0} = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -\frac{R_C i_c}{h_{ie} i_b} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_C \quad \Rightarrow \quad e_{gs} = A_{V0} \cdot v_{be}$$



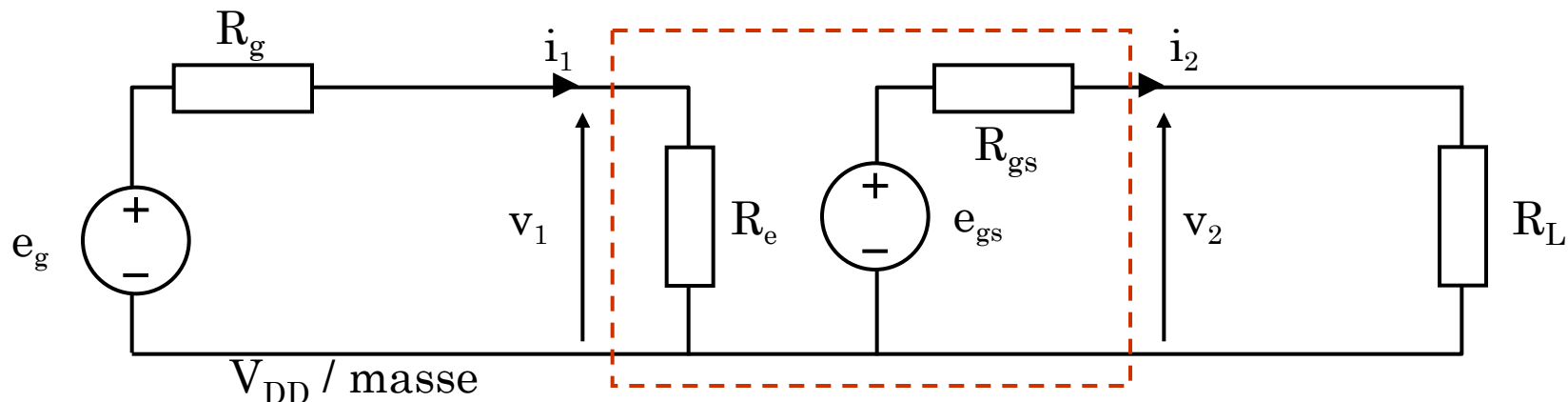
## V.6. Paramètres : résistances et gains

### ■ Thévenin équivalent

➤ Pour la résistance on court-circuite  $e_g$  donc  $i_b$  devient nul ainsi que  $h_{fe} \cdot i_b$  et il reste :  $R_{gs} = R_C$

➤ Pour la tension, on exprime  $v_{ce}$  donc  $e_{gs}$  en fonction de  $v_{be}$  ce qui correspond à rechercher le gain à vide du quadripôles transistor :

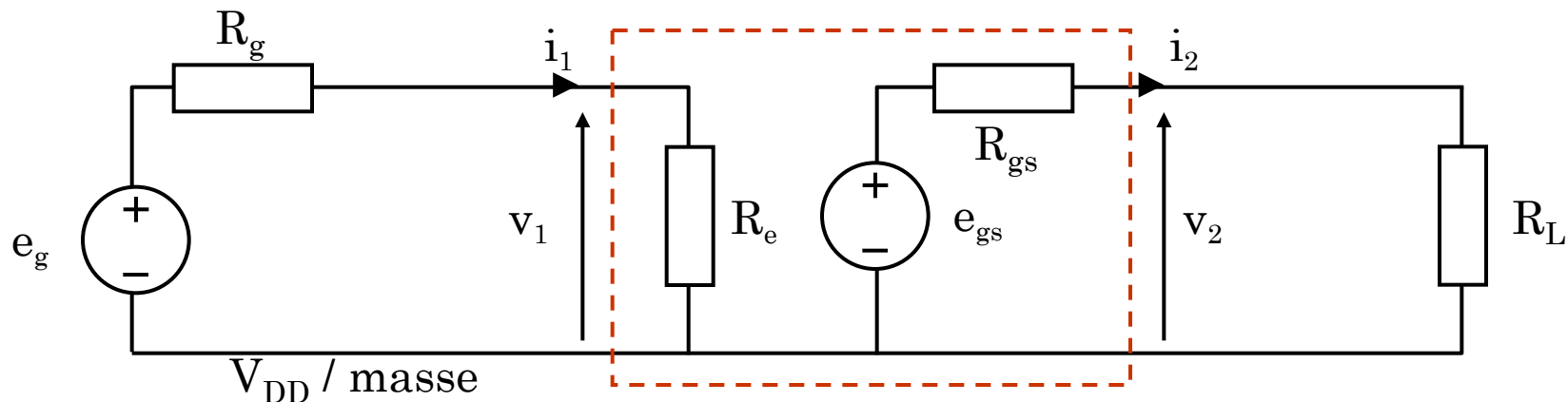
$$A_{V0} = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -\frac{R_C i_c}{h_{ie} i_b} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_C \quad \Rightarrow \quad e_{gs} = A_{V0} \cdot v_{be}$$



## V.6. Paramètres : résistances et gains

■ Gain en tension :  $v_2 = v_{ce} = \frac{R_L}{R_{gs} + R_L} e_{gs} = \frac{R_L}{R_{gs} + R_L} . A_{V0} . v_1$

$$A_V = \frac{v_2}{v_1} = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -\frac{R_L}{R_{gs} + R_L} . A_{V0} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} . \frac{R_C . R_L}{R_C + R_L}$$



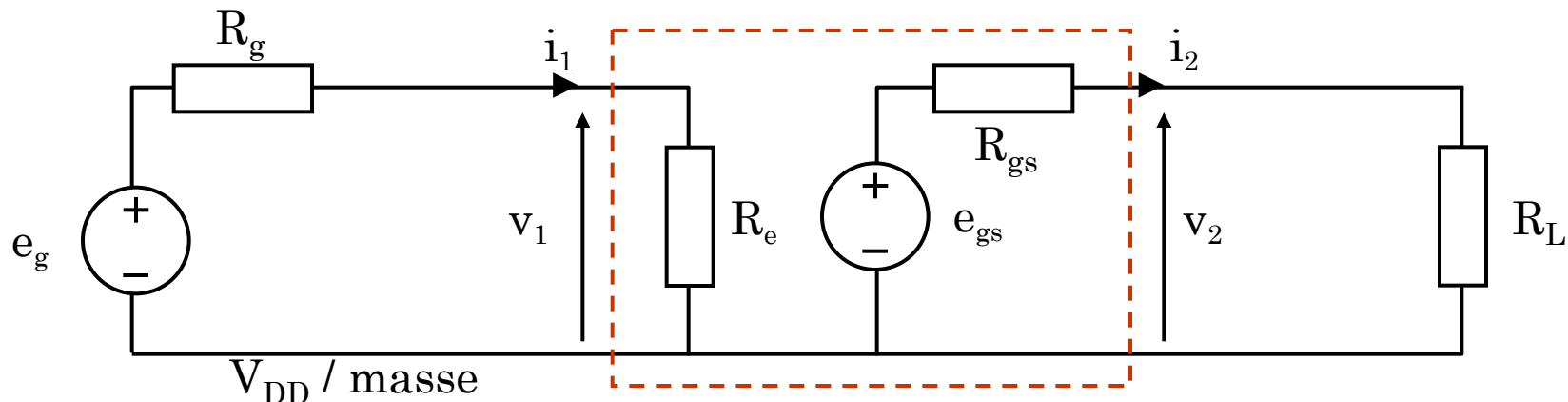
## V.6. Paramètres : résistances et gains

- Gain en tension :  $v_2 = v_{ce} = \frac{R_L}{R_{gs} + R_L} e_{gs} = \frac{R_L}{R_{gs} + R_L} . A_{V0} . v_1$

$$A_V = \frac{v_2}{v_1} = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -\frac{R_L}{R_{gs} + R_L} . A_{V0} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} . \frac{R_C . R_L}{R_C + R_L}$$

- On retrouve le gain à vide :  $A_{V0} = A_V|_{R_L \rightarrow \infty} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} . R_C$

- Gain composite :  $A_{vg} = \frac{v_{ce}}{e_g} = A_V \frac{R_e}{R_g + R_e}$



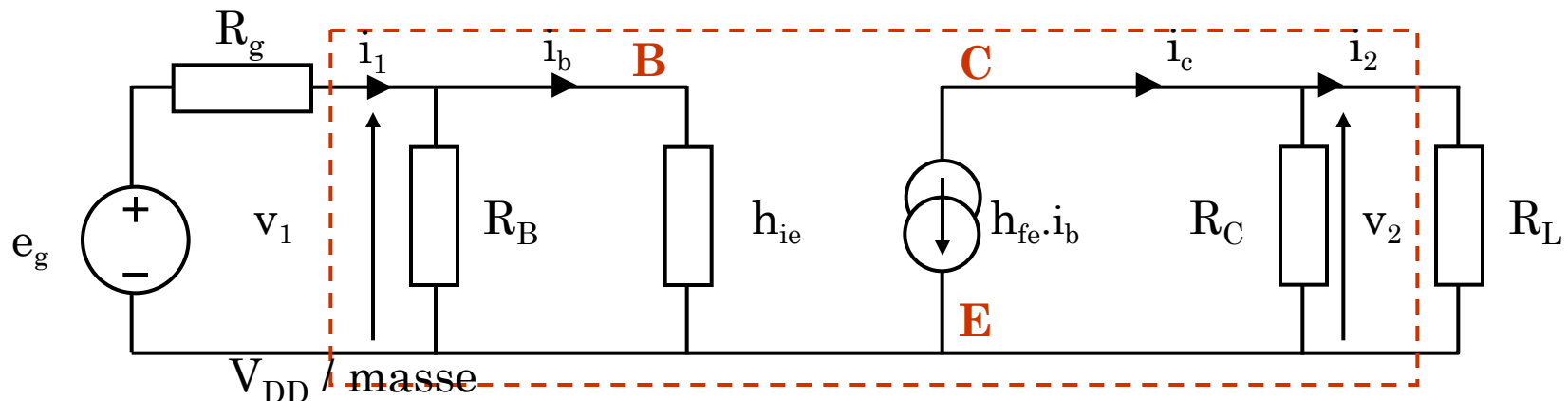


## V.6. Paramètres : résistances et gains

- On peut retrouver tous ces résultats à partir de la théorie des quadripôles

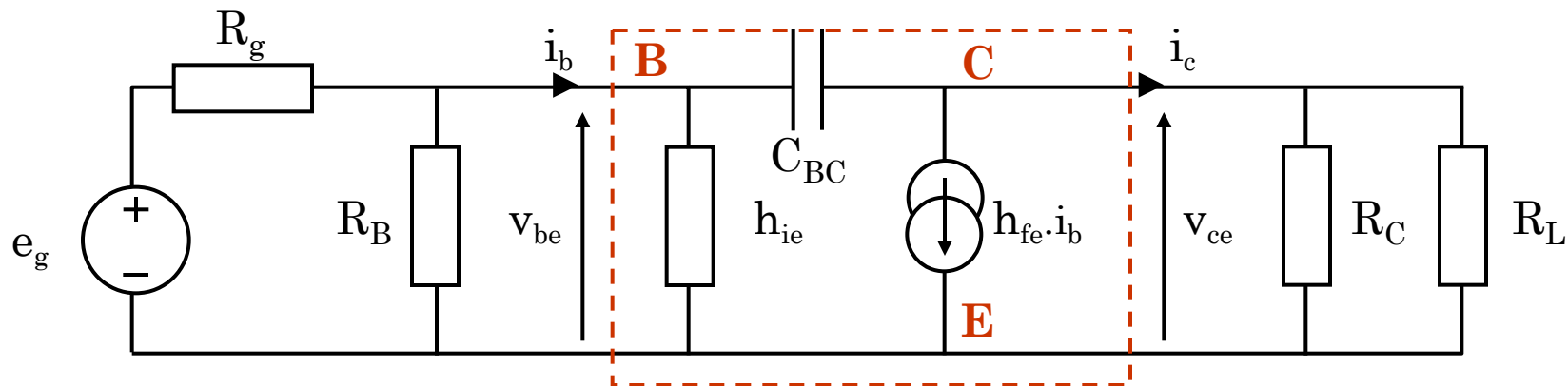
$$\begin{cases} v_1 = h_{11}.i_1 + h_{12}.v_2 = h_{ie} // R_B . i_1 + 0.v_2 \\ i_2 = h_{21}.i_1 + h_{22}.v_2 = h_{fe} \cdot \frac{R_B}{R_B + h_{ie}} . i_1 + \frac{1}{R_C} . v_2 \end{cases}$$

$$A_V = \frac{-X.h_{21}}{h_{11} + h_{11}.h_{22}.X - h_{12}.h_{21}.X} \quad \text{avec} \quad X = R_L$$



## V.7. Paramètres : Fréquences de coupure hautes

- La variation de la tension  $v_{bc}$  implique une variation de la longueur de la zone de charge d'espace (ZCE) de la diode Base-Collecteur
- La variation de la ZCE correspond à une variation de charge et donc la diode est équivalente à une capacité notée  $C_{BC}$ .
- Cette capacité fait un pont entre l'entrée et la sortie ce qui complique le calcul du gain en tension



## V.7. Paramètres : Fréquences de coupure hautes

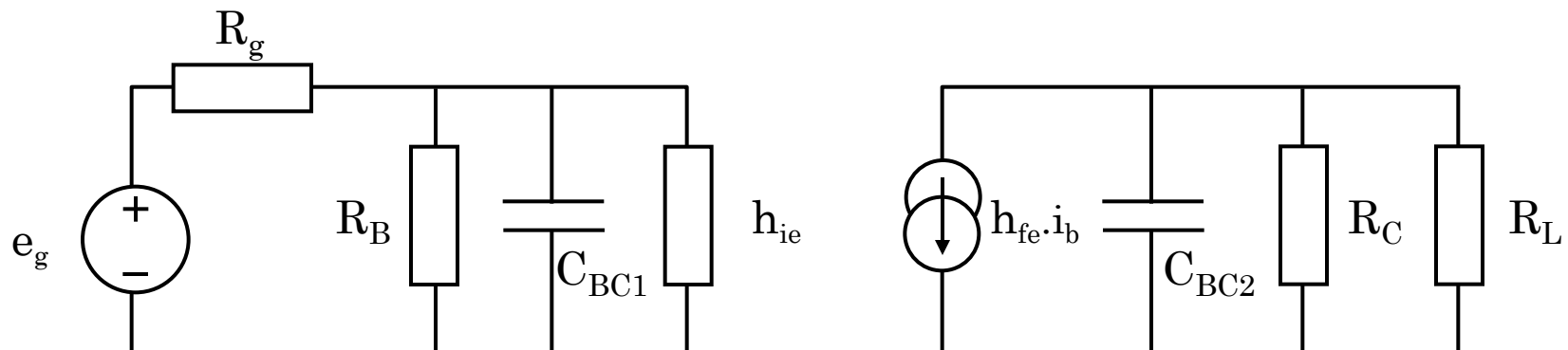
- Nous considérons la capacité entre la base et le collecteur :  $C_{BE}$
- Elle peut être ramenée en entrée et en sortie du transistor avec le théorème de MILLER :

$$Z_1 = \frac{1}{j.C_{BC1}.\omega} = \frac{1}{j.C_{BC}.\omega} \cdot \frac{1}{1 - A_V}$$

$$C_{BC1} = C_{BC}(1 - A_V) \gg C_{BC}$$

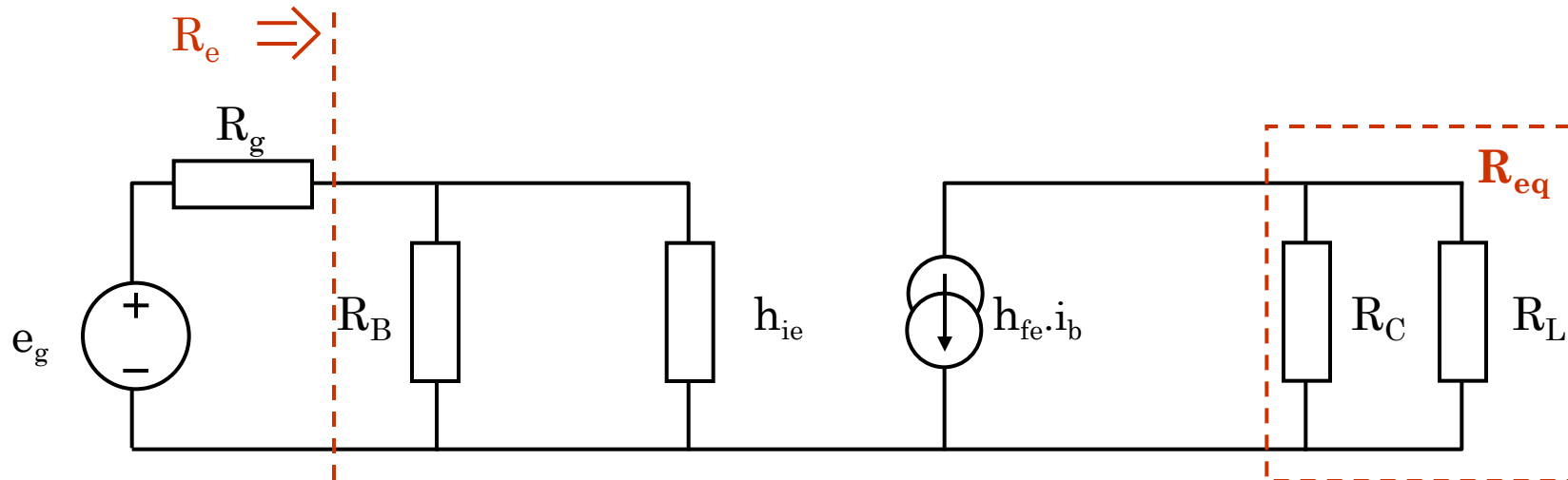
$$Z_2 = \frac{1}{j.C_{BC2}.\omega} = \frac{1}{j.C_{BC}.\omega} \cdot \frac{A_V}{1 - A_V}$$

$$C_{BC2} = C_{BC} \frac{1 - A_V}{A_V} \approx C_{BC}$$



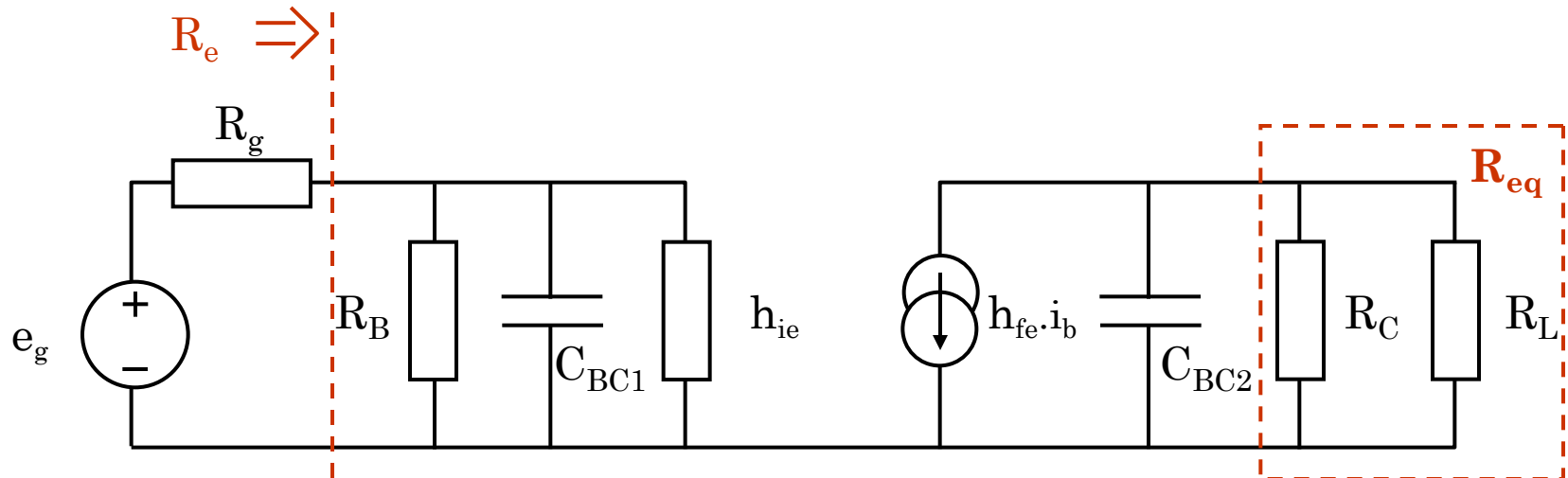
## V.7. Paramètres : Fréquences de coupure hautes

- Gain composite :  $A_{vg} = \frac{v_{ce}}{e_g} = A_V \frac{R_e}{R_g + R_e}$



## V.7. Paramètres : Fréquences de coupure hautes

■ Gain composite : 
$$A_{vg} = \frac{v_{ce}}{e_g} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot (R_{eq} // C_{BC2}) \frac{(R_e // C_{BC1})}{R_g + (R_e // C_{BC1})}$$

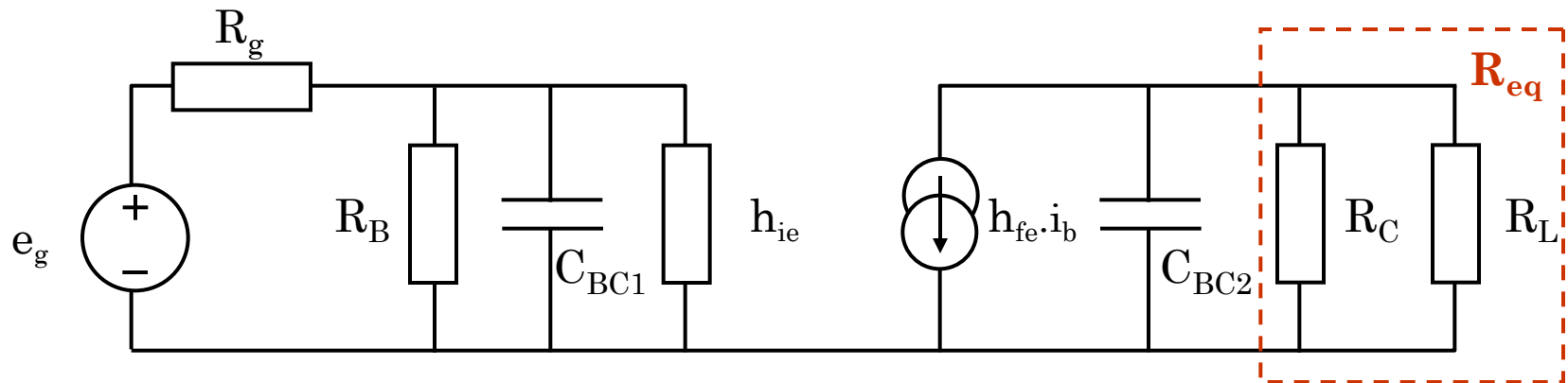


## V.7. Paramètres : Fréquences de coupure hautes

■ Gain composite :  $A_{vg} = \frac{v_{ce}}{e_g} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot (R_{eq} // C_{BC2}) \frac{(R_e // C_{BC1})}{R_g + (R_e // C_{BC1})}$

soit  $A_{vg} = \frac{v_{ce}}{e_g} = \boxed{-\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot \frac{R_{eq} \cdot R_e}{R_g + R_e}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_{BC1}(R_g // R_e)} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_{BC2}R_{eq}}$

Gain aux fréquences moyennes



## V.7. Paramètres : Fréquences de coupure hautes

▪ Gain composite :  $A_{vg} = \frac{v_{ce}}{e_g} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot (R_{eq} // C_{BC2}) \frac{(R_e // C_{BC1})}{R_g + (R_e // C_{BC1})}$

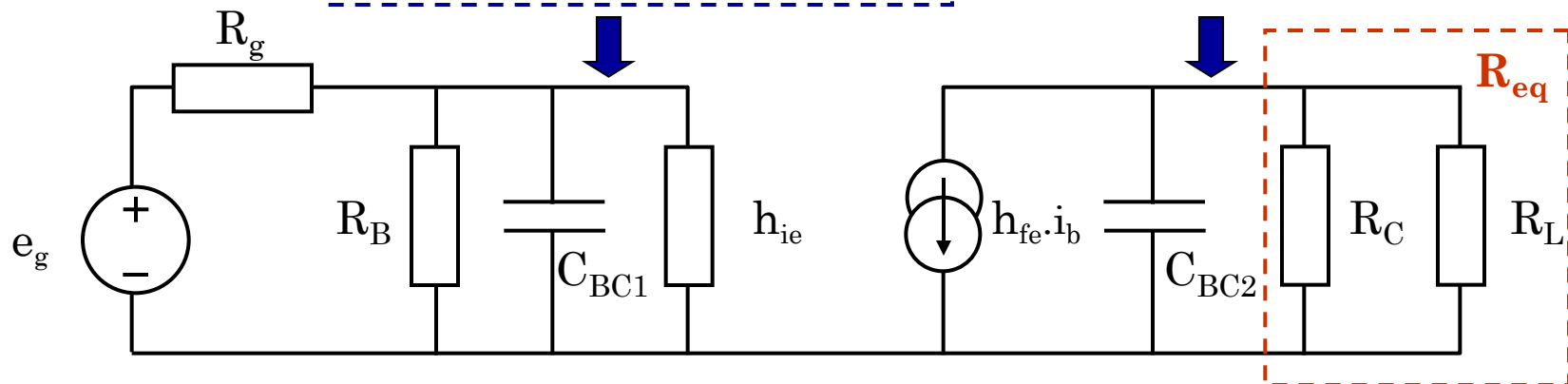
soit  $A_{vg} = \frac{v_{ce}}{e_g} = \boxed{-\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot \frac{R_{eq} \cdot R_e}{R_g + R_e}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_{BC1}(R_g // R_e)} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_{BC2}R_{eq}}$

Gain aux fréquences moyennes

- Il existe deux fréquences de coupure hautes avec  $F_{HF1} \ll F_{HF2}$  :

Fréquence de  
coupure haute  
de l'ampli

$$F_{HF1} = \frac{1}{2\pi C_{BE1}(R_g // R_e)} = F_{HF}$$



## IV.7. Fréquences de coupure hautes

▪ Gain composite :  $A_{vg} = \frac{v_{ce}}{e_g} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot (R_{eq} // C_{BC2}) \frac{(R_e // C_{BC1})}{R_g + (R_e // C_{BC1})}$

soit  $A_{vg} = \frac{v_{ce}}{e_g} = \boxed{-\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot \frac{R_{eq} \cdot R_e}{R_g + R_e}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_{BC1}(R_g // R_e)} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_{BC2}R_{eq}}$

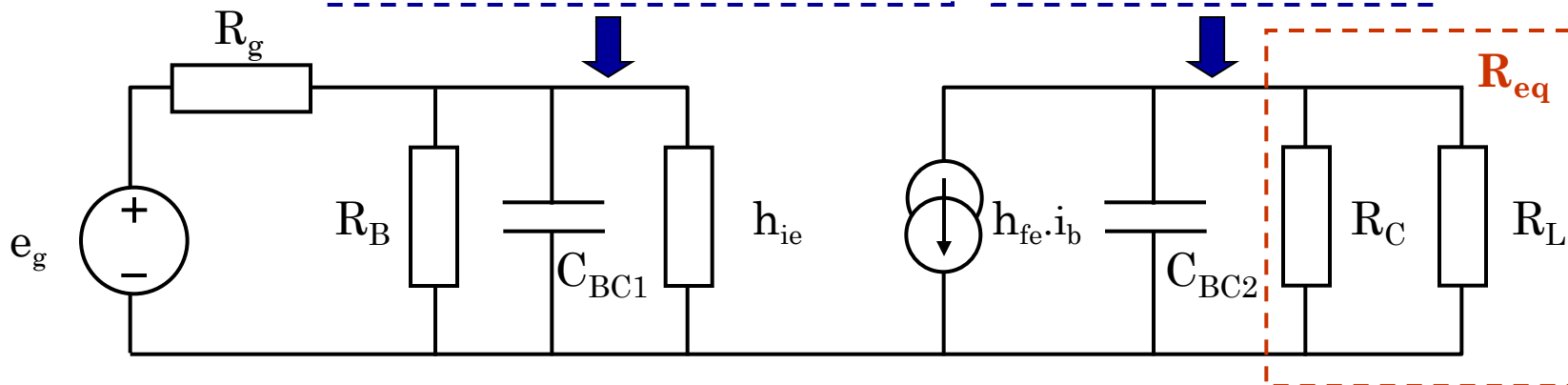
Gain aux fréquences moyennes

- Il existe deux fréquences de coupure hautes avec  $F_{HF1} \ll F_{HF2}$  :

Fréquence de  
coupure haute  
de l'ampli

$$F_{HF1} = \frac{1}{2\pi C_{BE1}(R_g // R_e)} = F_{HF}$$

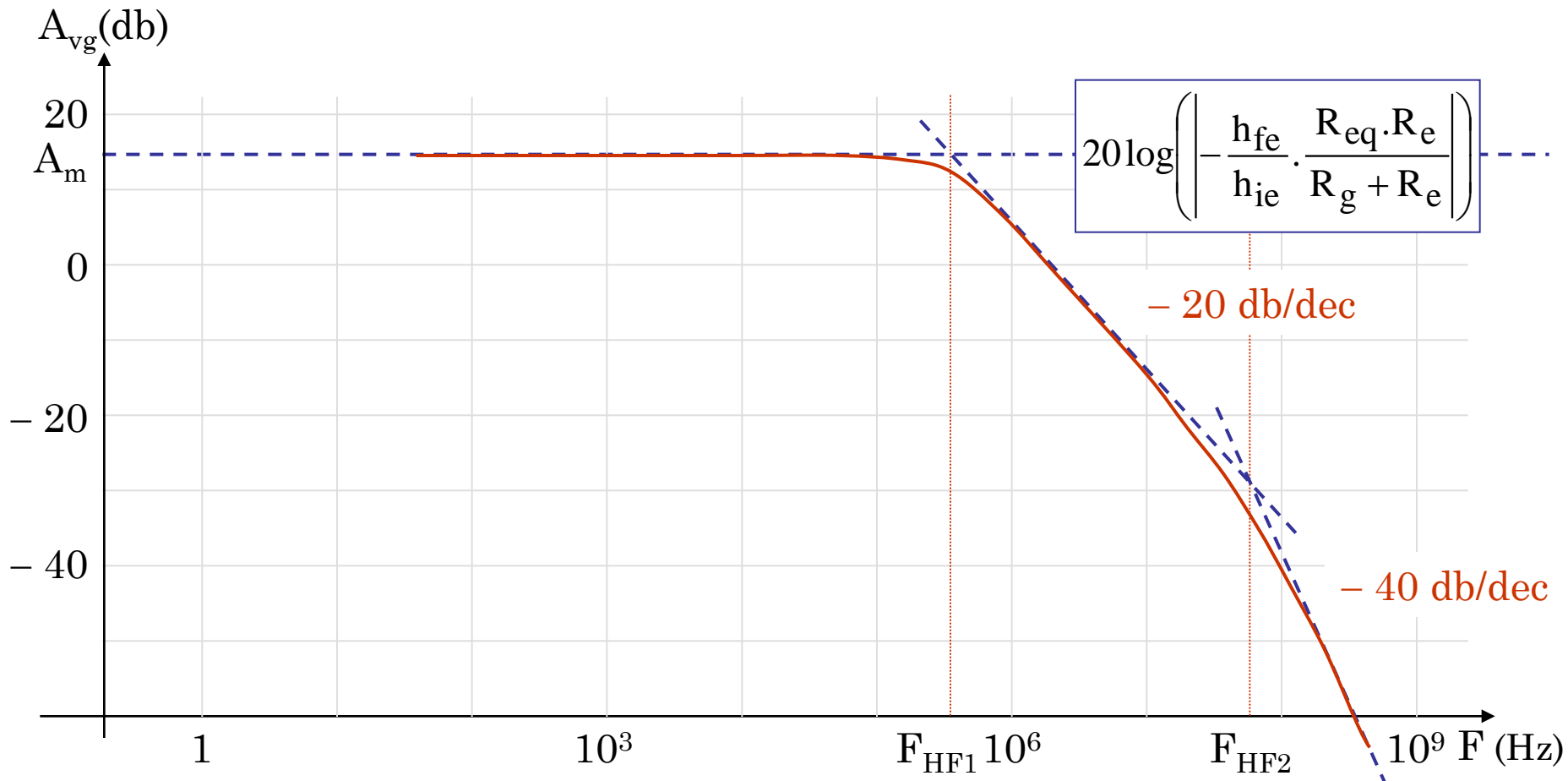
$$F_{HF2} = \frac{1}{2\pi C_{BE2}R_{eq}}$$





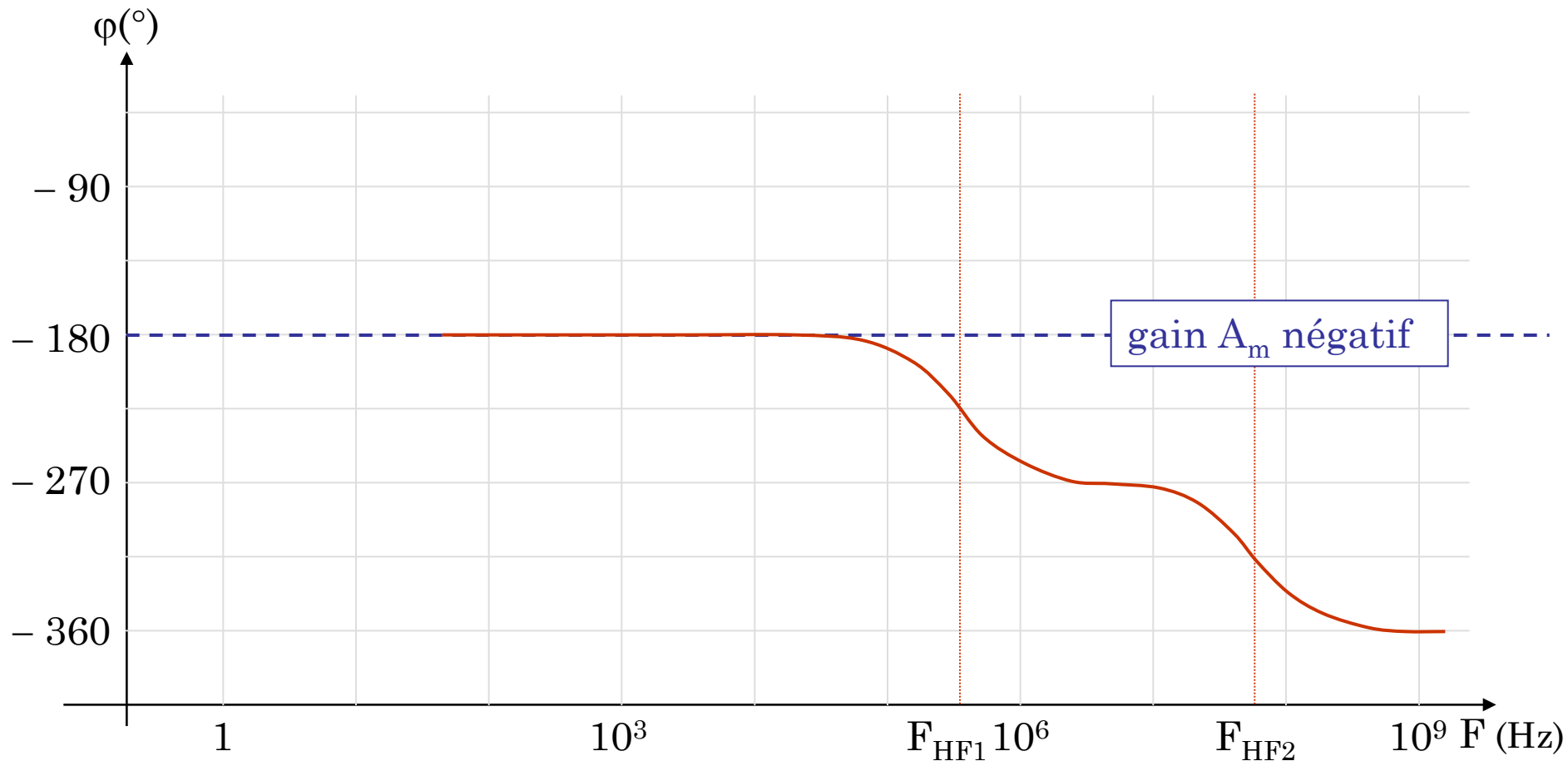
## V.7. Paramètres : Fréquences de coupure hautes

- Diagramme de bode en amplitude (échelle semi-log) :



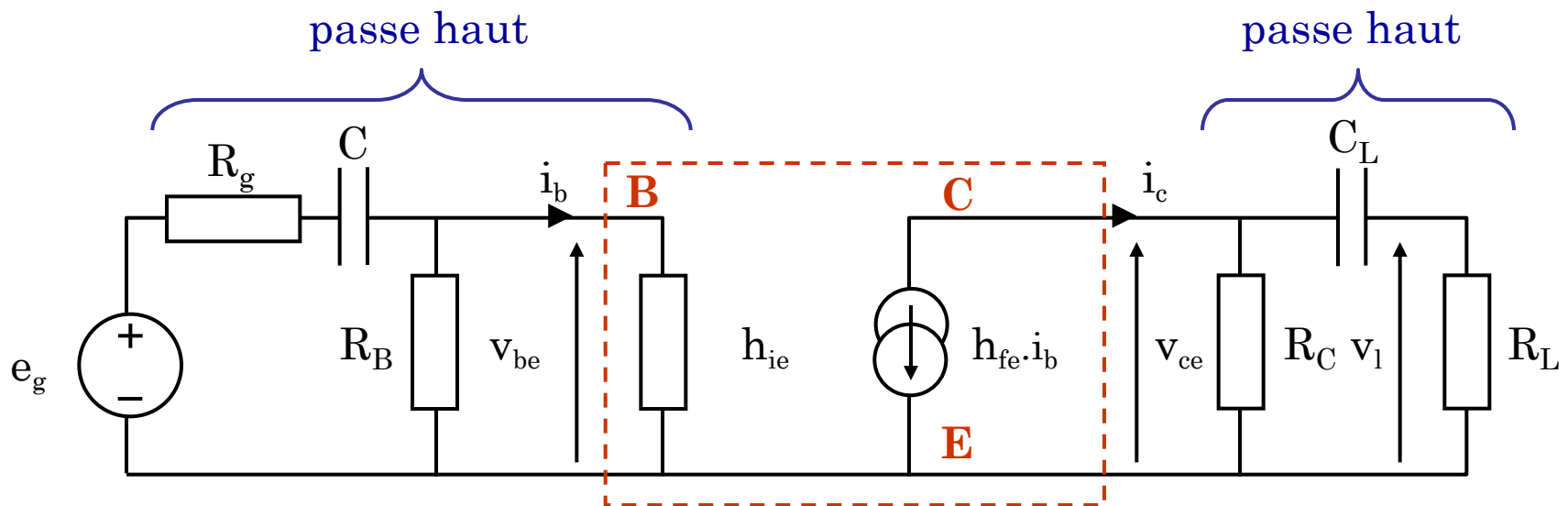
## V.7. Paramètres : Fréquences de coupure hautes

- Diagramme de bode en phase (échelle semi-log) :



## V.8. Paramètres : Fréquences de coupure basses

- On prend en considération les capacités de liaison  $C$  et  $C_L$ .



## V.8. Paramètres : Fréquences de coupure basses

- On prend en considération les capacités de liaison C et C<sub>L</sub>.

- Gain composite :  $A_{vg} = \frac{v_1}{e_g} = \frac{v_1}{v_{be}} \cdot \frac{v_{be}}{e_g} = \frac{R_L}{R_L + R_S + \frac{1}{j\omega C_L}} \cdot A_{V0} \cdot \frac{R_e}{R_e + R_g + \frac{1}{j\omega C}}$

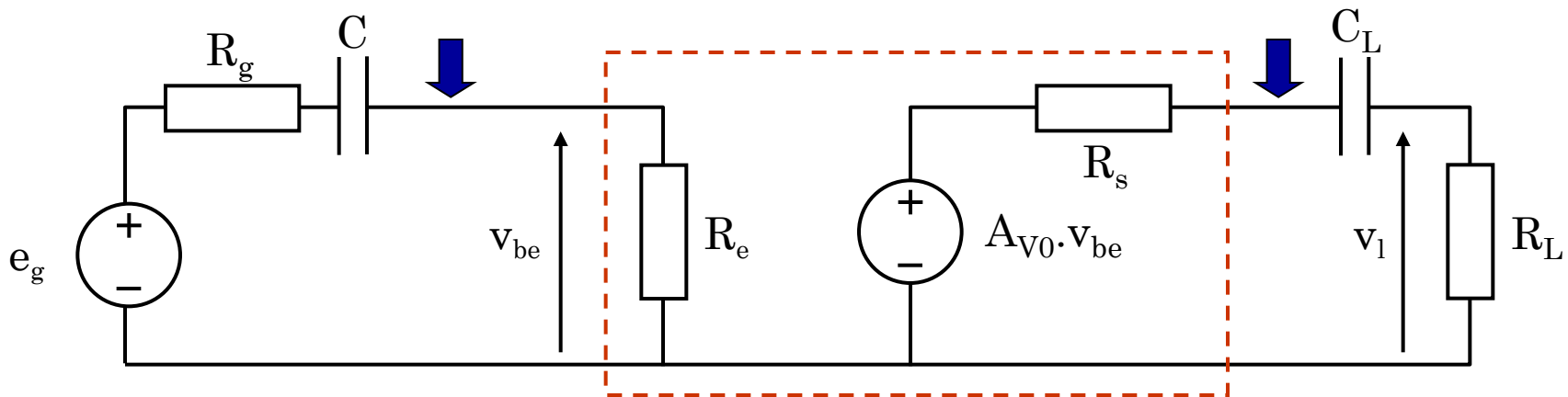
$$A_{vg} = \boxed{A_m} \cdot \frac{1}{1 - \frac{j}{\omega C_L (R_L + R_C)}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{j}{\omega C (R_e + R_g)}}$$

$$A_m = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot \frac{R_{eq} \cdot R_e}{R_e + R_g}$$

- Il existe deux fréquences de coupure basses :

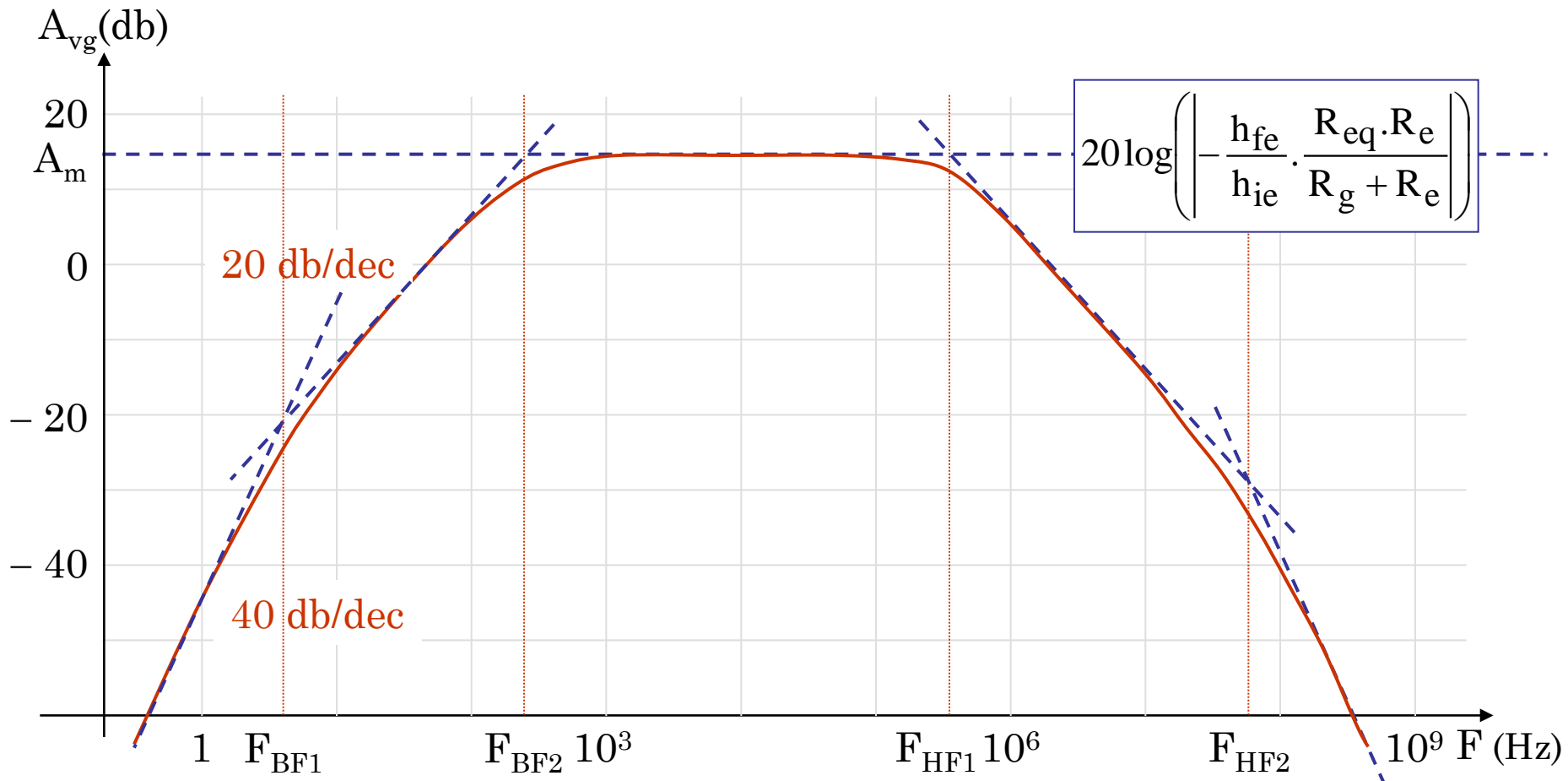
$$F_{BF1} = \frac{1}{2\pi C (R_g + R_e)}$$

$$F_{BF2} = \frac{1}{2\pi C_L (R_L + R_C)}$$



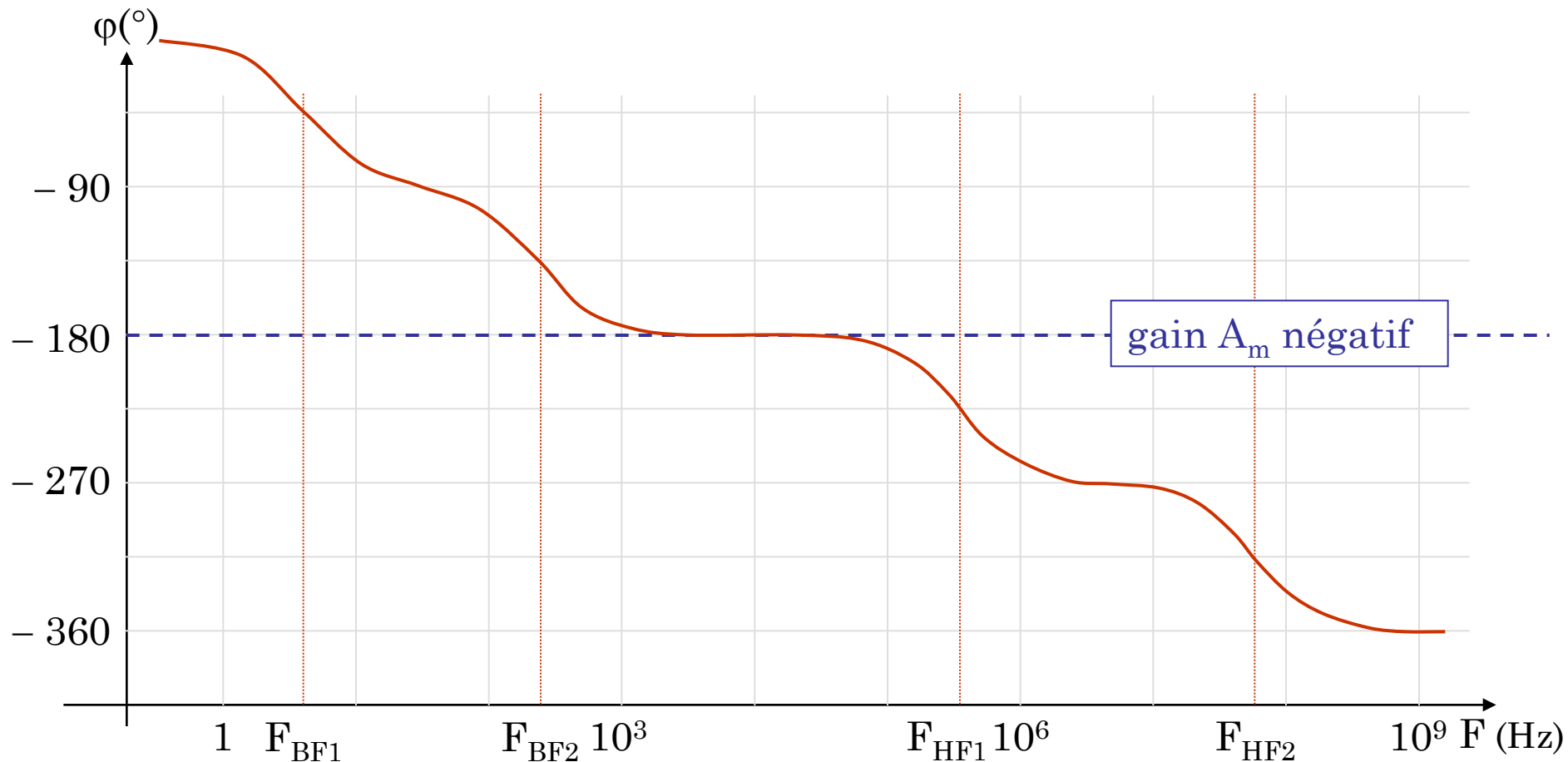
## V.8. Paramètres : Fréquences de coupure basses

- Diagramme de bode en amplitude (échelle semi-log) :



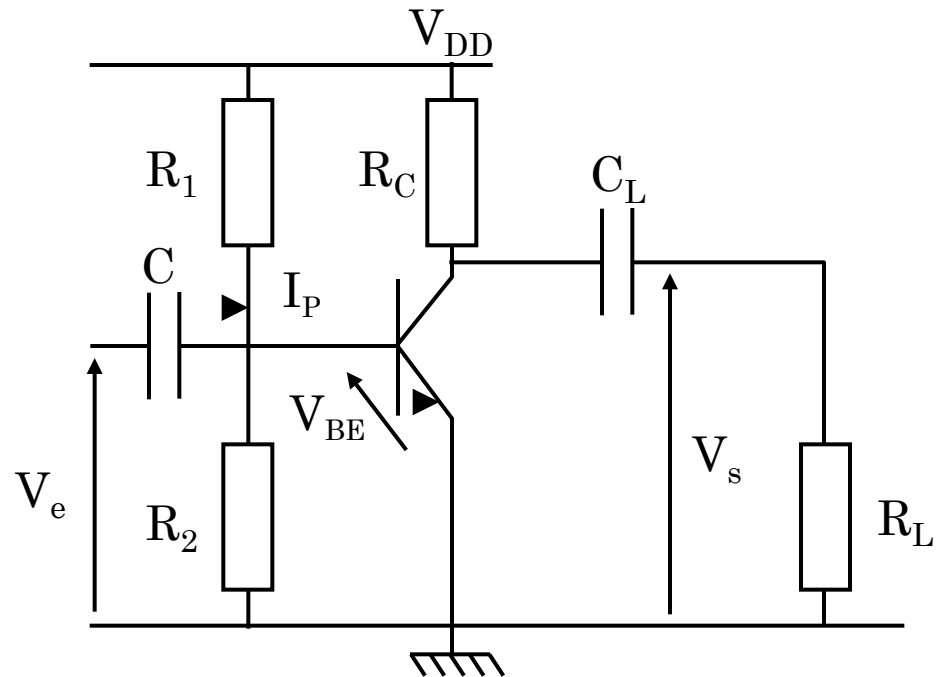
## V.8. Paramètres : Fréquences de coupure basses

- Diagramme de bode en phase (échelle semi-log) :



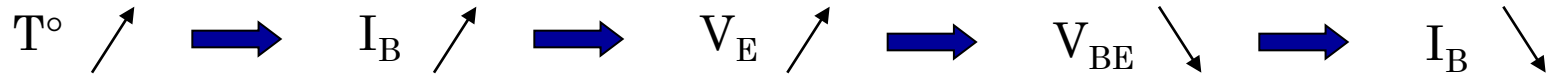
## V.9. Résistance d'émetteur

- Si le transistor chauffe il risque de s'emballer et d'être détruit.



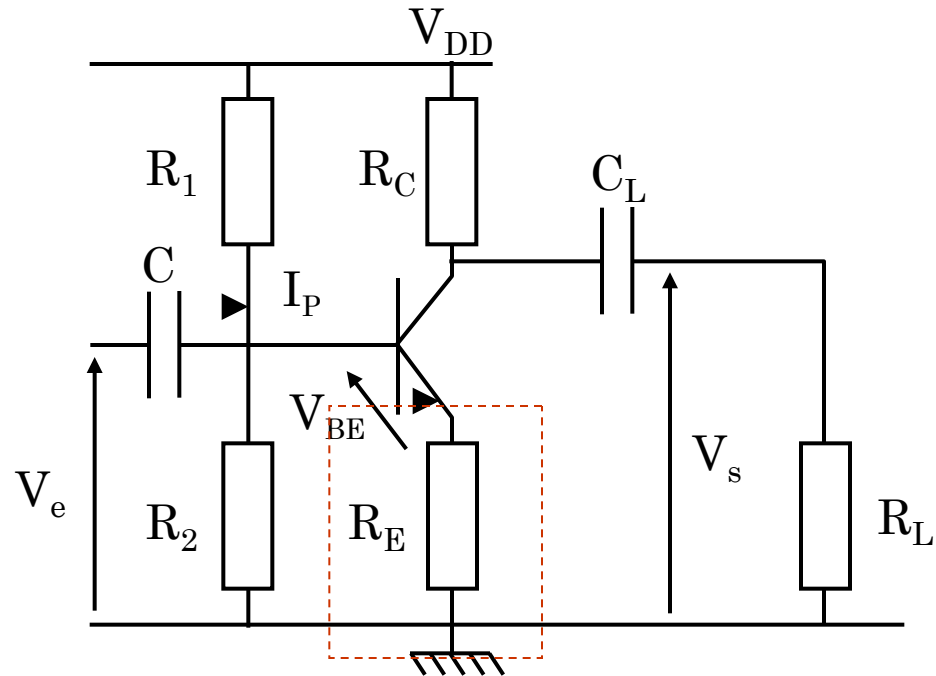
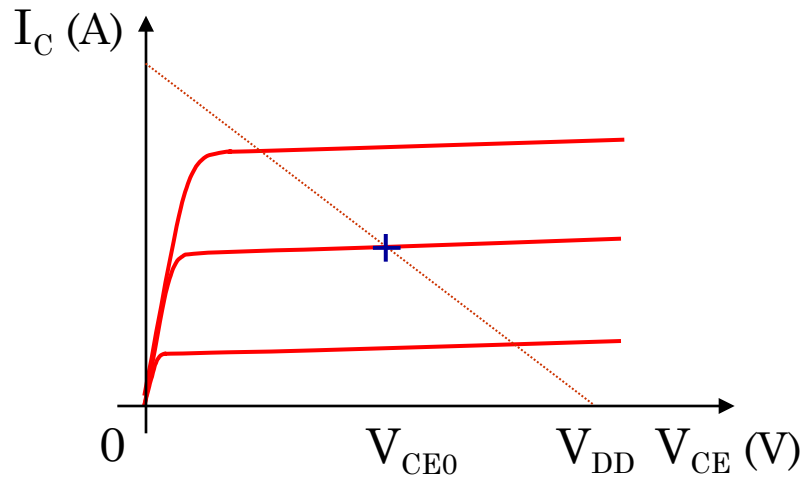
## V.9. Résistance d'émetteur

- Si le transistor chauffe il risque de s'emballer et d'être détruit.
- La résistance  $R_E$  évite l'emballement thermique du transistor :



- On obtient alors la droite de charge :

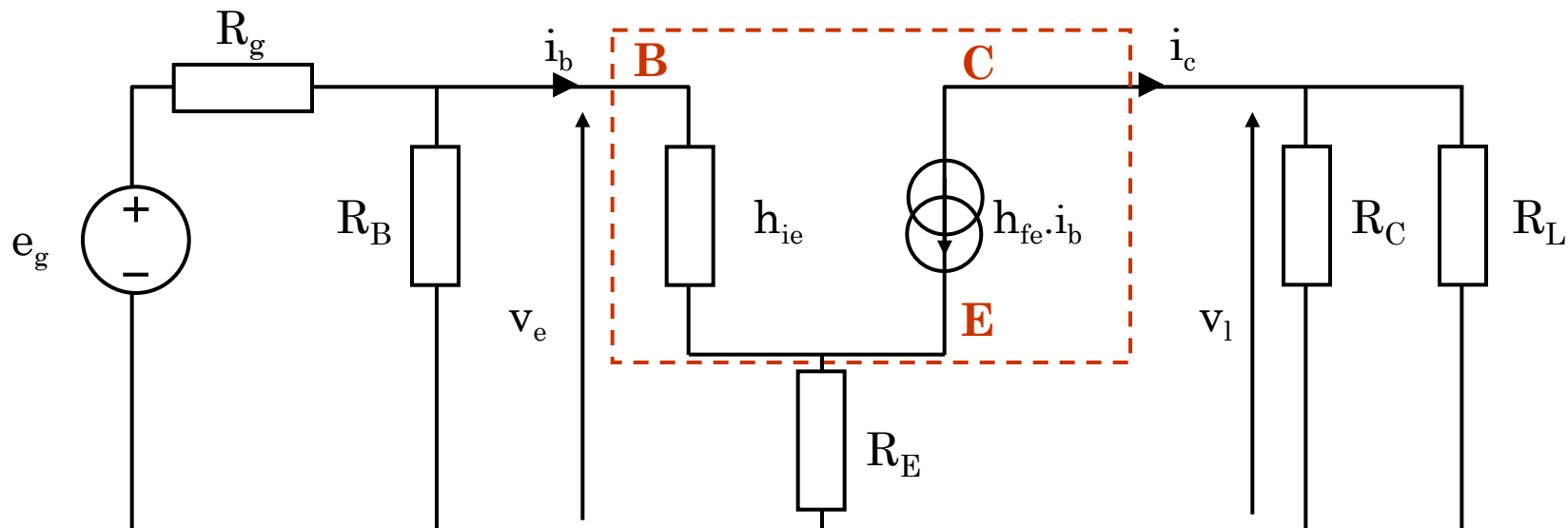
$$I_C = \frac{V_{DD}}{R_C + R_E} - \frac{V_{CE}}{R_C + R_E}$$





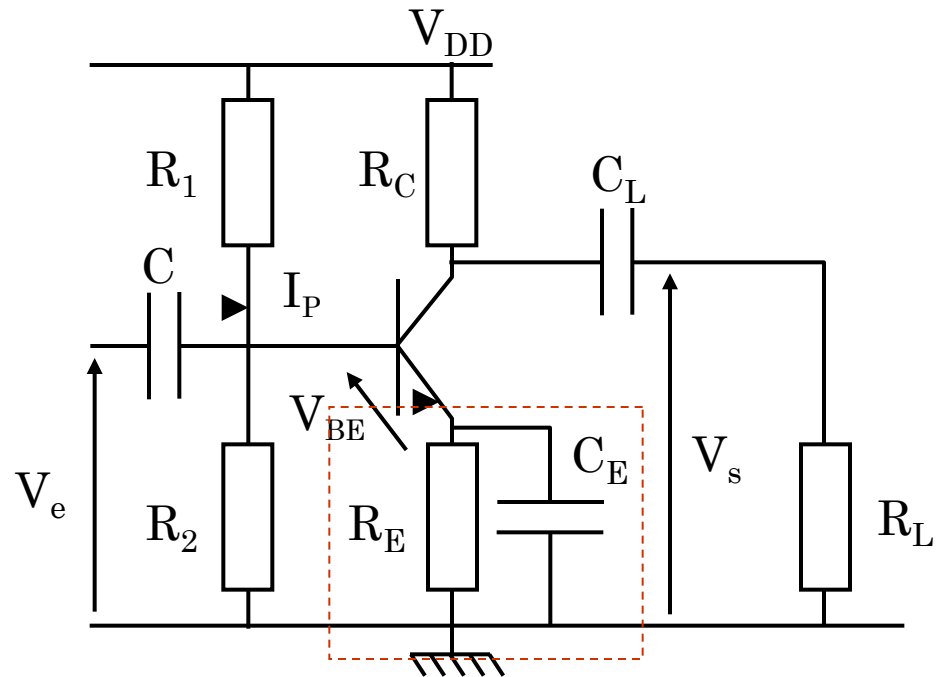
## V.9. Résistance d'émetteur

- Gain en tension à vide :  $A_{V0} = \frac{v_l}{v_e} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie} + R_E(1 + h_{fe})} \cdot R_C$
- Le gain à vide (et donc le gain composite) a été diminué par l'introduction de la résistance  $R_E$ .



## V.9. Résistance d'émetteur

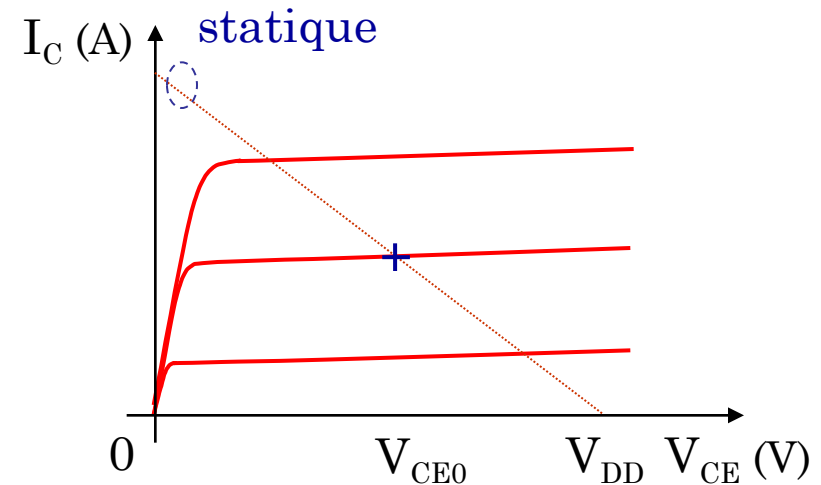
- Gain en tension à vide : 
$$A_{V0} = \frac{v_l}{v_e} = - \frac{h_{fe}}{h_{ie} + R_E(1 + h_{fe})} \cdot R_C$$
- Le gain à vide (et donc le gain composite) a été diminué par l'introduction de la résistance  $R_E$ .
- On ajoute la capacité de découplage  $C_E$  (passe bas) qui permet la suppression de la résistance  $R_E$  en régime alternatif : augmentation du gain.



## V.9. Résistance d'émetteur

- Gain en tension à vide :  $A_{V0} = \frac{v_l}{v_e} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie} + R_E(1 + h_{fe})} \cdot R_C$
- Le gain à vide (et donc le gain composite) a été diminué par l'introduction de la résistance  $R_E$ .
- On ajoute la capacité de découplage  $C_E$  (passe bas) qui permet la suppression de la résistance  $R_E$  en régime alternatif : augmentation du gain.
- Droite de charge statique

$$\text{pente} = -\frac{1}{R_C + R_E}$$



## V.9. Résistance d'émetteur

▪ Gain en tension à vide : 
$$A_{V0} = \frac{v_l}{v_e} = - \frac{h_{fe}}{h_{ie} + R_E(1 + h_{fe})} \cdot R_C$$

▪ Le gain à vide (et donc le gain composite) a été diminué par l'introduction de la résistance  $R_E$ .

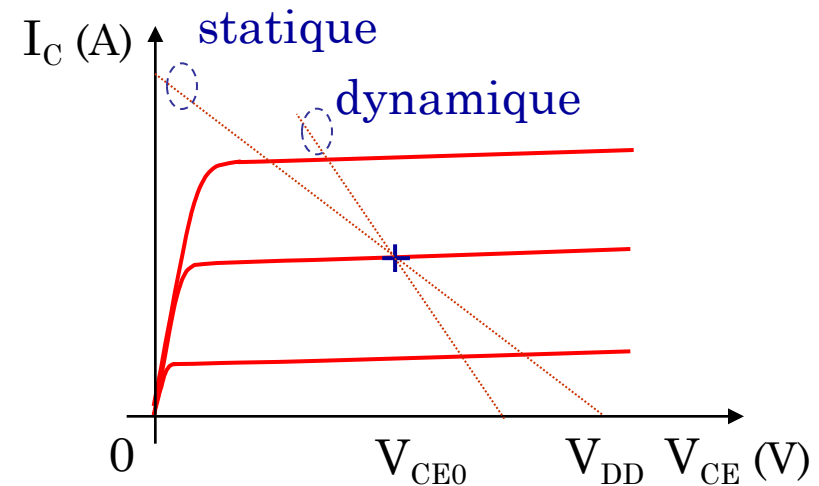
▪ On ajoute la capacité de découplage  $C_E$  (passe bas) qui permet la suppression de la résistance  $R_E$  en régime alternatif : augmentation du gain.

▪ Droite de charge statique

$$\text{pente} = - \frac{1}{R_C + R_E}$$

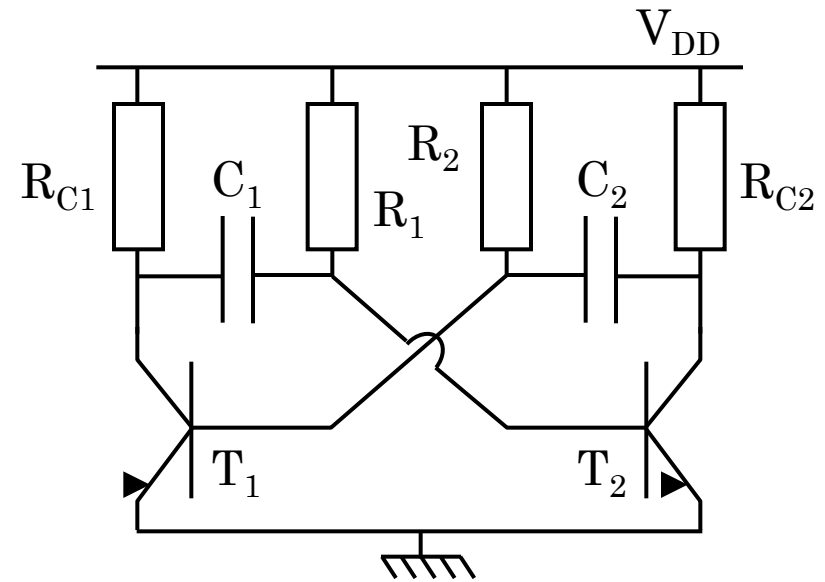
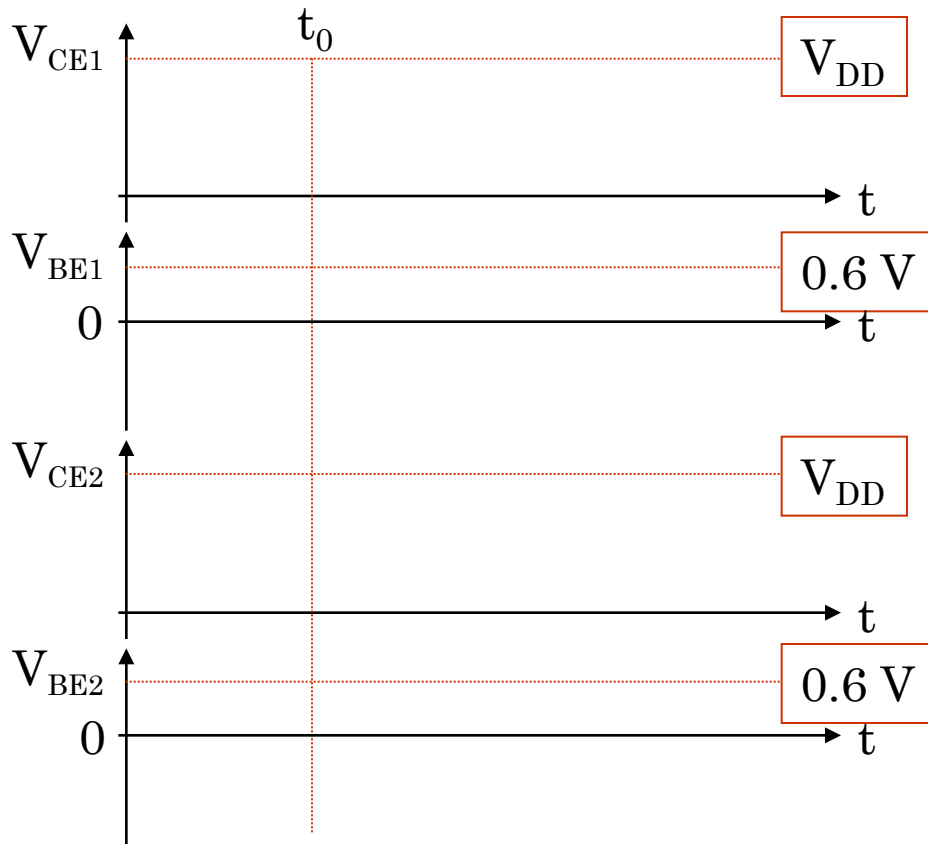
▪ Droite de charge dynamique

$$\text{pente} = - \frac{1}{R_C}$$



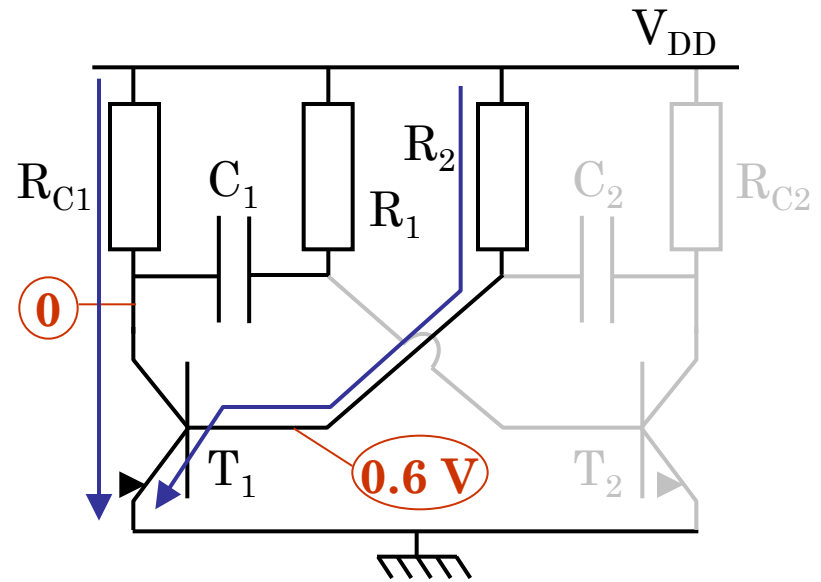
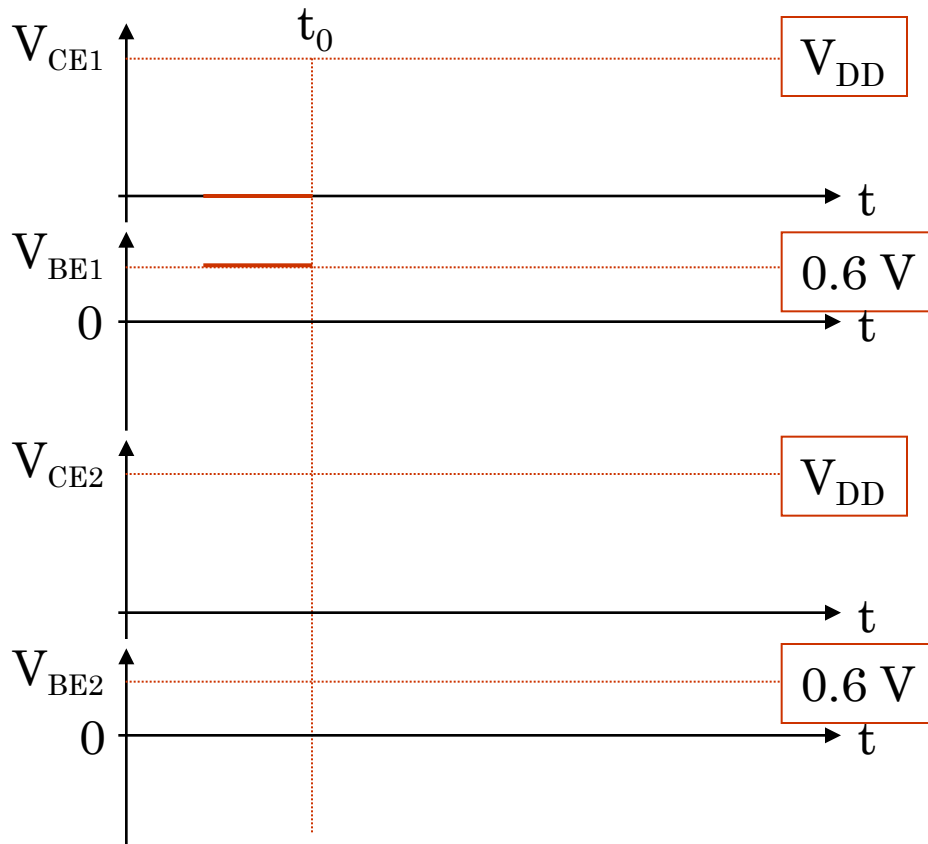
## VI.1. Présentation

- Circuit dont le schéma s'apparente à celui de la mémoire RS et qui fournit un signal carré.



## VI.1. Présentation

- Circuit dont le schéma s'apparente à celui de la mémoire RS et qui fournit un signal carré.

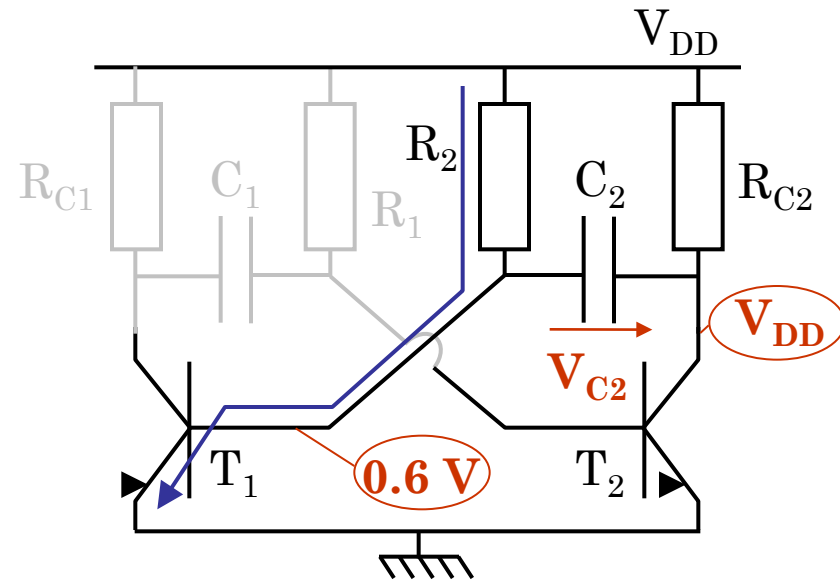
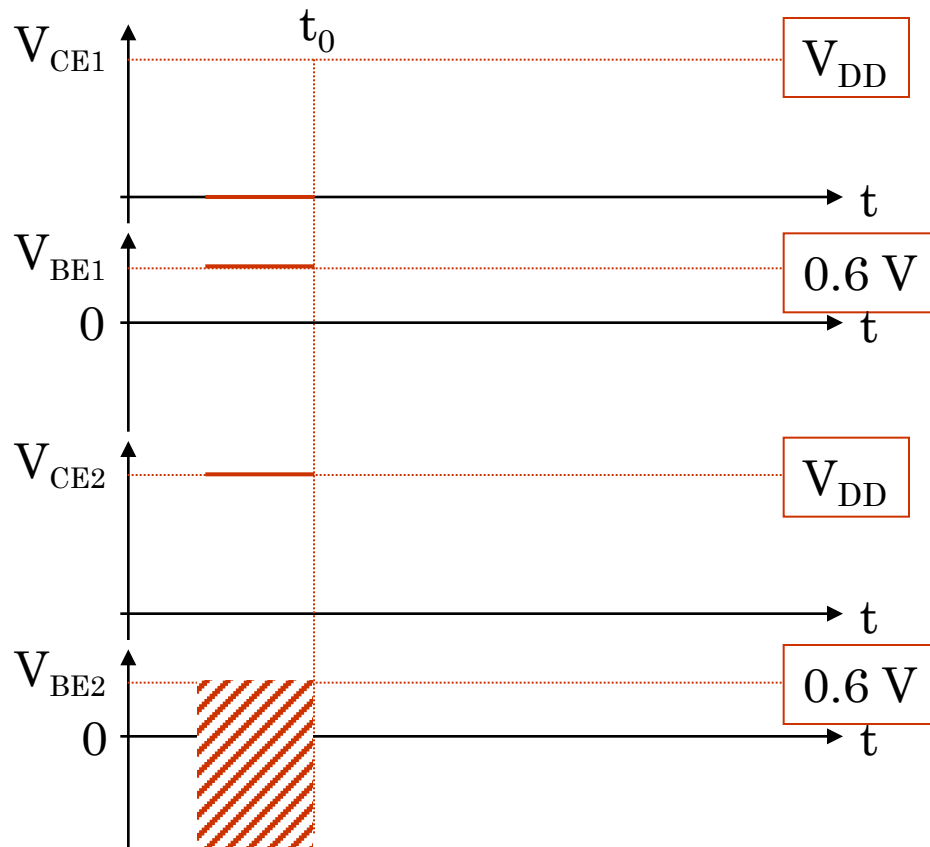


- Instant  $t < t_0$

✓  $T_1$  saturé :  $V_{CE1} = V_{CEsat} = 0$

## VI.1. Présentation

- Circuit dont le schéma s'apparente à celui de la mémoire RS et qui fournit un signal carré.

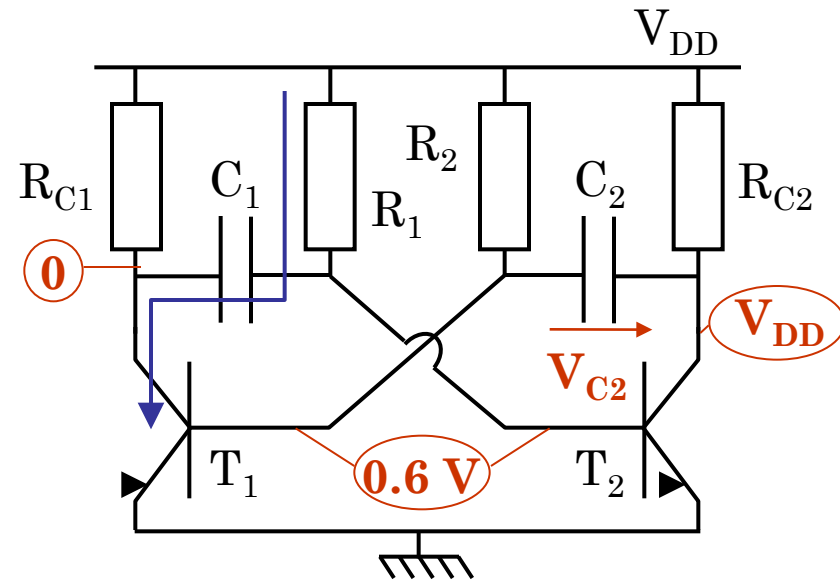
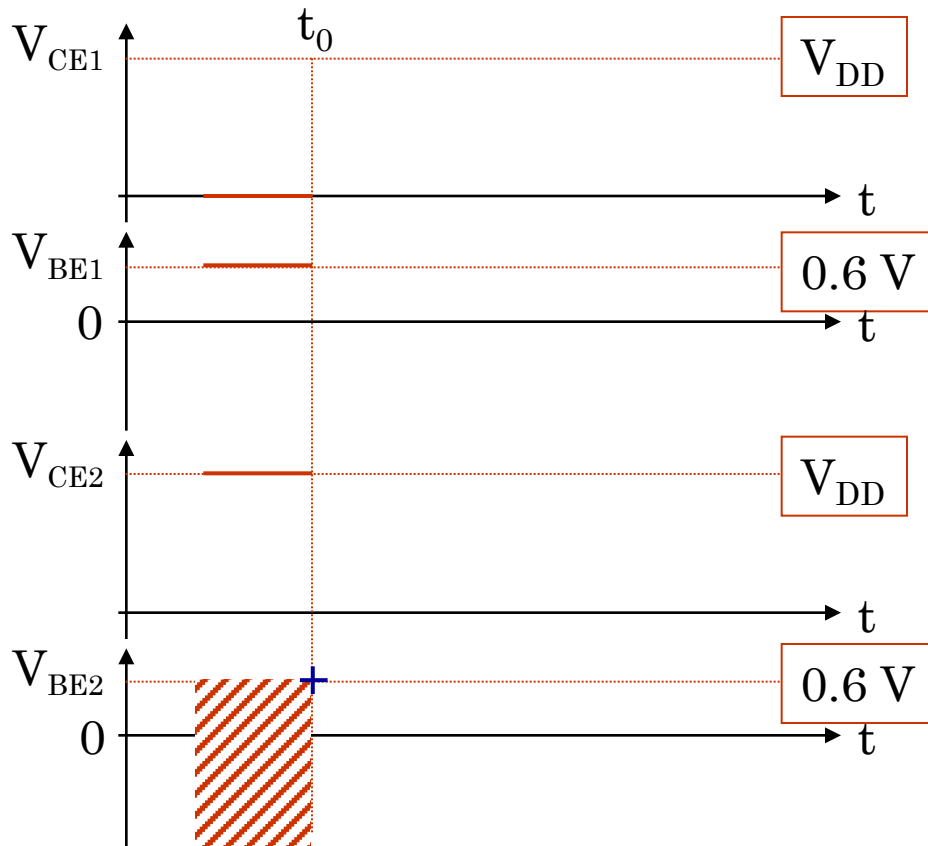


- Instant  $t < t_0$

- ✓  $T_1$  saturé :  $V_{CE1} = V_{CEsat} = 0$
- ✓  $T_2$  bloqué :  $V_{CE2} = V_{DD}$
- ✓  $V_{BE2} < 0,6\text{ V}$
- ✓  $V_{C2} = V_{DD} - 0,6$

## VI.1. Présentation

- Circuit dont le schéma s'apparente à celui de la mémoire RS et qui fournit un signal carré.



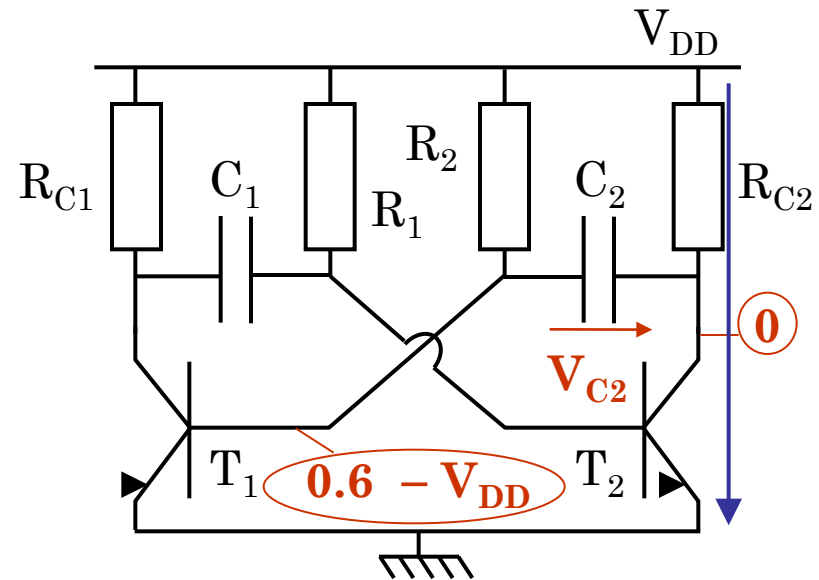
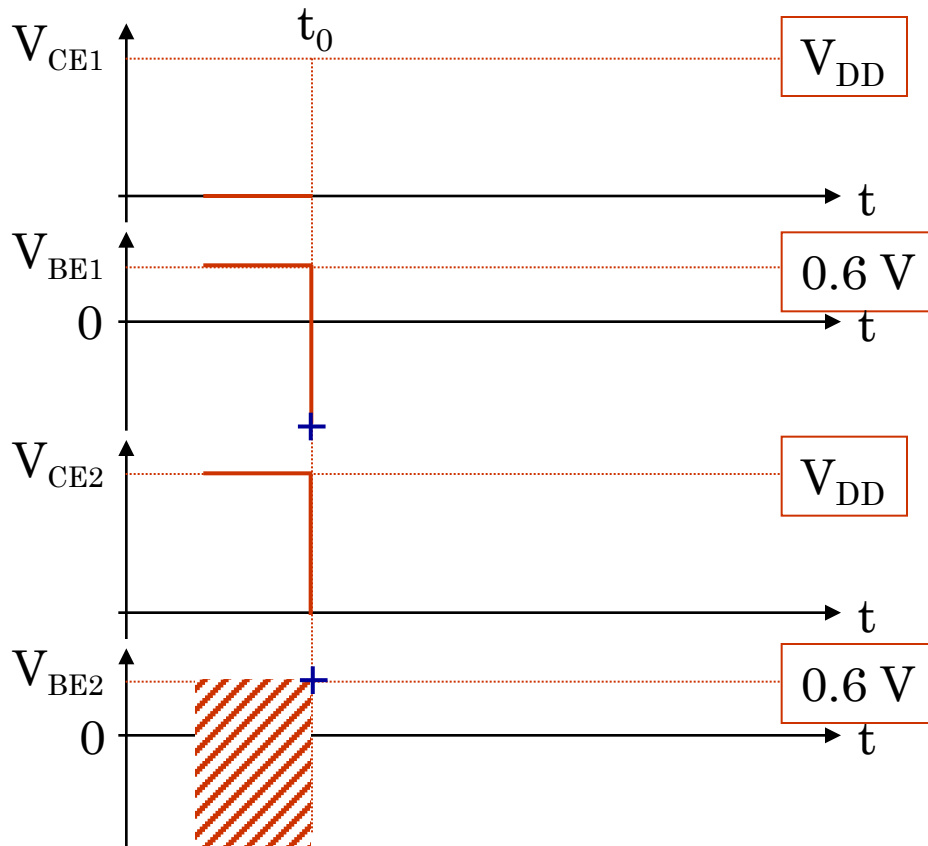
- Instant  $t = t_0$

- ✓  $C_1$  s'est chargée à travers  $R_1$
- ✓  $V_{BE2}$  devient égale à  $0,6\text{ V}$



## VI.1. Présentation

- Circuit dont le schéma s'apparente à celui de la mémoire RS et qui fournit un signal carré.

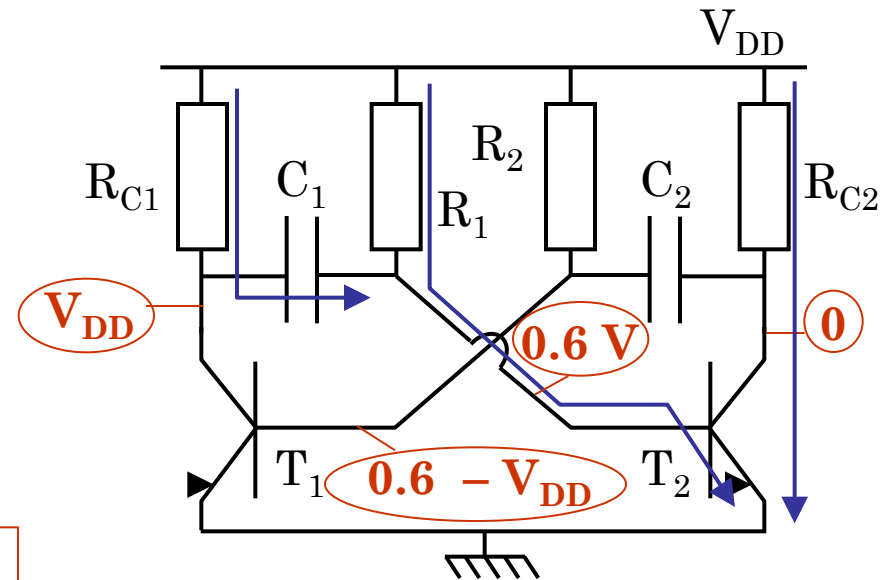
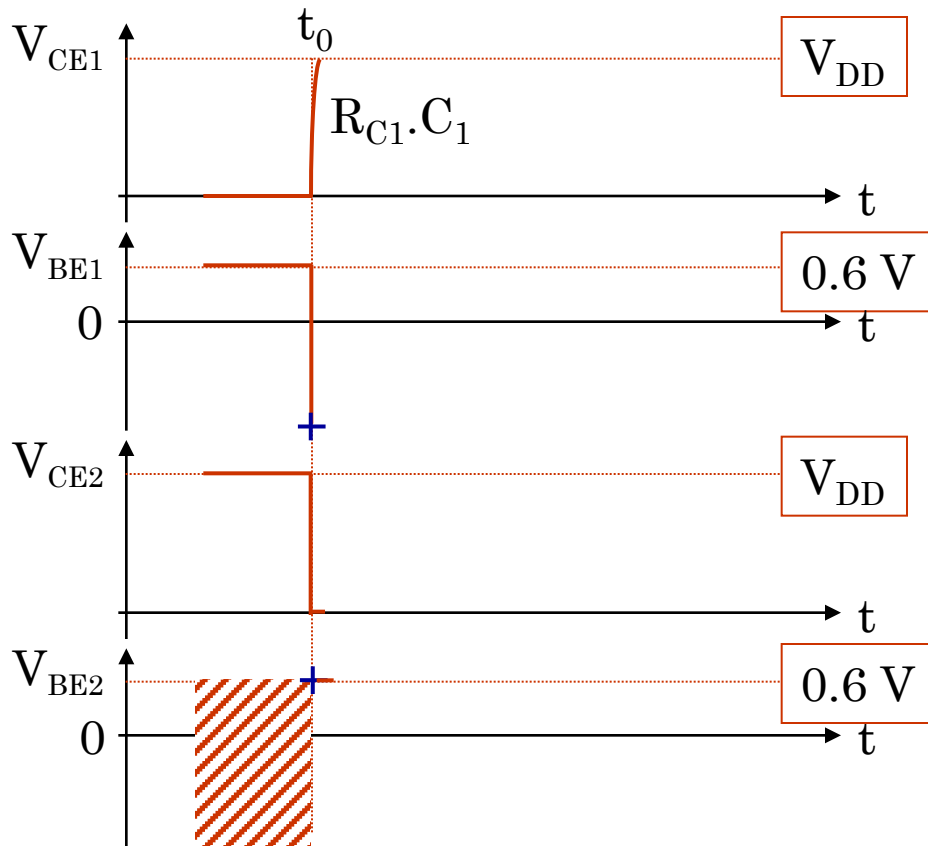


- Instant  $t = t_0$

- ✓  $T_2$  devient saturé :  $V_{CE2} = 0$
- ✓ La charge de  $C_2$  impose la tension  $V_{BE1} = 0,6 - V_{DD}$
- ✓  $T_1$  se bloque

## VI.1. Présentation

- Circuit dont le schéma s'apparente à celui de la mémoire RS et qui fournit un signal carré.

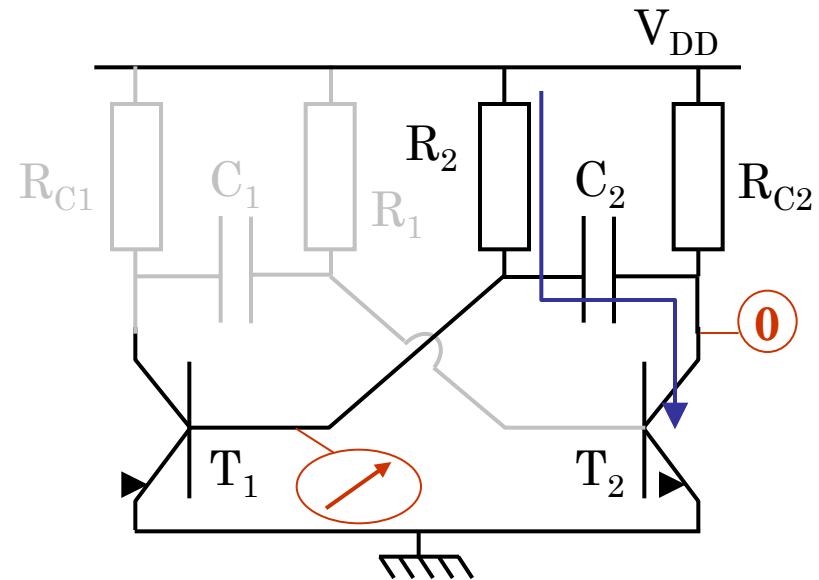
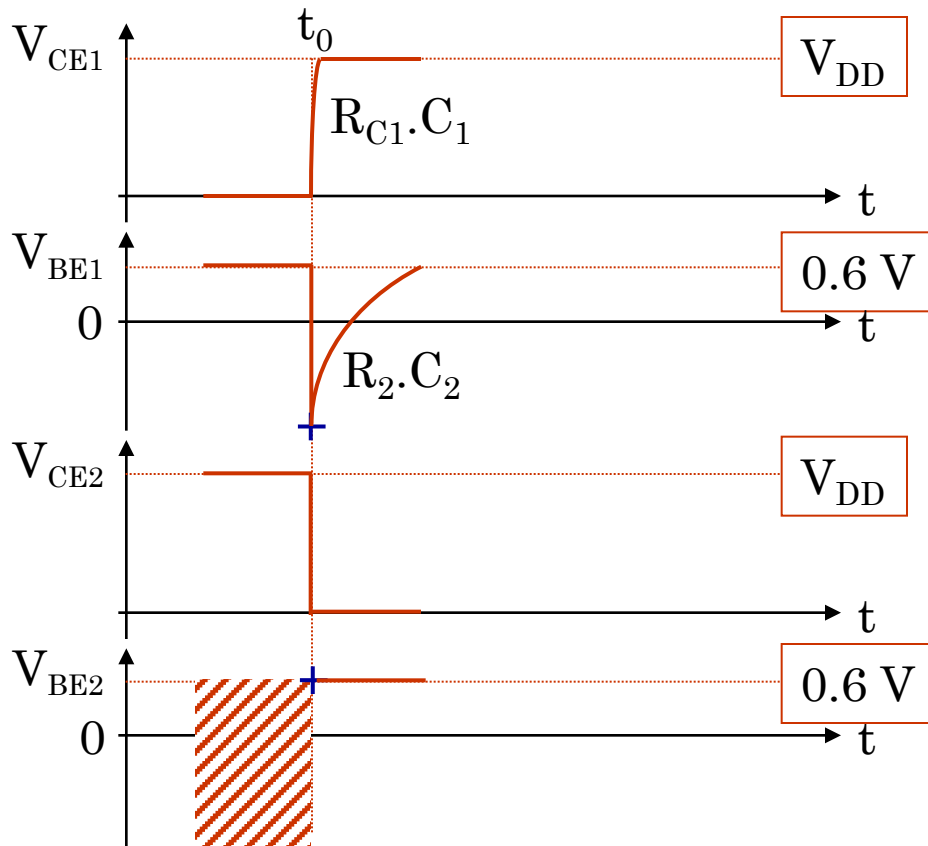


- Instant  $t = t_0^+$

- ✓  $C_1$  se charge à travers  $R_{C1}$  avec une constante de temps très faible
- ✓  $V_{CE1} = V_{DD}$

## VI.1. Présentation

- Circuit dont le schéma s'apparente à celui de la mémoire RS et qui fournit un signal carré.

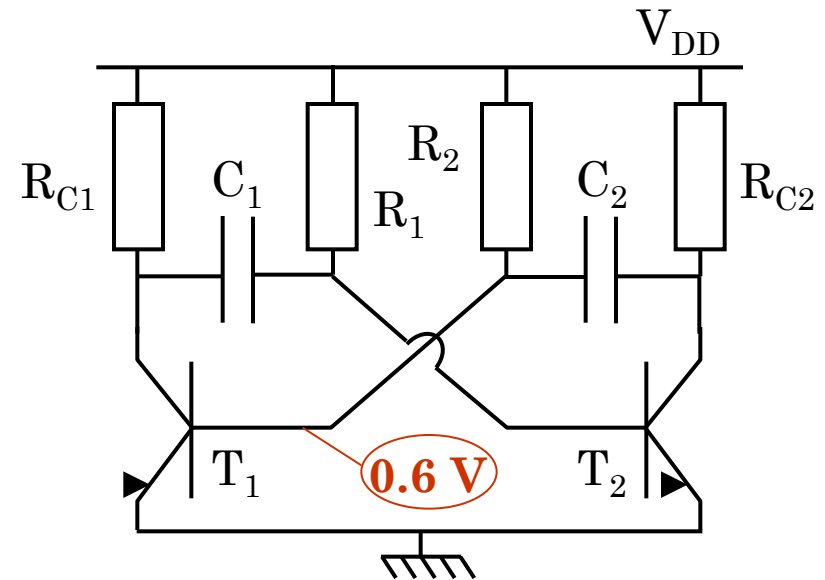
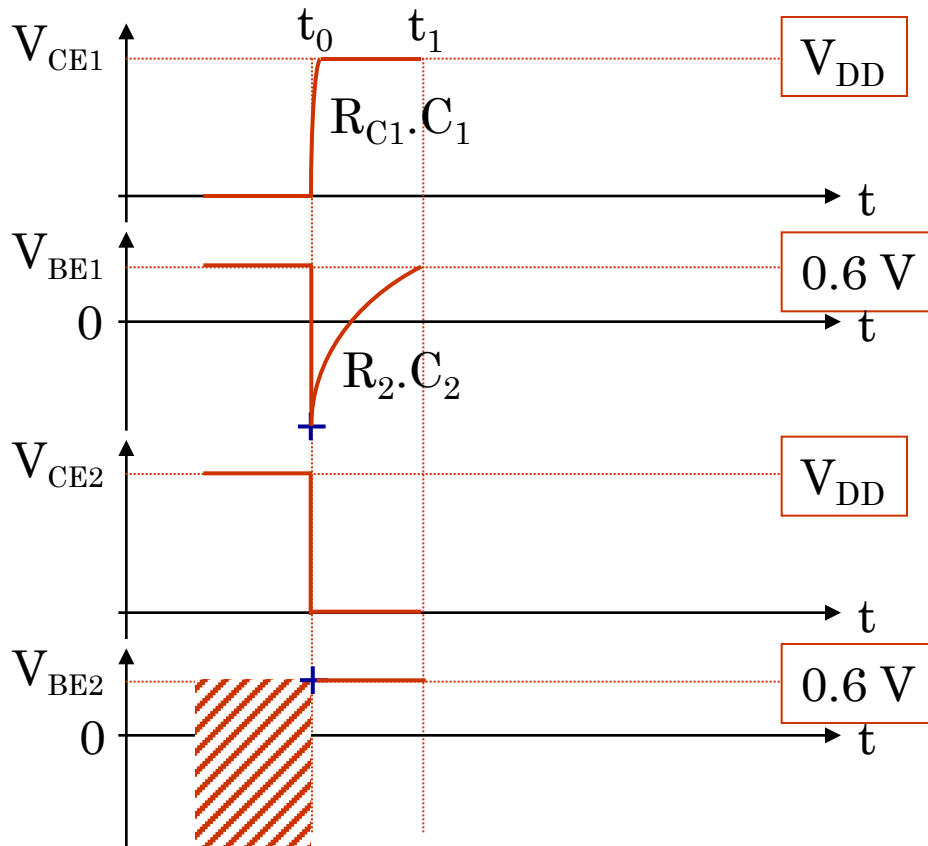


- Instant  $t > t_0$

- ✓  $C_2$  se charge à travers  $R_2$  avec une constante de temps plus grande que  $R_{C1}.C_1$ .
- ✓ La tension  $V_{BE1}$  augmente

## VI.1. Présentation

- Circuit dont le schéma s'apparente à celui de la mémoire RS et qui fournit un signal carré.

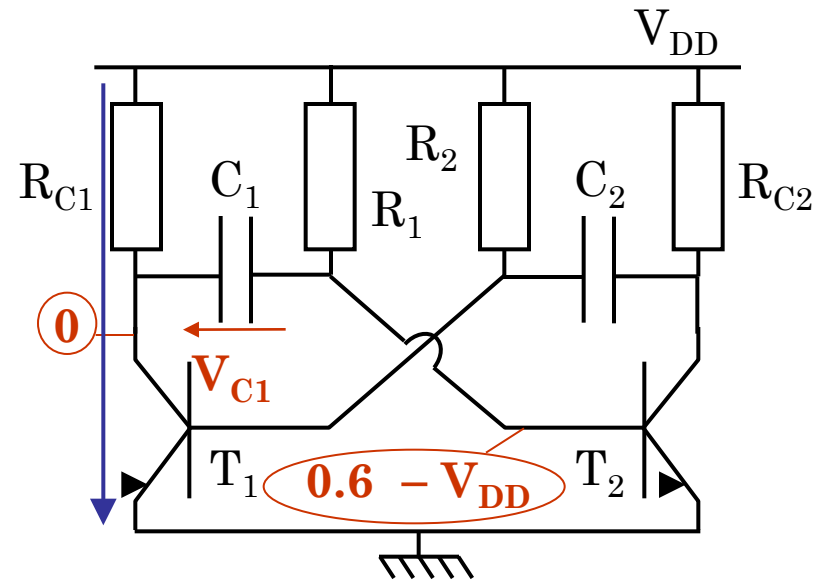
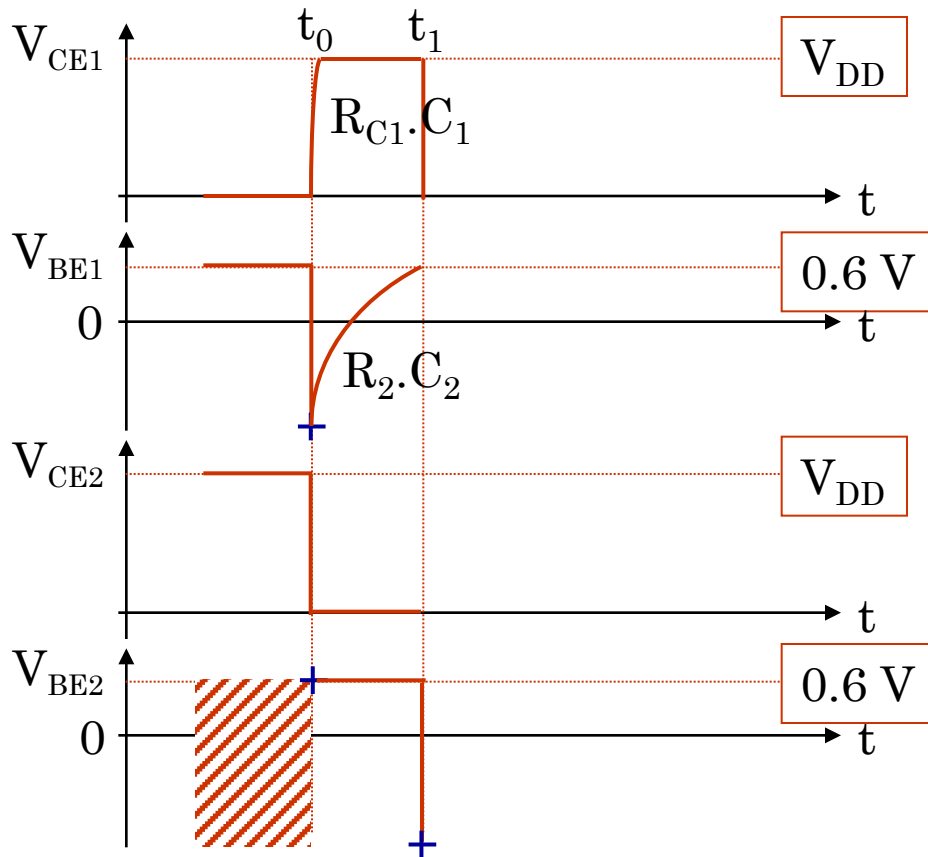


- Instant  $t = t_1$

✓  $V_{BE1} = 0,6\text{ V}$

## VI.1. Présentation

- Circuit dont le schéma s'apparente à celui de la mémoire RS et qui fournit un signal carré.

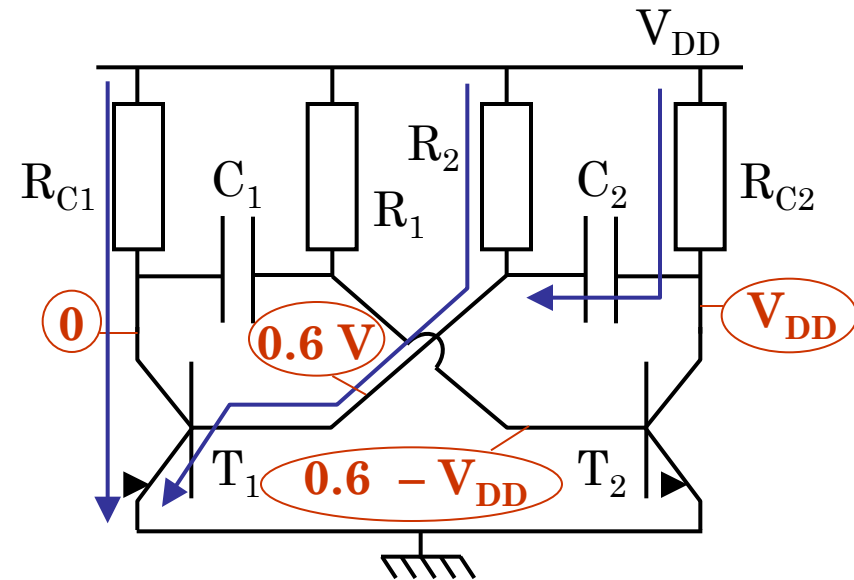
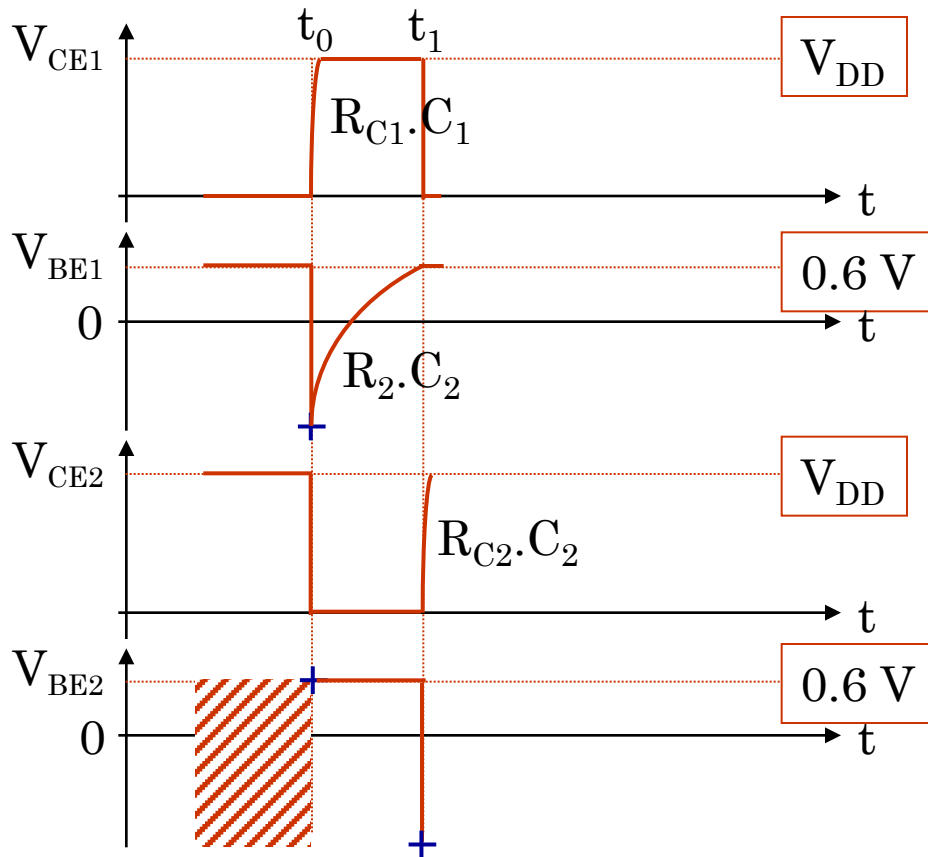


- Instant  $t = t_1$

- ✓  $T_1$  devient saturé :  $V_{CE1} = 0$
- ✓ La charge de  $C_1$  impose la tension  $V_{BE2} = 0,6 - V_{DD}$
- ✓  $T_2$  se bloque

## VI.1. Présentation

- Circuit dont le schéma s'apparente à celui de la mémoire RS et qui fournit un signal carré.

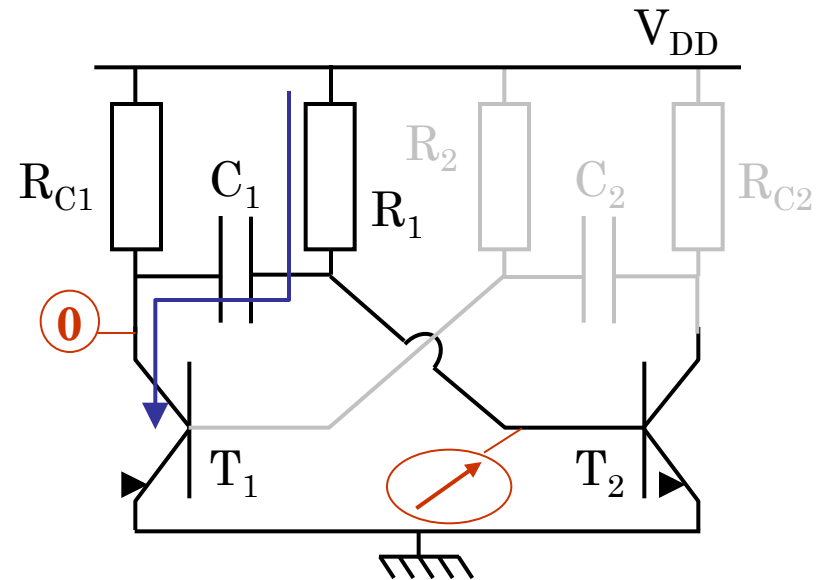
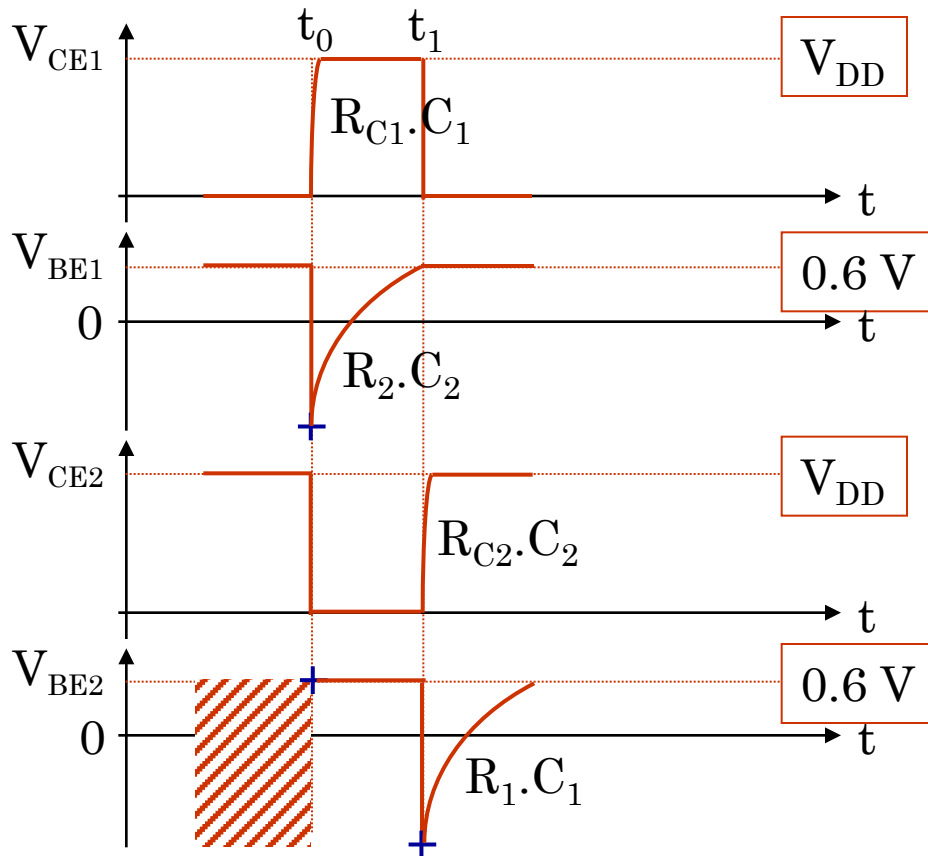


- Instant  $t = t_1^+$

- ✓  $C_2$  se charge à travers  $R_{C2}$  avec une constante de temps très faible
- ✓  $V_{CE2} = V_{DD}$

## VI.1. Présentation

- Circuit dont le schéma s'apparente à celui de la mémoire RS et qui fournit un signal carré.

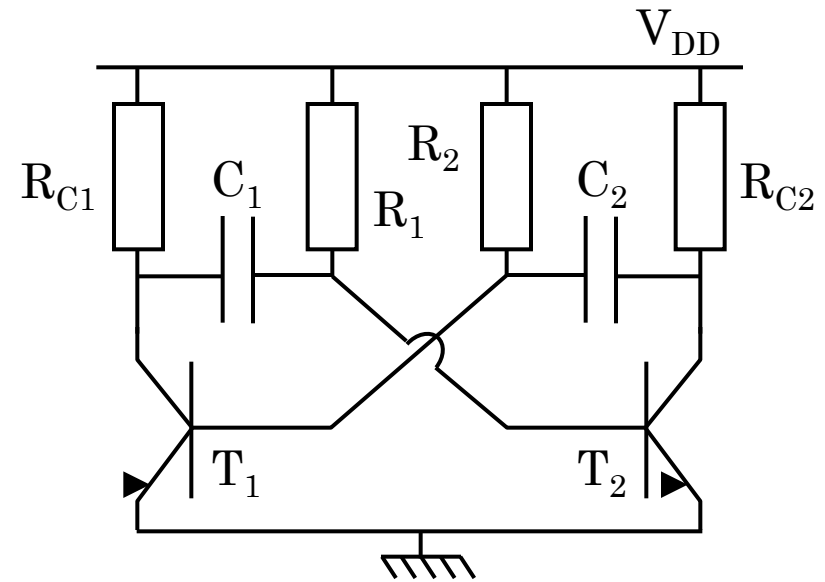
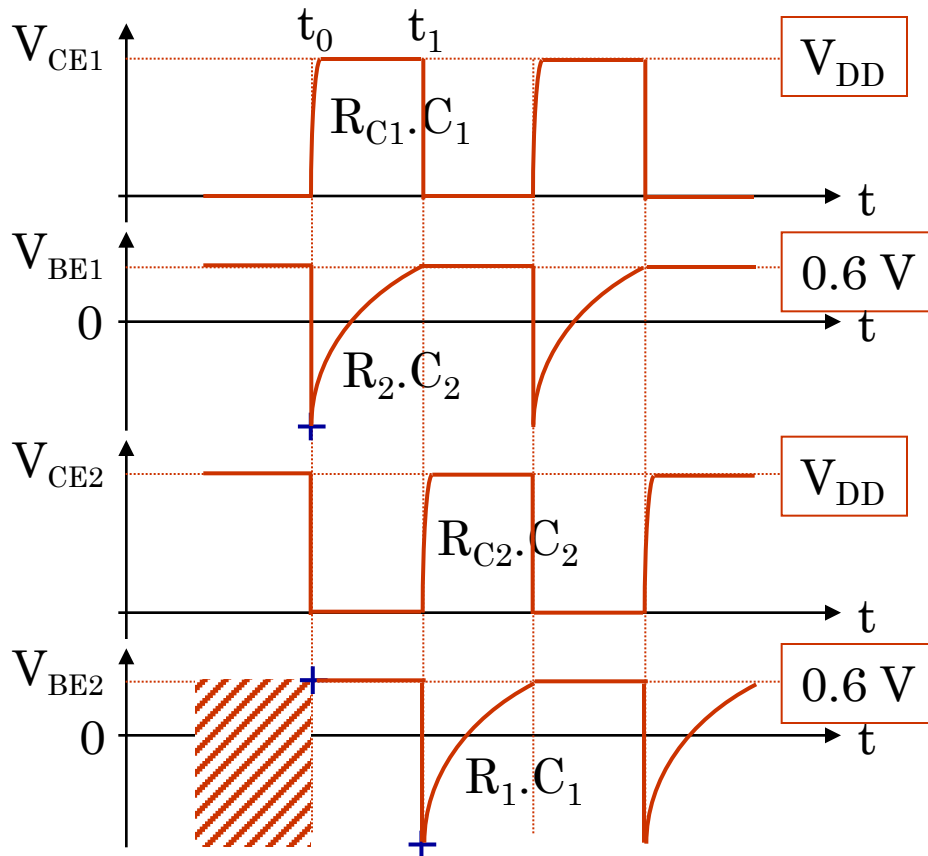


- Instant  $t > t_1^+$

- ✓  $C_1$  se charge à travers  $R_1$  avec une constante de temps plus grande que  $R_{C2} \cdot C_2$ .
- ✓ La tension  $V_{BE2}$  augmente

## VI.1. Présentation

- Circuit dont le schéma s'apparente à celui de la mémoire RS et qui fournit un signal carré.

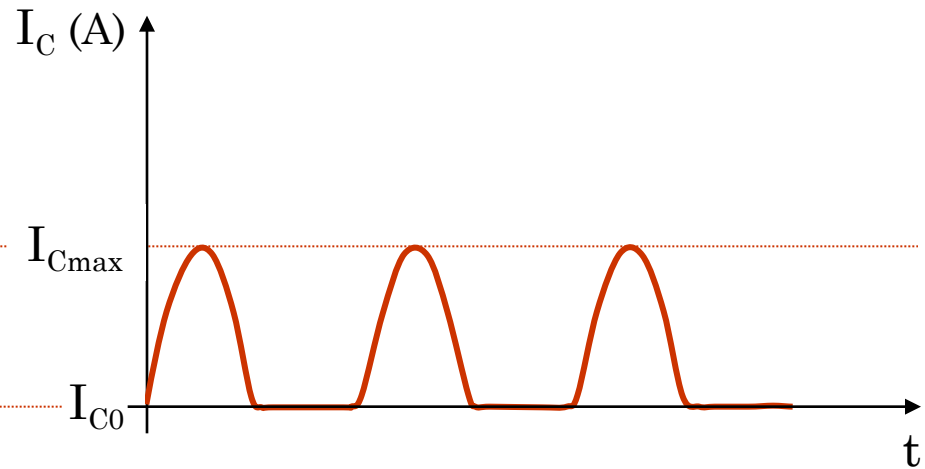
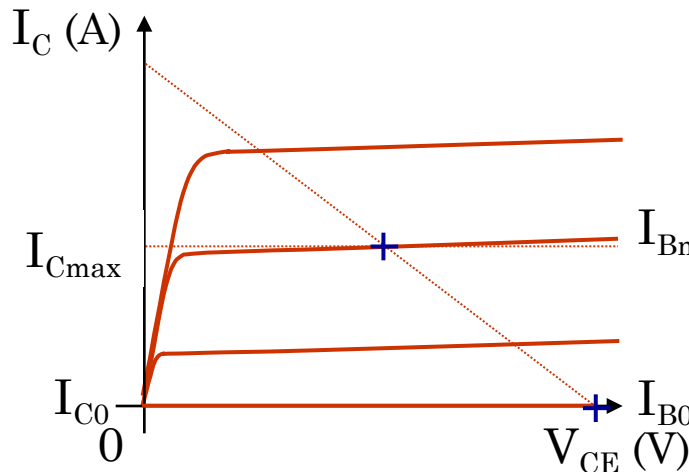
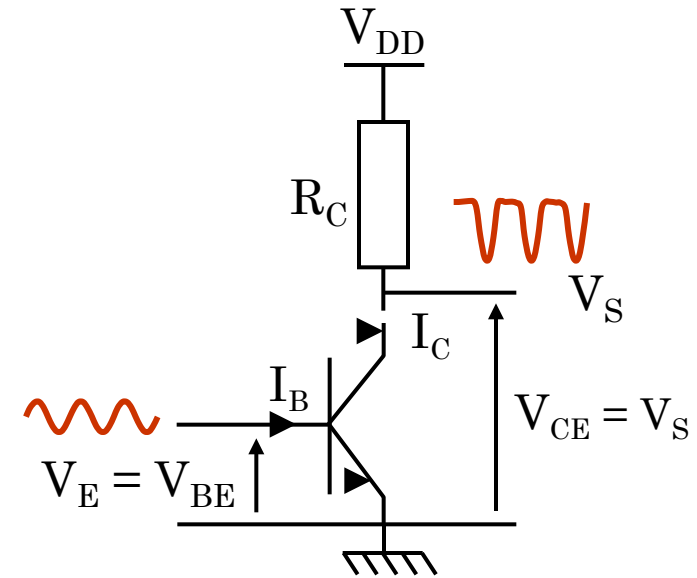


- Le signal carré est pris sur le collecteur de  $T_1$  ou de  $T_2$
- La période du signal carré dépend des valeurs de  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  et  $C_2$
- Il faut aussi  $R_{C1} \ll R_1$  et  $R_{C2} \ll R_2$



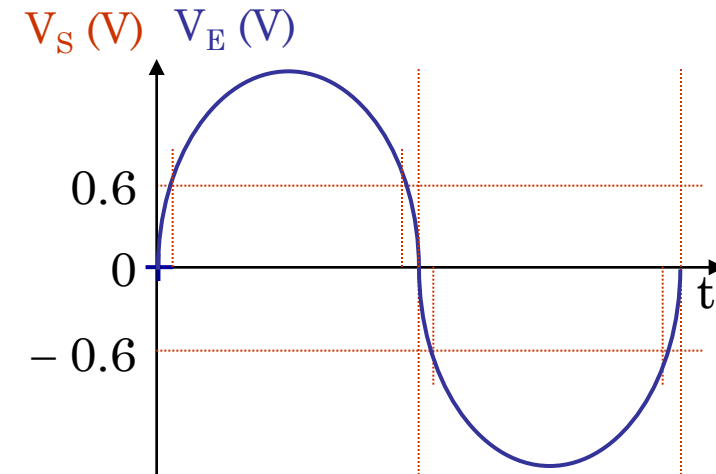
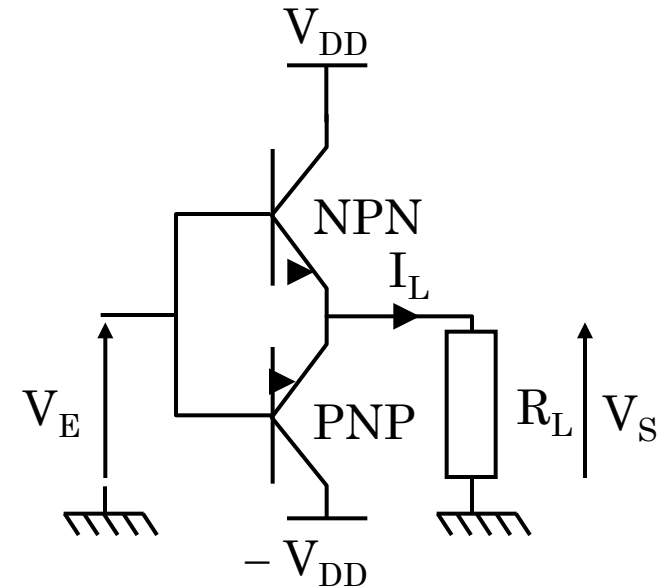
## VII.1. Définition et principe de fonctionnement

- L'amplificateur de classe B n'amplifie que la moitié du signal d'entrée.
- Il crée beaucoup de distorsion mais a un rendement bien meilleur que le classe A avec en théorie 78.5 %.
- Le point de repos se situe à la limite du blocage du transistor



## VII.2. Amplificateur push-pull

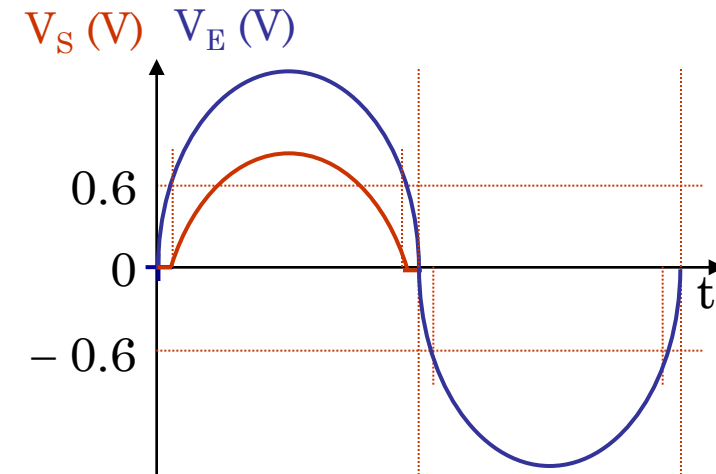
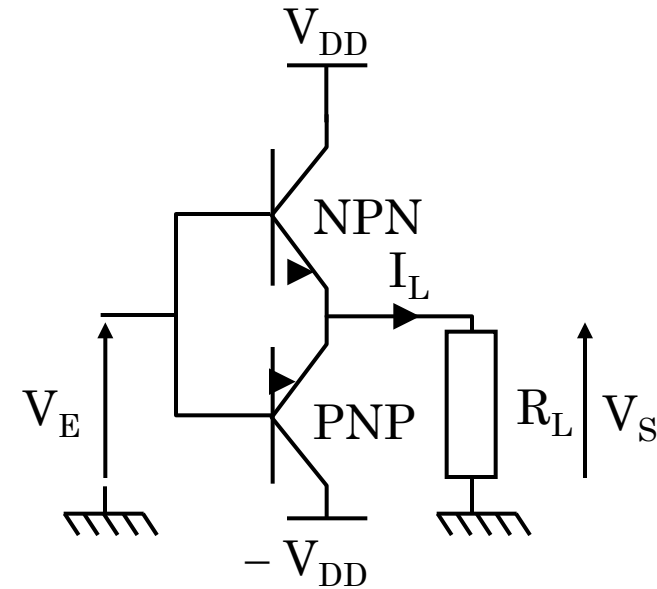
- Les deux transistors ont le même gain  $\beta$ .
- Amplificateur de puissance et non de tension
- Si  $V_E = 0$ , les deux transistors sont bloqués et  $V_S = 0$ .



## VII.2. Amplificateur push-pull

- Les deux transistors ont le même gain  $\beta$ .
- Amplificateur de puissance et non de tension
- Si  $V_E = 0$ , les deux transistors sont bloqués et  $V_S = 0$ .
- Si  $V_E > 0.6$  V, le transistor NPN est en régime linéaire et le PNP est bloqué :

$$V_S = V_E - 0.6.$$



## VII.2. Amplificateur push-pull

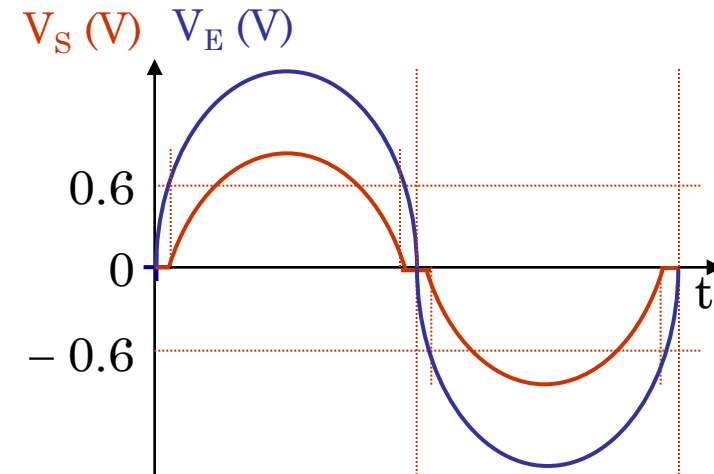
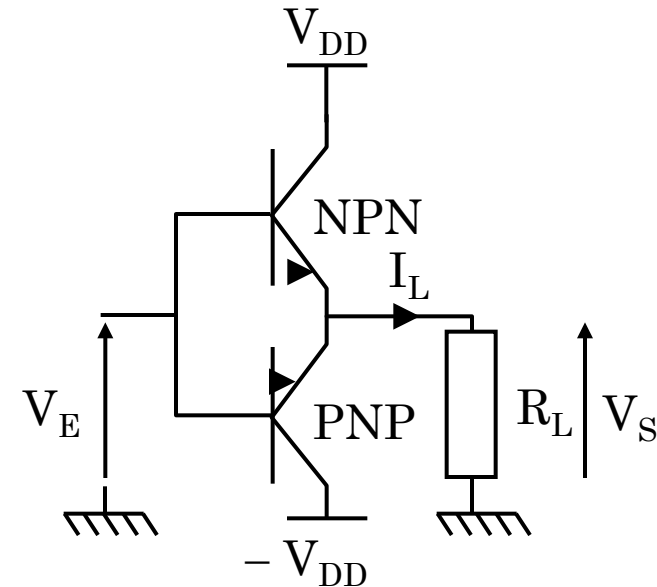
- Les deux transistors ont le même gain  $\beta$ .
- Amplificateur de puissance et non de tension
- Si  $V_E = 0$ , les deux transistors sont bloqués et  $V_S = 0$ .
- Si  $V_E > 0.6$  V, le transistor NPN est en régime linéaire et le PNP est bloqué :

$$V_S = V_E - 0.6.$$

- Si  $V_E < -0.6$  V, le transistor PNP est en régime linéaire et le NPN est bloqué.

$$V_S = V_E + 0.6.$$

- Distorsion pour les faibles valeurs de  $V_E$ .
- Saturation de  $V_S$  si  $|V_E| > V_{DD}$ .



## VII.2. Amplificateur push-pull

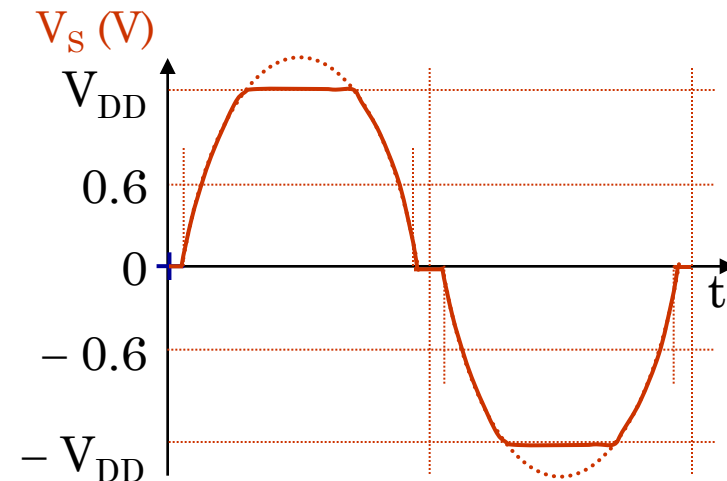
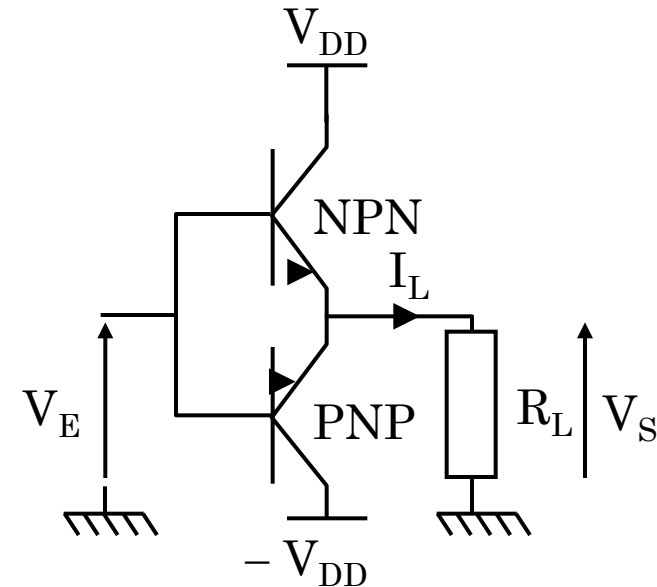
- Les deux transistors ont le même gain  $\beta$ .
- Amplificateur de puissance et non de tension
- Si  $V_E = 0$ , les deux transistors sont bloqués et  $V_S = 0$ .
- Si  $V_E > 0.6$  V, le transistor NPN est en régime linéaire et le PNP est bloqué :

$$V_S = V_E - 0.6.$$

- Si  $V_E < -0.6$  V, le transistor PNP est en régime linéaire et le NPN est bloqué.

$$V_S = V_E + 0.6.$$

- Distorsion pour les faibles valeurs de  $V_E$ .
- Saturation de  $V_S$  si  $|V_E| > V_{DD}$ .



## VII.2. Amplificateur push-pull

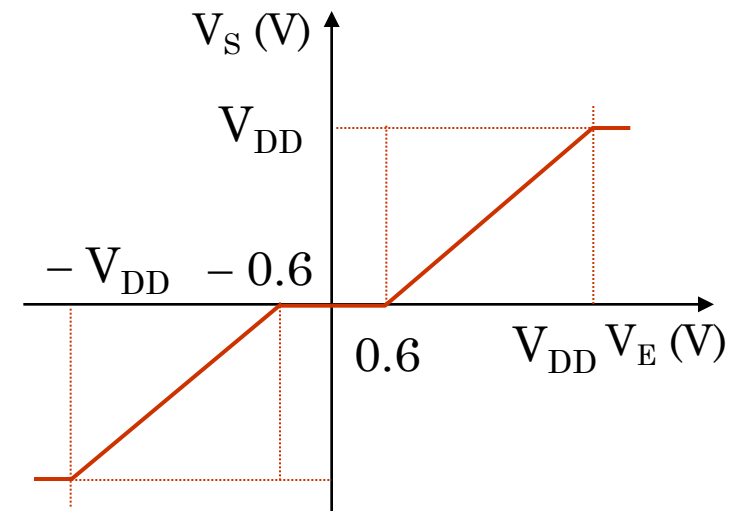
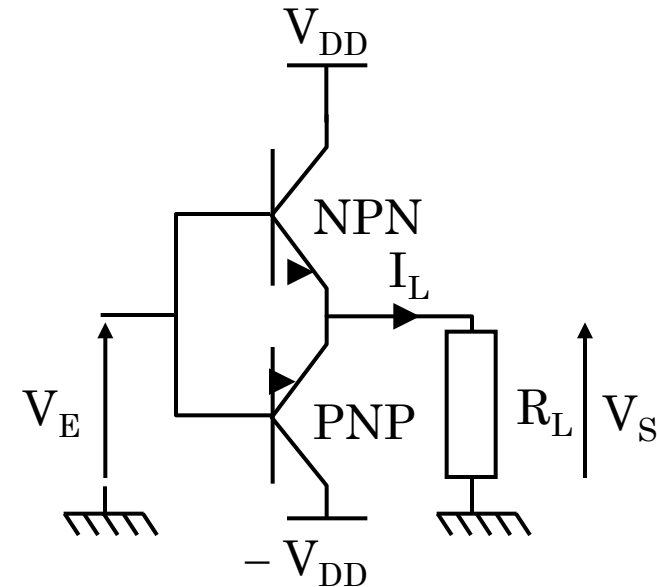
- Les deux transistors ont le même gain  $\beta$ .
- Amplificateur de puissance et non de tension
- Si  $V_E = 0$ , les deux transistors sont bloqués et  $V_S = 0$ .
- Si  $V_E > 0.6$  V, le transistor NPN est en régime linéaire et le PNP est bloqué :

$$V_S = V_E - 0.6.$$

- Si  $V_E < -0.6$  V, le transistor PNP est en régime linéaire et le NPN est bloqué.

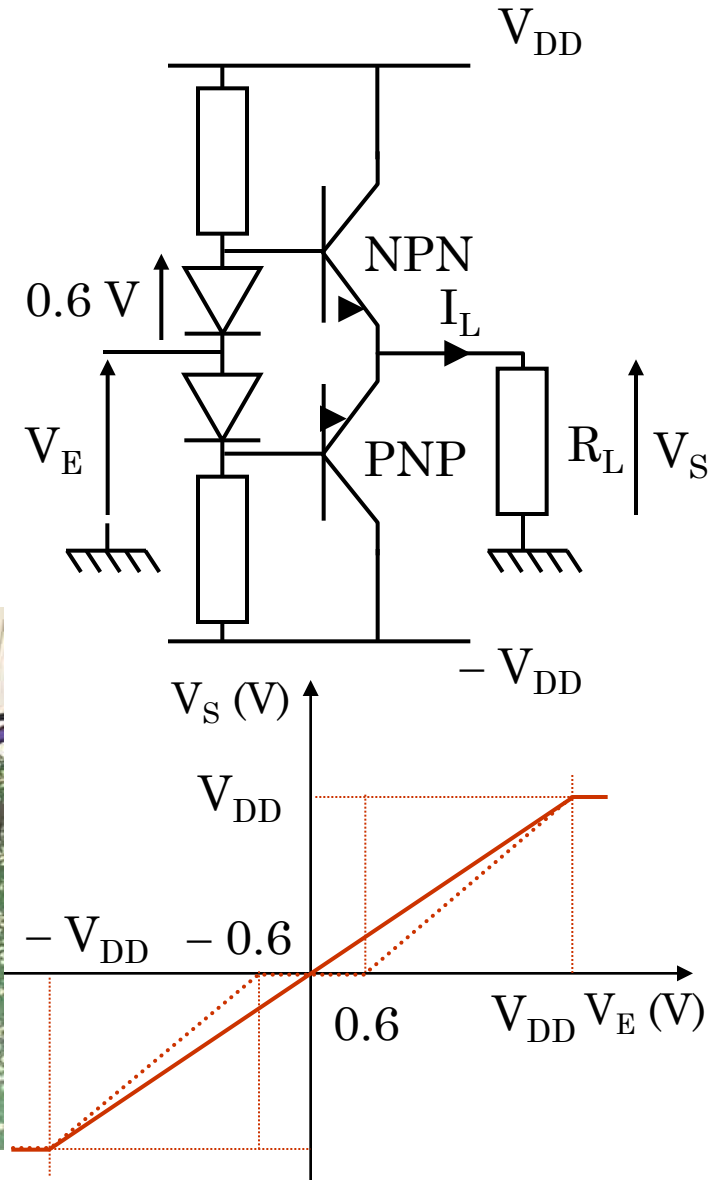
$$V_S = V_E + 0.6.$$

- Distorsion pour les faibles valeurs de  $V_E$ .
- Saturation de  $V_S$  si  $|V_E| > V_{DD}$ .



## VII.2. Amplificateur push-pull

- Afin d'éviter la distorsion du signal, on place un pont de base avec deux diodes polarisées en directe (et passantes).
- L'amplificateur push-pull est utilisé comme étage de sortie des générateurs de fonction et des amplificateurs audio.

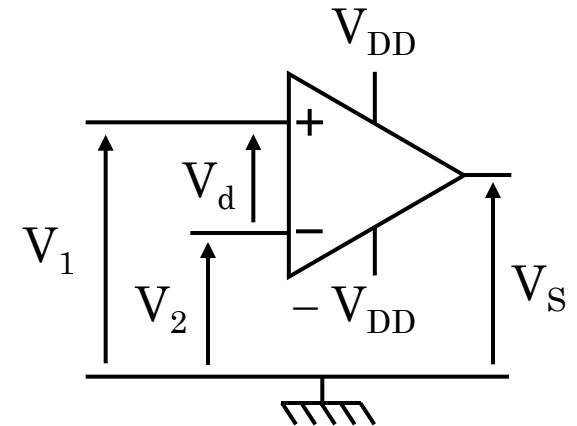


## VIII.1. Définition

- Les premiers amplis opérationnels (réalisés à l'aide de tubes à vide) étaient destinés aux calculatrices analogiques, d'où leur nom.
- Il se caractérise par deux entrées (une inverseuse, notée  $-$ , une non inverseuse, notée  $+$ ), une sortie et un gain  $A$  liés par la relation :

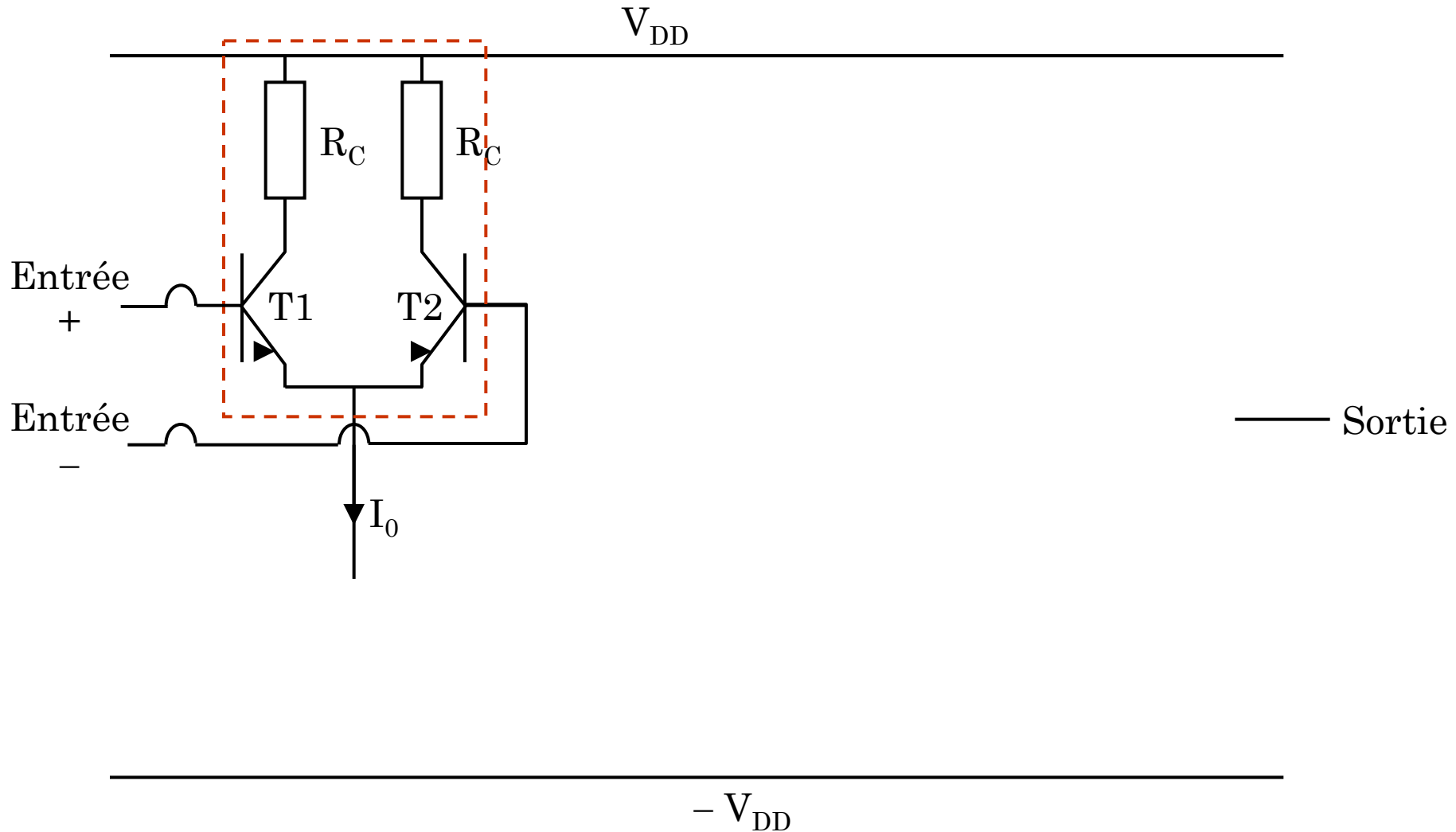
$$V_S = A.(V_1 - V_2) = A.V_d$$

- L'impédance d'entrée très grande ( $\geq 500 \text{ k}\Omega$ ), l'impédance de sortie est presque nulle et la bande passante part du continu.
- Le gain est très grand ( $\approx 50000$ ) ce qui signifie qu'un amplificateur opérationnel alimenté sous  $\pm 15 \text{ V}$  sature pour  $V_d = 300 \mu\text{V}$  !
- Il est constitué de plusieurs montages de base : paire différentielle, miroirs de courant, amplificateur push-pull ...

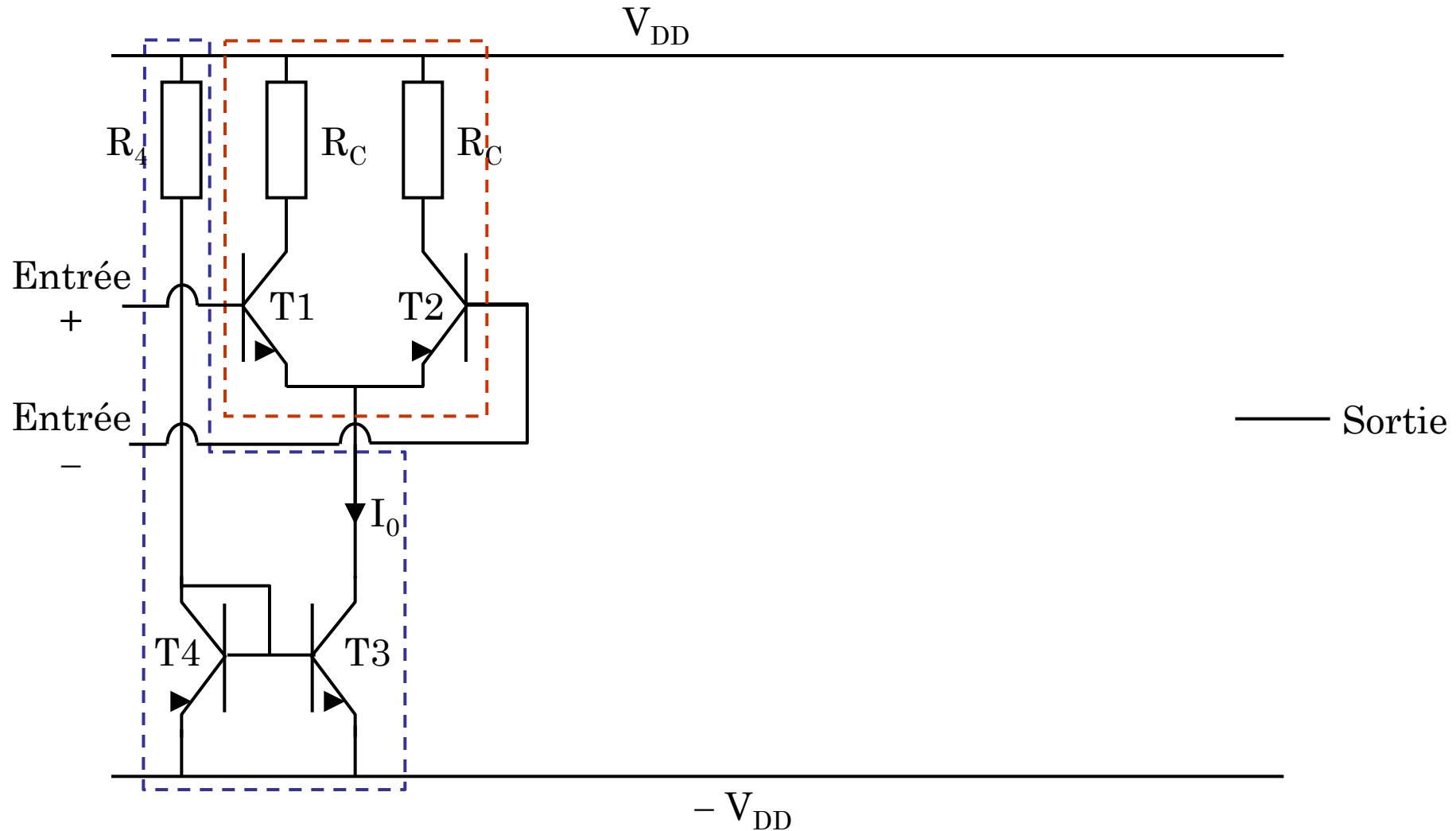




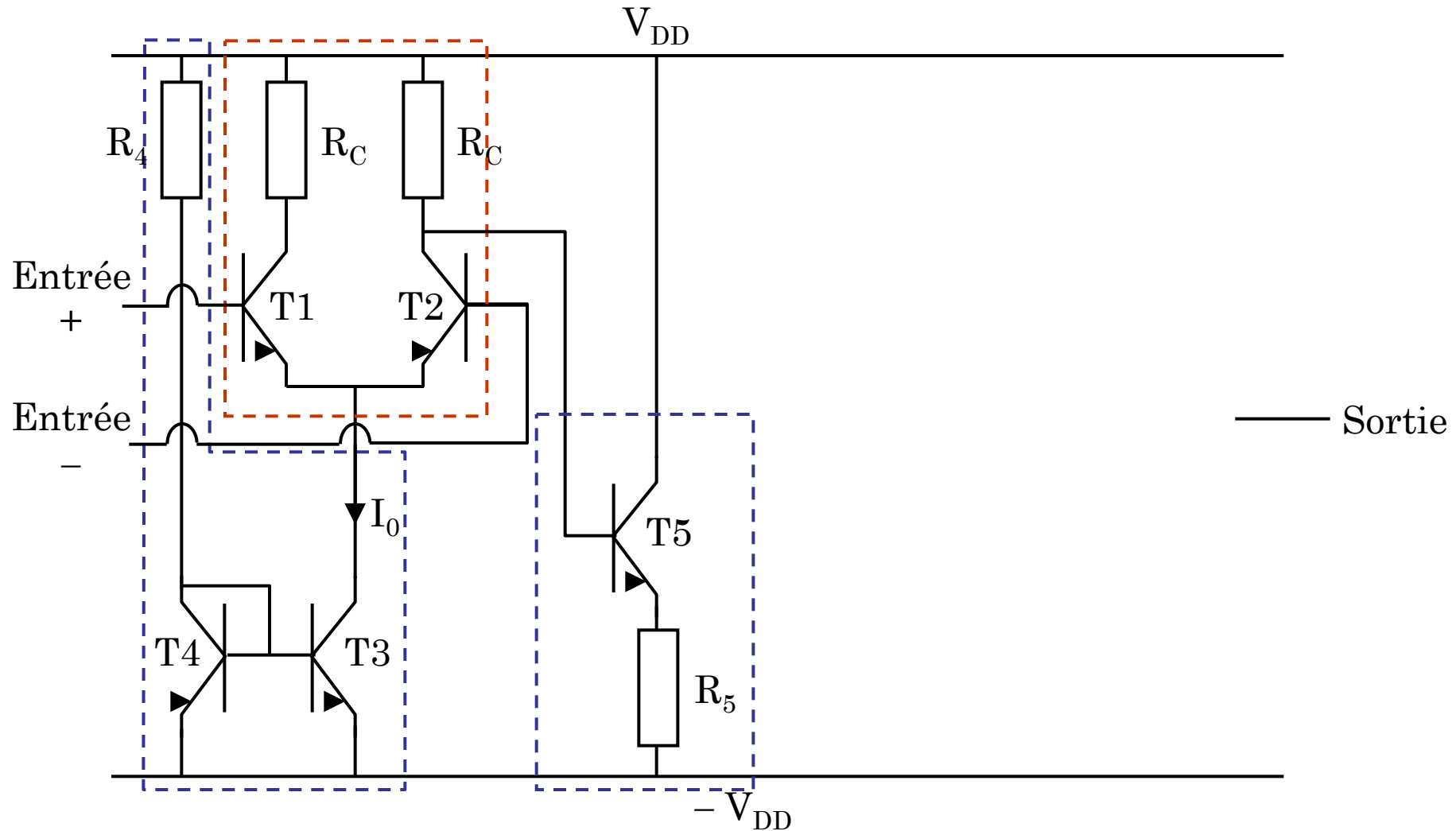
## VIII.2. Schéma électrique globale



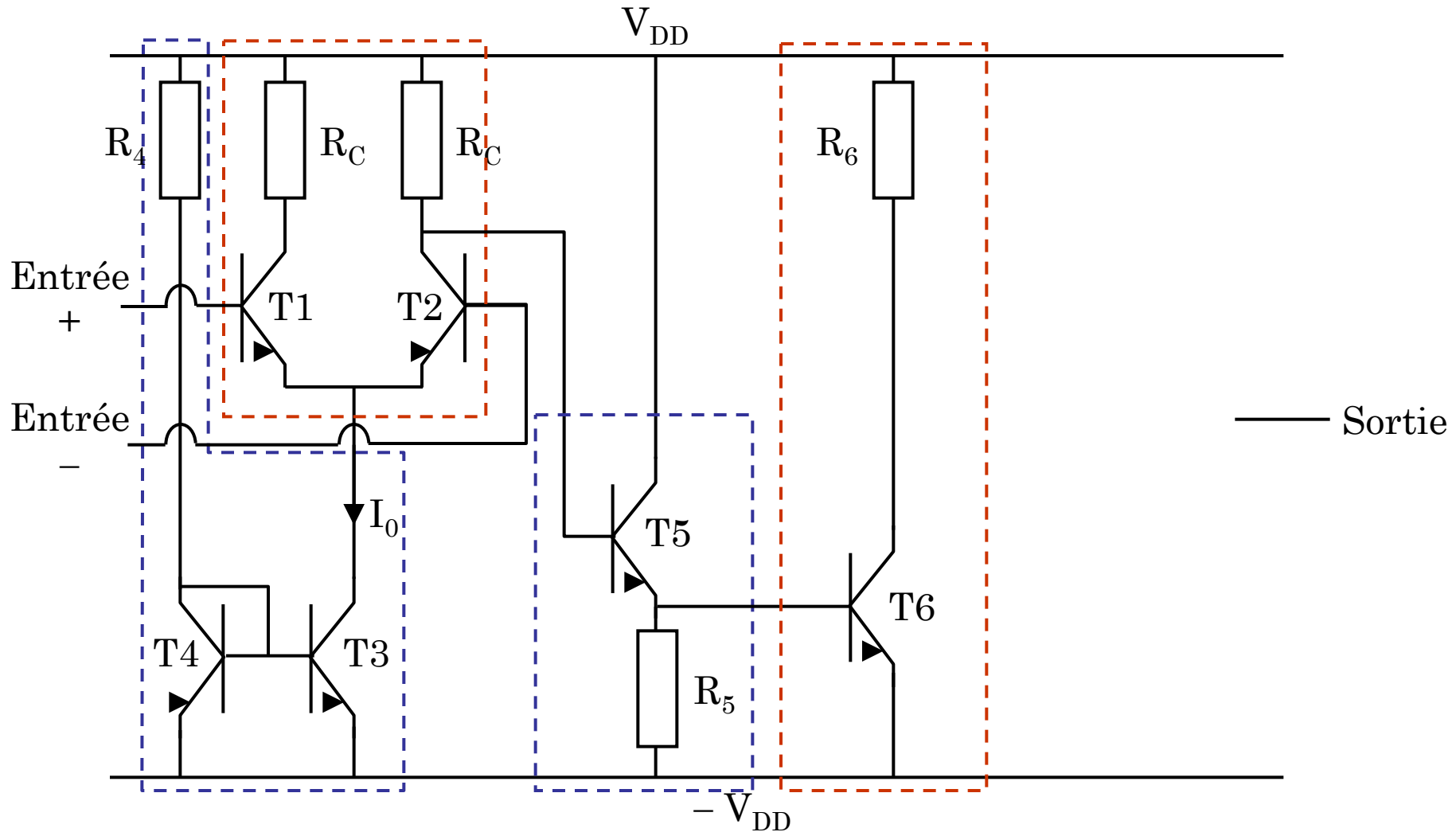
## VIII.2. Schéma électrique globale



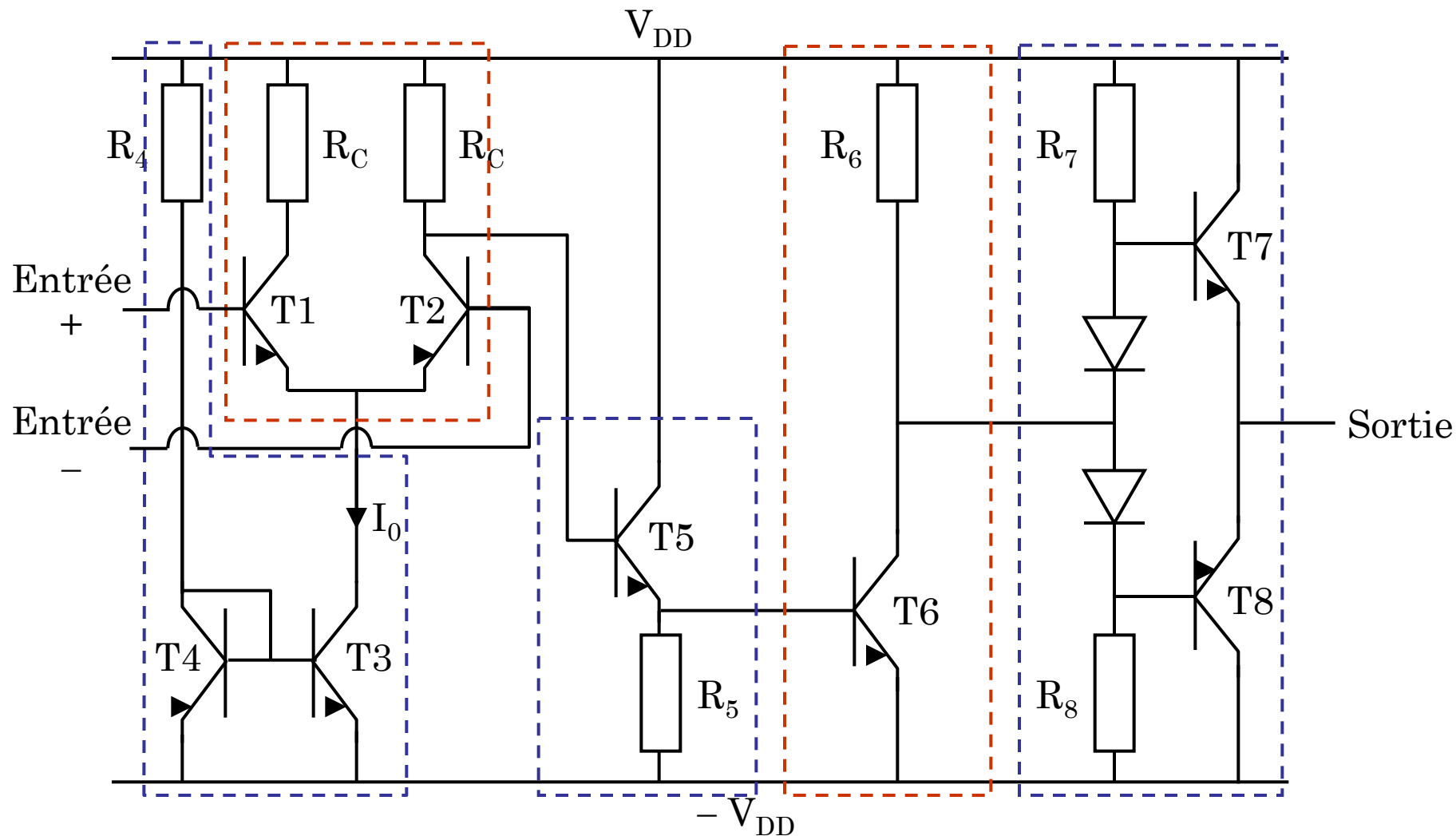
## VIII.2. Schéma électrique globale



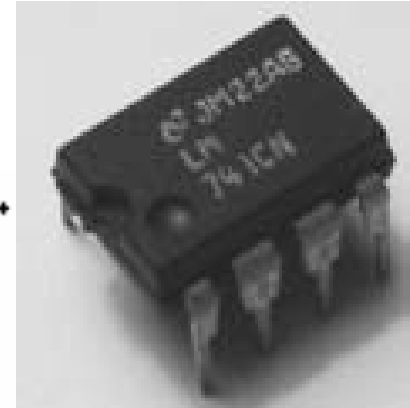
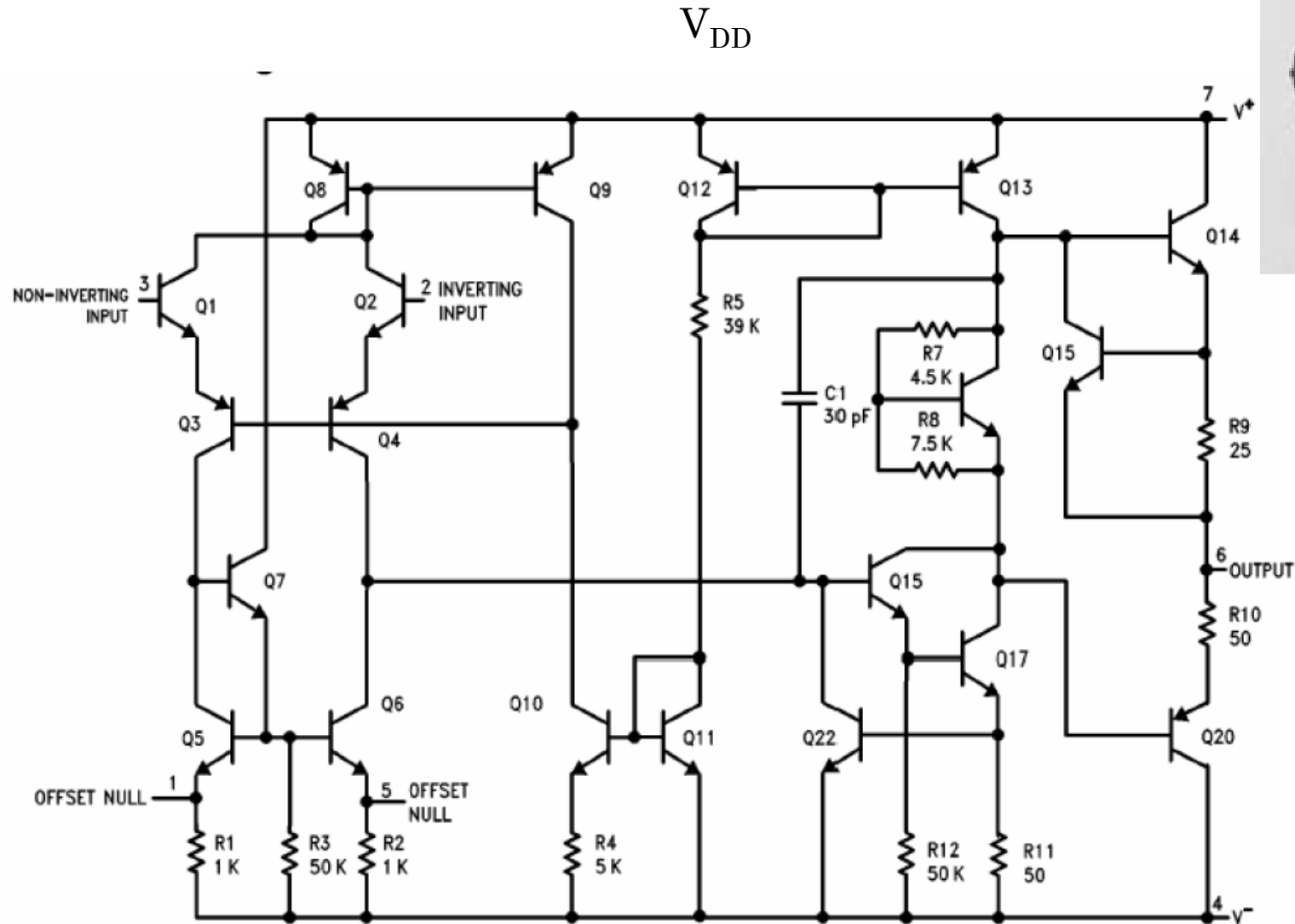
## VIII.2. Schéma électrique globale



## VIII.2. Schéma électrique globale



## VIII.2. Schéma électrique globale de l'AOP 741



## VIII.3. Montage amplificateur : l'inverseur

- Les entrées  $\pm$  ne consomment pas de courant.
- Loi des mailles appliquée au montage :

$$\begin{cases} V_E = R_1 \cdot I - V_d \\ -V_d = R_2 \cdot I + V_S \end{cases} \quad \text{avec} \quad V_S = A \cdot V_d$$

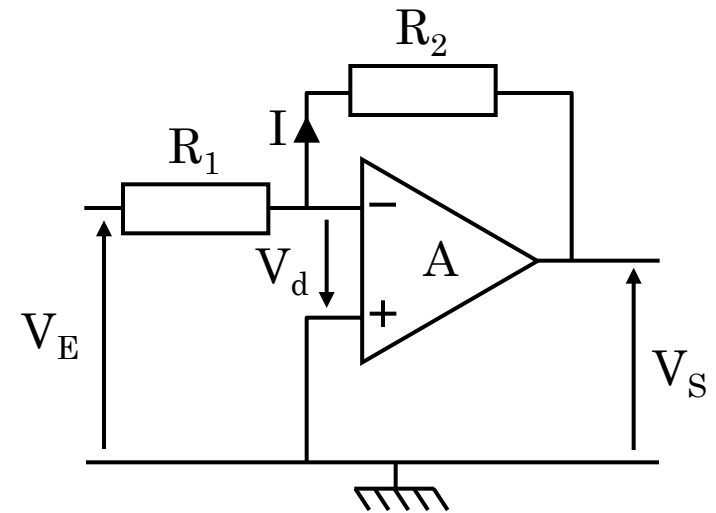
- On élimine  $I$  en divisant ces deux équations.

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_E + \frac{V_S}{A}}{-V_S \left(1 + \frac{1}{A}\right)} = \frac{A + \frac{V_S}{V_E}}{-\frac{V_S}{V_E} (A+1)} = \frac{A+G}{-G(A+1)}$$

avec  $G = \frac{V_S}{V_E}$

- On obtient alors l'expression du gain  $G$  :  $G = \frac{-A}{1 + \frac{R_1}{R_2} (A+1)} \approx -\frac{R_2}{R_1}$

- Hors saturation de la sortie,  $V_d$  reste très faible et négligeable devant les autres tensions. On remplace habituellement " $-V_d$ " par  $\varepsilon$ .



## VIII.4. Montage amplificateur : l'additionneur

- Somme des courants :

$$I = I_1 + I_2$$

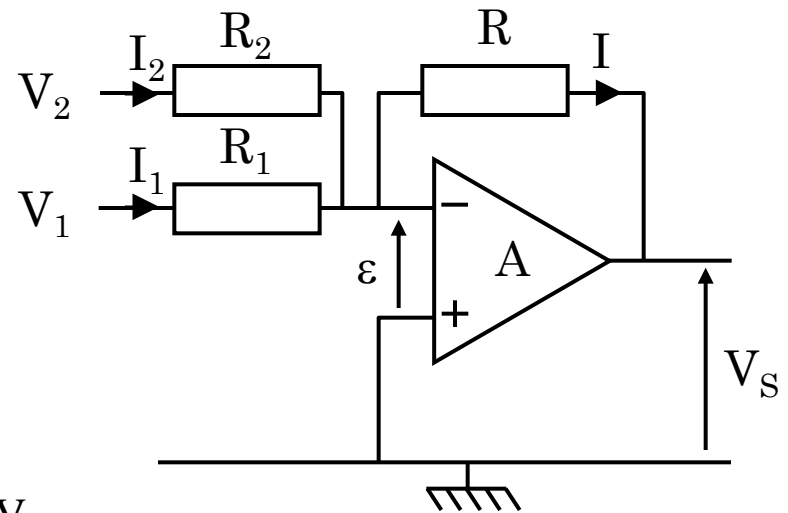
- Application de la loi des nœuds à l'entrée - :

$$\frac{V_2 - \varepsilon}{R_2} + \frac{V_1 - \varepsilon}{R_1} = \frac{\varepsilon - V_S}{R} \quad \text{soit} \quad \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_1}{R_1} = -\frac{V_S}{R}$$

- Tension de sortie :  $V_S = -\left(\frac{R}{R_1} V_1 + \frac{R}{R_2} V_2\right)$

- Si  $R_1 = R_2$  :  $V_S = -\frac{R}{R_1} (V_1 + V_2)$

- Si  $R_1 = R_2 = R$  :  $V_S = -(V_1 + V_2)$





## VIII.5. Montage amplificateur : l'intégrateur

- Rappels :

$$Q = C.V \quad \text{et} \quad I = \frac{dQ}{dt} = C \frac{dV}{dt}$$

- Loi des mailles :

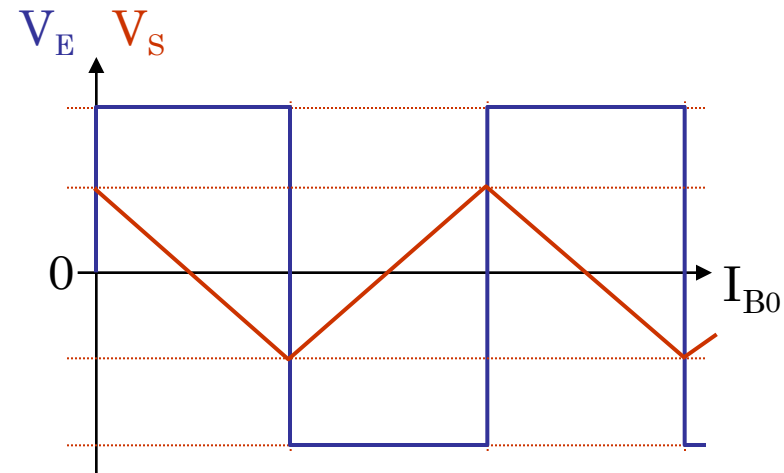
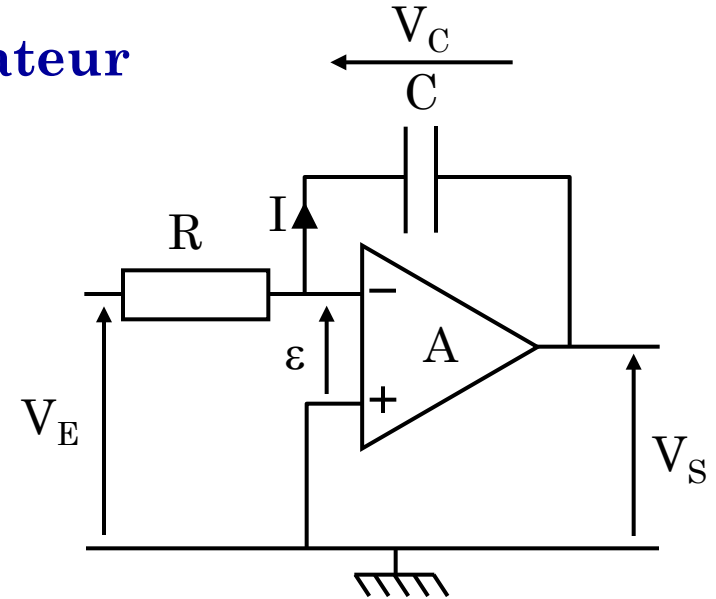
$$V_E = R.I \quad \text{et} \quad V_S = -V_C$$

- Expression de  $V_S$  :

$$V_E = -R.C. \frac{dV_S}{dt} \quad \Rightarrow \quad dV_S = -\frac{1}{R.C} V_E dt$$

$$\Rightarrow \quad V_S = -V_{C0} - \frac{1}{R.C} \int V_E dt$$

$V_{C0}$  est la tension initiale aux bornes du condensateur



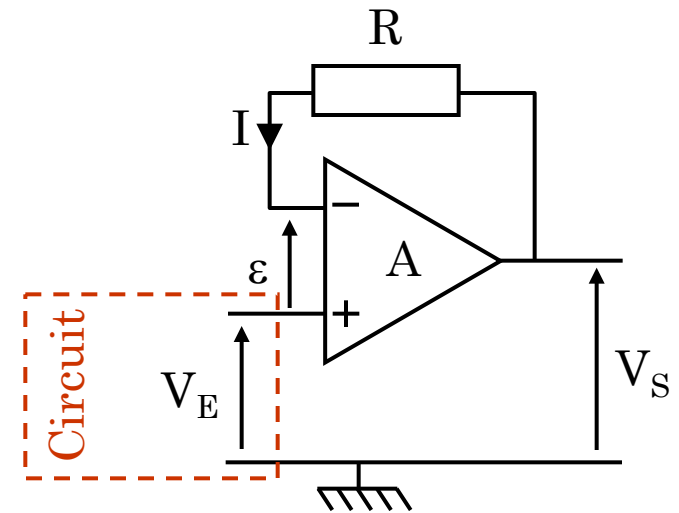
## VIII.6. Montage amplificateur : le suiveur

- Le courant  $I$  est très faible (base du bipolaire) et la valeur de  $\varepsilon$  est négligeable ce qui donne :

$$V_S = R.I + \varepsilon + V_E \approx V_E$$

- L'impédance d'entrée est très grande et celle de sortie très faible. On peut donc prélever la tension  $V_E$  sans modifier le circuit.

- En pratique  $R$  est égal à l'impédance de sortie du circuit.



## VIII.7. Montage comparateur : comparateur simple

- On veut savoir si la tension  $V_E$  est plus forte (ou plus faible) qu'une tension de référence notée  $V_1$ .
- L'AOP ne consomme pas de courant dans la borne  $-$  donc :

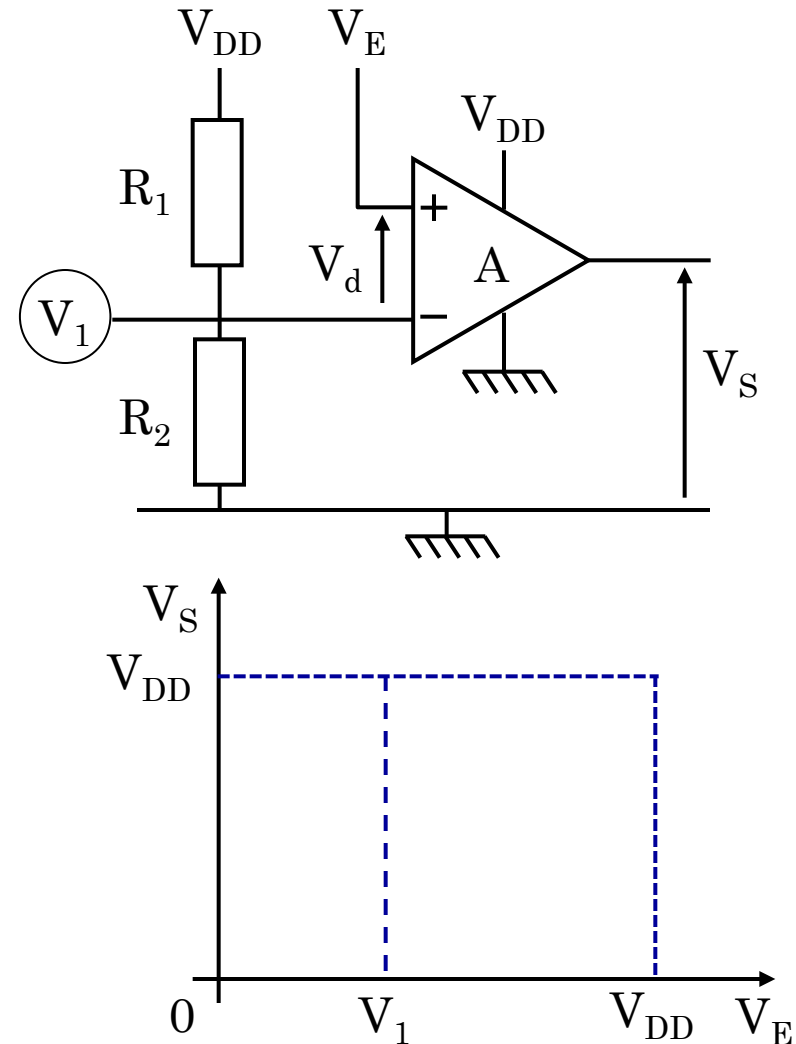
$$V_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}$$

- Il n'y a pas de rétroaction entre la sortie et une des entrées donc :

$$V_S = A \cdot V_d$$

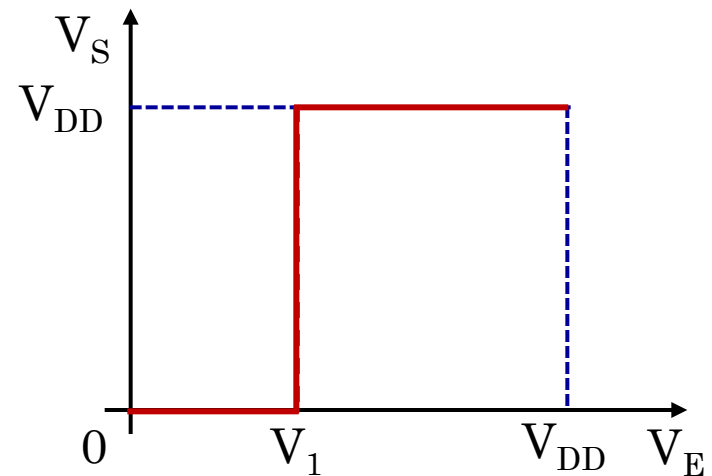
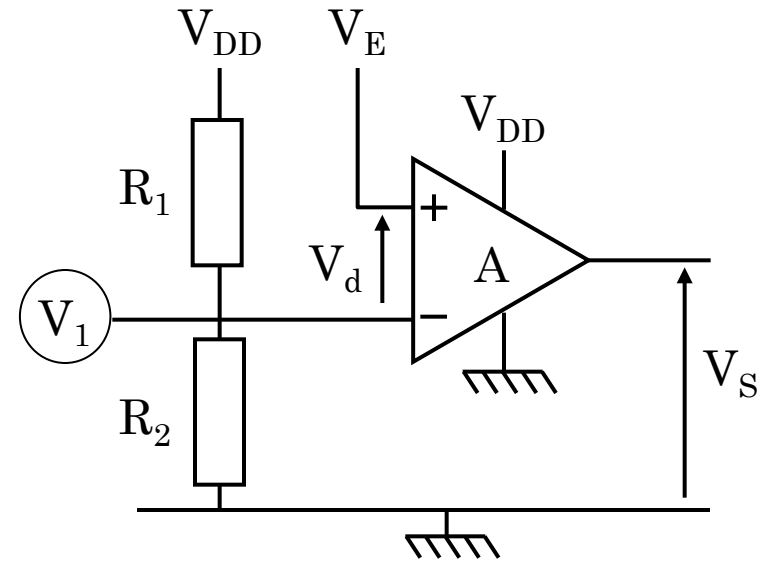
- Donc la sortie de l'AOP va saturer pour une valeur très très faible de :

$$V_d = V_E - V_1$$



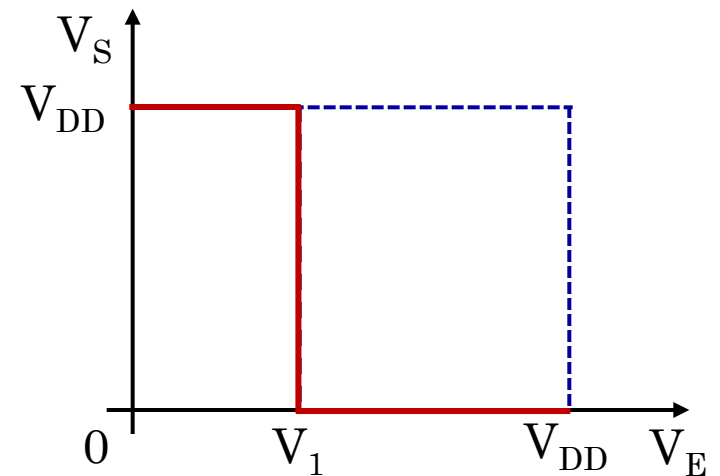
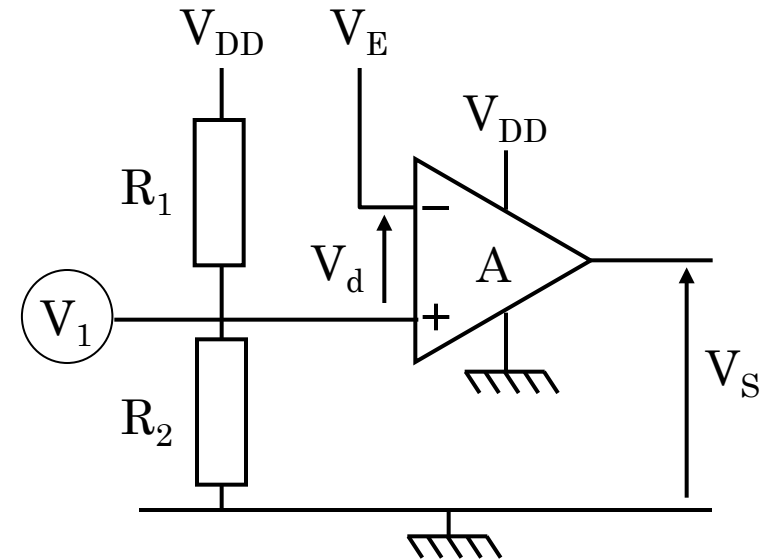
## VIII.7. Montage comparateur : comparateur simple

- Si  $V_E < V_1$  :  $V_d < 0$  et  $V_S$  sature au niveau le plus bas de l'alimentation de l'AOP.
- Par exemple  $V_E = 0$  V,  $V_1 = 1$  V et  $A = 50000$ . Dans ce cas :  $V_S = 1 \times V_d = -50000$  V ce qui n'est pas possible donc  $V_S = 0$  V
- Si  $V_E > V_1$  :  $V_d > 0$  et  $V_S$  sature au niveau le plus haut de l'alimentation de l'AOP.



## VIII.7. Montage comparateur : comparateur simple

- Il est évidemment possible d'inverser les entrées + et -.



## VIII.8. Montage comparateur : CAN Flash

- Le but est de transformer un signal analogique en suite de 0 et de 1.

