

# Amplificateurs différentiels et opérationnels

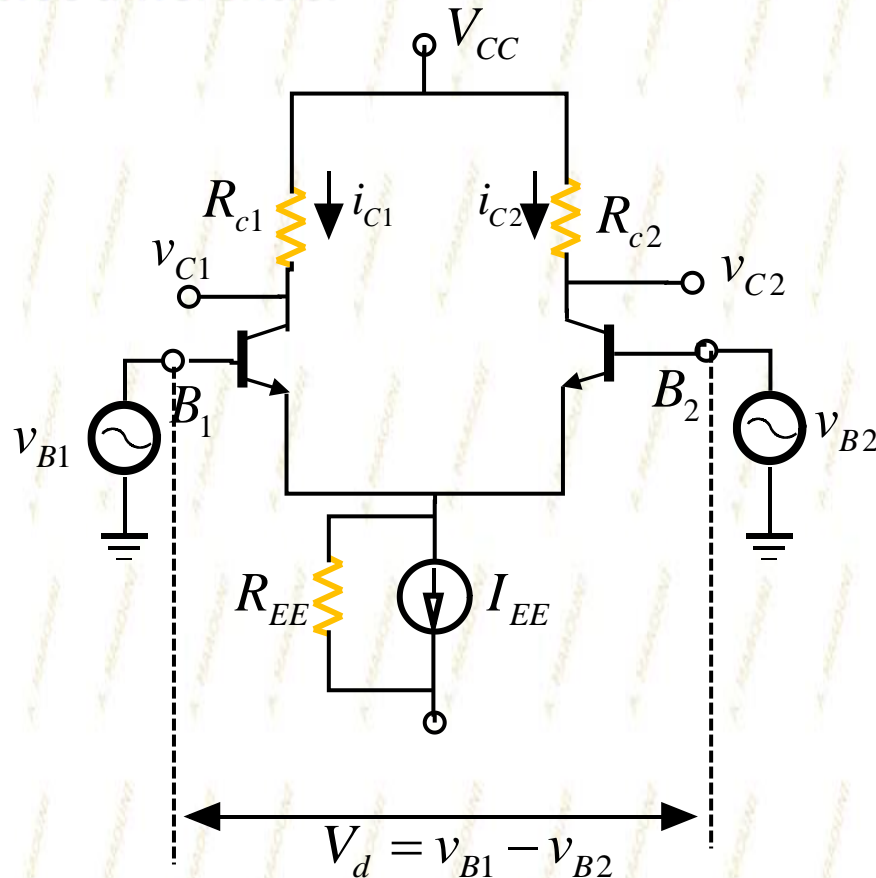
## Chapitre 3

A. MAAOUNI, SMP5, 2015-2016, Sections A/B/C

# Amplificateur différentiel

L'amplificateur différentiel, paire à couplage par les émetteurs (BJT) (paire à couplage par les sources (MOSFET)) est un module fonctionnel essentiel des ampli Op intégrés modernes.

## Structure du bloc différentiel



Supposons  $R_{EE} = \infty$

$$\left. \begin{aligned} i_{E1} &= I_{SE} e^{(v_{B1}-v_E)/V_T} \\ i_{E2} &= I_{SE} e^{(v_{B2}-v_E)/V_T} \end{aligned} \right\} \rightarrow \frac{i_{E1}}{i_{E2}} = e^{(v_{B1}-v_{B2})/V_T} = e^{v_d/V_T}$$

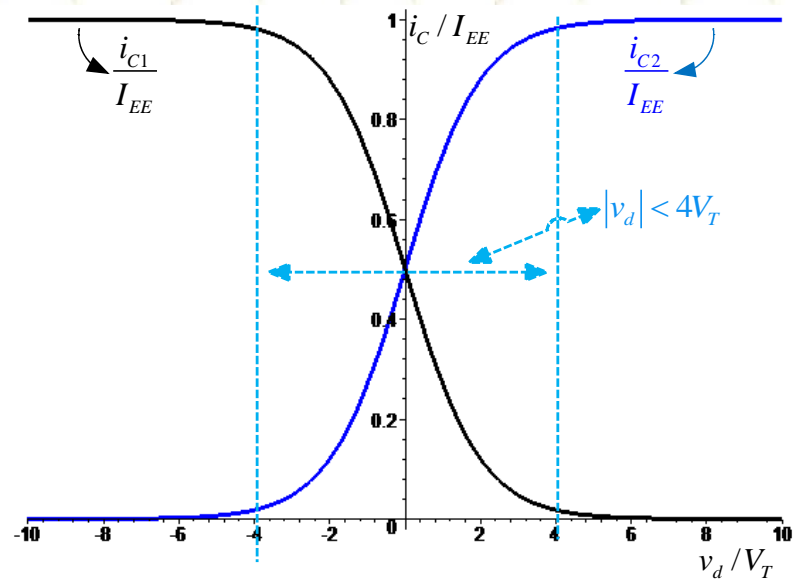
Sachant que

$$i_{E1} + i_{E2} = I_{EE}$$

On peut écrire :

$$\frac{i_{E1}}{I_{EE}} = \frac{1}{1 + e^{v_d/V_T}}$$

$$\frac{i_{E2}}{I_{EE}} = \frac{1}{1 + e^{-v_d/V_T}}$$



Le circuit se comporte linéairement si  $|v_d| < 4V_T$ . Pour plus de précision on choisit :

$$|v_d| < V_T / 2$$

Les tensions d'attaques des entrées 1 et 2 s'écrivent :

$$v_{BE1} = V_{BE} + v_{be1}$$

$$v_{BE2} = V_{BE} + v_{be2}$$

La tension différentielle est donnée par la relation :

$$v_d = v_{b1} - v_{b2}$$

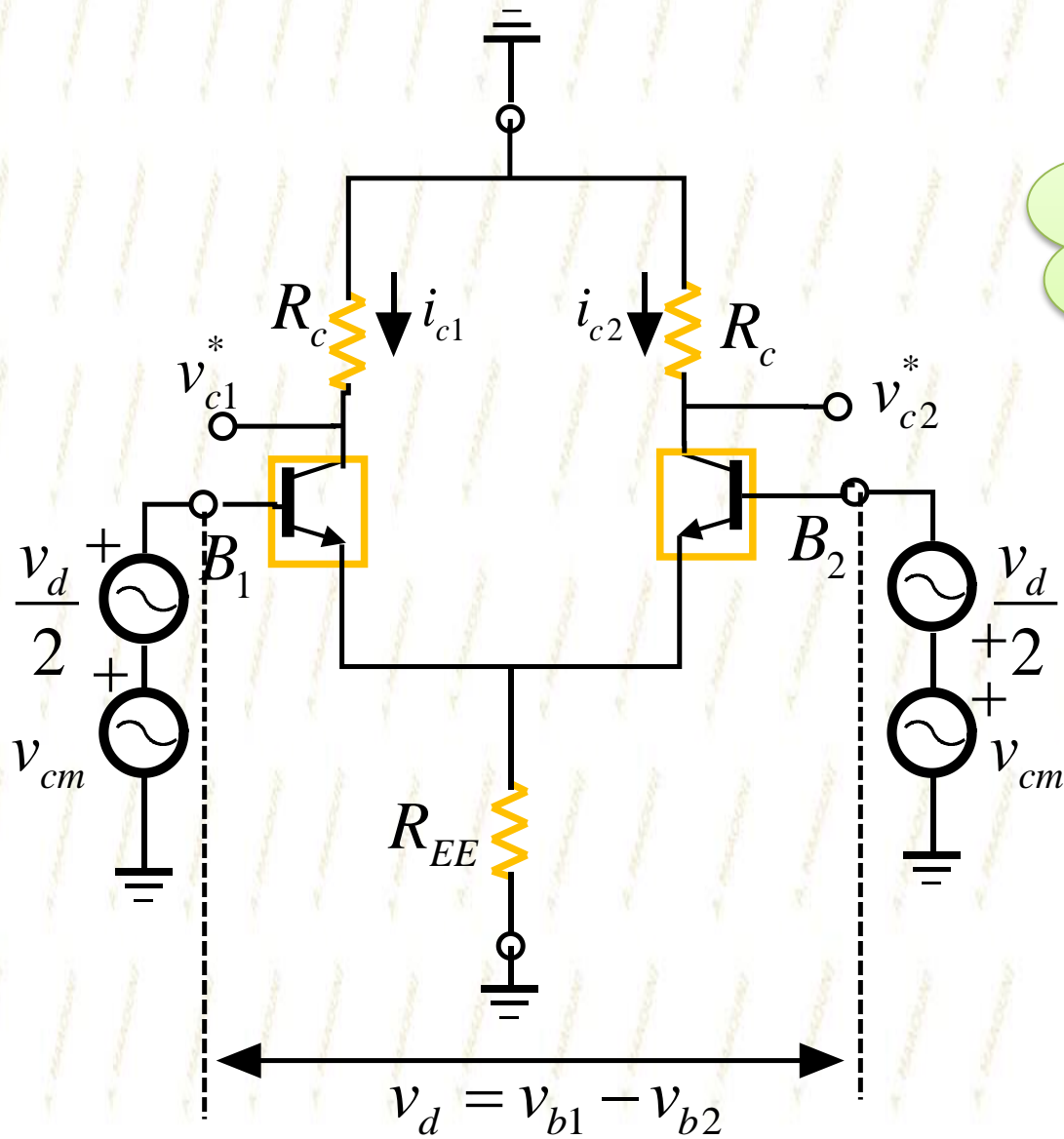
La tension en mode commun est définie par :

$$v_{cm} = \frac{1}{2}(v_{b1} + v_{b2})$$

Compte tenu de ces relations, les tensions ondulatoires aux entrées 1 et 2 peuvent se mettre sous la forme :

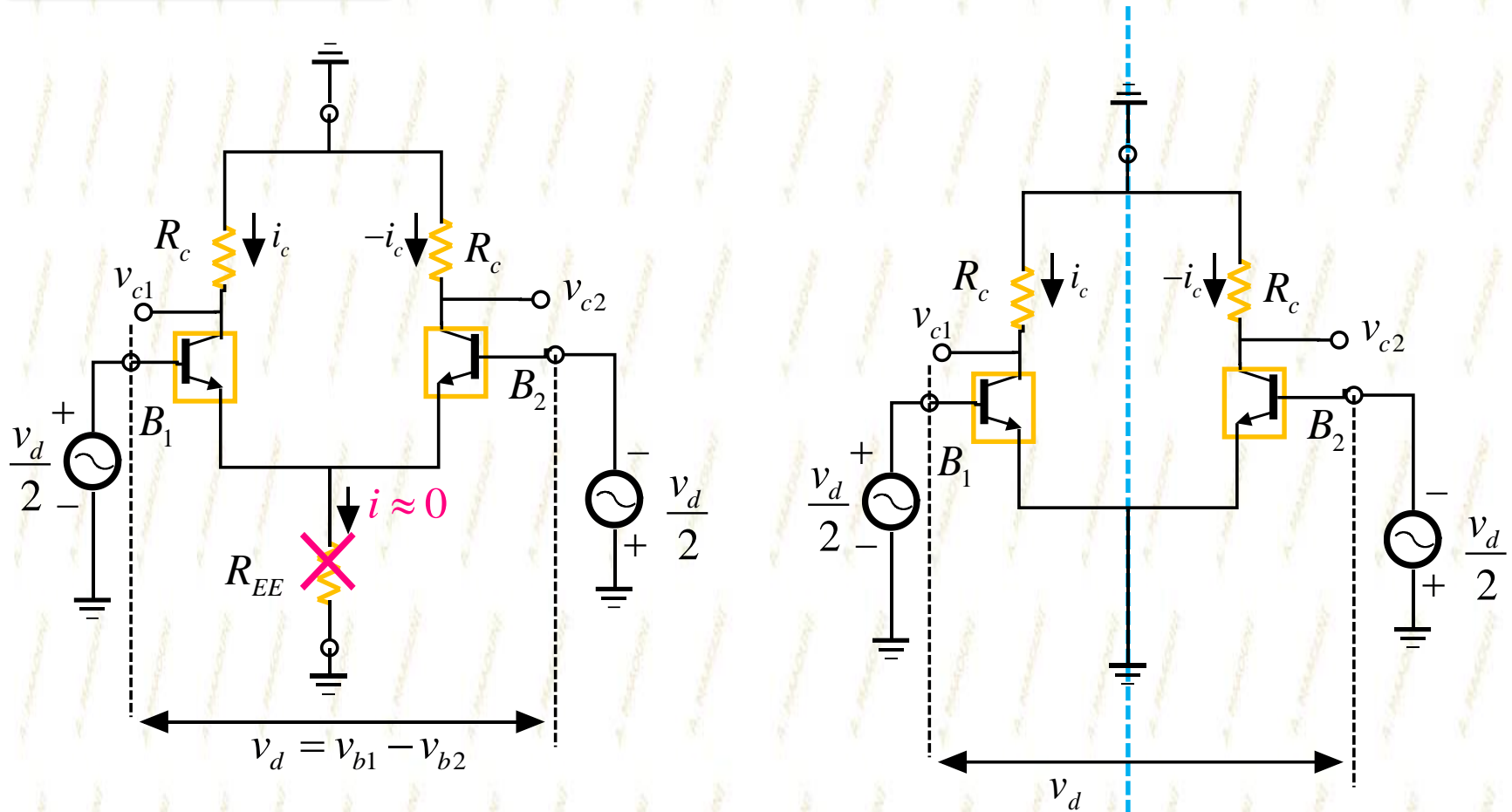
$$v_{b1} = \frac{v_d}{2} + v_{cm}$$

$$v_{b2} = -\frac{v_d}{2} + v_{cm}$$



Désigne le schéma petits signaux du transistor Bipolaire

## Mode différentiel



Les courants traversant les résistances collecteurs sont en sens opposés, ce qui entraîne, par raison de symétrie, un courant nul dans la résistance émetteur. La symétrie nous conduit à utiliser la notion de demi-amplificateur pour l'analyse.



On ne va donc considérer que la moitié de l'amplificateur différentiel:

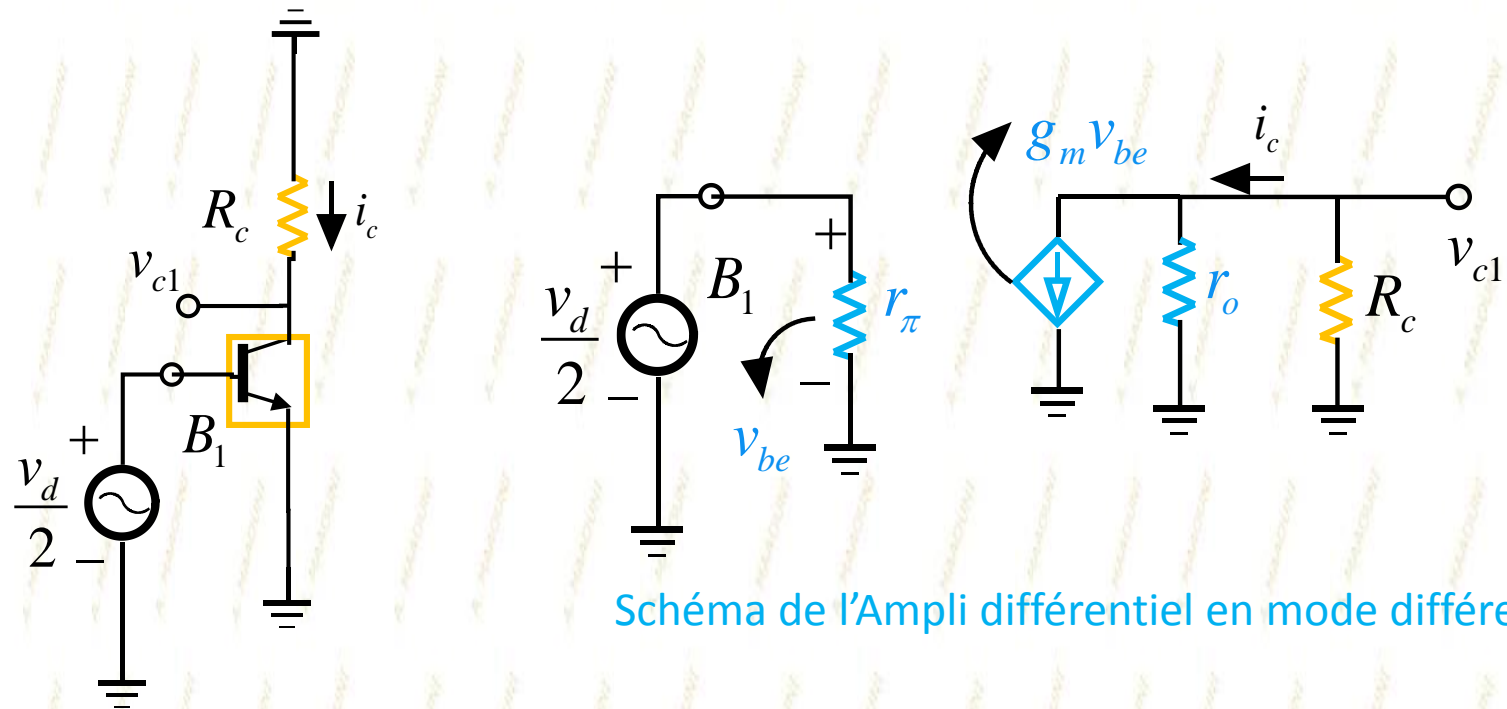


Schéma de l'Ampli différentiel en mode différentiel

Le gain différentiel est défini par :

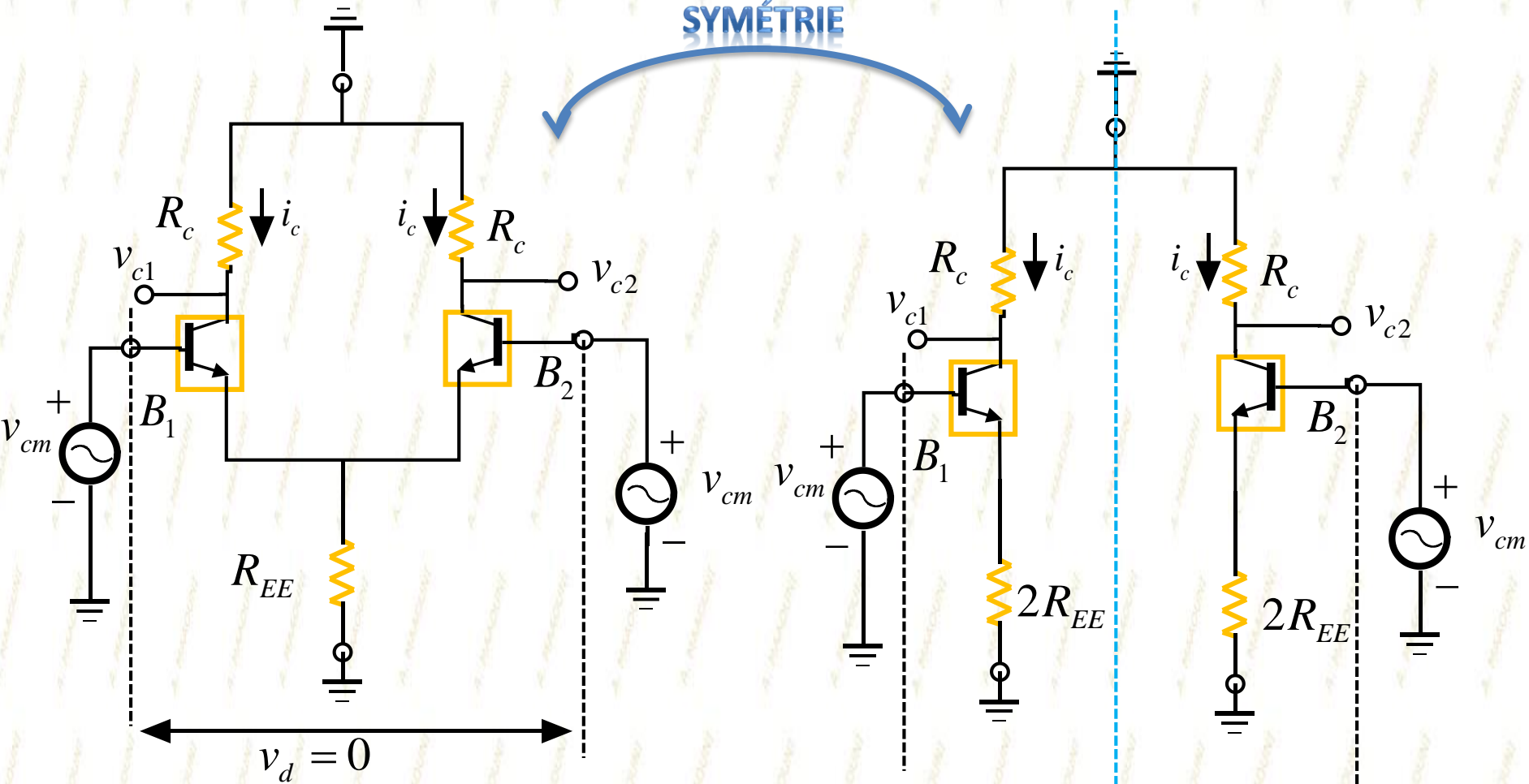
$$A_d = \frac{v_{c1}}{v_{be} = v_d / 2} = -g_m r_o \parallel R_C = -\frac{\beta}{r_\pi} r_o \parallel R_C \underset{r_o \gg R_C}{\simeq} -g_m R_C$$

La résistance d'entrée différentielle est :

$$R_d = \frac{v_d}{i_b} = 2r_\pi$$

Mode commun

SYMÉTRIE



On peut utiliser la notion de demi amplificateur par raison de symétrie.



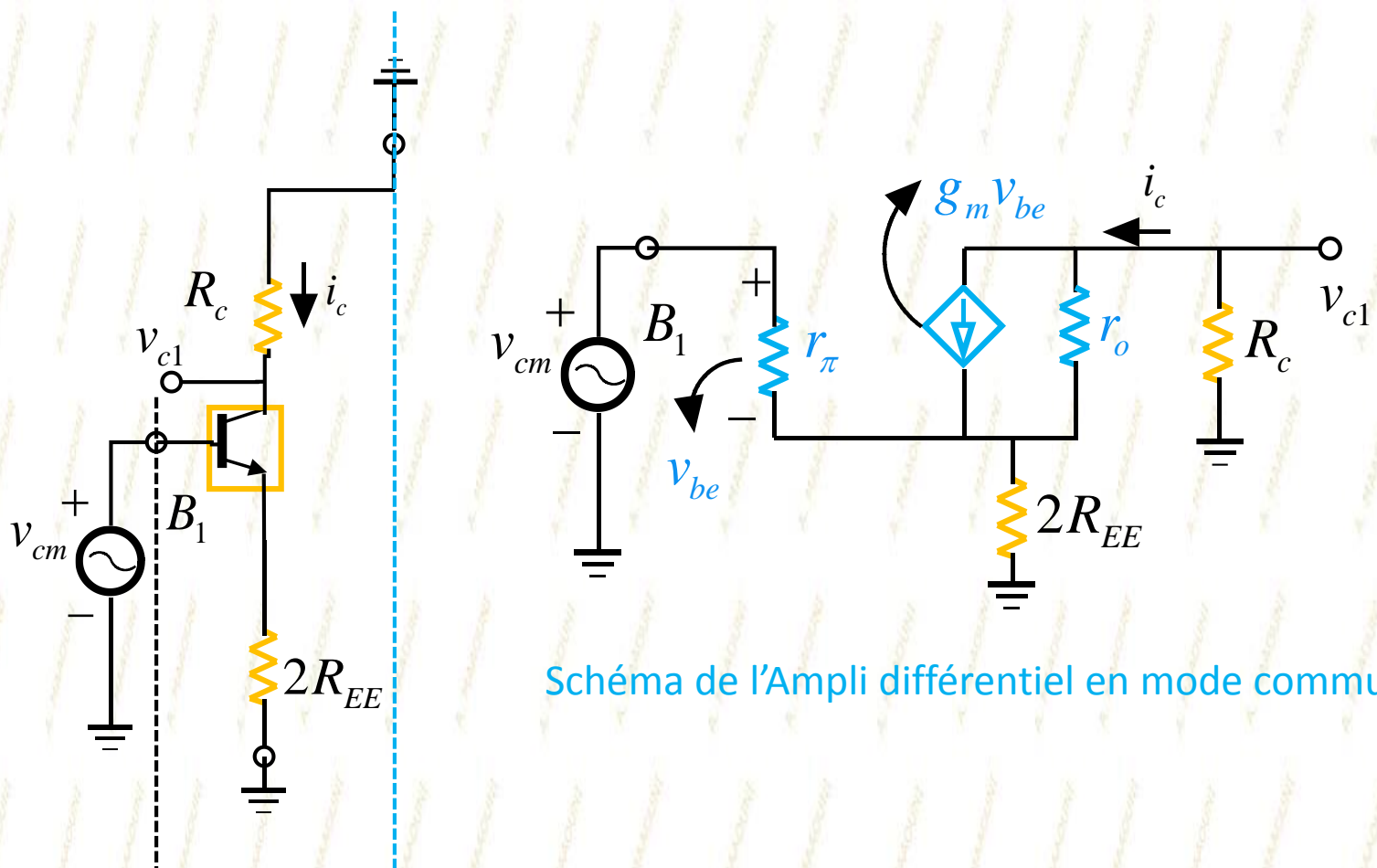


Schéma de l'Ampli différentiel en mode commun

Le gain en mode commun est défini par la relation :  $A_{cm} = \frac{v_{c1}}{v_{cm}}$

$$\left. \begin{aligned} \text{Si } r_o \gg v_{c1} &= -g_m v_{be} R_C \\ v_{cm} &= v_{be} + \left( g_m v_{be} + \frac{v_{be}}{r_\pi} \right) 2R_{EE} \end{aligned} \right\} A_{cm} = \frac{-g_m R_C}{2R_{EE} g_m + 1}$$

Le taux de réjection de mode commun, en abrégé CMRR est :

$$CMRR = \frac{A_d}{A_{cm}} \approx 2g_m R_{EE}$$

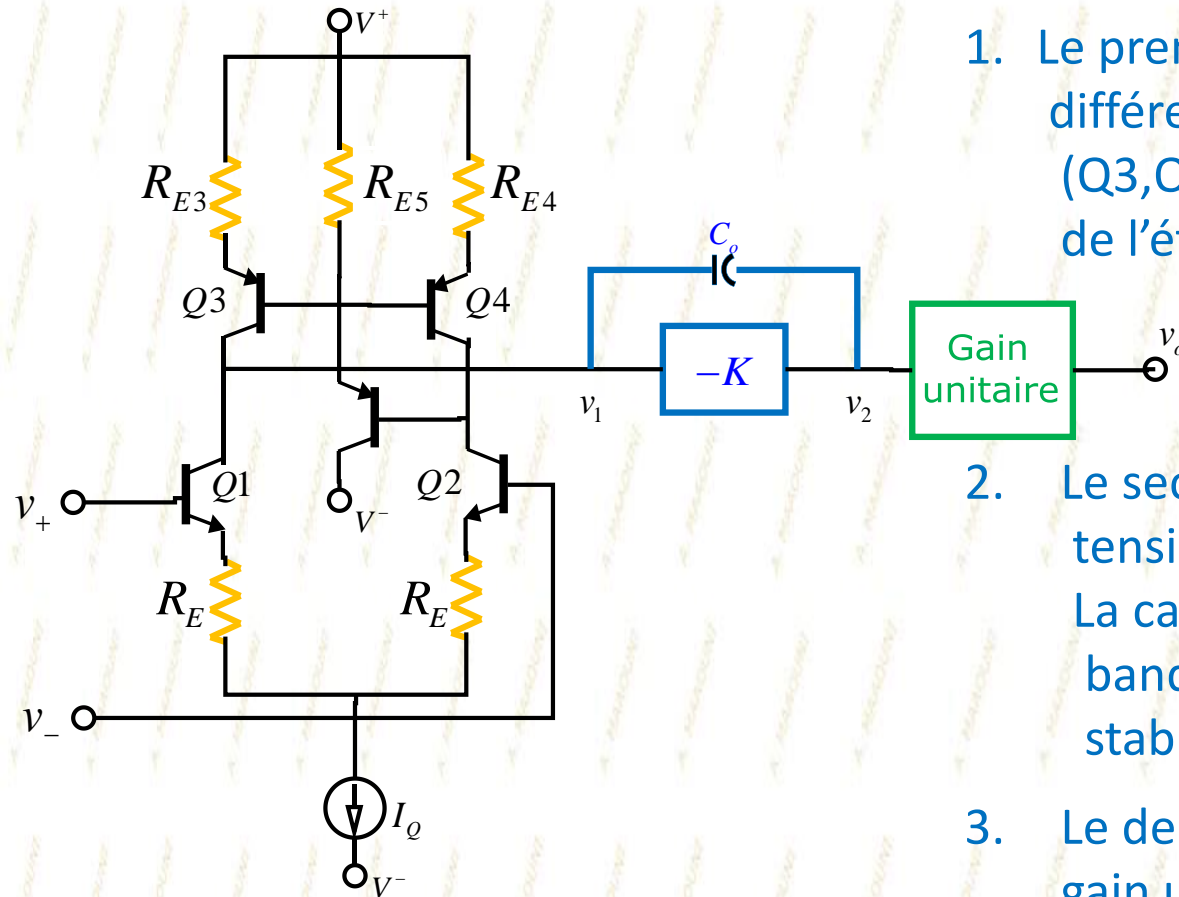
Pour avoir un amplificateur de différence, le taux de réjection de mode commun doit être grand.

Compte tenu des deux modes, différentiel et commun, on peut écrire les tensions de sortie ainsi :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{c1}^* = A_d \frac{v_d}{2} + A_{cm} v_{cm} = A_d \left( \frac{v_d}{2} + \frac{v_{cm}}{CMRR} \right) \\ v_{c2}^* = -A_d \frac{v_d}{2} + A_{cm} v_{cm} = -A_d \left( \frac{v_d}{2} - \frac{v_{cm}}{CMRR} \right) \end{array} \right.$$

# Amplificateur Opérationnel

- L'amplificateur opérationnel admet deux entrées et une sortie. Il est conçu de sorte que la tension de sortie soit proportionnelle à la différence des tensions d'entrées.
- Il est, en général, composé de trois étages (voir figure) :

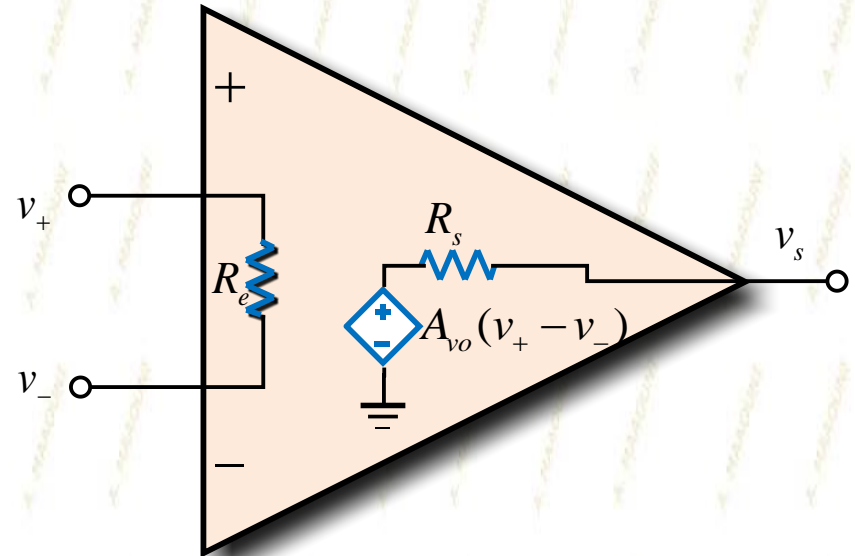
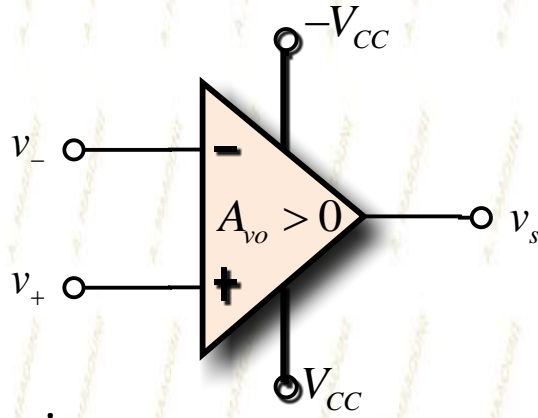


1. Le premier étage est un amplificateur différentiel ( $Q1, Q2$ ) avec charge active ( $Q3, Q4$ ).  $I_Q$  est la source de polarisation de l'étage.

2. Le second, est un amplificateur de tension inverseur de fort gain  $K$ . La capacité  $C_o$  sert à fixer la bande passante pour que AO soit stable.

3. Le dernier, est un amplificateur de gain unitaire qui sert à produire le courant circulant dans la charge.<sup>11</sup>

# Schéma de principe



$v_-$  Entrée inverseur

$v_+$  Entrée non inverseur

$R_s$  Résistance de sortie ( $75\Omega, OA-741$ )

$R_e$  Résistance d'entrée ( $250k\Omega-2M\Omega$ )

$A_{vo}$  Gain en boucle ouverte ( $10^5-10^7$ )

- La tension de sortie est limitée par les tensions d'alimentation  $\pm V_{cc}$
- La tension de sortie minimale est notée  $-V_{sat}$  et maximale  $V_{sat}$

## Valeurs typiques

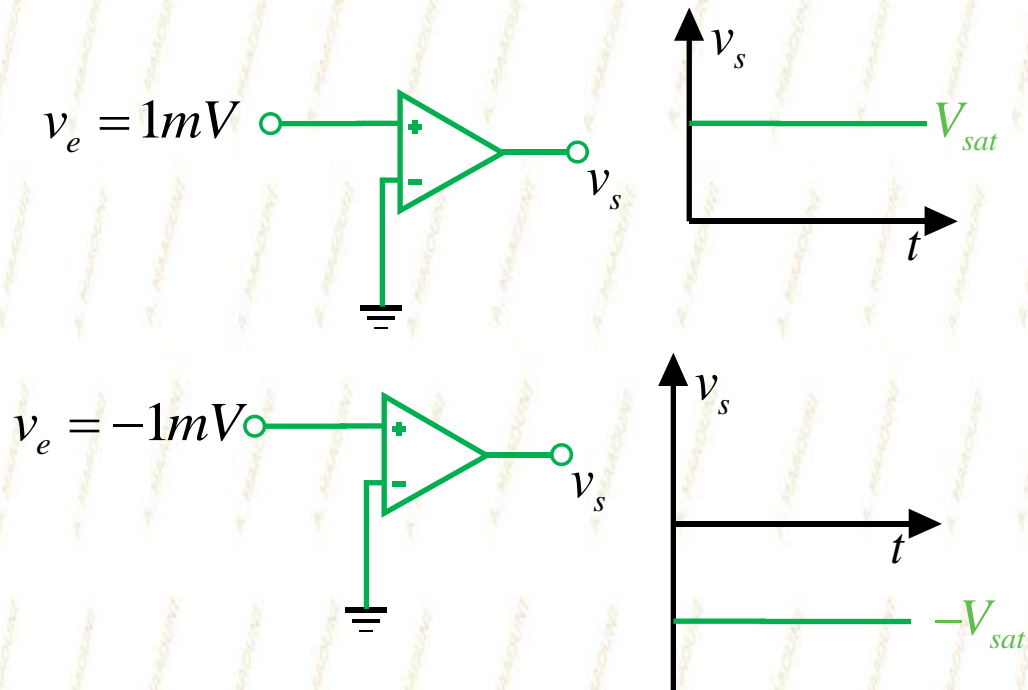
Tensions d'alimentation $\pm V_{cc}$	Saturation Positive $V_{sat}$	Saturation négative $-V_{sat}$
$\pm 9V$	8V	-7V
$\pm 15V$	14V	-13V

## Contre réaction

### Pourquoi la contre réaction pour un fonctionnement linéaire de AO?

L'AO est caractérisé par un gain en boucle ouverte  $A_{vo}$  très grand ( $\sim 10^5$ ). Une faible tension d'entrée conduit donc à la saturation :

Une tension d'entrée de **1mV** donne en sortie pour  $A_{vo} = 10^5$  une tension de **100V**. Puisque la tension de sortie ne peut jamais atteindre cette valeur, elle prend la valeur de saturation.





Pour ajuster la gain à une valeur donnée, on doit donc introduire une contre réaction : Une partie du signal de sortie est injectée en entrée par la borne négative, le gain sera fixé par la chaîne de retour (cf. fig. ci-dessous)

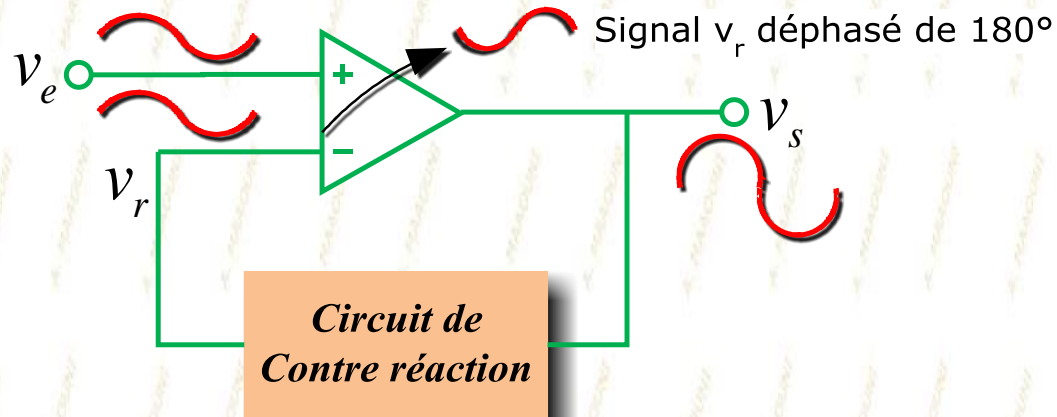


Illustration de la contre réaction

## Amplificateur Opérationnel Idéal (AOI)

- La résistance d'entrée  $R_i \rightarrow \infty$ , aucun courant ne pénètre par les entrées.
- La résistance de sortie est nulle  $R_o \rightarrow 0$
- Le gain en tension  $A_v \rightarrow \infty$ , la tension de sortie est finie,  $v_s = -A_v(v_+ - v_-)$  donc il faut  $v_+ \simeq v_-$



# Application et circuits à AO

## Amplificateur non inverseur

Le gain en BO produit la tension :

$$v_s = A_{vo}(v_e - v_r)$$

L'atténuation du circuit de contre réaction est

$$B = \frac{R}{R + R_r}$$

Substituons  $Bv_s$  à la tension de retour  $v_r$  dans l'expression du gain en BO, on aura :

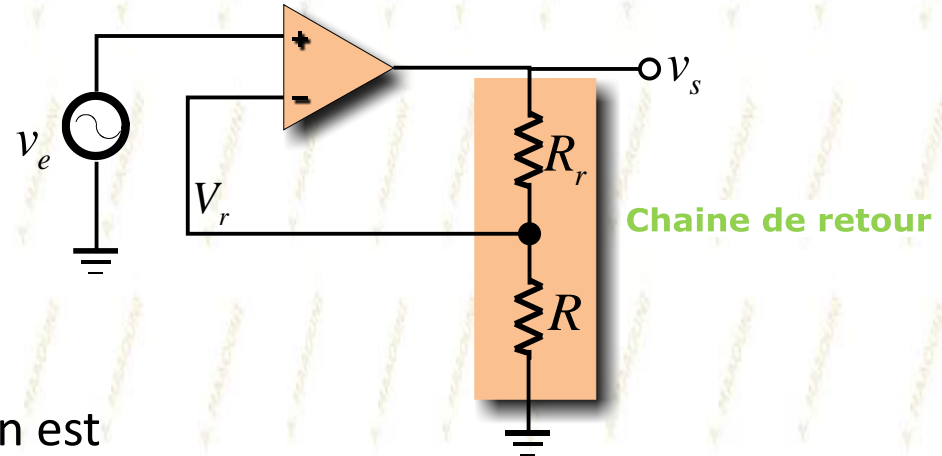
$$v_s = A_{vo}(v_e - Bv_s)$$

Le gain global de l'amplificateur, tout calcul fait, devient :

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = \frac{A_{vo}}{1 + A_{vo}B}$$

La condition  $BA_{vo} \gg 1$  étant toujours satisfaite, on en déduit que :

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} \simeq \frac{1}{B} = 1 + \frac{R_f}{R}$$



Le gain en Boucle fermée (BF) est l'inverse du gain du circuit de contre réaction. Il est indépendant du gain en BO. Il est fixé par les valeurs des résistances

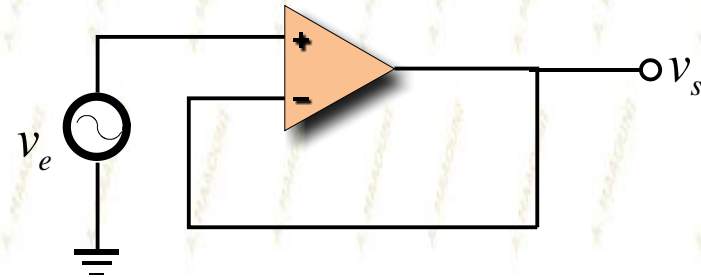
$R$  et  $R_r$

### Amplificateur suiveur

Pour cet amplificateur,

$$v_+ = v_s, v_- = v_e, v_- = v_+$$

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = 1$$



Il présente une très grande impédance d'entrée et une très faible impédance de sortie. Il sert donc à adapter des sources de grandes impédances d'entrées à des charges de faibles impédances.

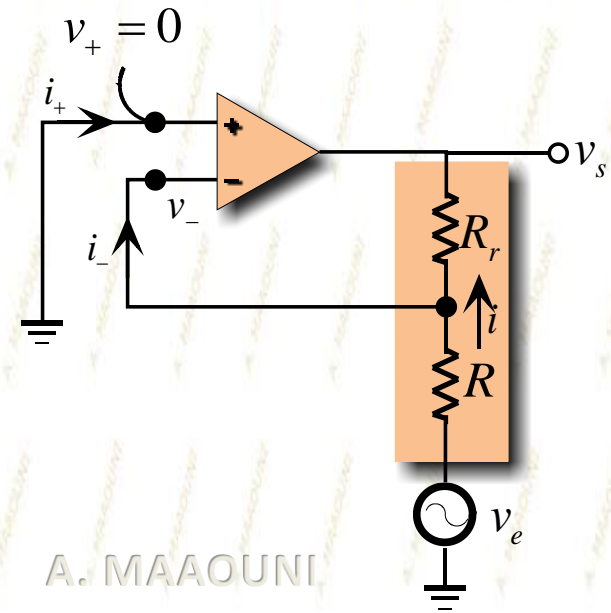
### Amplificateur inverseur

AOI, donc

$$v_+ = v_-, \quad i_+ = i_- = 0$$

La tension  $v_-$  vaut donc 0.

$$i = \frac{v_e}{R} = -\frac{v_s}{R_r} \rightarrow A_v = -\frac{R_r}{R}$$



# Amplificateur de différence

Pour qu'un amplificateur soit un amplificateur de différence il faut que son gain en mode commun soit nul

$$A_{cm} \approx 0$$

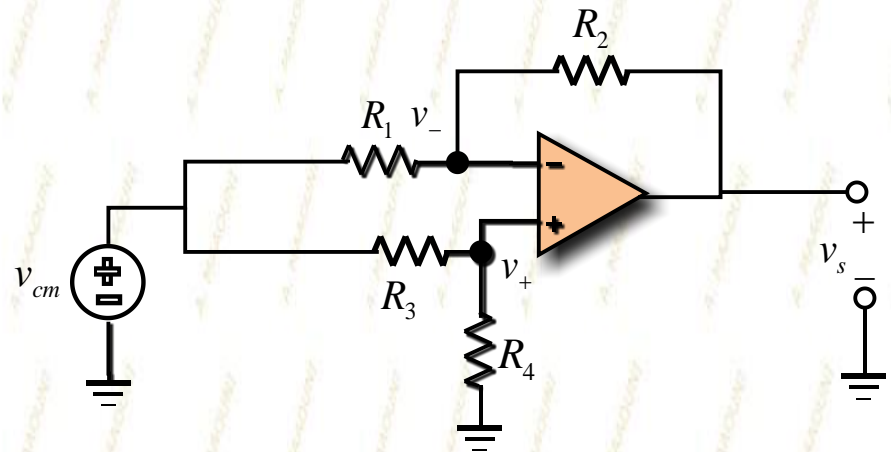
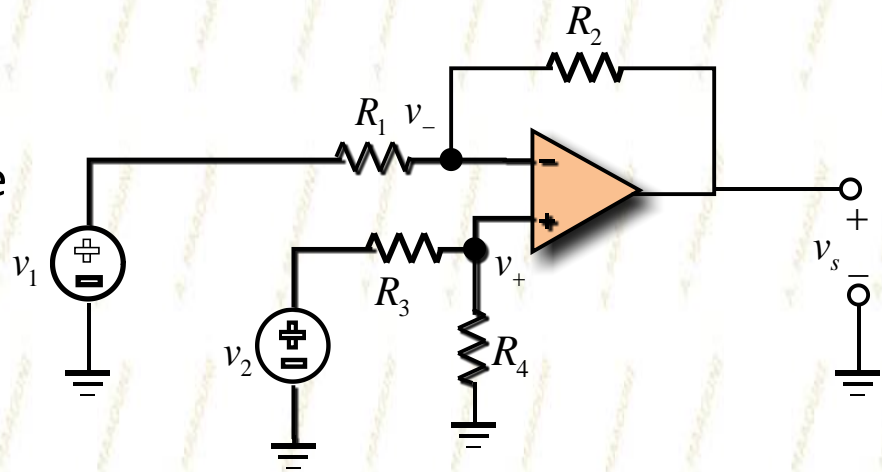
Mode commun

$$A_{cm} = \frac{v_s}{v_{cm}}$$

Théorème de Millman

$$v_- = \frac{\frac{v_s}{R_1} + \frac{v_{cm}}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = v_+ = \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_{cm}$$

Soit  $\frac{R_1 A_{cm} + R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \xrightarrow{A_{cm}=0} \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4}$

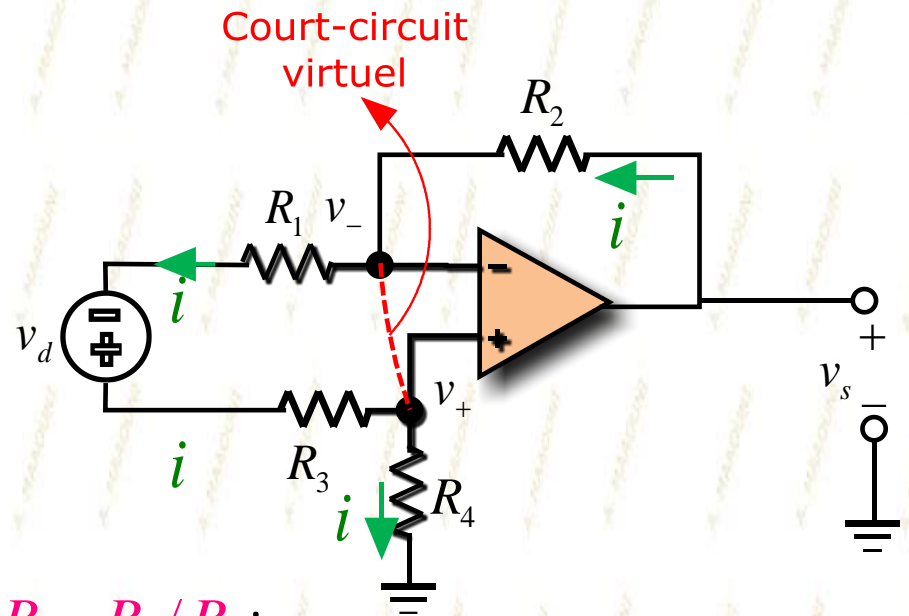


## Mode différentiel

AOI donc court circuit virtuel entre

$v_+$  et  $v_-$

$$\left. \begin{array}{l} v_s = (R_2 + R_4)i \\ v_d = (R_3 + R_1)i \end{array} \right\} A_v = \frac{v_s}{v_d} = \frac{R_2 + R_4}{R_1 + R_3}$$



Donc compte tenu de la relation  $R_2/R_1 = R_4/R_3$  :

$$A_v = \frac{v_s}{v_d} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}, \quad v_d = v_2 - v_1$$

## Impédance d'entrée différentielle

$$R_d = \frac{v_d}{i} = R_3 + R_1$$

Si le gain  $A_v$  augmente  $R_1 \downarrow, R_3 \downarrow$  par conséquent, la résistance différentielle devient très faible. Ceci constitue un inconvénient pour ce circuit. Pour y Remédier on utilise l'amplificateur d'instrumentation (voir TD).

# Amplificateur sommateur

## Méthode des Nœuds :

$$i_1 + i_2 + \dots + i_N = -i_r$$

Compte tenu de la masse virtuelle, on aura:

$$i_1 + i_2 + \dots + i_N = i_r$$

$$v_1/R_1 \quad v_2/R_2 \quad v_N/R_N \quad -v_s/R_r$$

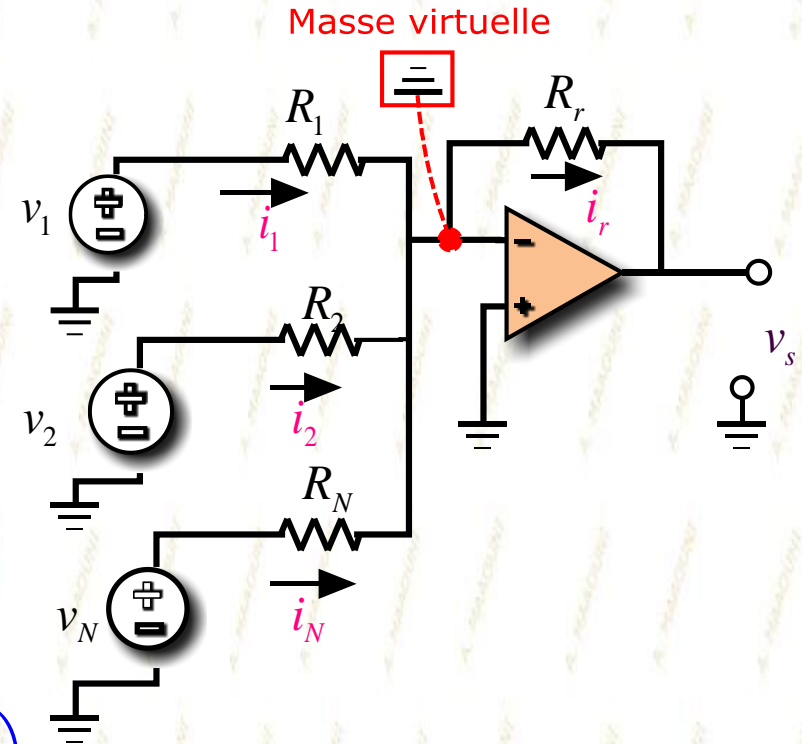
Soit :

$$v_s = -R_r \left( \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \dots + \frac{v_N}{R_N} \right)$$

Le circuit réalise une combinaison linéaire des entrées et introduit un déphasage de 180° à cette combinaison.

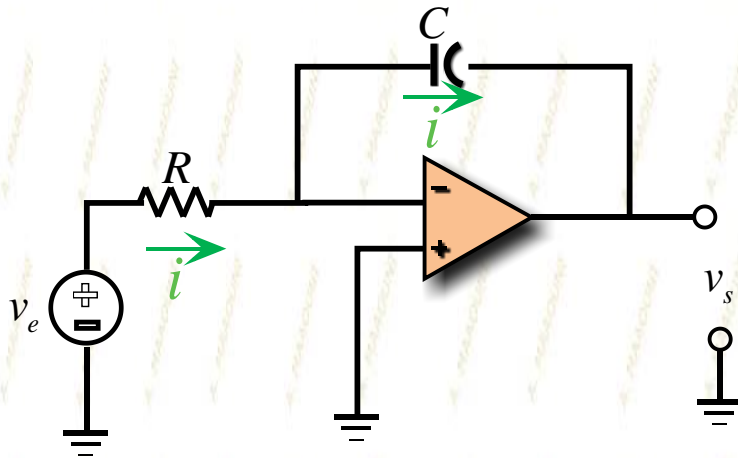
Remarquons que si :  $R_r = R_1 = R_2 = \dots = R_N$

$$v_s = -\sum_{n=1}^N v_n$$

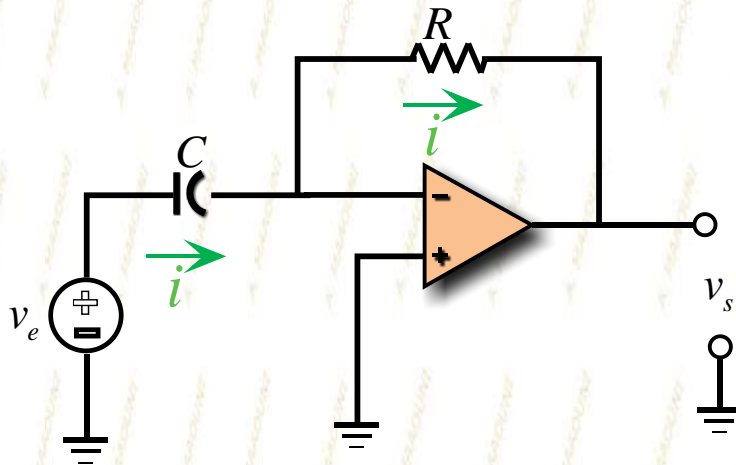




# Amplificateur intégrateur et dérivateur



Intégrateur



Dérivateur

## Loi des mailles

$$-v_e + Ri = 0$$

Donc

$$i = v_e / R$$

Aux bornes de la capacité, on a :

$$\frac{v_e}{R} = i = C \frac{d(v_- - v_s)}{dt} = -C \frac{dv_s}{dt}$$

$$v_s(t) = -\frac{1}{RC} \int_{-\infty}^t v_e(t') dt'$$

Pour le dérivateur, on a :

$$i = C \frac{dv_e}{dt}$$

et

$$v_s = -Ri = -RC \frac{dv_e}{dt}$$

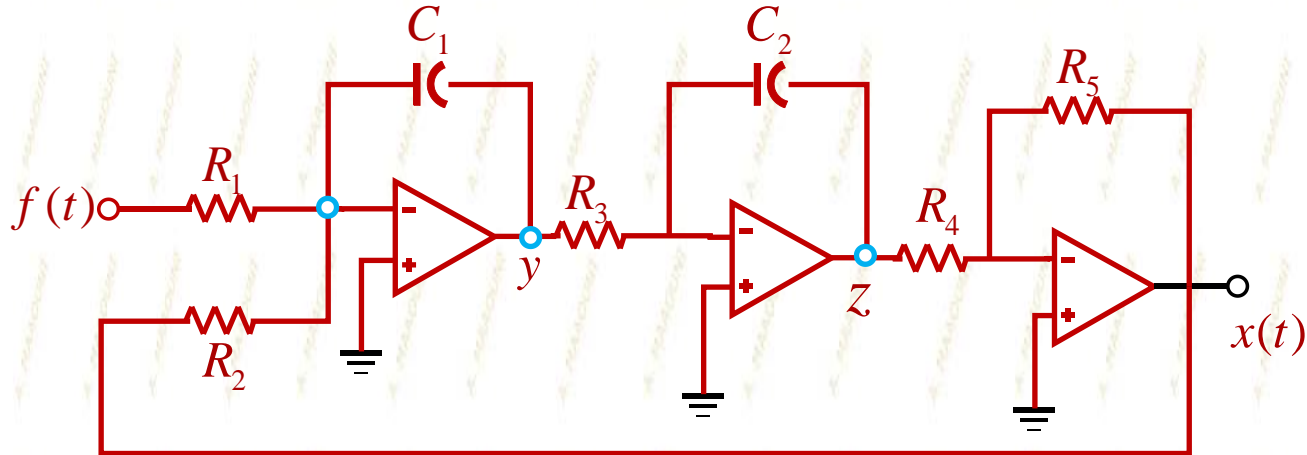
A. MAAOUNI

La sortie est la dérivée de l'entrée



## Exemple

Etablir la relation entre  $x(t)$  et  $f(t)$  pour le circuit suivant :



Sol.

Le circuit comporte deux intégrateurs et un inverseur.

**Intégrateur 1**

$$y(t) = - \left( \frac{1}{R_1 C_1} \int_{-\infty}^t f(t') dt' + \frac{1}{R_2 C_1} \int_{-\infty}^t x(t') dt' \right)$$

**Intégrateur 2**

$$y(t) = - \frac{1}{R_3 C_2} \int_{-\infty}^t y(t') dt'$$

**Inverseur**

$$y(t) = - \frac{-R_5}{R_4} z(t)$$

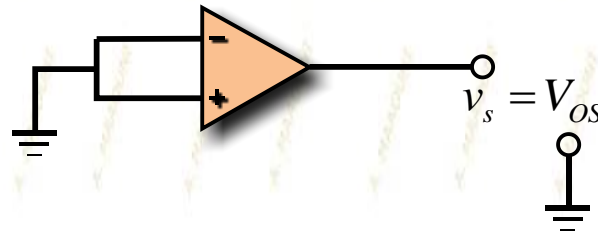
A. MAAOUNI

En combinant ces résultats, on obtient l'équation :  $-\frac{1}{R_1 C_1} f - \frac{1}{R_2 C_1} x = \frac{R_4 R_3}{R_5} C_2 \frac{d^2 x}{dt^2}$

# Imperfections de l'AO

- **Tension résiduelle de décalage : tension OFFset**

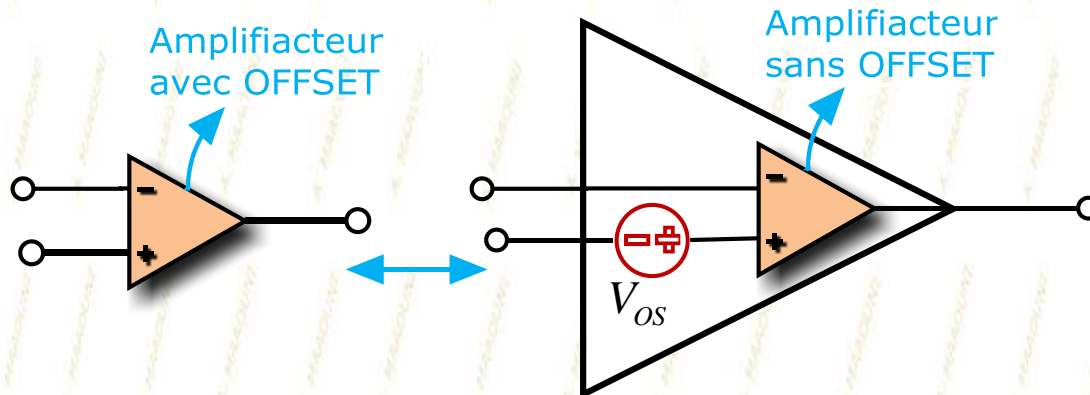
Pour un AO réel la tension de sortie n'est pas nulle même si l'entrée différentielle est nulle :



## Tension OFFSET

Cette tension de décalage est due à la dissymétrie des transistors; elle est précisée Par le fabricant qui donne :  $V_{OS} \approx 1 \text{ à } 5mV$

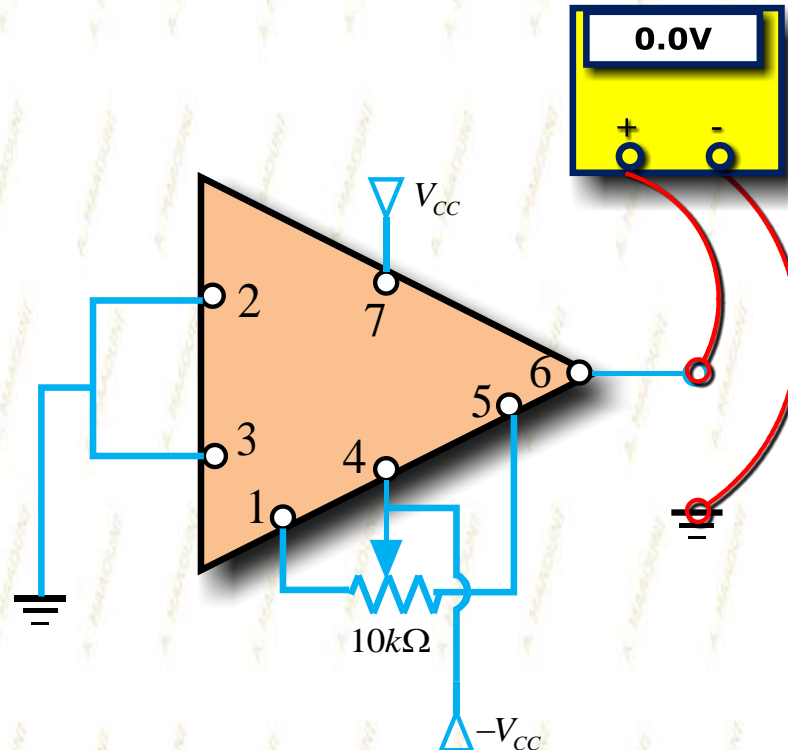
Le schéma ci-dessous représente l'effet de la tension OFFSET



- **Compensation de la Tension résiduelle de décalage**

La compensation OFFSET doit être systématique pour éviter la saturation de l'AO (qui apparait pour  $\varepsilon = v_+ - v_- > 0.1mV$ )

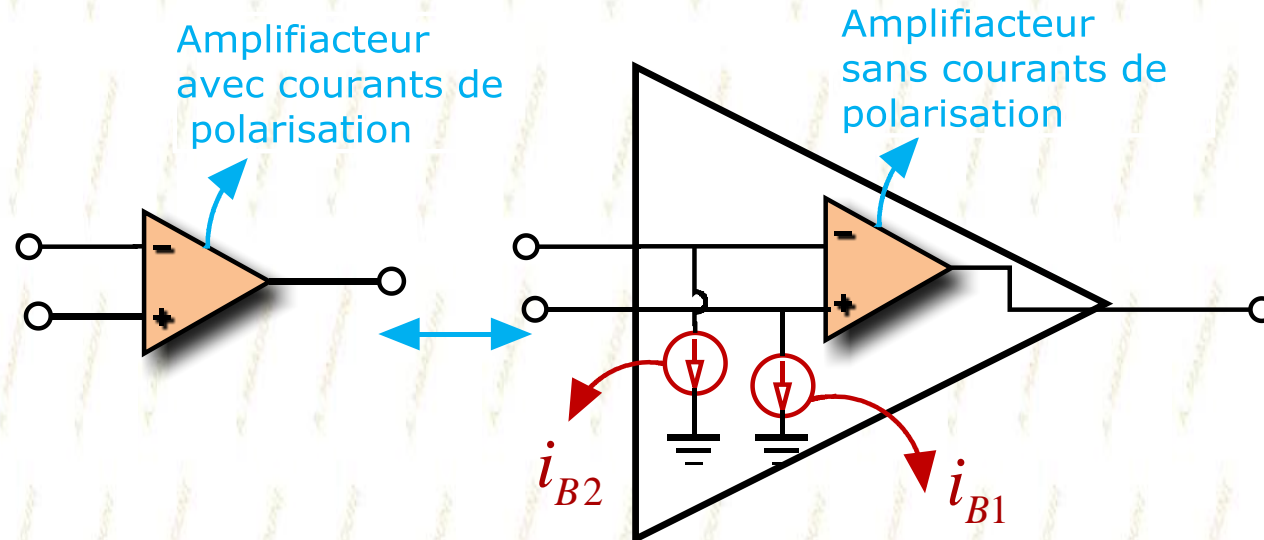
On dispose sur le boîtier de l'AO de 2 broches offset (1 et 5) permettant de réaliser la compensation par un potentiomètre externe (voir fig.) : On ajuste le potentiomètre jusqu'à ce que la tension de sortie soit nulle.



Compensation OFFSET

## • Courants de Polarisation et courant OFFSET

Un autre caractéristique non idéale de AO résulte de la présence de deux sources de courants de polarisation des transistors qu'on peut représenter comme sur la figure suivante:



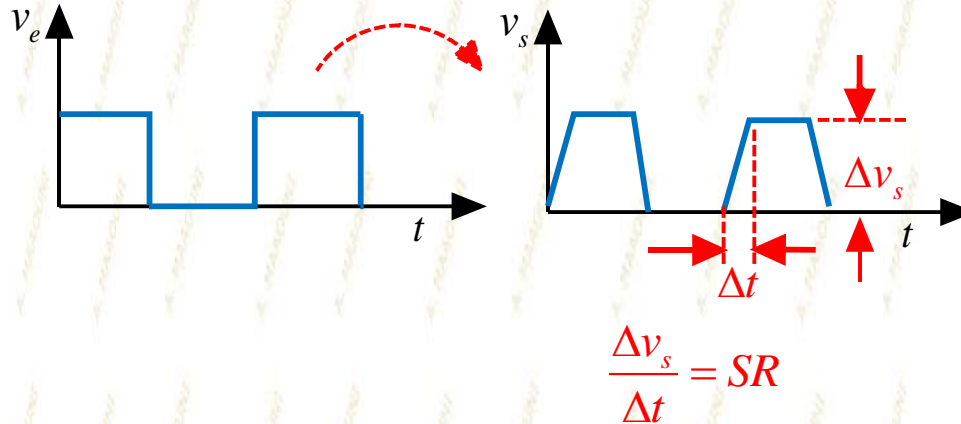
La valeur moyenne de ces deux courants est appelée courant de polarisation d'entrée et leur différence le courant d'entrée OFFSET

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$
$$I_{OS} = |I_{B1} - I_{B2}|$$

$$I_B \approx 80nA \text{ (AO-741)}, 30pA \text{ (AO-081)}$$

- **Taux de croissance maximal de la tension de sortie (Slew-Rate)**

Pour les tensions de sortie, on est limité par la variation  $\frac{dv_s}{dt} = SR$



A. MAAOUNI

Un signal en créneaux en entrée présente en sortie une pente donnée par le constructeur :

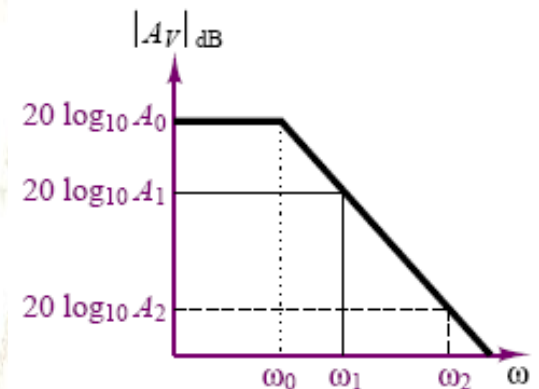
$$SR = 0.5V / \mu s(741), 13V / \mu s(081)$$

- **Limitation en fréquences**

En fait, la réponse d'un AO est celle d'un filtre passe bas. Le gain en BO prend la forme :

$$A_{vo} = A_o \left( 1 + j \frac{\omega}{\omega_o} \right)^{-1}$$

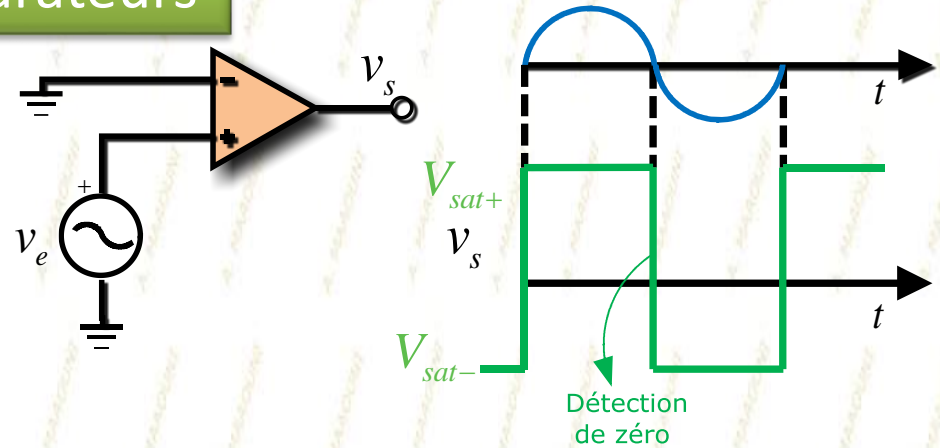
$$A_0 \times \omega_0 = A_1 \times \omega_1 = A_2 \times \omega_2 = K$$



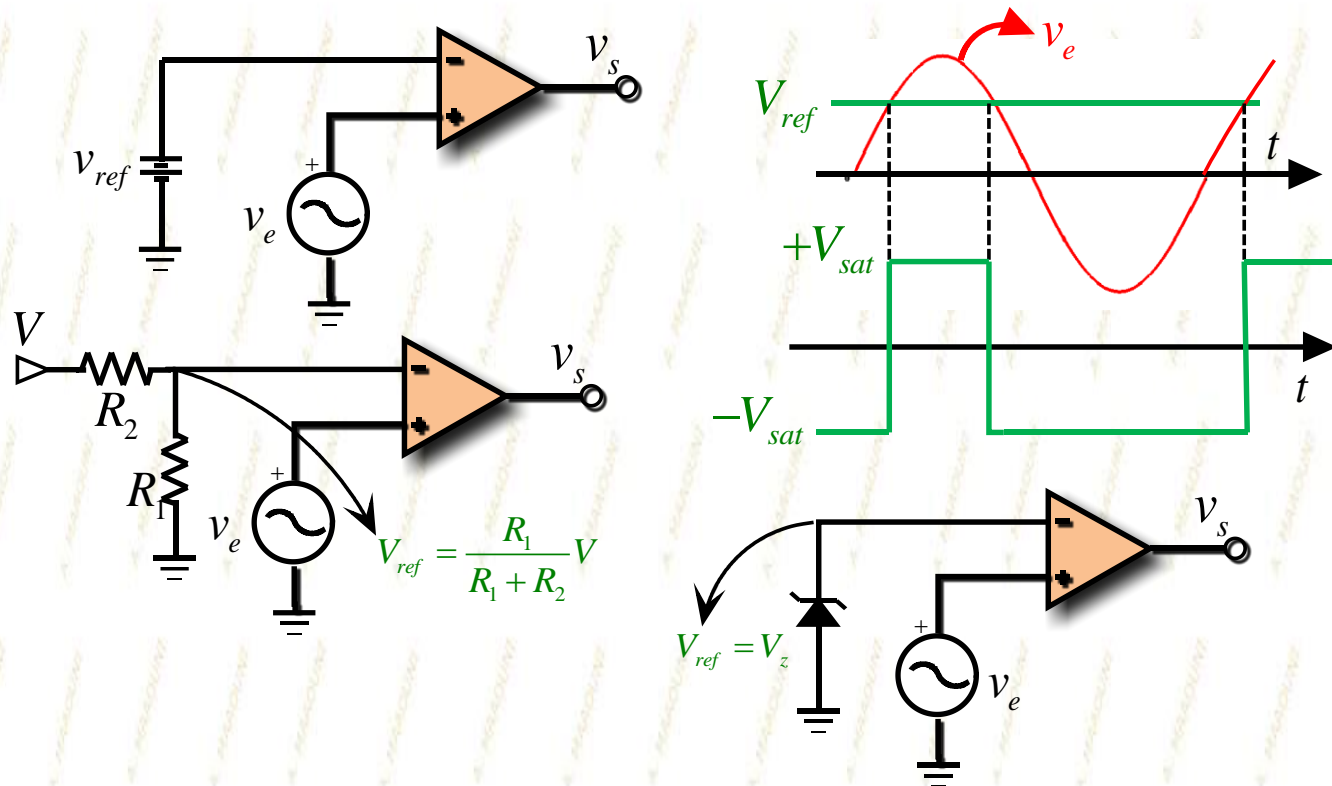


# Autres circuits à AO : comparateurs

- Détecteur de Zéro

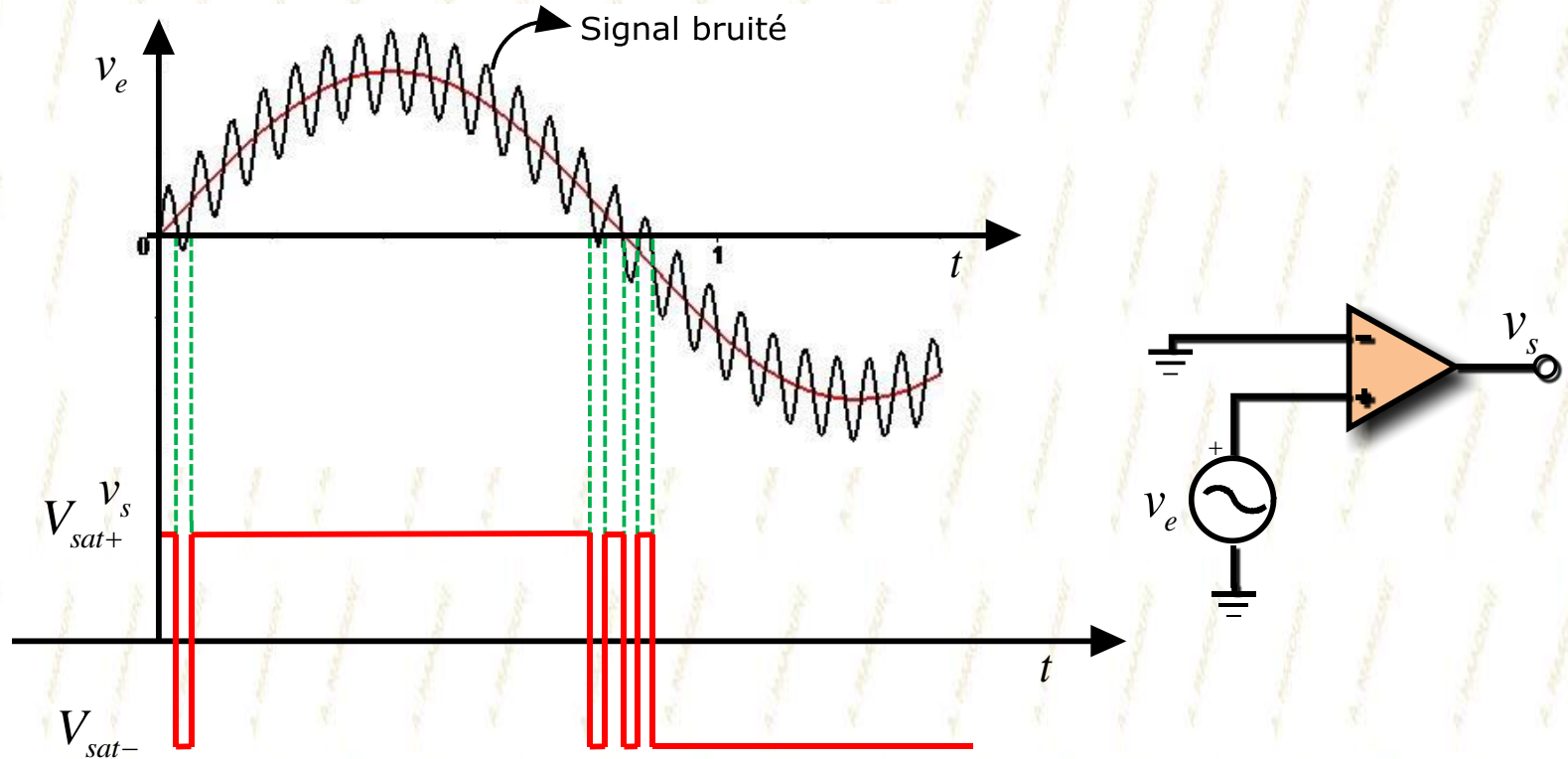


Le montage peut être modifié pour détecter une valeur de tension fixée  $V_{ref}$





Si le signal d'entrée est entaché de bruit (indésirable), le comparateur produit en sortie une tension erronée due aux fluctuations près du zéro entre les tensions de saturation (comme le montre la figure ci-dessous).



Afin de rendre le comparateur insensible au bruit, la technique d'incorporation de rétroaction positive, appelée ici hystérésis, peut être utilisée.

## • Comparateur avec hystérésis

La comparaison se fait entre la tension d'entrée  $v_e$  et la tension  $v_+$

Si la tension de sortie vaut :

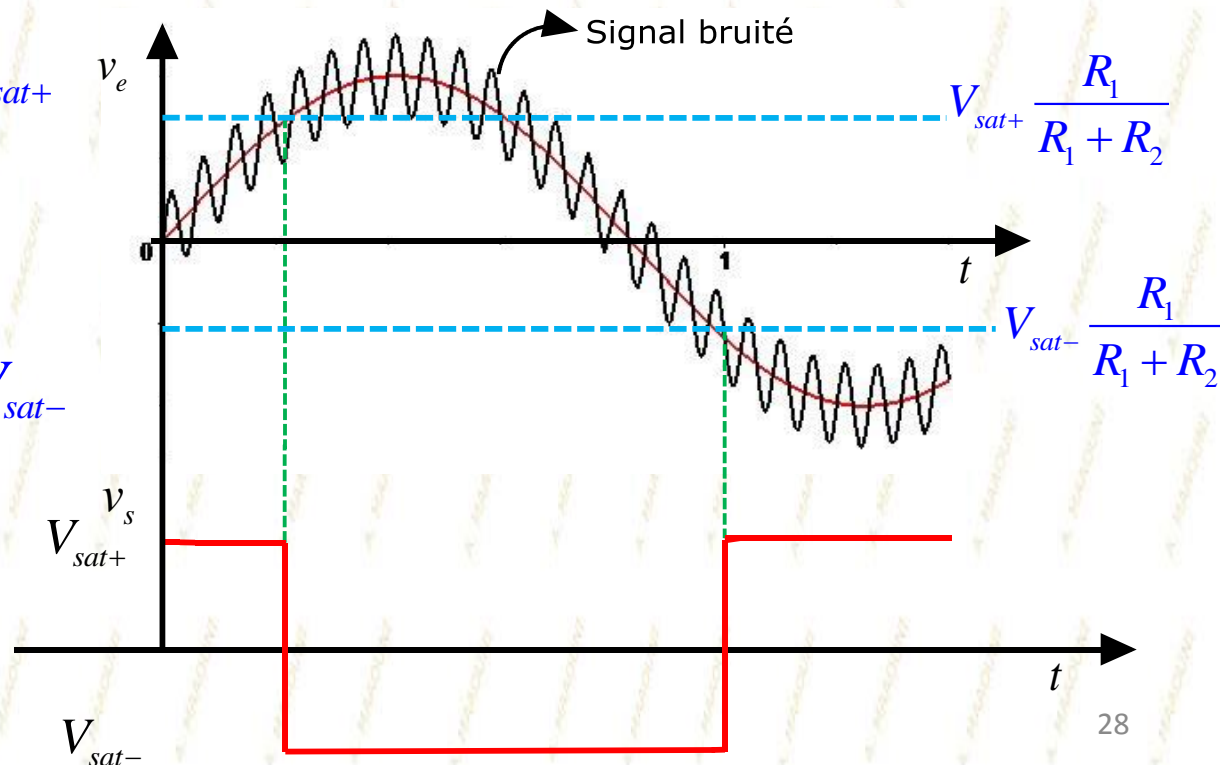
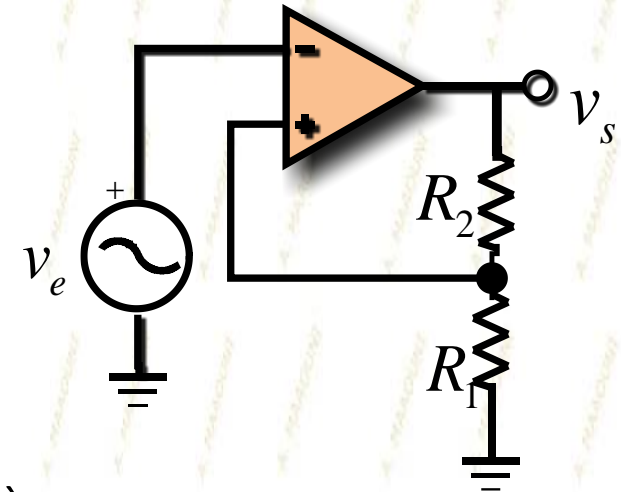
- $v_s = V_{sat+}$

Le diviseur de tension en sortie ramène la tension  $v_+$  à :

- $V_{max,h} = v_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat+}$

- $v_s = V_{sat-}$

- $v_+ = V_{max,b} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat-}$



- **Comparteurs à sortie limitée (bornée)**

Pour les comparateurs qu'on vient de citer ( détecteur de zéro, comparateur à hystérésis), la sortie prend les valeurs maximales :  $V_{sat+}, V_{sat-}$

On peut limiter les valeurs de la sortie à des valeurs  $V_{s,max}, V_{s,min}$  de sorte que

$$V_{s,max} < V_{sat+}, V_{s,min} > V_{sat-}$$

en utilisant des diodes Zener (cf. figures suivantes)

