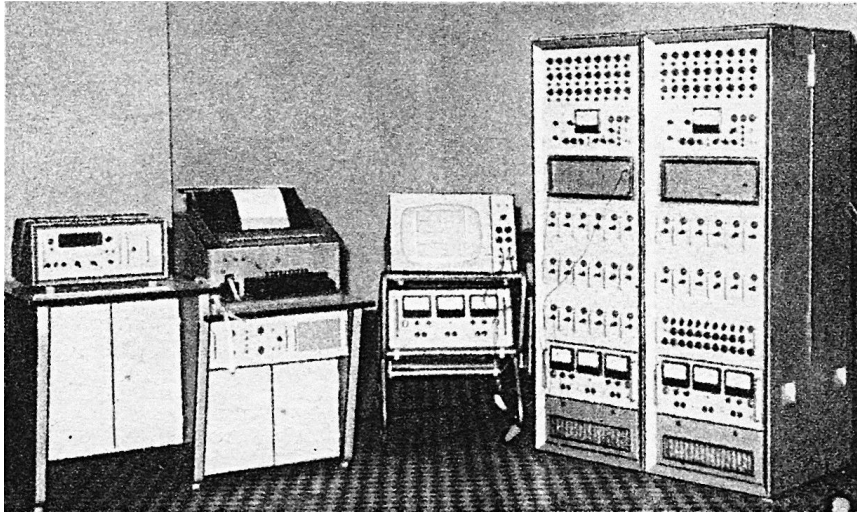


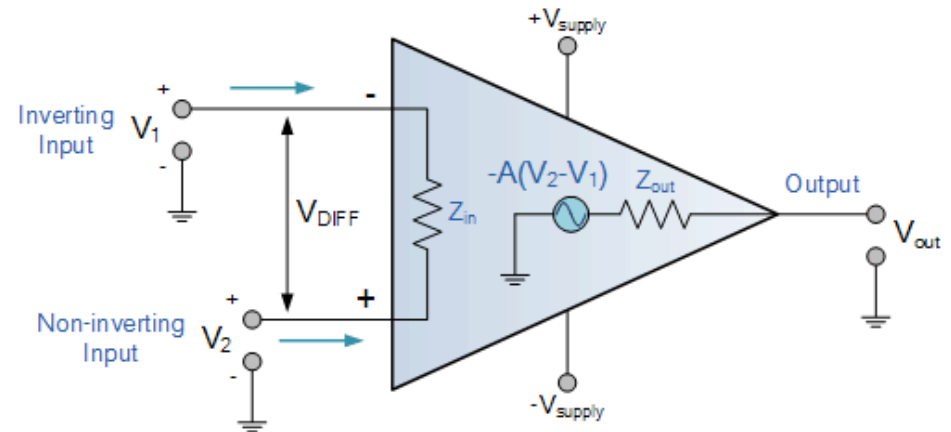
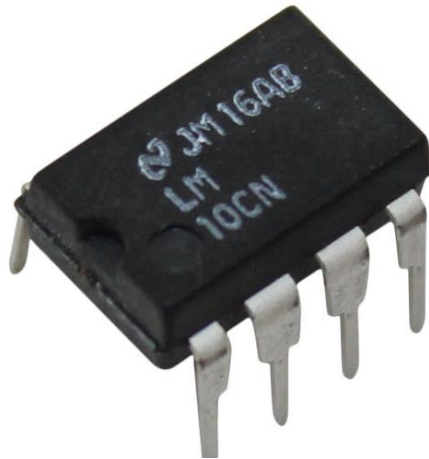
# L'amplificateur opérationnel



Pascal MASSON

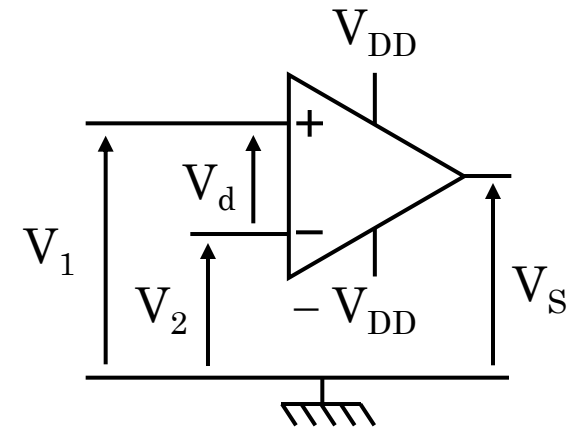
*(pascal.masson@unice.fr)*

*Edition 2013-2014*



- 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 :

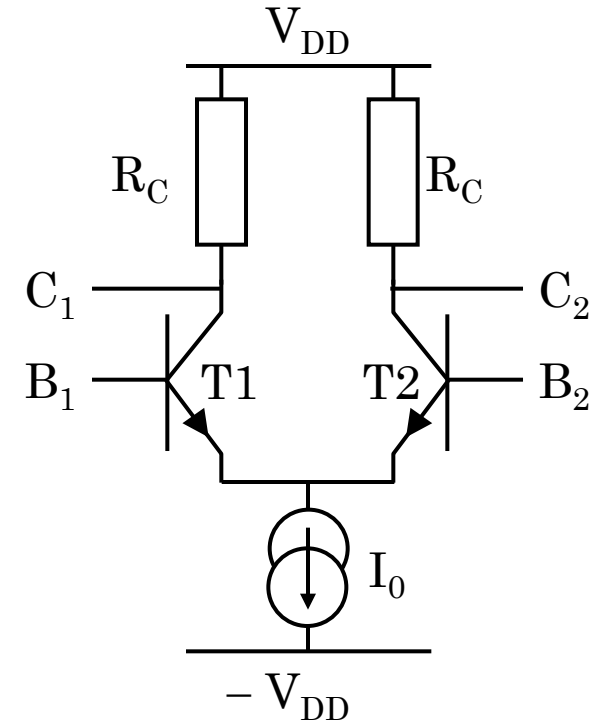
$$V_S = A.(V_1 - V_2) = A.V_d$$



- 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 ...

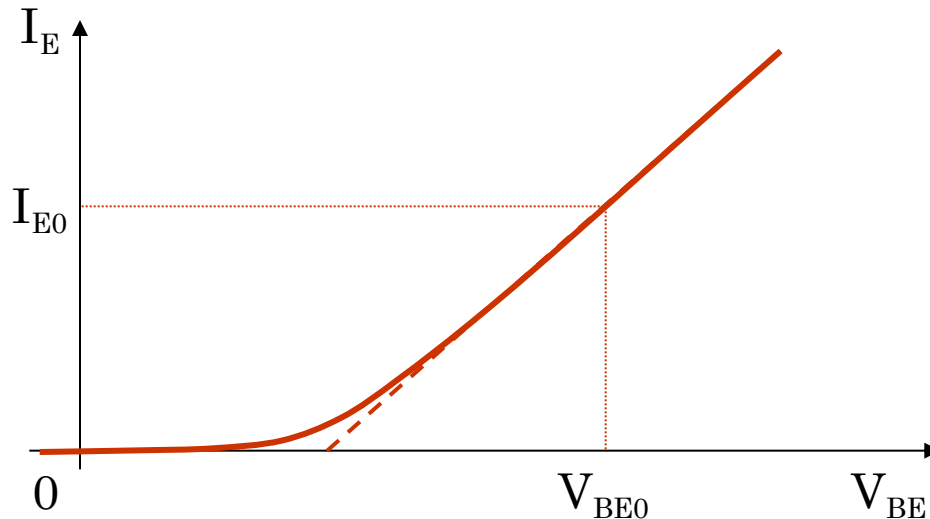
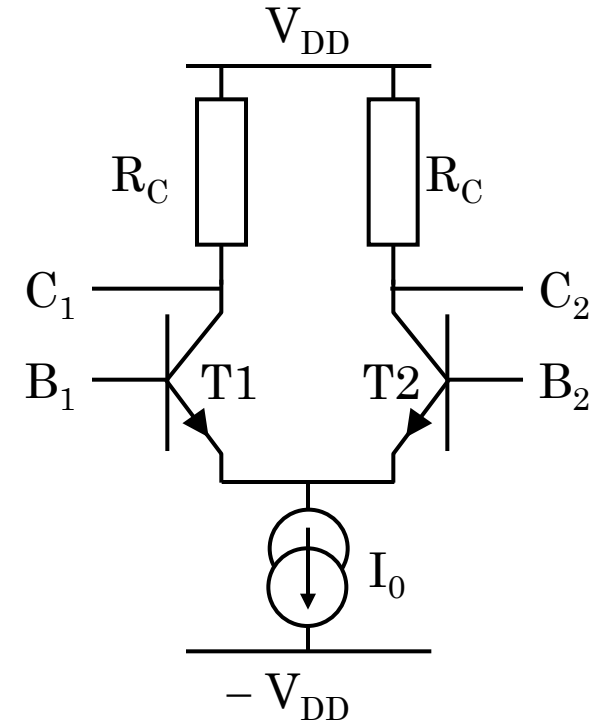
## II.1. Présentation

- C'est l'étage d'entrée de l'amplificateur.
- Elle est constituée de :
  - ✓ Deux transistors identiques montés en émetteur commun.
  - ✓ Une source de courant  $I_0$  (miroir de courant)
- La somme des courants  $I_{E1}$  et  $I_{E2}$  est toujours égale à  $I_0$ . Donc si  $I_{E1}$  augmente alors  $I_{E2}$  diminue.
- Variation de  $V_{C1}$  et  $V_{C2}$  avec  $V_{B1}$  :
- $B_1$  : entrée inverseuse pour  $C_1$  et non inverseuse pour  $C_2$



## II.2. Expressions des courants $I_{E1}$ et $I_{E2}$

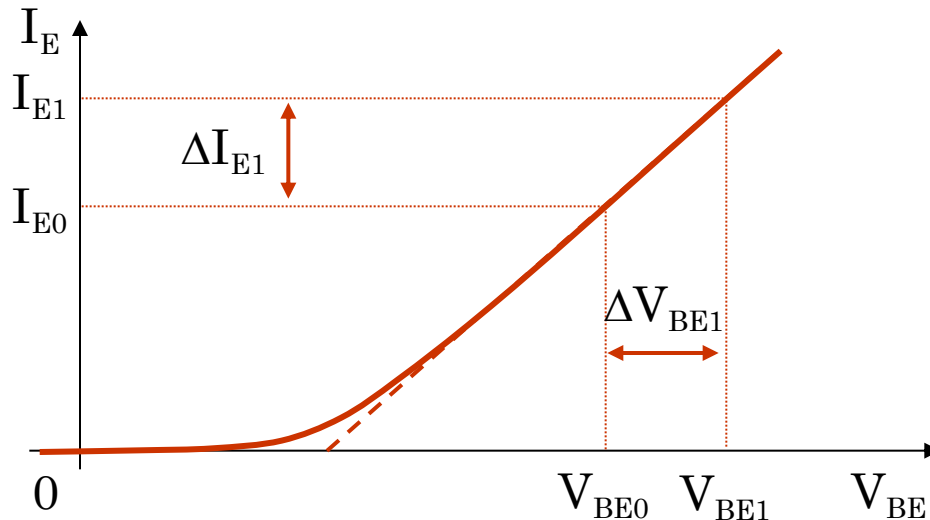
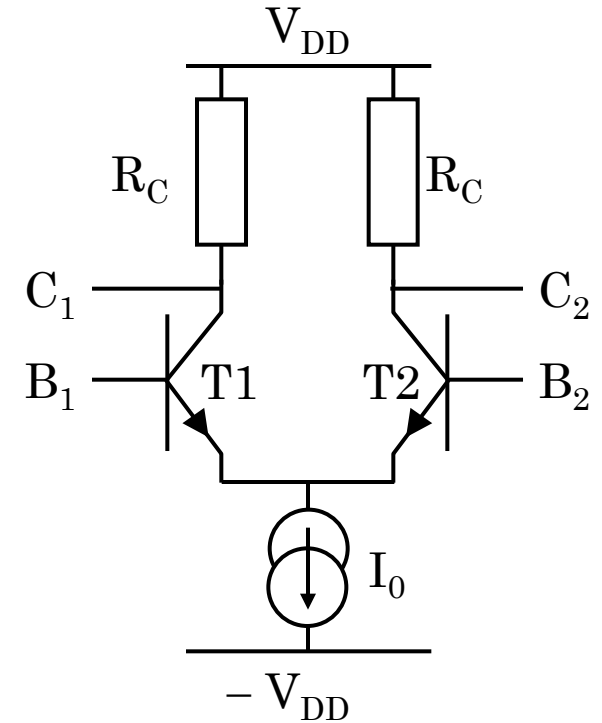
- Tensions de base :



## II.2. Expressions des courants $I_{E1}$ et $I_{E2}$

- Tensions de base :

$$I_0 = I_{E1} + I_{E2} \quad \Rightarrow$$

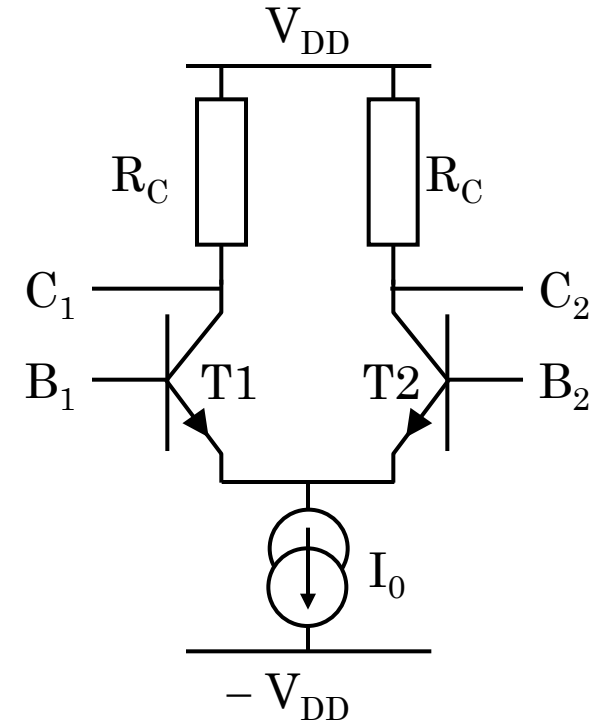
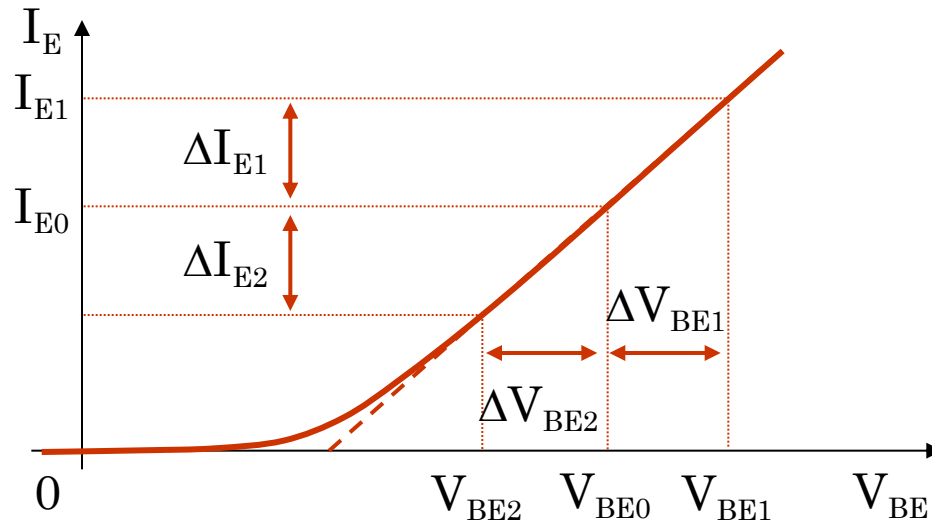


## II.2. Expressions des courants $I_{E1}$ et $I_{E2}$

- Tensions de base :

$$I_0 = I_{E1} + I_{E2} \quad \Rightarrow \quad \Delta I_{E1} = \Delta I_{E2}$$

$$\Rightarrow \quad \Delta V_{BE1} = \Delta V_{BE2} = V_d / 2$$



$$\begin{cases} V_{BE1} = V_{BE0} + \frac{V_d}{2} \\ V_{BE2} = V_{BE0} - \frac{V_d}{2} \end{cases}$$

## II.2. Expressions des courants $I_{E1}$ et $I_{E2}$

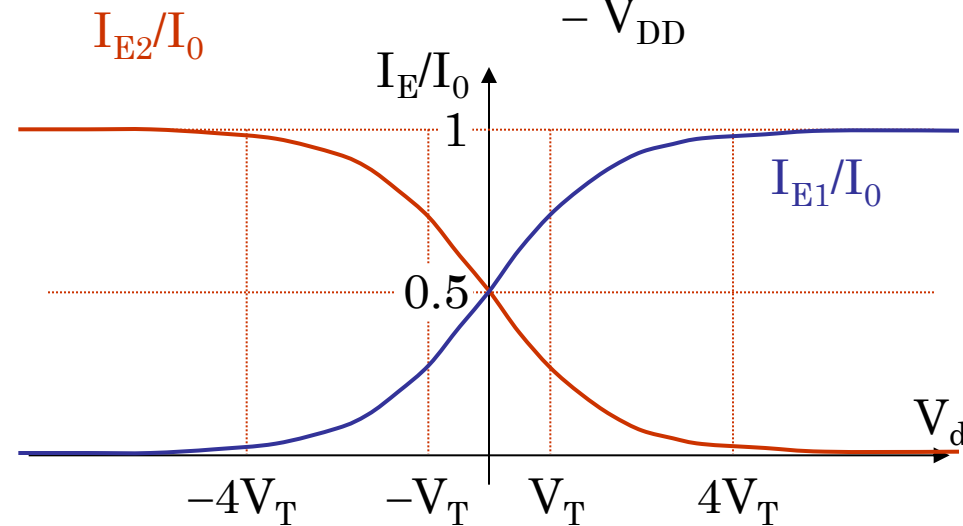
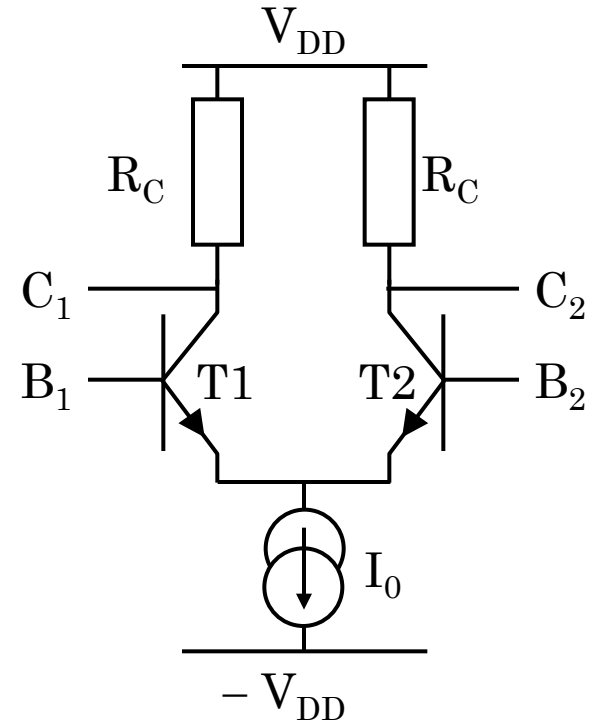
▪ Courant  $I_{E1}$  : 
$$I_{E1} = I_S \cdot \exp\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right) = \frac{I_0}{2} \cdot \exp\left(\frac{V_d}{2V_T}\right)$$

▪ Courant  $I_{E2}$  : 
$$I_{E2} = I_S \cdot \exp\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right) = \frac{I_0}{2} \cdot \exp\left(-\frac{V_d}{2V_T}\right)$$

▪ Courants normalisés en posant :

$$\frac{I_{E1}}{I_0} = \frac{I_{E1}}{I_{E1} + I_{E2}} = \frac{1}{1 + \exp\left(-\frac{V_d}{V_T}\right)}$$

$$\frac{I_{E2}}{I_0} = \frac{I_{E2}}{I_{E1} + I_{E2}} = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{V_d}{V_T}\right)}$$



## II.3. Expressions des courants $V_{C1}$ et $V_{C2}$

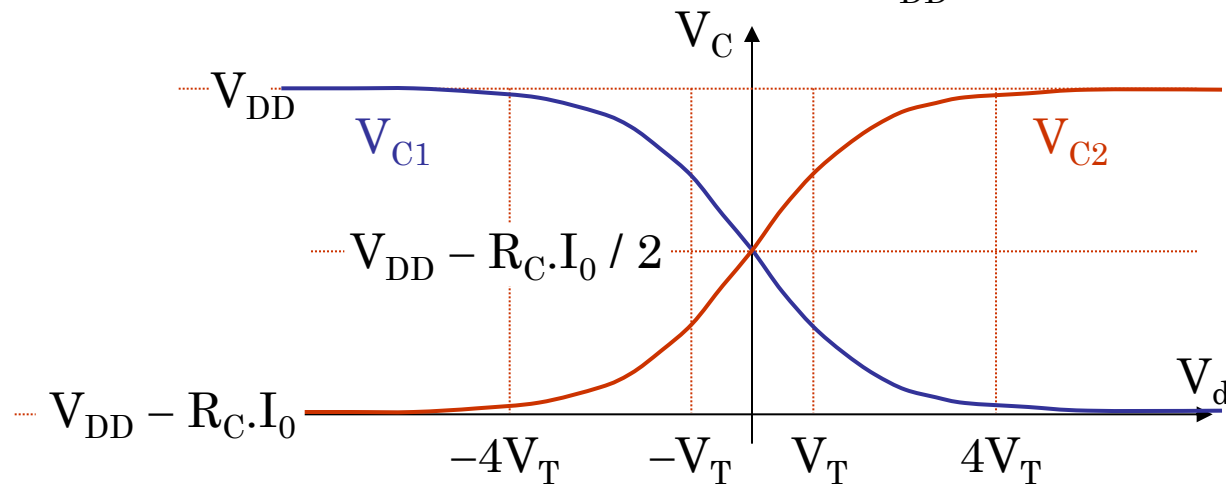
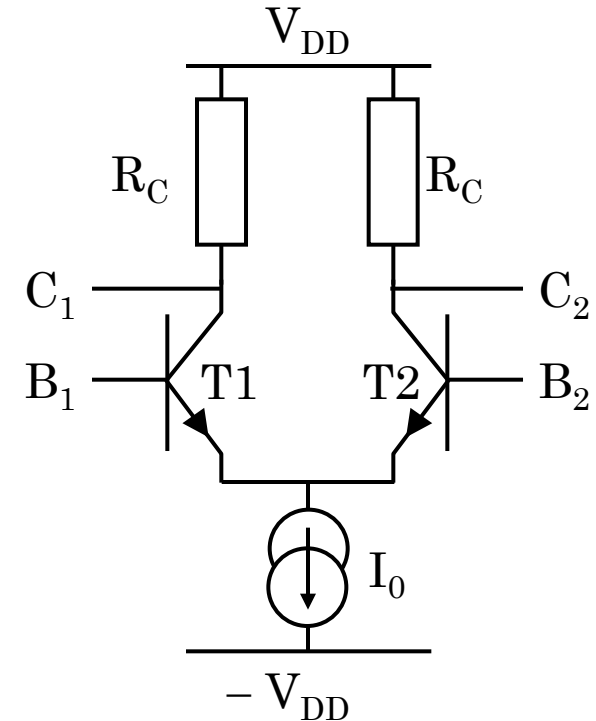
- Tension  $V_{C1}$  :

$$V_{C1} = V_{DD} - R_C \cdot I_{C1} \approx V_{DD} - R_C \cdot I_{E1}$$

$$V_{C1} = V_{DD} - \frac{R_C \cdot I_0}{2} \cdot \exp\left(\frac{V_d}{2V_T}\right)$$

- Tension  $V_{C2}$  :

$$V_{C2} = V_{DD} - \frac{R_C \cdot I_0}{2} \cdot \exp\left(-\frac{V_d}{2V_T}\right)$$



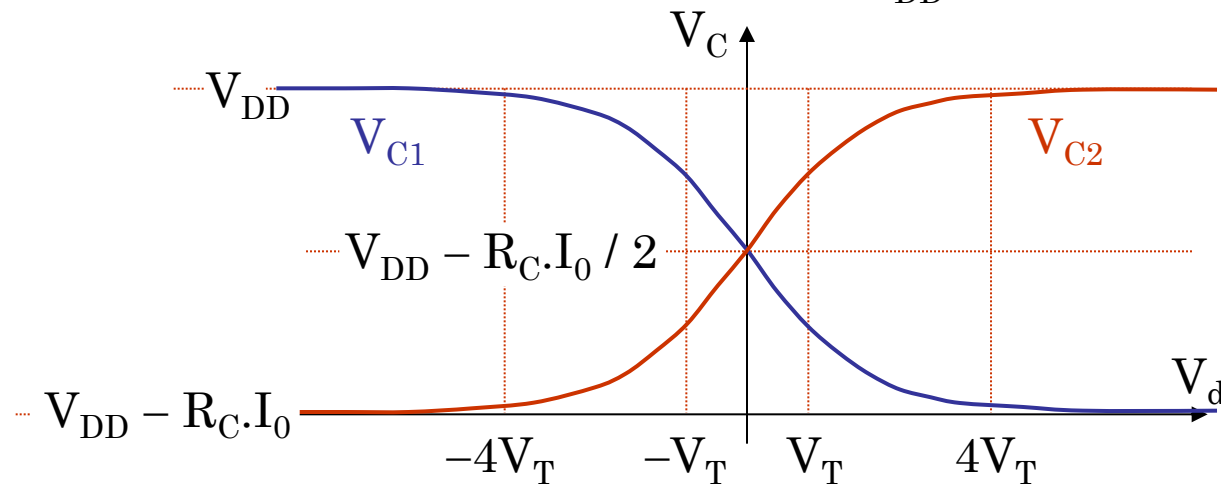
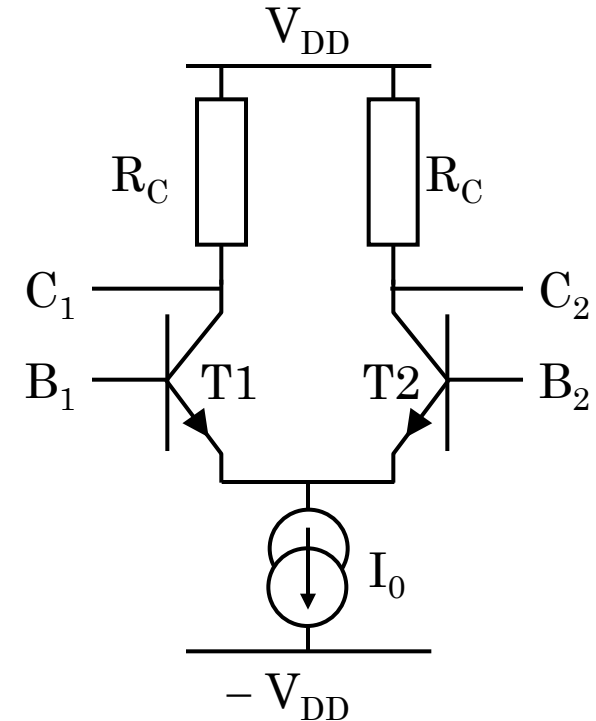
## II.4. Expressions du gain en tension

- Si  $|V_d| \ll V_T$

$$V_{C2} \approx V_{DD} - \frac{R_C \cdot I_0}{2} \left( 1 - \frac{V_d}{2V_T} \right)$$

- Si on s'intéresse aux variations :

$$A_v = \frac{\partial V_{C2}}{\partial V_d} = \frac{R_C \cdot I_0}{4V_T}$$



## II.5. Régime dynamique

- Expression de  $h_{ie}$

$$h_{ie} = \left. \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} \right|_{V_{CE}=V_{CE0}} = \frac{V_T}{I_{B0}} = \frac{I_{C0}}{h_{fe}} V_T$$

- Expression de  $i_{b2}$

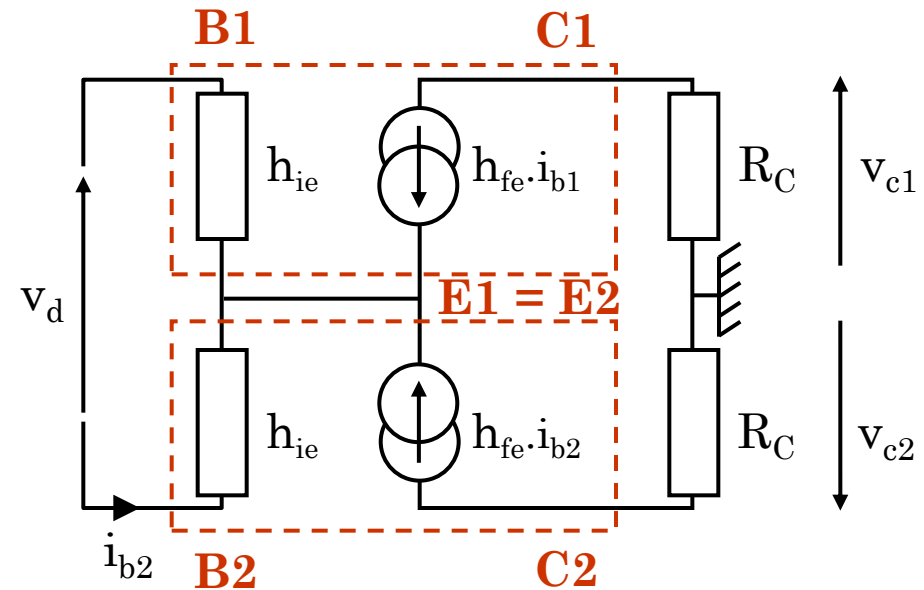
$$i_{b2} = -\frac{1}{h_{ie}} \frac{v_d}{2}$$

- Expression de  $v_{c2}$

$$v_{c2} = -R_C \cdot h_{fe} \cdot i_{b2} = \frac{R_C \cdot h_{fe}}{2 \cdot h_{ie}} v_d = \frac{R_C \cdot I_0}{4 \cdot V_T} v_d$$

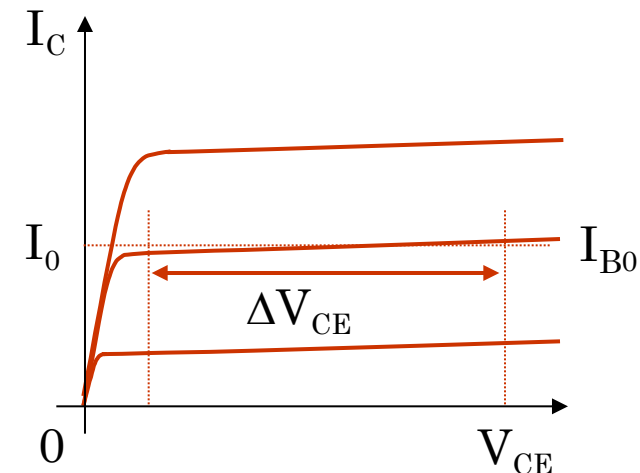
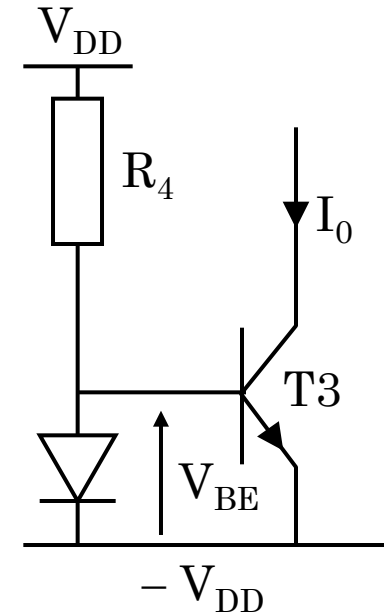
- Expression du gain en tension

$$A_v = \frac{v_{c2}}{v_d} = \frac{R_C \cdot I_0}{4 \cdot V_T}$$



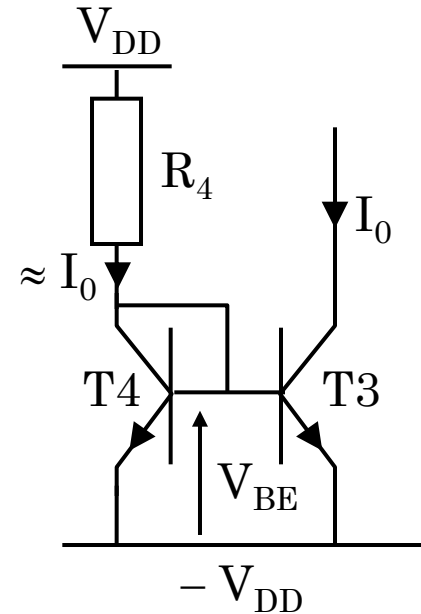
## III.1. Principe

- La tension  $V_{BE}$  d'un transistor est imposée par une diode
- En régime linéaire, le courant de collecteur est indépendant de  $V_{CE}$  et donc de la valeur de la charge de collecteur



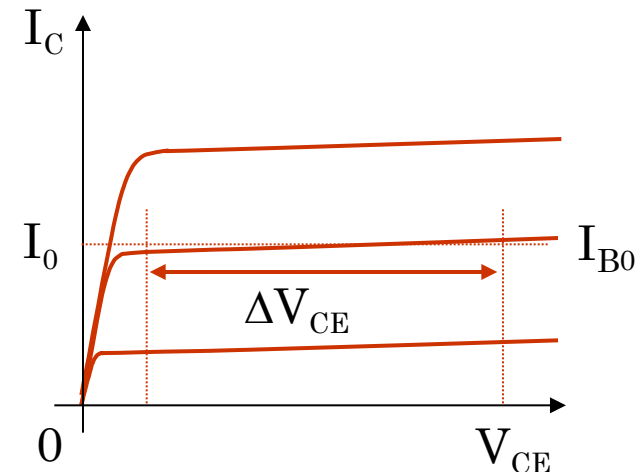
## III.1. Principe

- La tension  $V_{BE}$  d'un transistor est imposée par une diode
- En régime linéaire, le courant de collecteur est indépendant de  $V_{CE}$  et donc de la valeur de la charge de collecteur



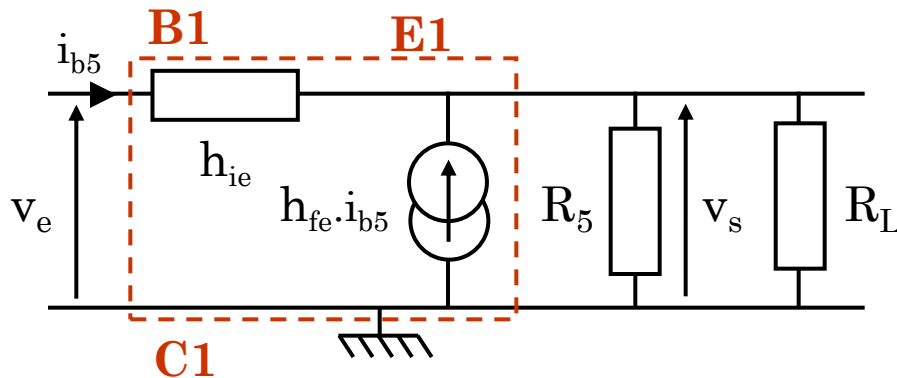
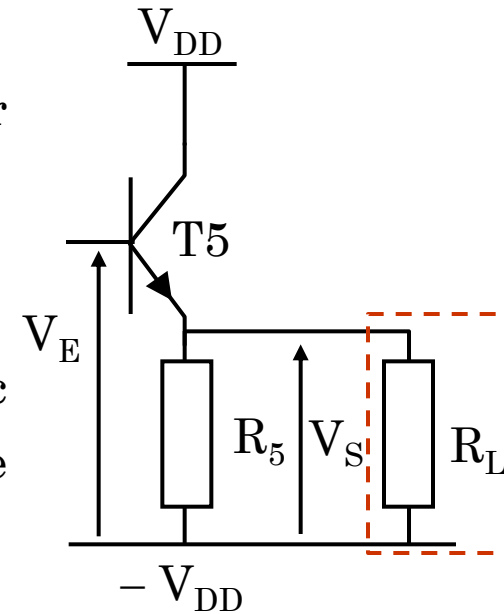
## III.2. Amélioration du montage

- La diode est remplacée par un transistor bipolaire identique à T3 mais monté en diode.



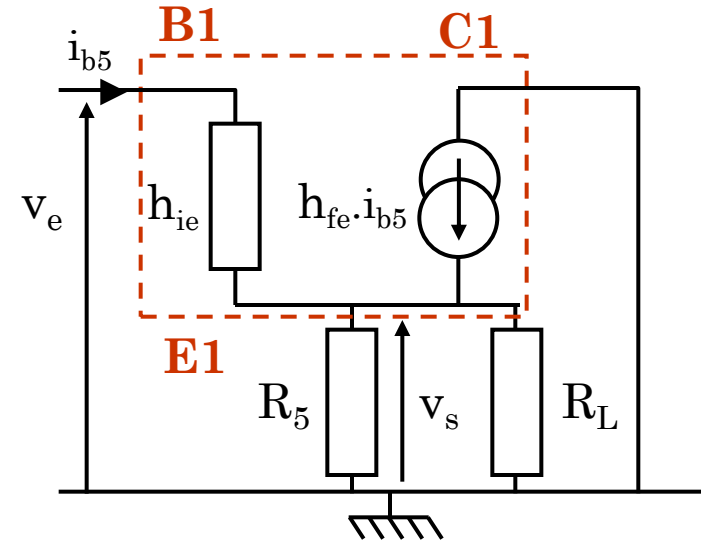
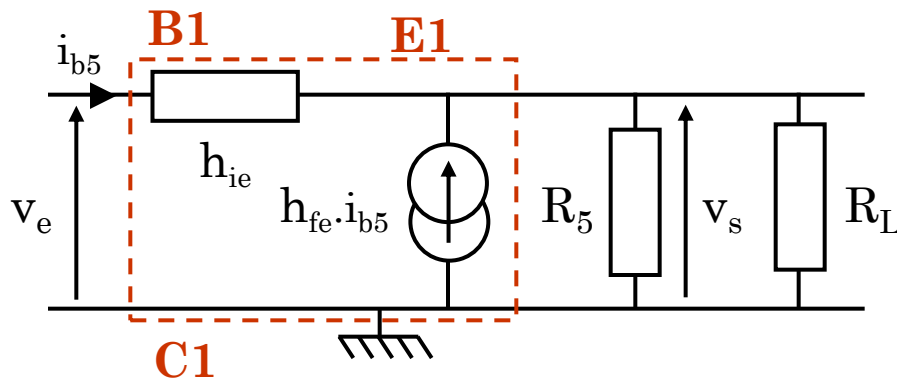
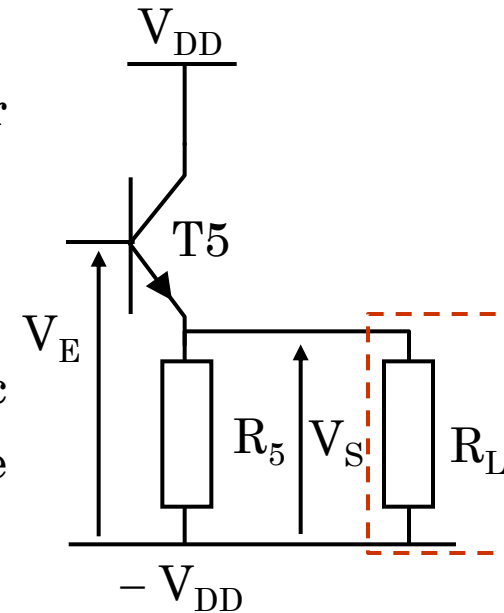
## IV.1. Présentation

- L'entrée du montage se trouve sur la base du transistor et la sortie sur la résistance d'émetteur.
- En régime de petit signal, le collecteur est à la masse.
- Ce montage réalise une adaptation d'impédance avec une résistance d'entrée élevée, une résistance de sortie faible et un gain égal à 1.



## IV.1. Présentation

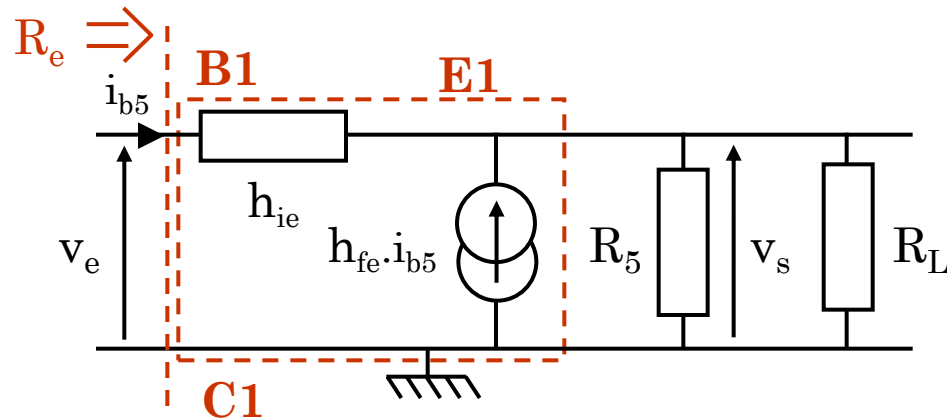
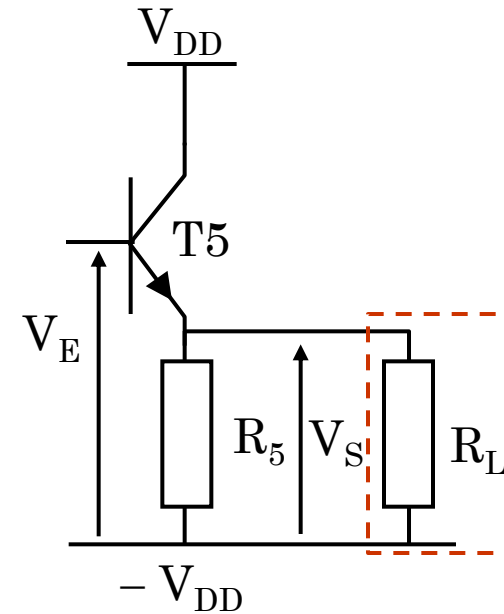
- L'entrée du montage se trouve sur la base du transistor et la sortie sur la résistance d'émetteur.
- En régime de petit signal, le collecteur est à la masse.
- Ce montage réalise une adaptation d'impédance avec une résistance d'entrée élevée, une résistance de sortie faible et un gain égal à 1.



## IV.2. Calcul des grandeurs fondamentales

- Résistance d'entrée :

$$R_e = \frac{V_e}{i_{b5}} = \frac{h_{ie} \cdot i_{b5} + (R_5 // R_L) \cdot (1 + h_{fe}) i_{b5}}{i_{b5}} \approx h_{ie} + h_{fe} (R_5 // R_L)$$



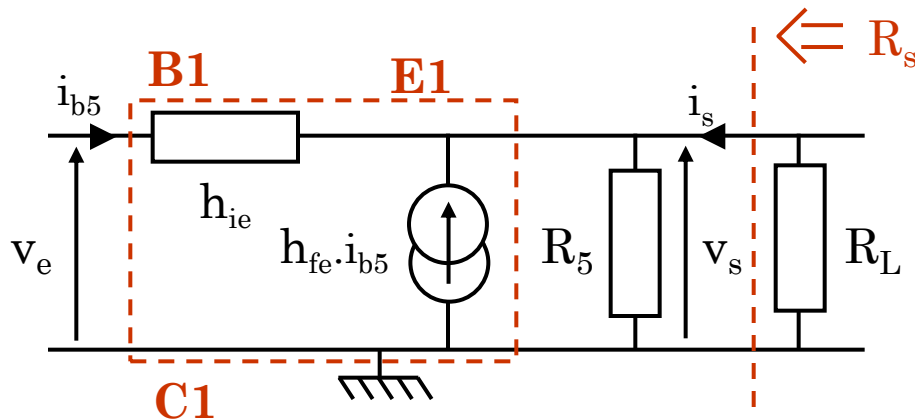
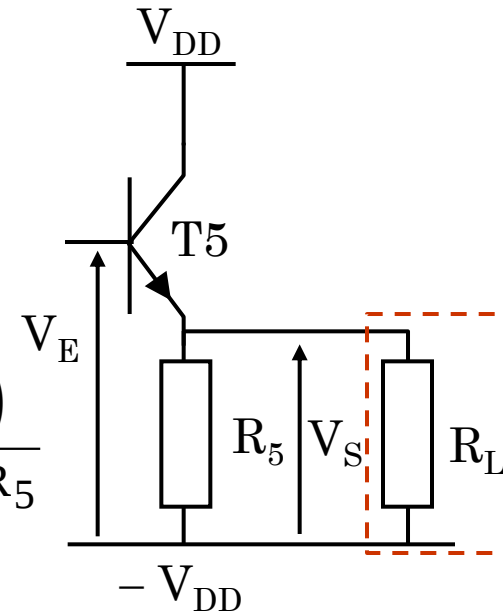
## IV.2. Calcul des grandeurs fondamentales

- Résistance d'entrée :

$$R_e = \frac{V_e}{i_{b5}} = \frac{h_{ie} \cdot i_{b5} + (R_5 // R_L) \cdot (1 + h_{fe}) i_{b5}}{i_{b5}} \approx h_{ie} + h_{fe} (R_5 // R_L)$$

- Résistance de sortie :

$$R_s = \frac{v_s}{i_s} = \frac{v_s}{\frac{v_s}{R_5} - (1 + h_{fe}) i_{b5}} = \frac{v_s}{\frac{v_s}{R_5} + \frac{(1 + h_{fe})}{(h_{ie} + R_g)} v_s} \approx \frac{R_5 (h_{ie} + R_g)}{h_{ie} + R_g + h_{fe} R_5}$$



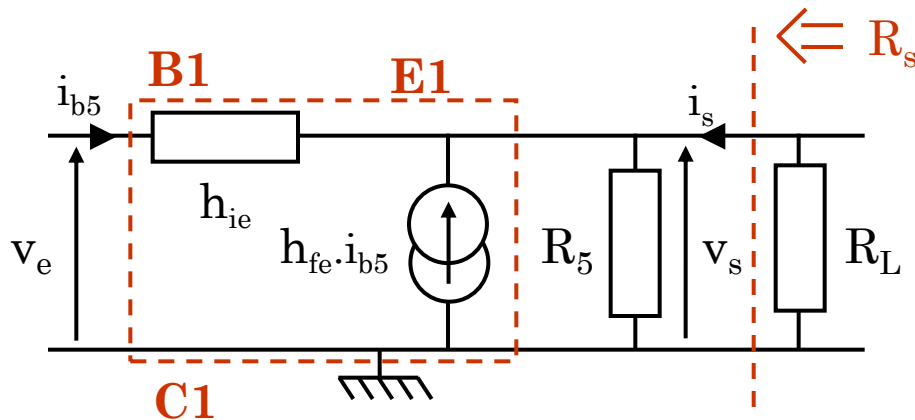
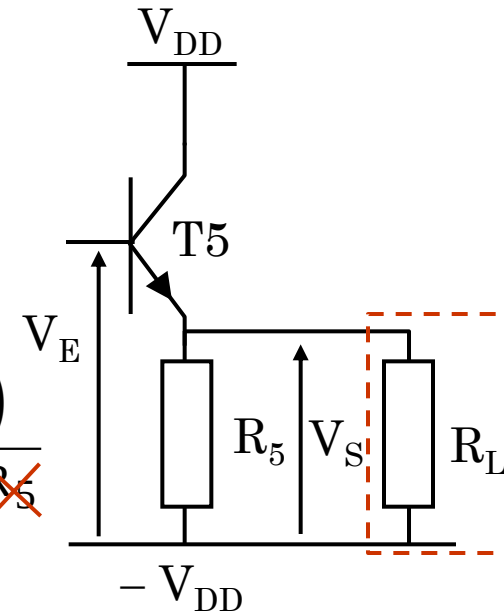
## IV.2. Calcul des grandeurs fondamentales

- Résistance d'entrée :

$$R_e = \frac{V_e}{i_{b5}} = \frac{h_{ie} \cdot i_{b5} + (R_5 // R_L) \cdot (1 + h_{fe}) i_{b5}}{i_{b5}} \approx h_{ie} + h_{fe} (R_5 // R_L)$$

- Résistance de sortie :

$$R_s = \frac{v_s}{i_s} = \frac{v_s}{\frac{v_s}{R_5} - (1 + h_{fe}) i_{b5}} = \frac{v_s}{\frac{v_s}{R_5} + \frac{(1 + h_{fe})}{(h_{ie} + R_g)} v_s} \approx \frac{R_5 (h_{ie} + R_g)}{h_{ie} + R_g + h_{fe} R_5}$$



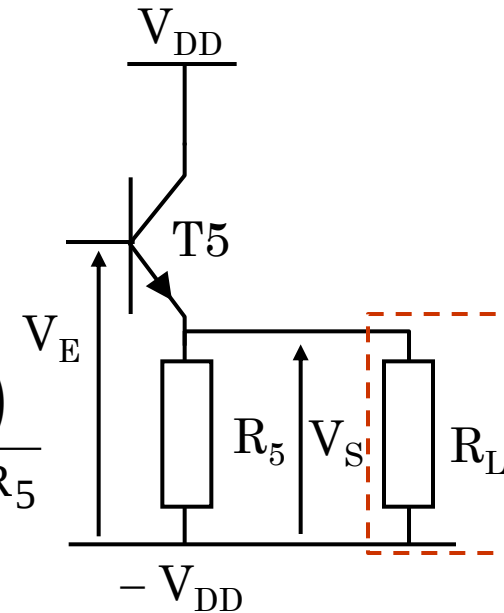
## IV.2. Calcul des grandeurs fondamentales

- Résistance d'entrée :

$$R_e = \frac{V_e}{i_{b5}} = \frac{h_{ie} \cdot i_{b5} + (R_5 // R_L) \cdot (1 + h_{fe}) i_{b5}}{i_{b5}} \approx h_{ie} + h_{fe} (R_5 // R_L)$$

- Résistance de sortie :

$$R_s = \frac{v_s}{i_s} = \frac{v_s}{\frac{v_s}{R_5} - (1 + h_{fe}) i_{b5}} = \frac{v_s}{\frac{v_s}{R_5} + \frac{(1 + h_{fe})}{(h_{ie} + R_g)} v_s} \approx \frac{R_5 (h_{ie} + R_g)}{h_{ie} + R_g + h_{fe} R_5}$$

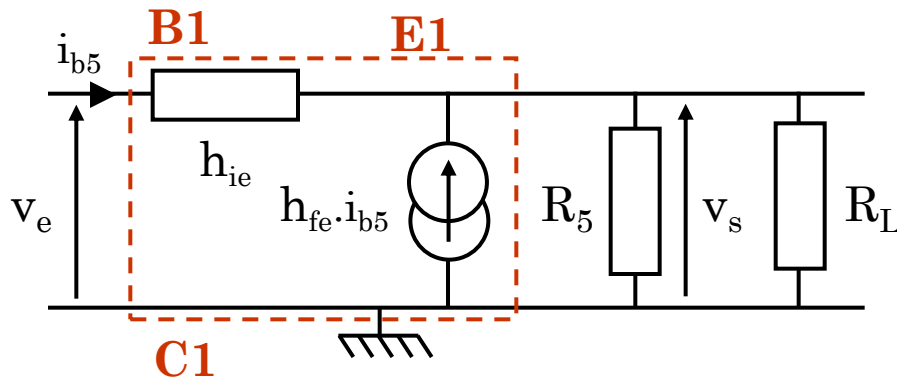


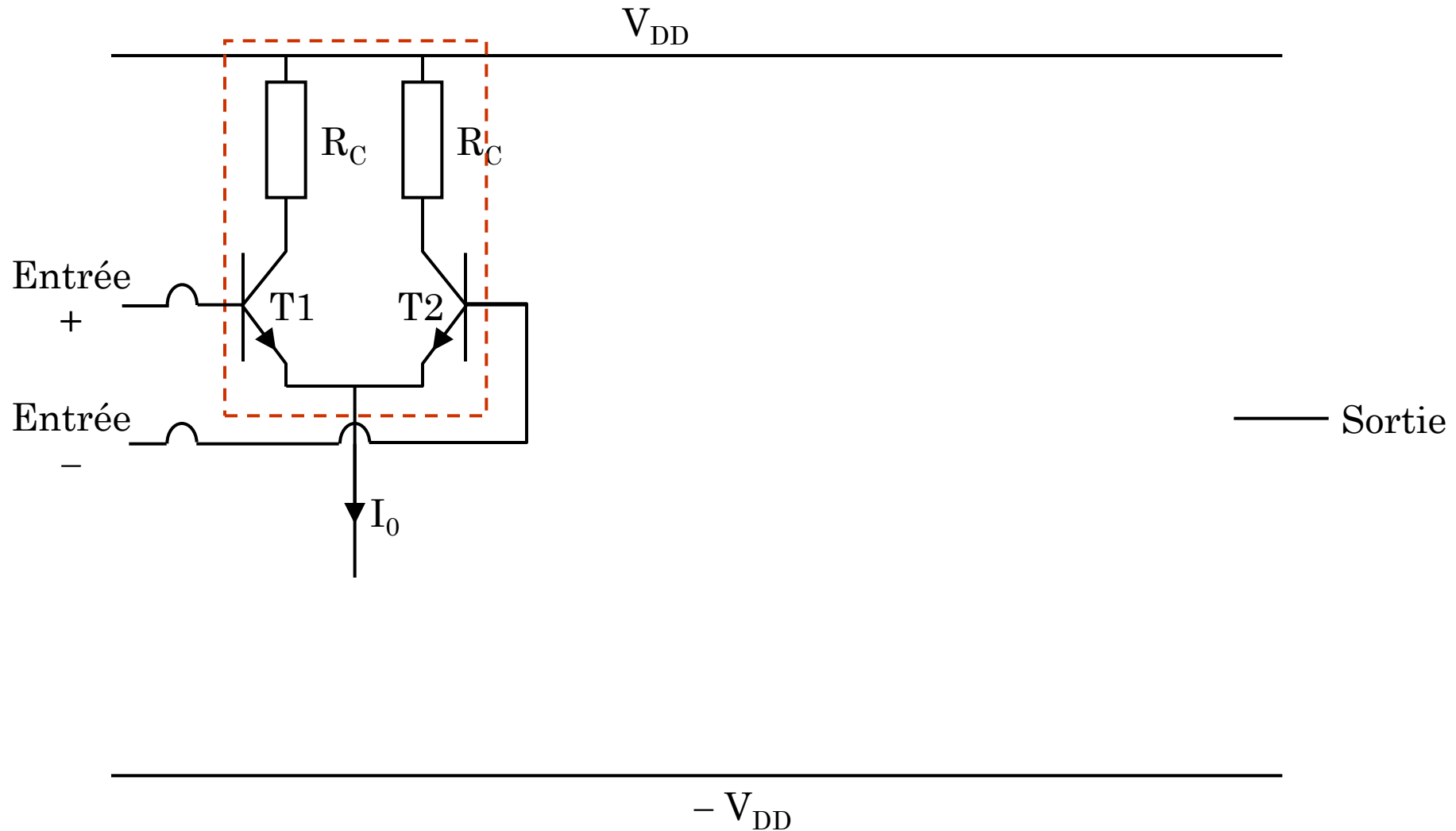
- Gain en tension :

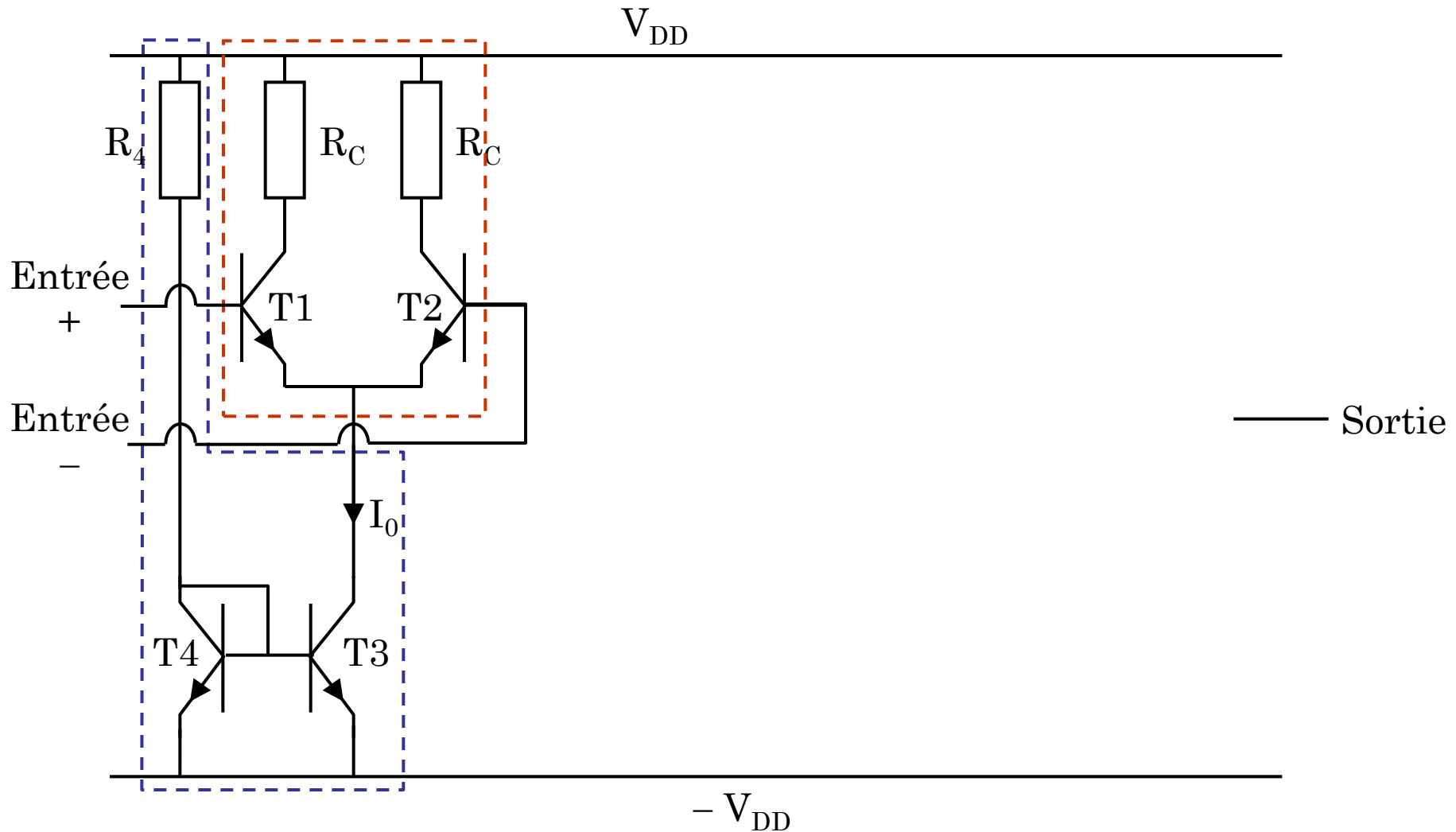
$$A_v = \frac{v_s}{V_e} = \frac{(1 + h_{fe}) (R_5 // R_L) i_{b5}}{h_{ie} \cdot i_{b5} + (1 + h_{fe}) (R_5 // R_L) i_{b5}}$$

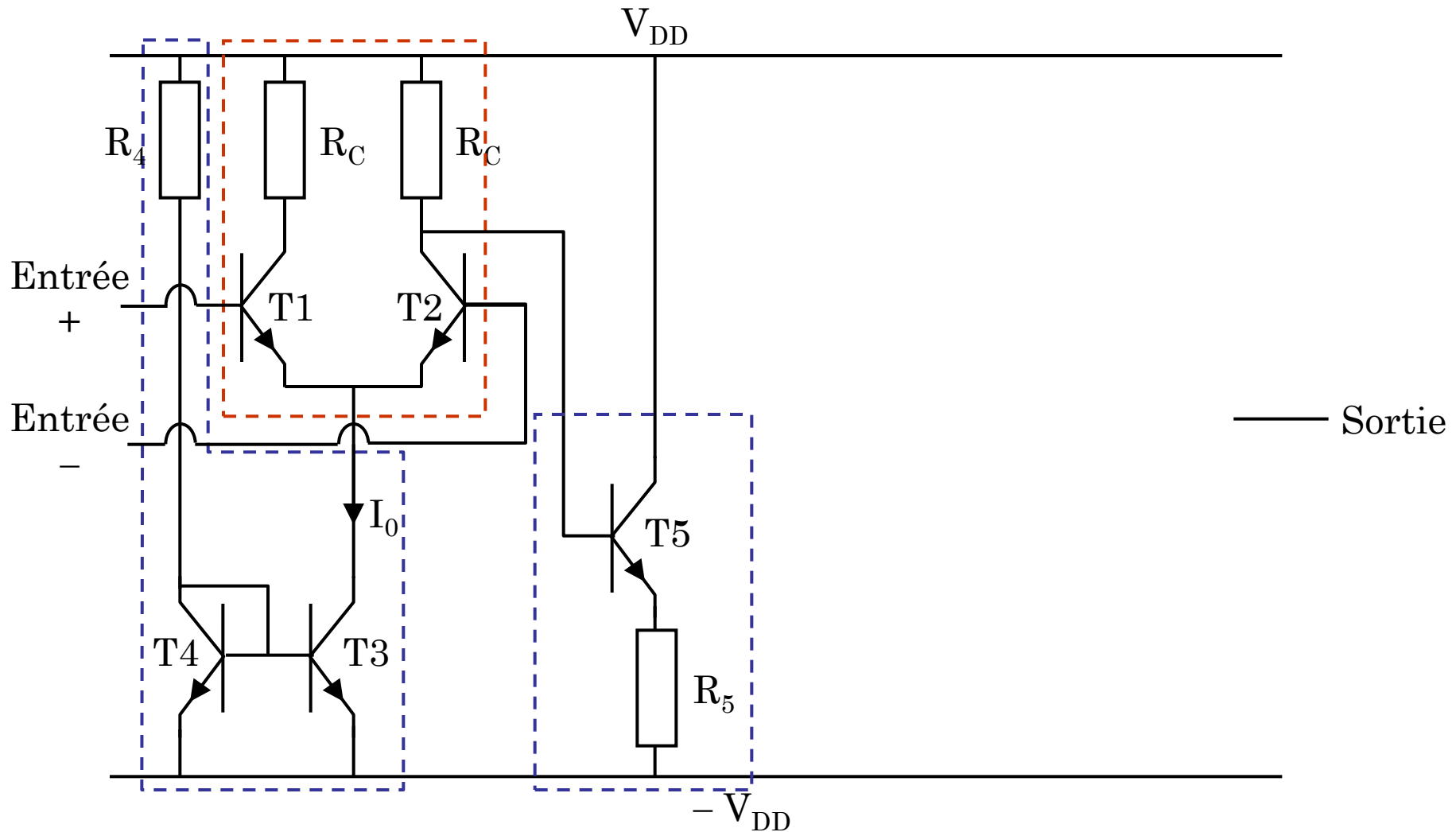
Comme  $h_{ie} \ll h_{fe} (R_5 // R_L)$ , alors

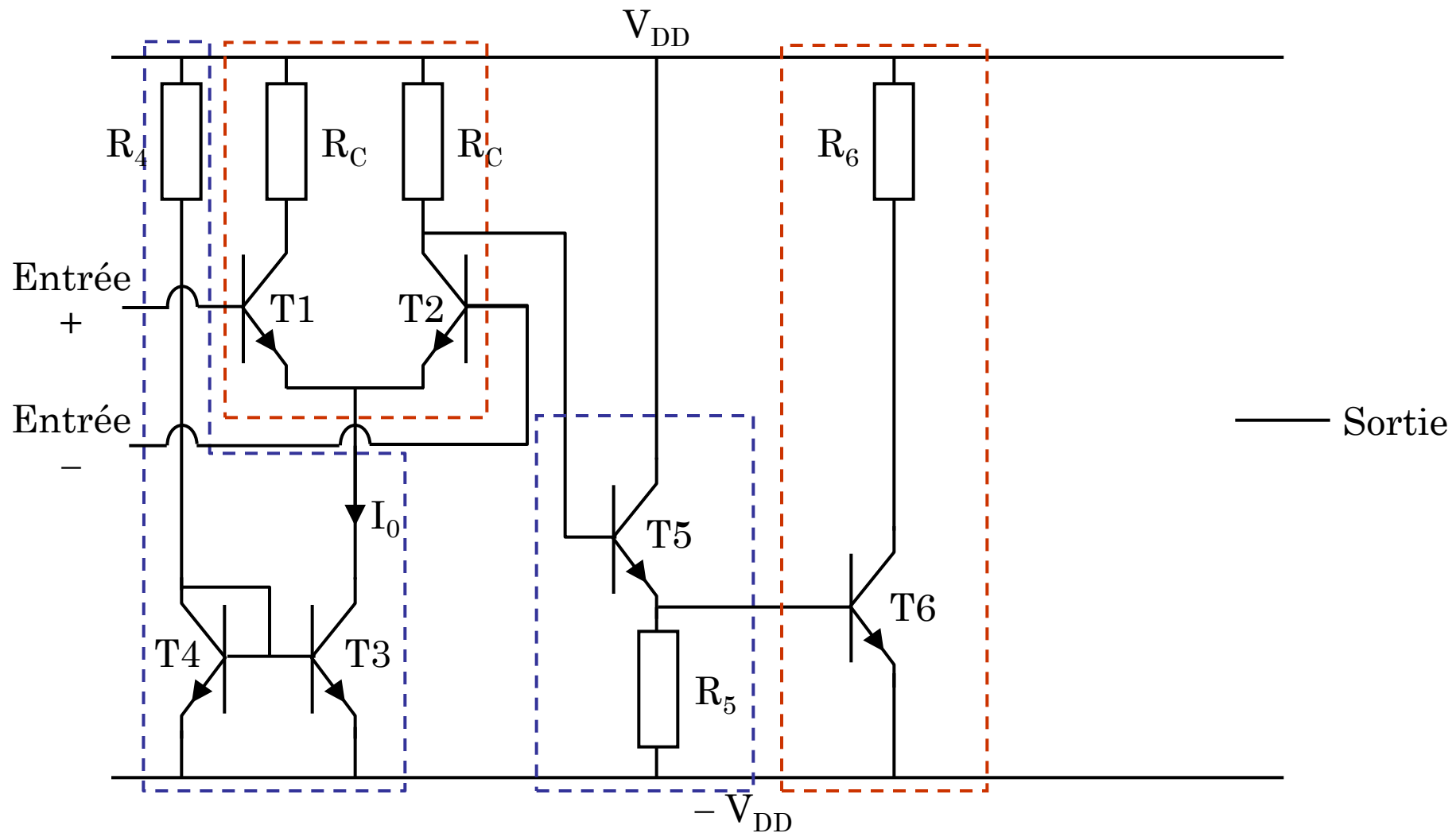
$$A_v \approx 1$$

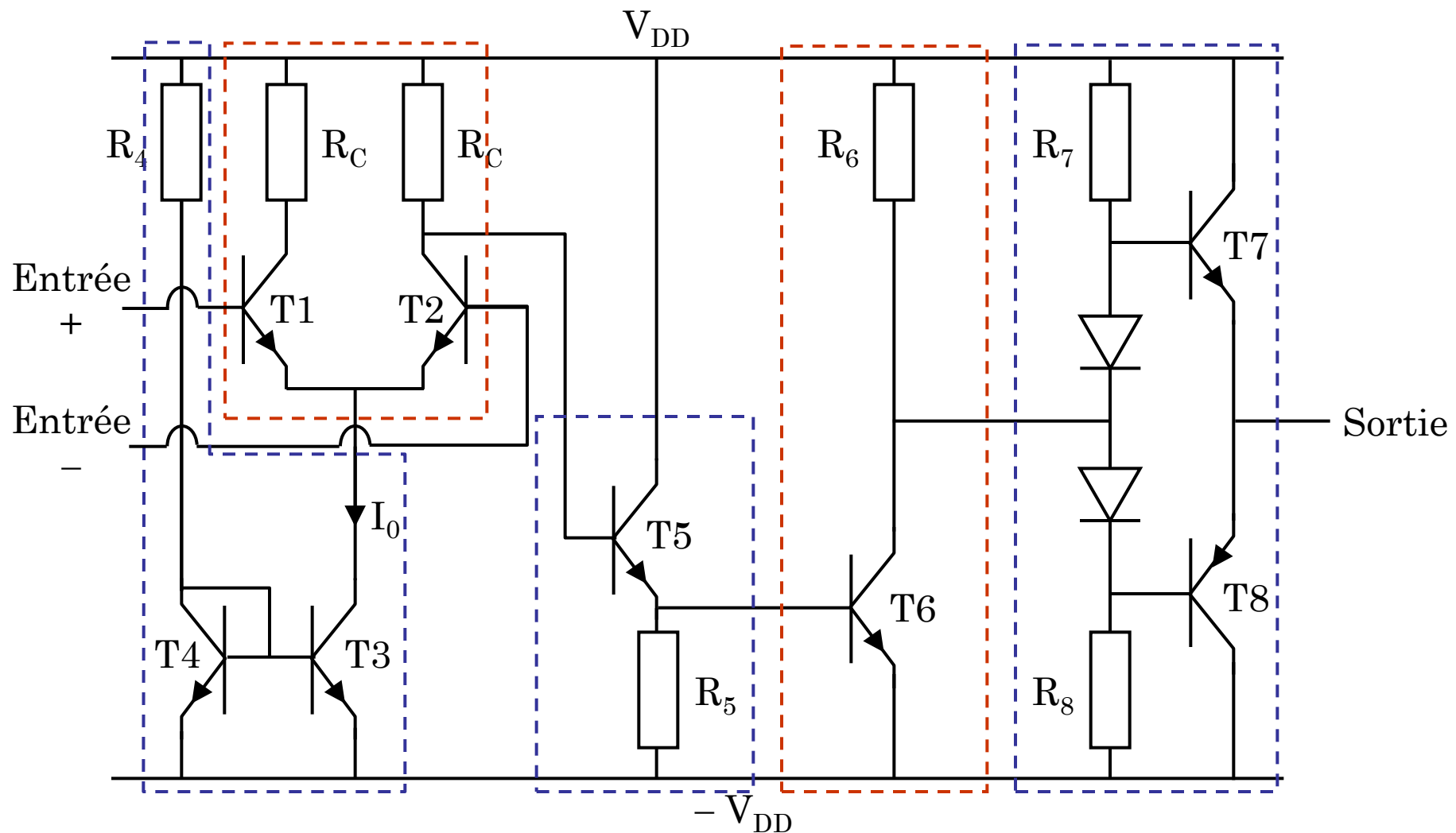


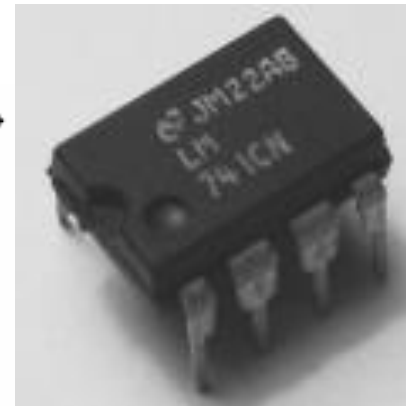
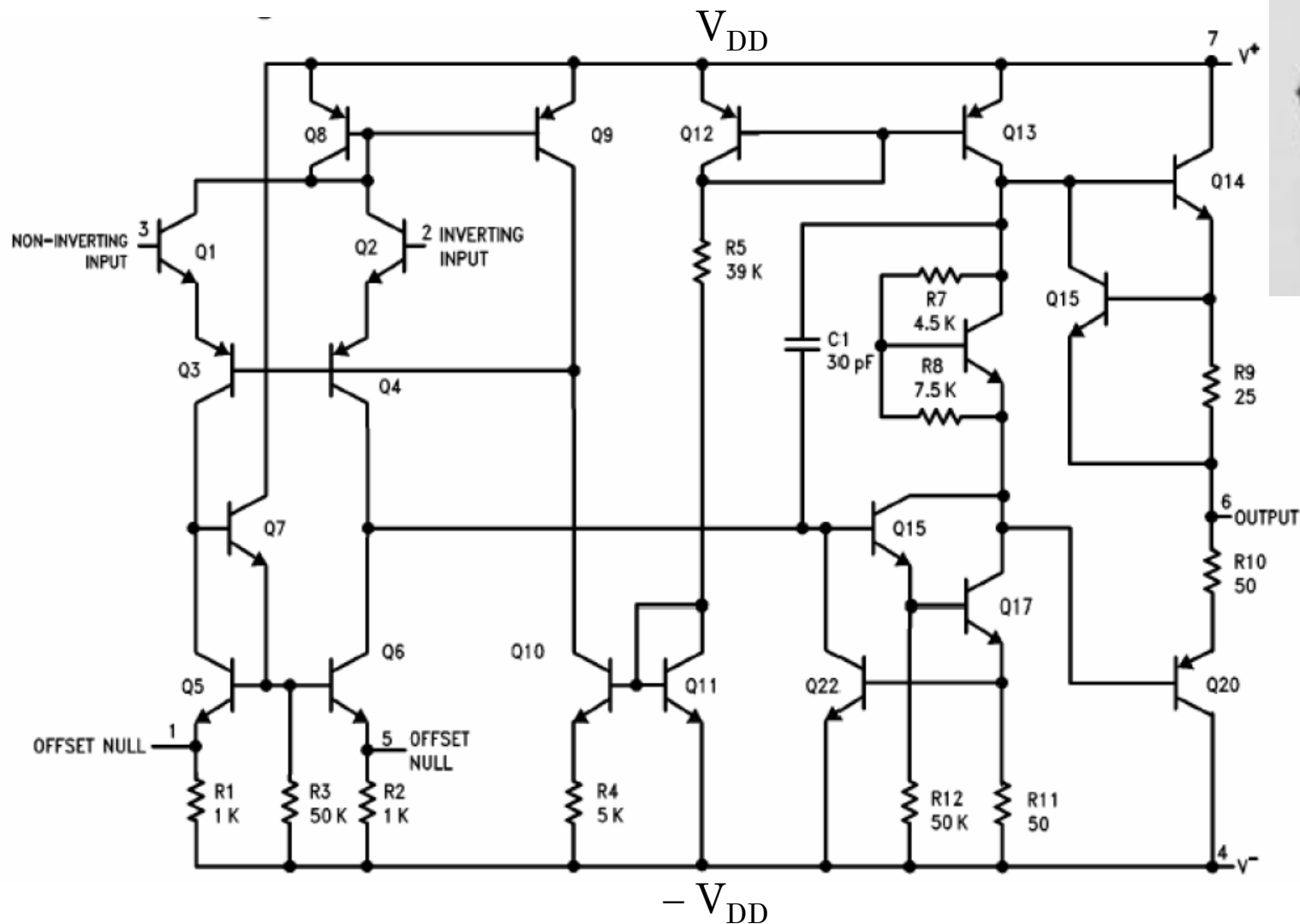












## VII.1. Amplificateur non inverseur

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

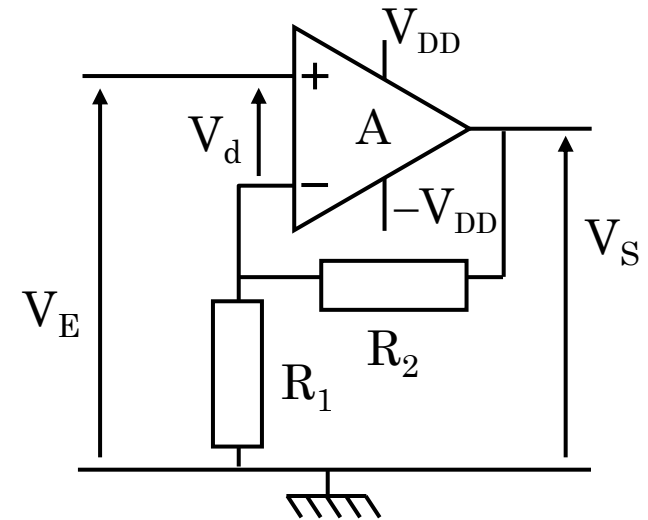
$$V^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_S = V_E - V_d = V_E - \frac{V_S}{A}$$

- On trouve l'expression de  $V_S$  :

$$V_S = \frac{1}{\frac{R_1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{A}} V_E$$

- Le gain  $A$  étant très grand devant  $R_1/(R_1 + R_2)$ ,  $V_S$  se simplifie :

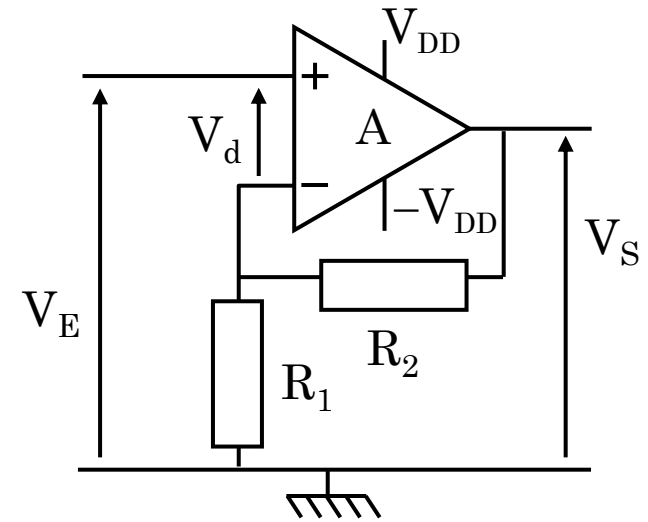
$$V_S = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_E$$



## VII.1. Amplificateur non inverseur

- On remarquera que cette simplification revient à dire que  $V_d$  est extrêmement faible devant les autres tensions. Dans ce cas un simple pont diviseur de tension donne :

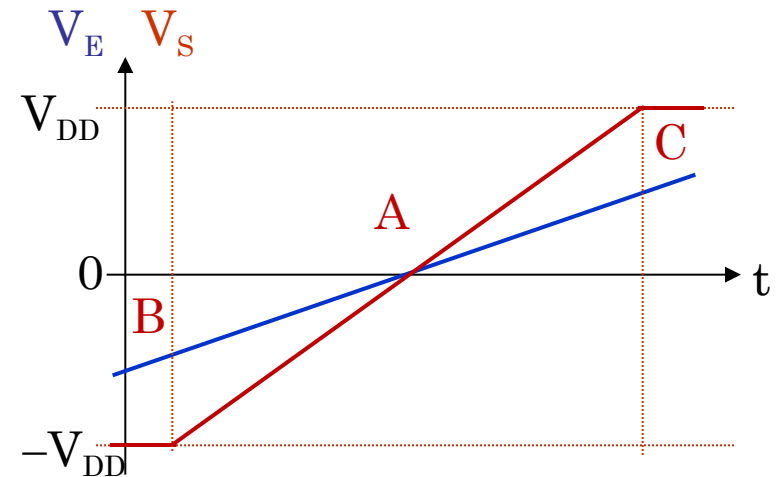
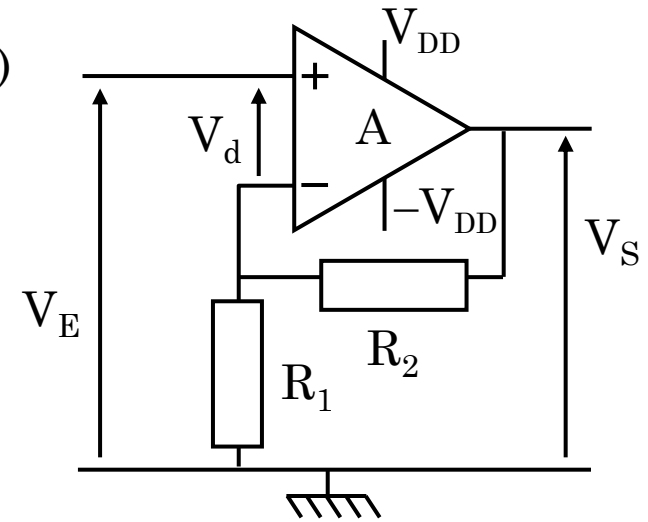
$$V_E = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_S \quad \text{soit :} \quad V_S = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_E$$



- Hors saturation de la sortie, on remplace habituellement " $-V_d$ " par  $\varepsilon$  pour indiquer son extrêmement faible valeur.

## VII.1. Amplificateur non inverseur

- Soit un montage avec un gain de 2 (donc  $R_1 = R_2$ )
- Dans la **zone A**, la tension en sortie est 2 fois plus grande que celle en entrée
- Dans la **zone B**, la tension en sortie devrait devenir inférieure à la tension d'alimentation  $-V_{DD}$  ce qui est impossible. La tension en sortie sature à  $-V_{DD}$
- Dans la **zone C**, la tension en sortie devrait devenir supérieure à la tension d'alimentation  $V_{DD}$  ce qui est impossible. La tension en sortie sature à  $V_{DD}$



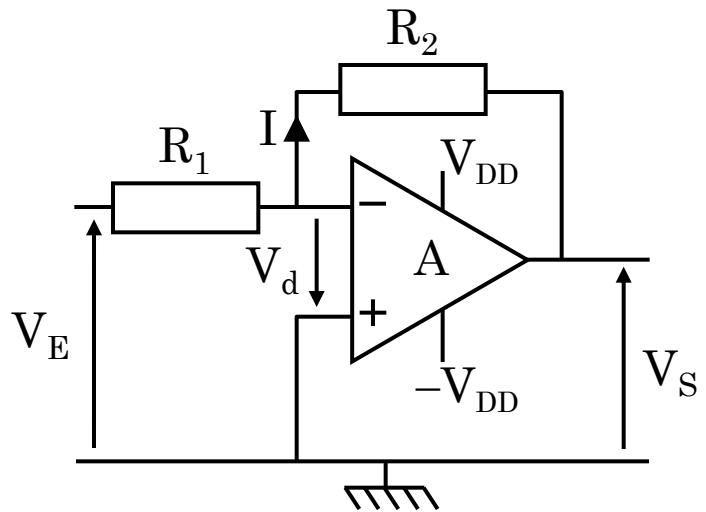
## VII.2. Amplificateur inverseur

- 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.

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



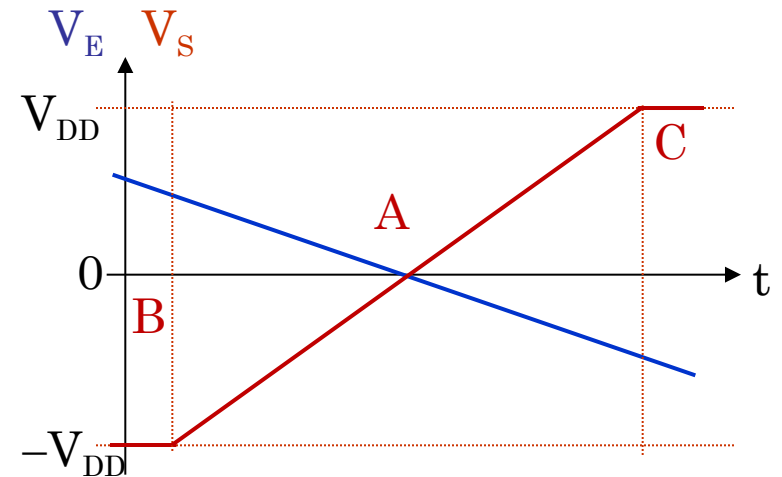
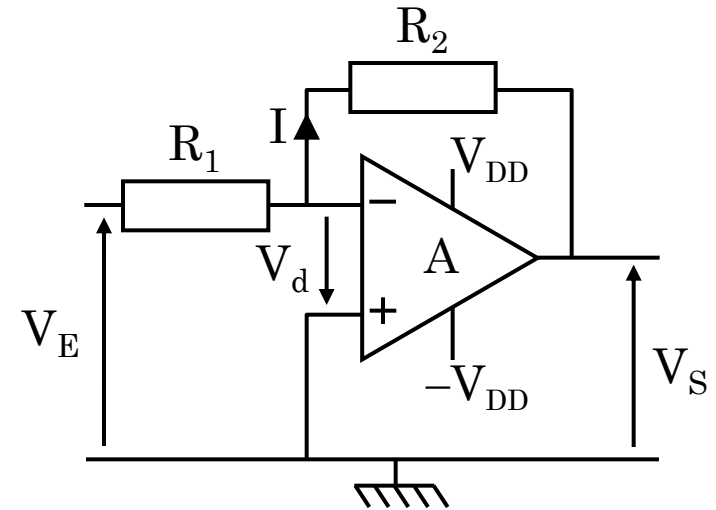
avec  $G = \frac{V_S}{V_E}$

- 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  $\varepsilon$ .

## VII.2. Amplificateur inverseur

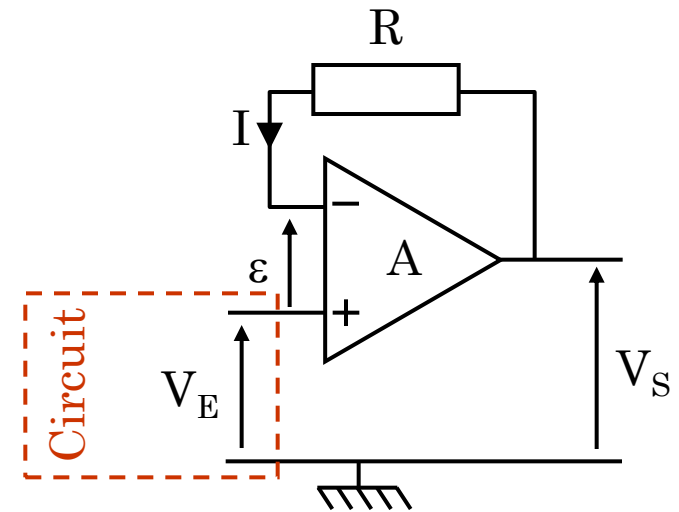
- Soit un montage avec un gain de  $-2$
- Dans la **zone A**, la tension en sortie est en valeur absolue 2 fois plus grande que celle en entrée
- Dans la **zone B**, la tension en sortie devrait devenir inférieur à la tension d'alimentation  $-V_{DD}$  ce qui est impossible. La tension en sortie sature à  $-V_{DD}$
- Dans la **zone C**, la tension en sortie devrait devenir supérieure à la tension d'alimentation  $V_{DD}$  ce qui est impossible. La tension en sortie sature à  $V_{DD}$



## VII.3. Amplificateur suiveur

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

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

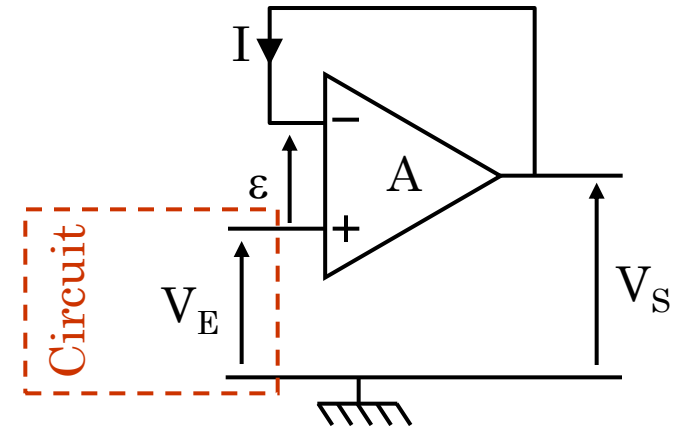


## VII.3. Amplificateur suiveur

- 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 (de l'ordre du  $M\Omega$ ) et celle de sortie très faible (de l'ordre du  $m\Omega$ ). On peut donc prélever la tension  $V_E$  sans modifier le circuit.



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

## VII.4. L'additionneur

- Somme des courants :

$$I = I_1 + I_2$$

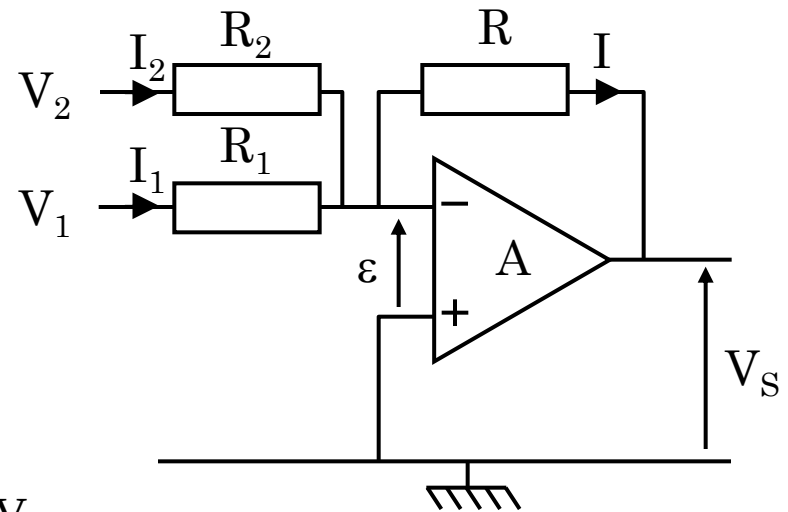
- Application de la loi des nœuds à l'entrée - :

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

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



## VII.5. L'intégrateur

- Rappels :

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

- Loi des mailles :

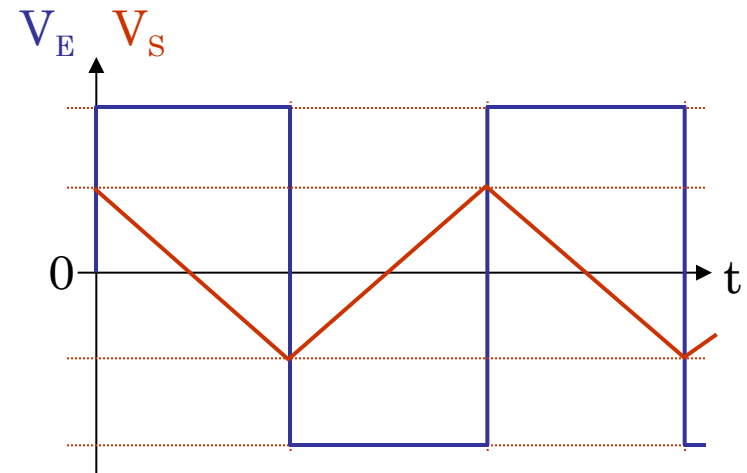
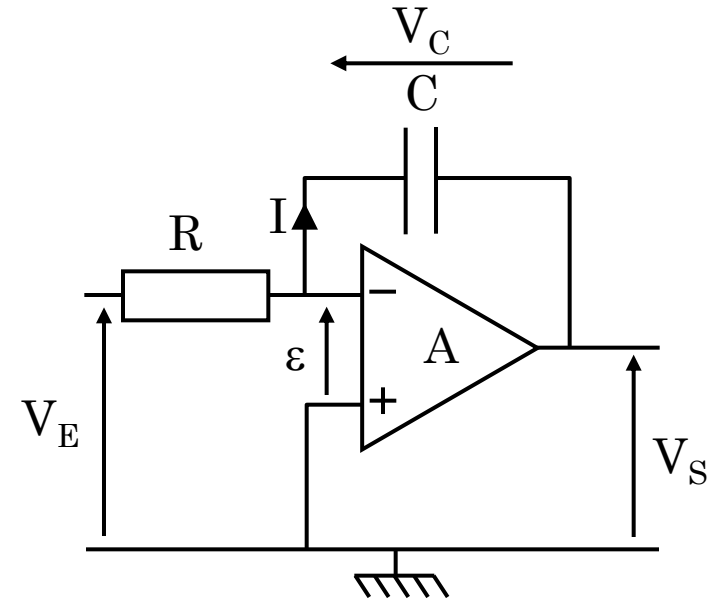
$$V_E = R.I \quad \text{et} \quad V_S = -V_C$$

- Expression de  $V_S$  :

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

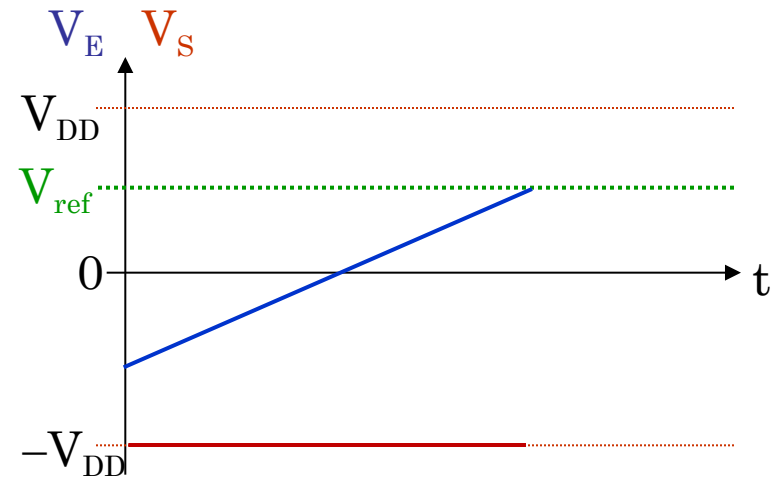
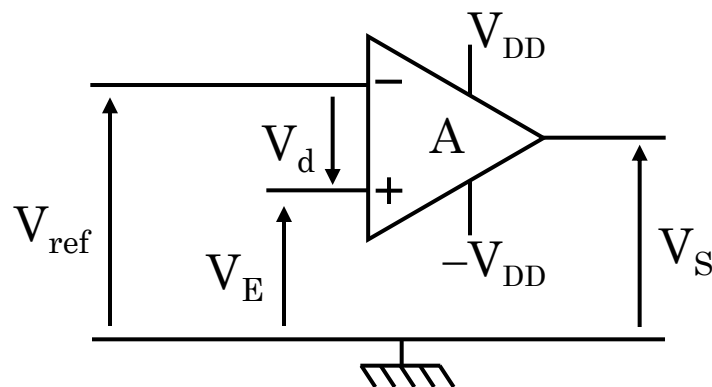
$$\Rightarrow \quad V_S = -V_{C0} - \frac{1}{R.C} \int V_E dt$$

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



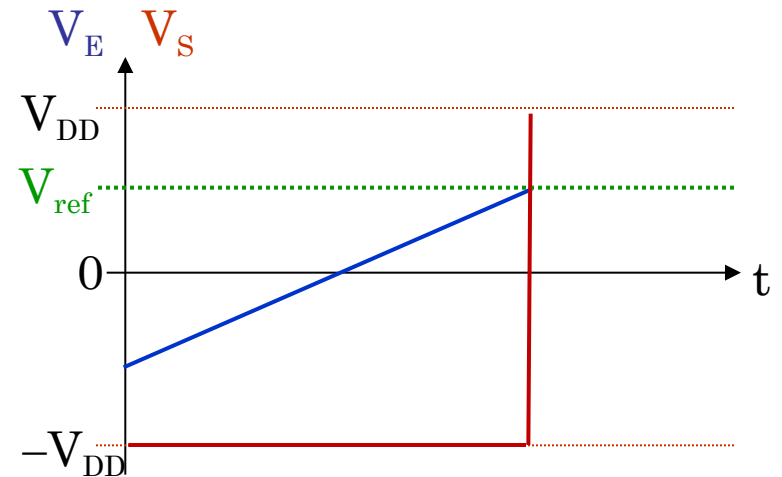
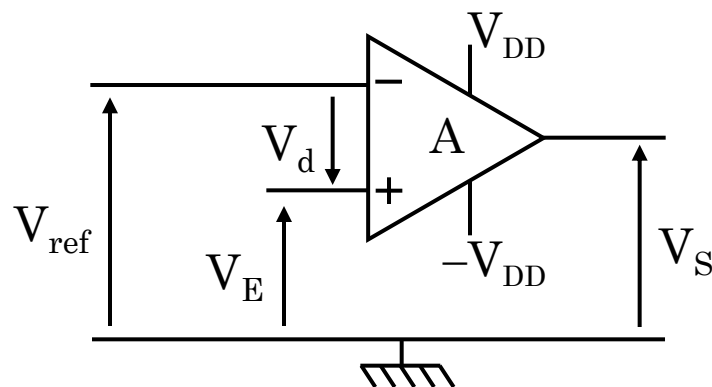
## VII.6. Le comparateur

- Il n'y a pas de rebouclage entre la sortie et l'entrée –
- $V_{ref}$  est une tension de référence que l'on peut obtenir avec un pont diviseur de tension par exemple
- Tant que  $V_E$  est inférieure à  $V_{ref}$  (à quelques  $\mu V$  près) alors  $A.V_d \ll -V_{DD}$  puisque  $V_d$  est négatif. L'AOP sature avec  $V_S = -V_{DD}$



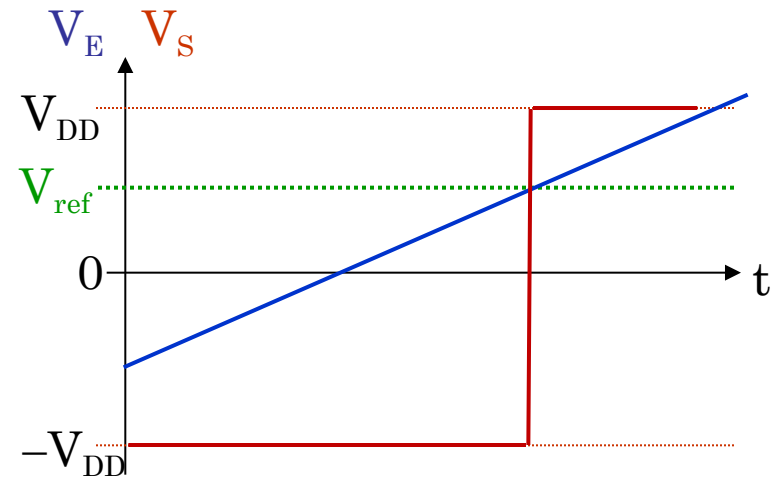
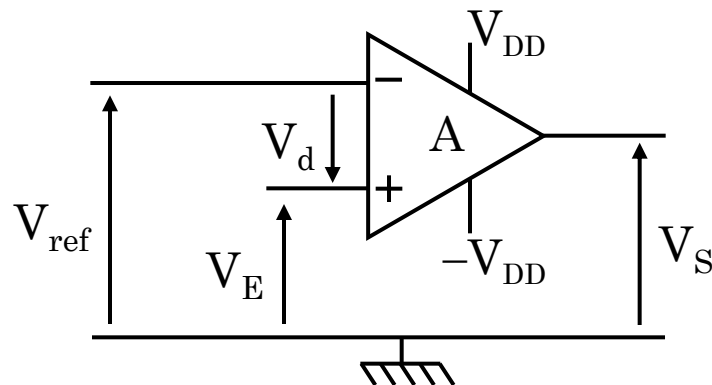
## VII.6. Le comparateur

- Pour  $V_E$  presque égale à  $V_{ref}$  (à quelques  $\mu V$  près), l'AOP fonctionne en amplificateur et on a  $-V_{DD} < V_S = A.V_d < V_{DD}$



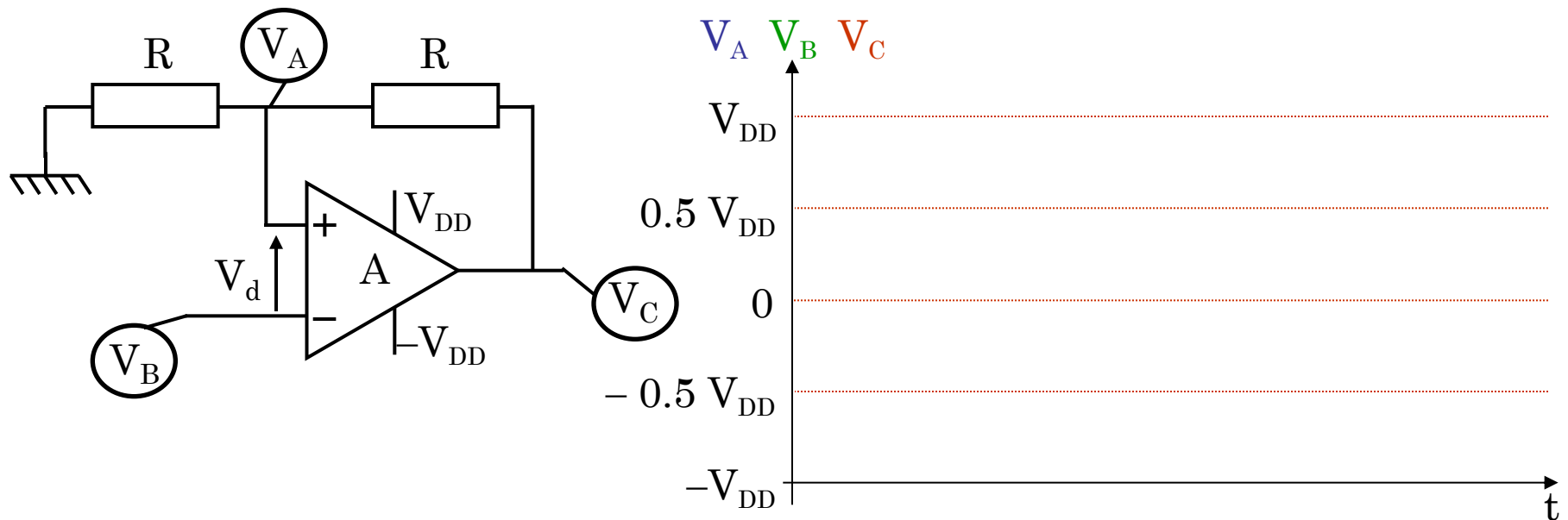
## VII.6. Le comparateur

- Pour  $V_E$  presque égale à  $V_{ref}$  (à quelques  $\mu V$  près), l'AOP fonctionne en amplificateur et on a  $-V_{DD} < V_S = A.V_d < V_{DD}$
- Pour  $V_E$  supérieure à  $V_{ref}$  (à quelques  $\mu V$  près) alors  $A.V_d \gg V_{DD}$  puisque  $V_d$  est positif. L'AOP sature avec  $V_S = V_{DD}$



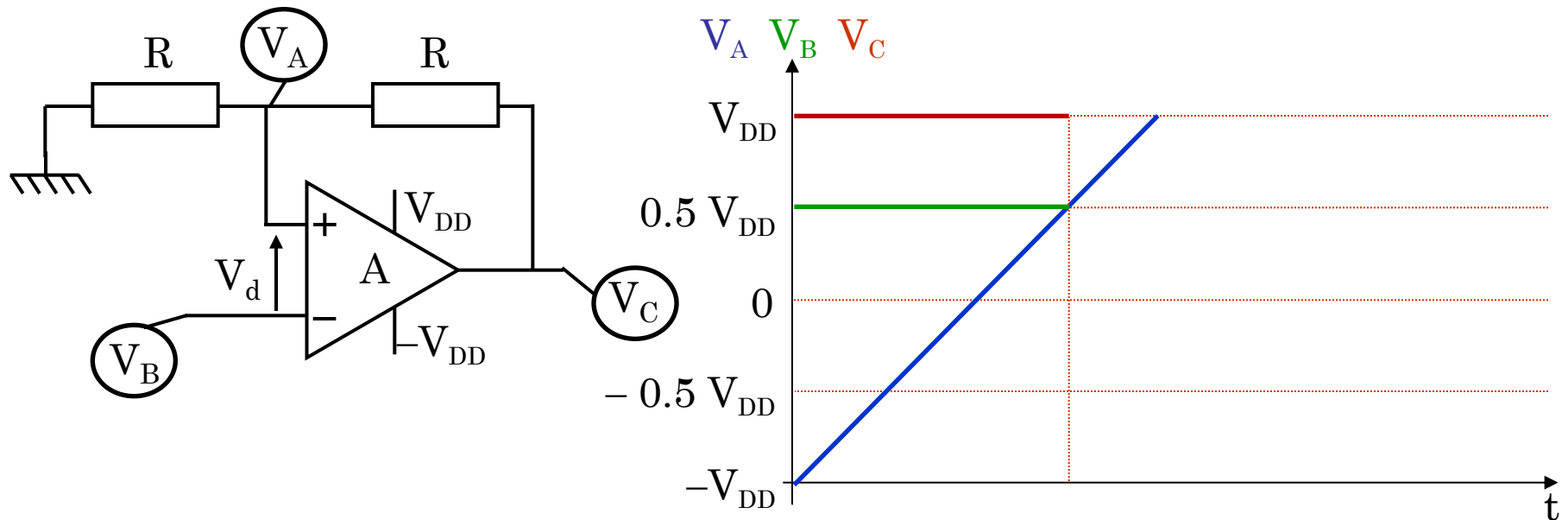
## VII.7. le trigger de Schmitt

- Les tensions  $V_A$ ,  $V_B$  et  $V_C$  sont données par rapport à la masse.
- $V_C$  est la tension de sortie du circuit et  $V_B$  la tension d'entrée
- Pour simplifier l'étude, les 2 résistances sont identiques



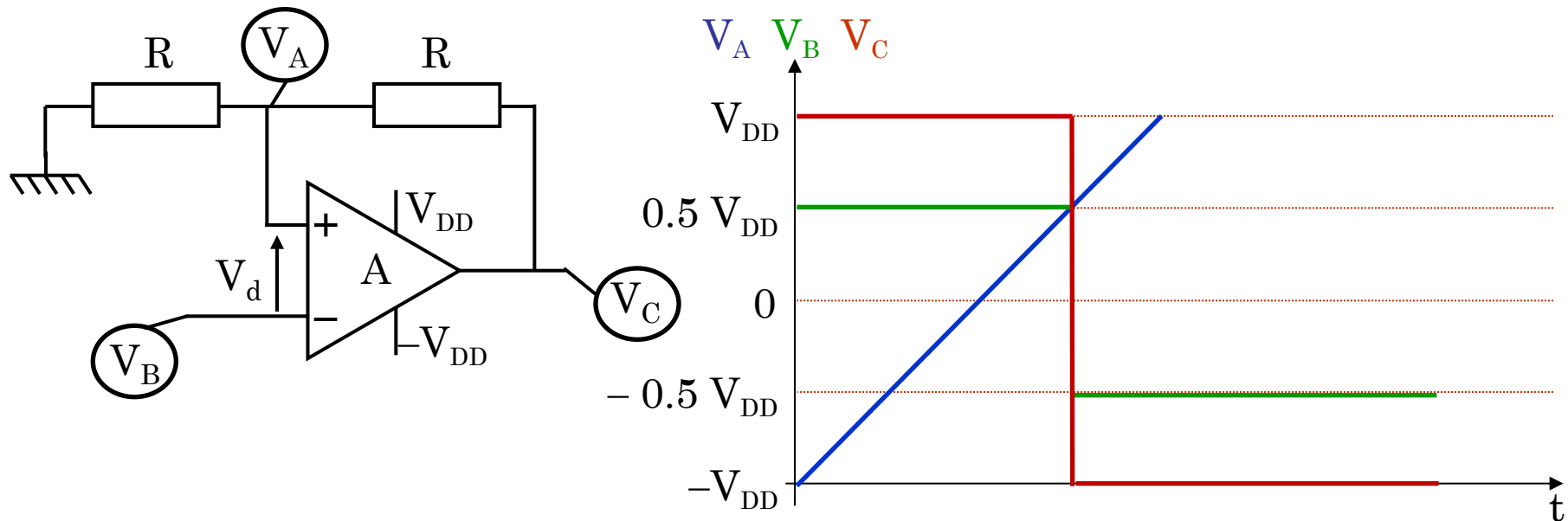
## VII.7. le trigger de Schmitt

- A  $t = 0$ , on suppose que  $V_C = V_{DD}$  ce qui implique que  $V_A = 0.5 V_{DD}$ .
- La tension  $V_B$  croît et s'approche de  $V_A$  à quelques  $\mu V$ . L'AOP se dé-sature avec  $V_C = A.V_d = A.(V_A - V_B)$ .



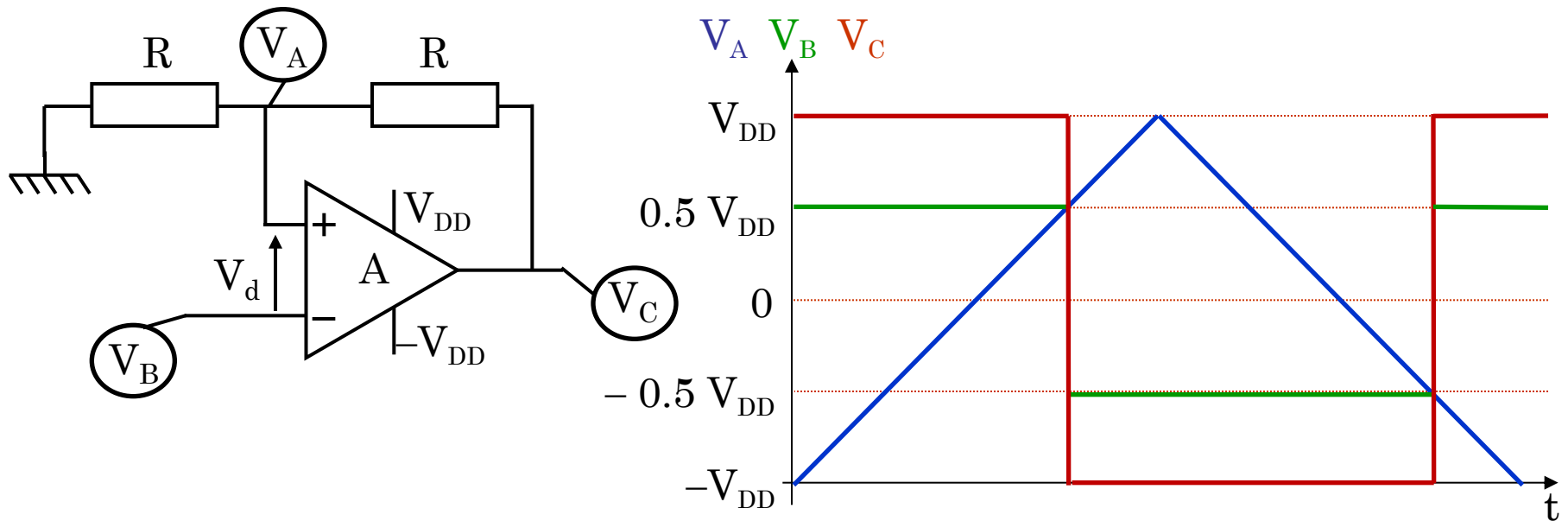
## VII.7. le trigger de Schmitt

- A  $t = 0$ , on suppose que  $V_C = V_{DD}$  ce qui implique que  $V_A = 0.5 V_{DD}$ .
- La tension  $V_B$  croît et s'approche de  $V_A$  à quelques  $\mu V$ . L'AOP se dé-sature avec  $V_C = A.V_d = A.(V_A - V_B)$ .  $V_C$  et  $V_A$  décroissent.
- Lorsque  $V_d$  devient inférieure à quelques  $\mu V$ , l'AOP sature à nouveau avec  $V_C = -V_{DD}$ . Le passage entre saturation à  $V_{DD}$  et  $-V_{DD}$  est très rapide.



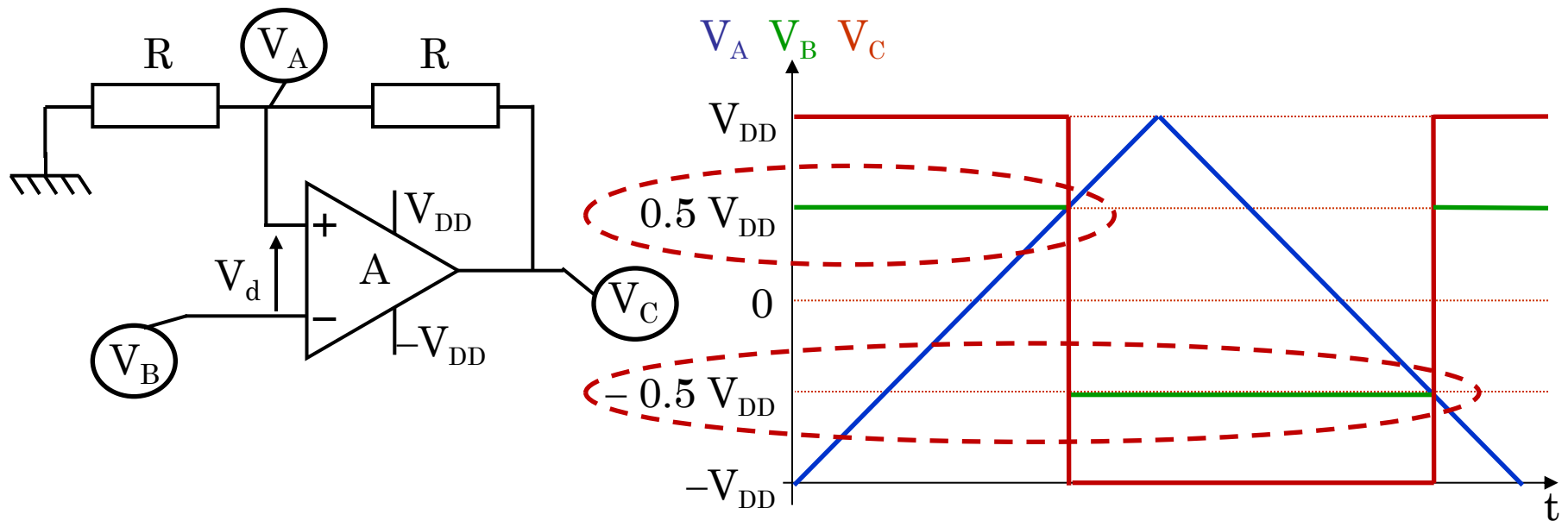
## VII.7. le trigger de Schmitt

- A présent  $V_C = -V_{DD}$ ,  $V_A = -0.5 V_{DD}$  et  $V_B$  décroît
- La tension  $V_B$  décroît et s'approche de  $V_A$  à quelques  $\mu V$ . L'AOP se dé-sature avec  $V_C = A.V_d = A.(V_A - V_B)$ .  $V_C$  et  $V_A$  croissent.
- Lorsque  $V_d$  devient supérieure à quelques  $\mu V$ , l'AOP sature à nouveau avec  $V_C = V_{DD}$ . Le passage entre saturation à  $-V_{DD}$  et  $V_{DD}$  est très rapide.



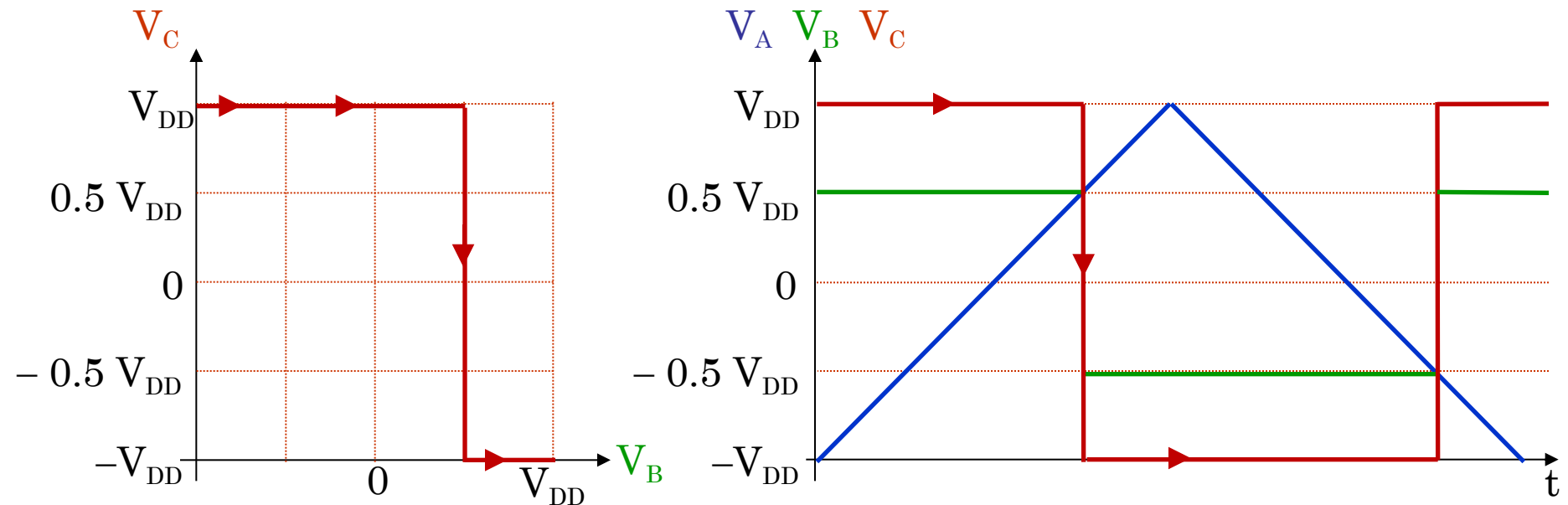
## VII.7. le trigger de Schmitt

- Ce qu'il est important de noter c'est que la tension  $V_B$  qui permet de faire commuter  $V_C$  de  $V_{DD}$  à  $-V_{DD}$  est différente de celle qui permet de faire commuter  $V_C$  de  $-V_{DD}$  à  $V_{DD}$



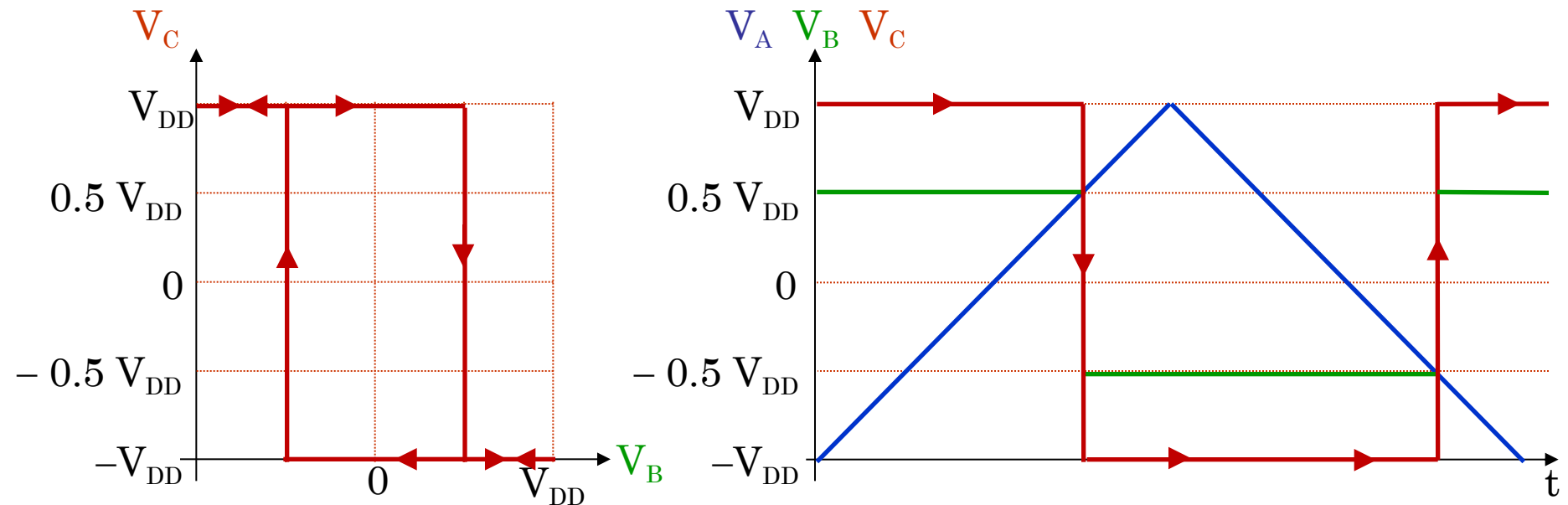
## VII.7. le trigger de Schmitt

- Ce qu'il est important de noter c'est que la tension  $V_B$  qui permet de faire commuter  $V_C$  de  $V_{DD}$  à  $-V_{DD}$  est différente de celle qui permet de faire commuter  $V_C$  de  $-V_{DD}$  à  $V_{DD}$
- La courbe  $V_C(V_B)$  présente un hystérésis



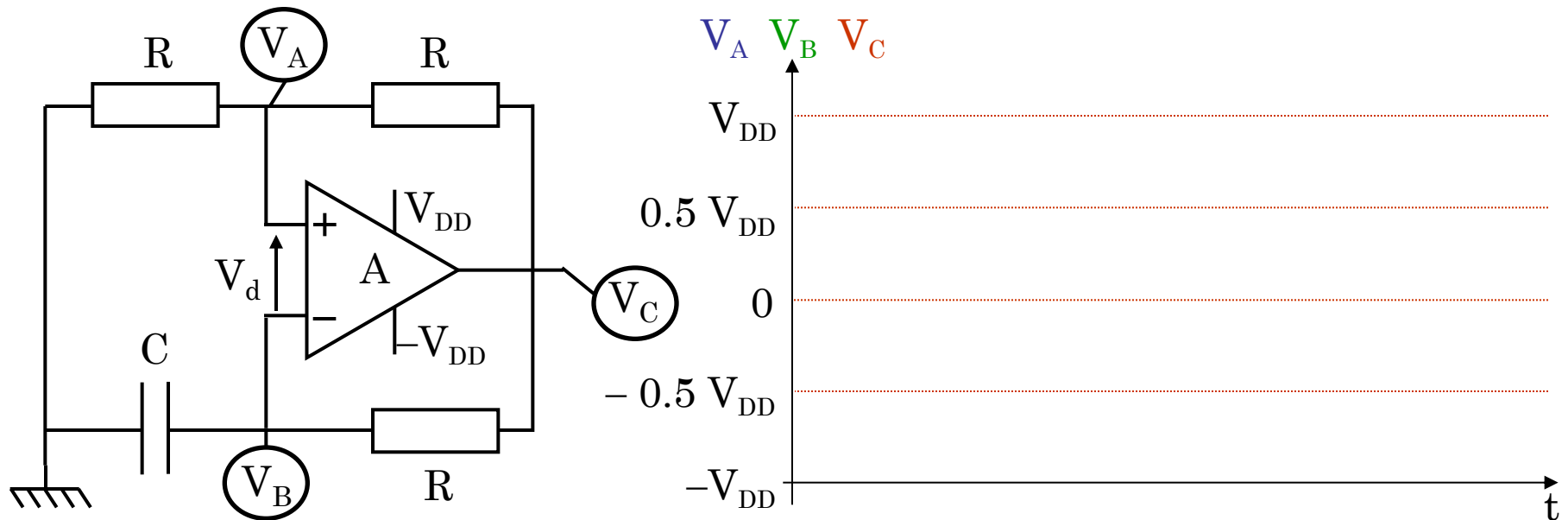
## VII.7. le trigger de Schmitt

- Ce qu'il est important de noter c'est que la tension  $V_B$  qui permet de faire commuter  $V_C$  de  $V_{DD}$  à  $-V_{DD}$  est différente de celle qui permet de faire commuter  $V_C$  de  $-V_{DD}$  à  $V_{DD}$
- La courbe  $V_C(V_B)$  présente un hystérésis
- Les tensions  $V_B$  qui induisent un basculement peuvent être modifiées



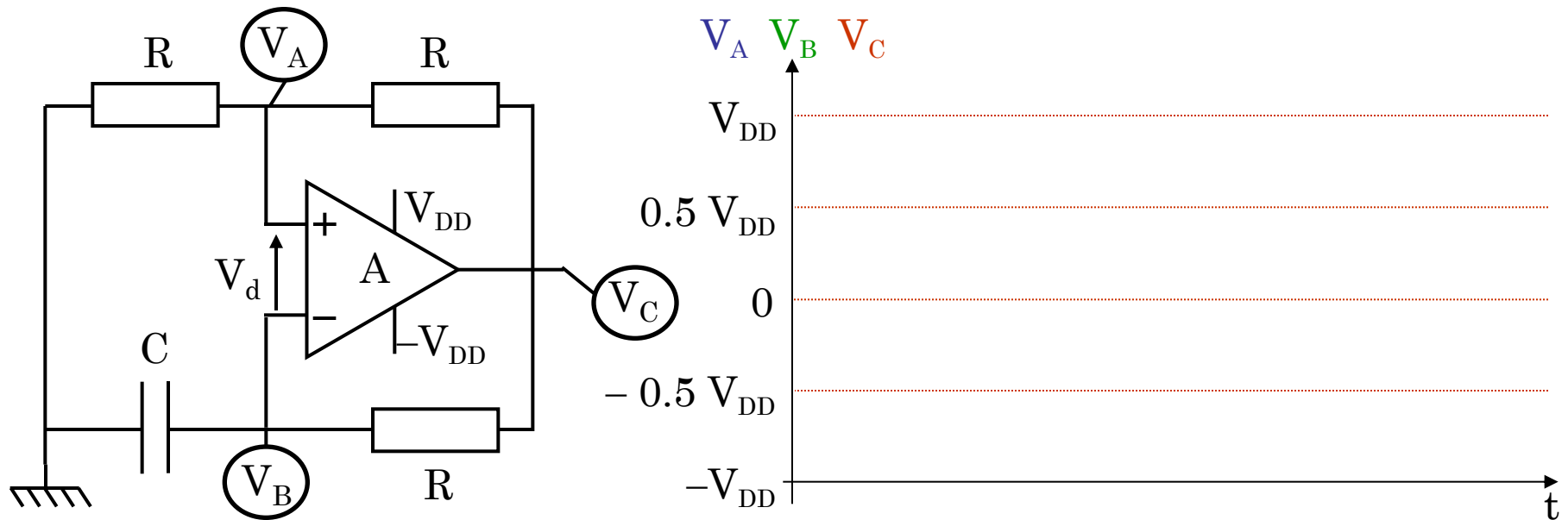
## VII.8. le multivibrateur astable

- Les tensions  $V_A$ ,  $V_B$  et  $V_C$  sont données par rapport à la masse.
- $V_C$  est la tension de sortie du circuit
- Pour simplifier l'étude, les 3 résistances sont identiques



## VII.8. le multivibrateur astable

- A  $t = 0$ , on suppose que le condensateur est déchargé et que  $V_C = V_{DD}$
- Cela implique que  $V_B = 0$  et  $V_A = V_{DD}/2$



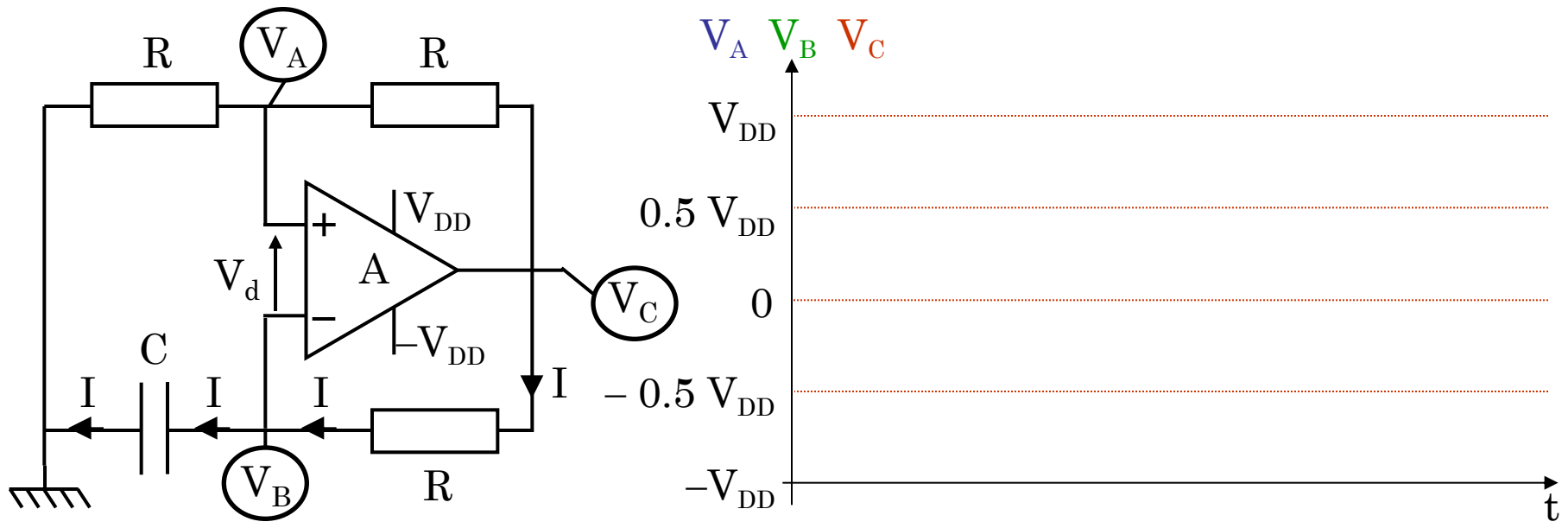
## VII.8. le multivibrateur astable

- A partir de  $t = 0^+$ , le condensateur commence à se charger suivant la loi :

$$V_B(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t}{R \cdot C}\right) + B$$

- A  $t \rightarrow \infty$ ,  $V_B$  doit devenir égale à  $V_C = V_{DD}$  ce qui implique le système :

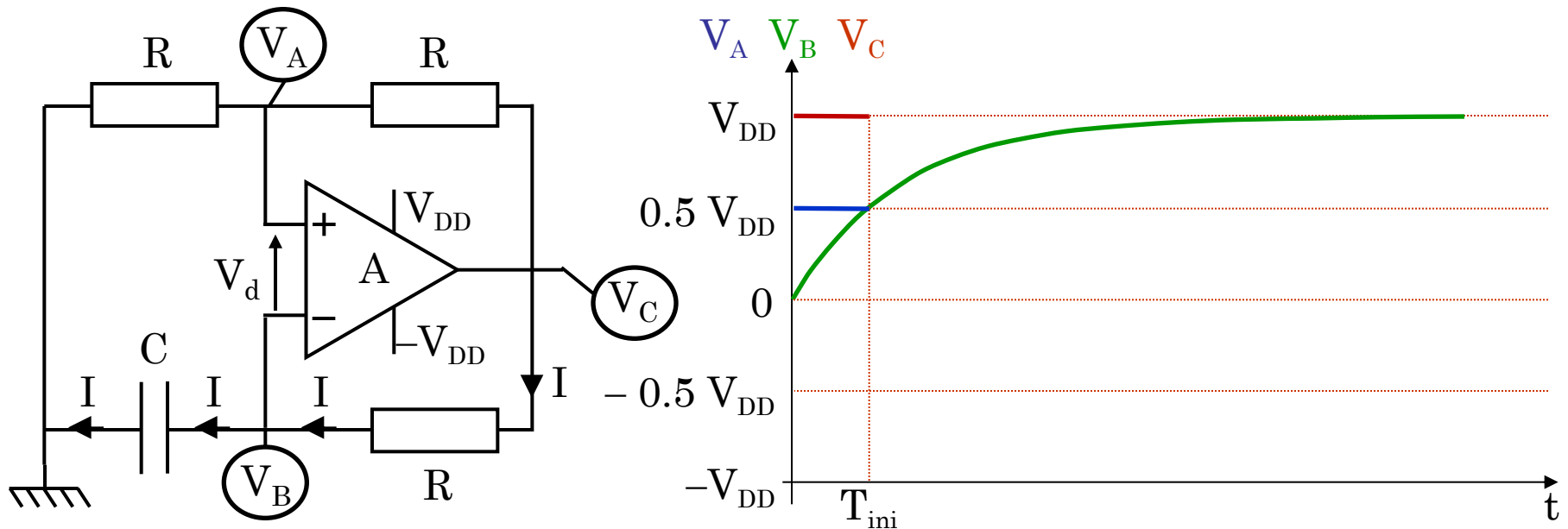
$$\begin{cases} V_B(0) = A + B = 0 \\ V_B(t \rightarrow \infty) = B = V_{DD} \end{cases}$$



## VII.8. le multivibrateur astable

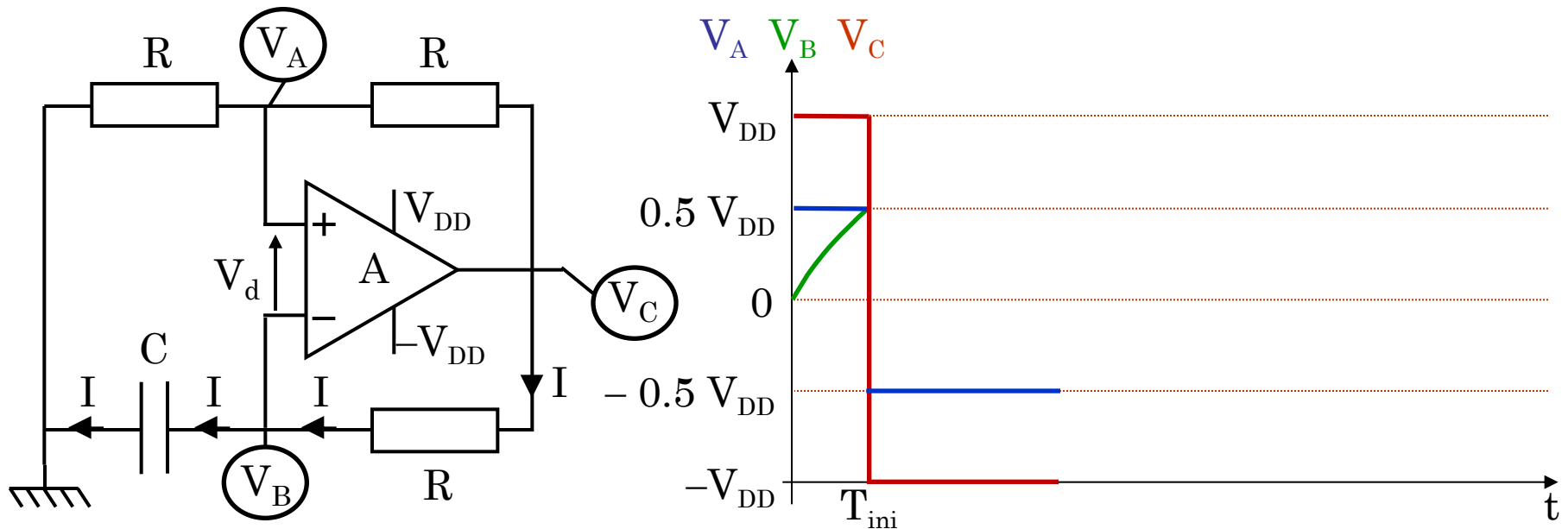
- L'équation devient alors :

$$V_B(t) = V_{DD} \cdot \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{R \cdot C}\right) \right]$$



## VII.8. le multivibrateur astable

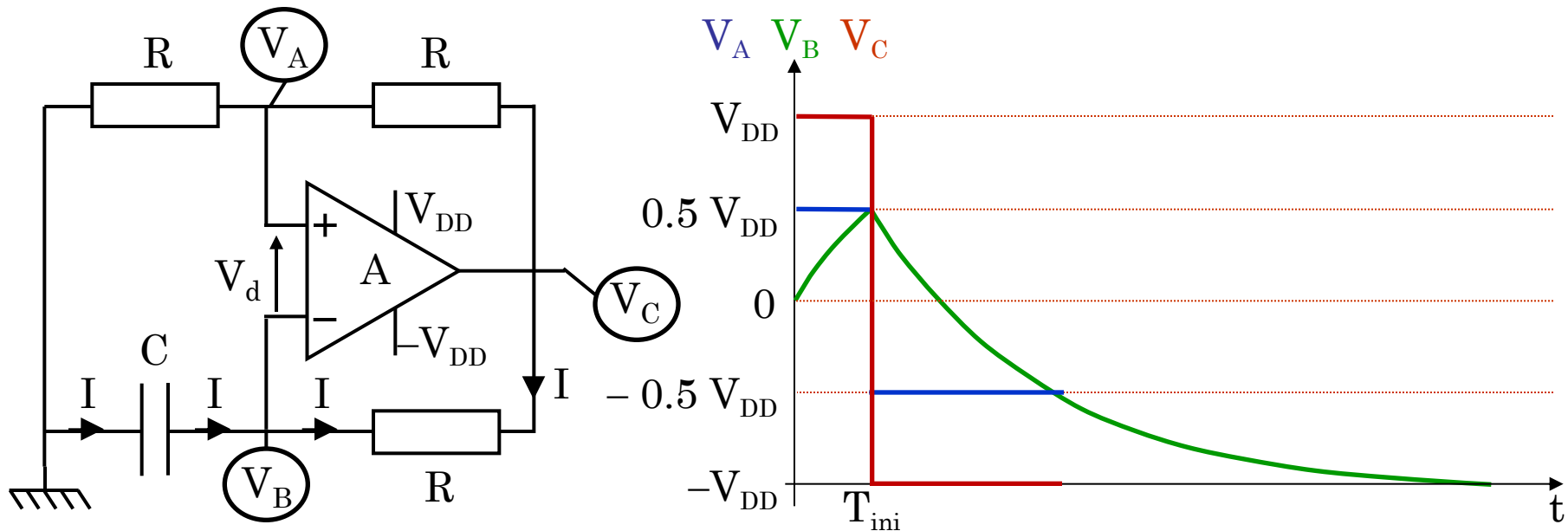
- Lorsque  $V_B$  dépasse la valeur de  $V_A = 0.5 V_{DD}$ ,  $V_d$  devient négatif et rapidement très inférieure à quelques  $\mu V$  ce qui sature l'AOP avec  $V_C = -V_{DD}$ .
- $V_C$  change donc quasi instantanément de valeur ainsi que  $V_A = -0.5 V_{DD}$



## VII.8. le multivibrateur astable

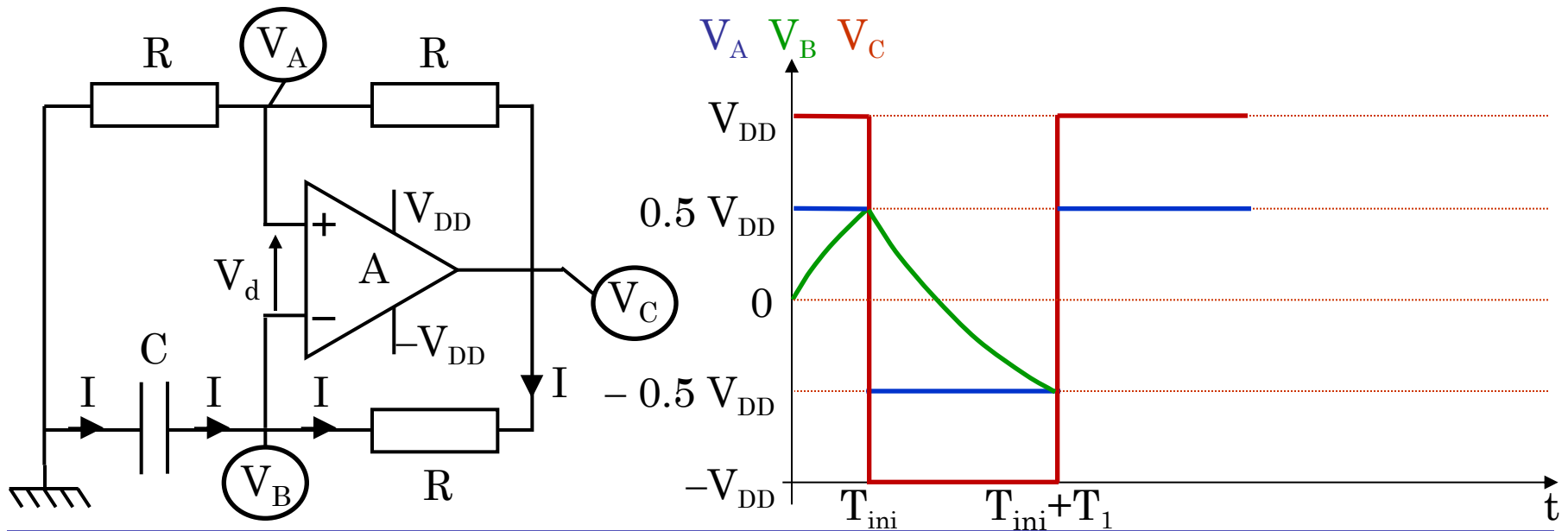
- La valeur à atteindre pour  $V_B$  n'est plus  $V_{DD}$  mais  $-V_{DD}$
- L'évolution temporelle de  $V_B$  s'écrit alors :

$$V_B(t) = 1,5 \cdot V_{DD} \exp\left(-\frac{t - T_{ini}}{R \cdot C}\right) - V_{DD}$$



## VII.8. le multivibrateur astable

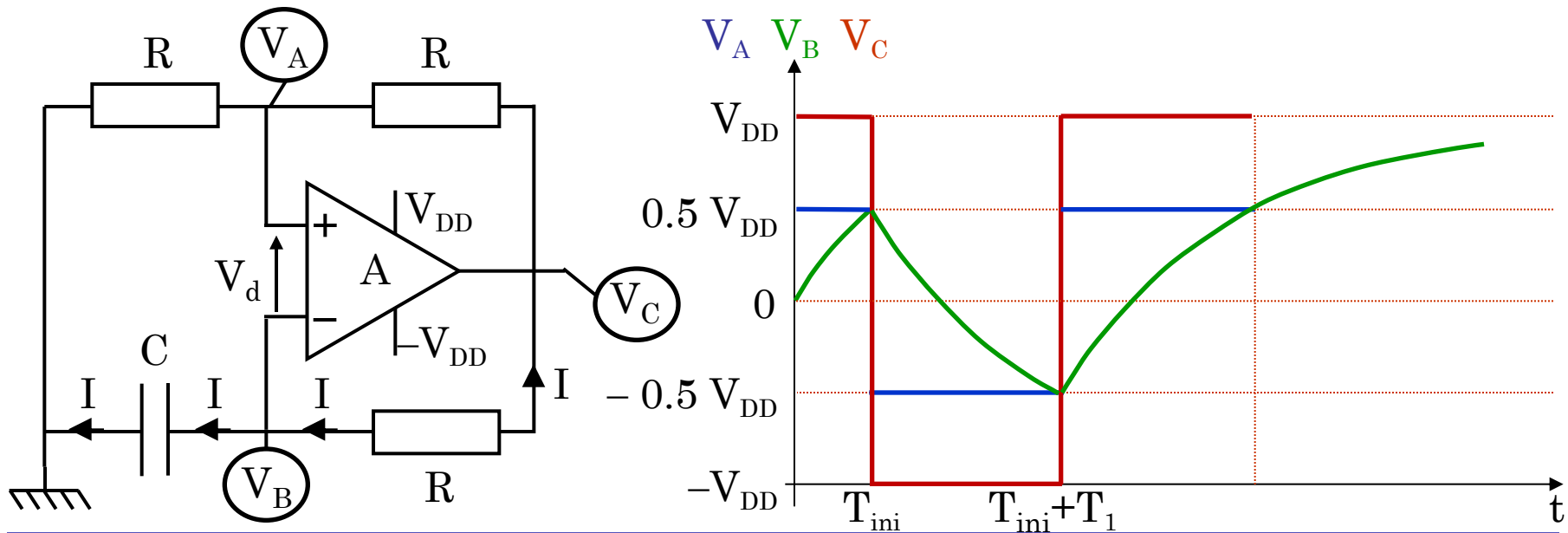
- Lorsque  $V_B$  devient inférieure à  $V_A = -0.5 V_{DD}$ ,  $V_d$  devient positif et rapidement très supérieure à quelques  $\mu V$  ce qui sature l'AOP avec  $V_C = V_{DD}$ .
- $V_C$  change donc quasi instantanément de valeur ainsi que  $V_A = 0.5 V_{DD}$



## VII.8. le multivibrateur astable

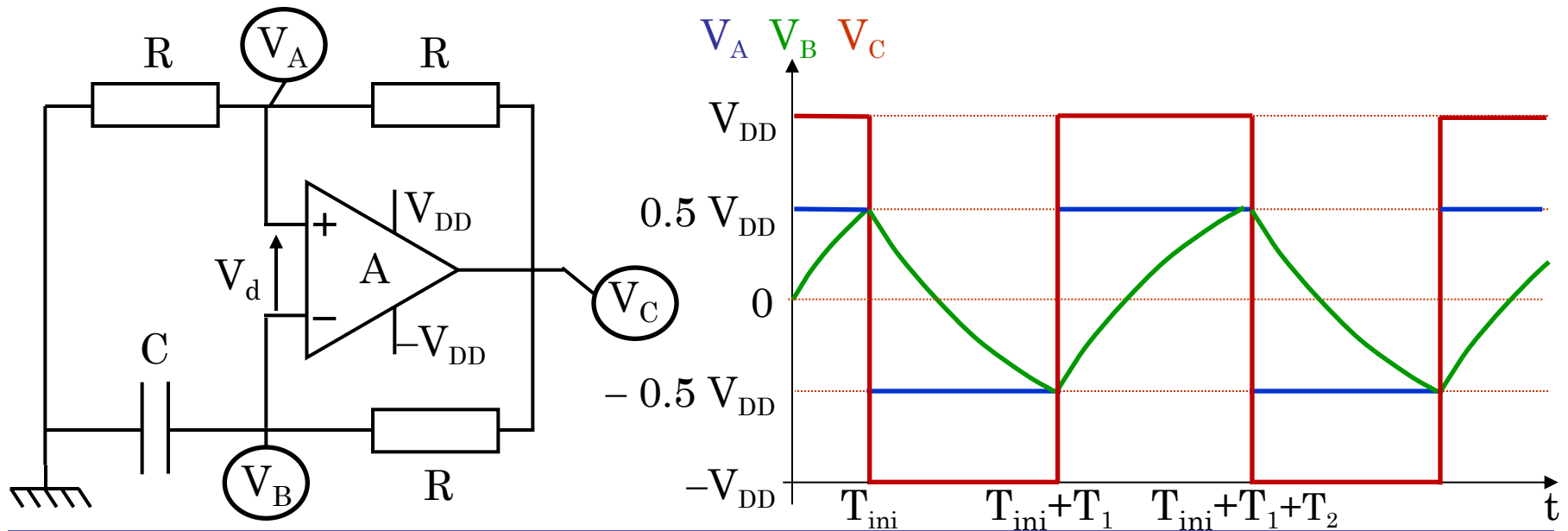
- La valeur à atteindre pour  $V_B$  n'est plus  $-V_{DD}$  mais  $V_{DD}$
- L'évolution temporelle de  $V_B$  s'écrit alors :

$$V_B(t) = -1,5.V_{DD} \exp\left(-\frac{t - T_{ini} - T_1}{R.C}\right) + V_{DD}$$



## VII.8. le multivibrateur astable

- Lorsque  $V_B$  atteint la valeur  $0.5 V_{DD}$ , il y a un nouveau basculement identique à celui de l'instant  $t = T_{ini}$
- Le circuit oscille tout seul est on obtient un signal périodique de forme carré en sortie (comme avec l'Abraham Bloch)



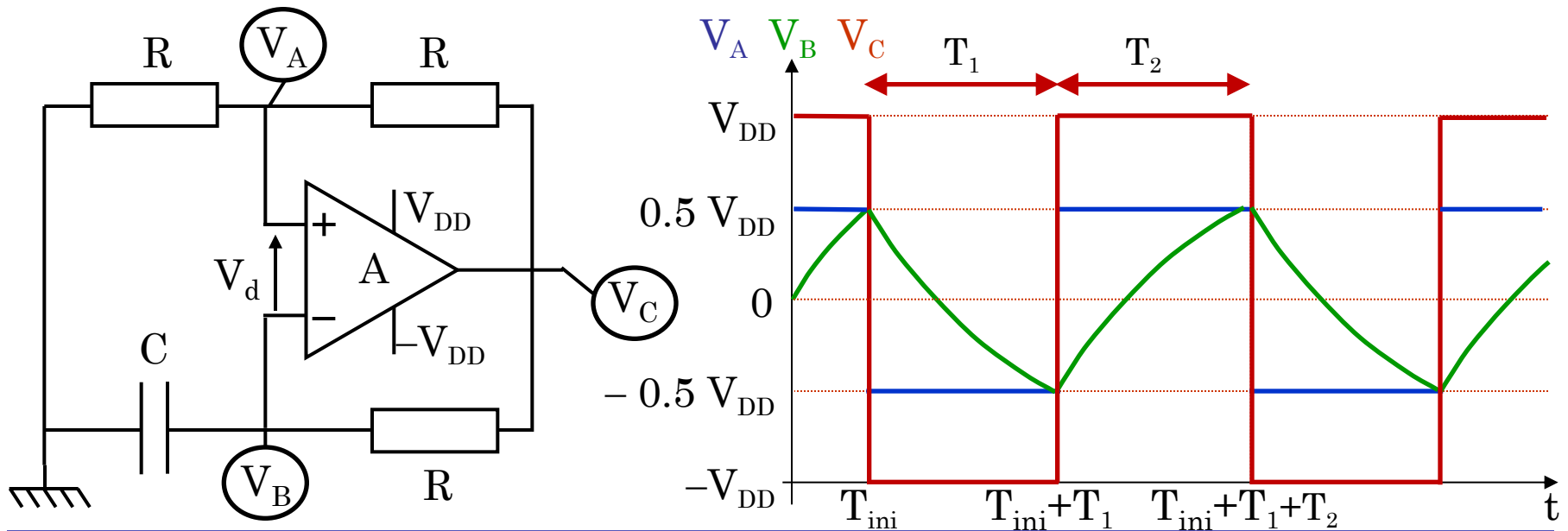
## VII.8. le multivibrateur astable

- Le temps  $T_1$  est obtenu avec l'équation :

$$V_B(t = T_{ini} + T_1) = 1,5.V_{DD} \exp\left(-\frac{t - T_{ini}}{R.C}\right) - V_{DD} = -0.5V_{DD} \quad \rightarrow \quad T_1 = R.C \ln\left(\frac{1}{3}\right)$$

- Le temps  $T_2$  est obtenu avec l'équation :

$$V_B(t = T_{ini} + T_1 + T_2) = -1,5.V_{DD} \exp\left(-\frac{t - T_{ini} - T_1}{R.C}\right) + V_{DD} = 0.5V_{DD} \quad \rightarrow \quad T_2 = R.C \ln\left(\frac{1}{3}\right)$$



## VII.8. le multivibrateur astable

- On en déduit la période et la fréquence du signal

$$\begin{cases} T_P = T_1 + T_2 = 2.R.C \ln\left(\frac{1}{3}\right) \\ F_P = \frac{1}{T_P} = \frac{1}{2.R.C \ln\left(\frac{1}{3}\right)} \end{cases}$$

