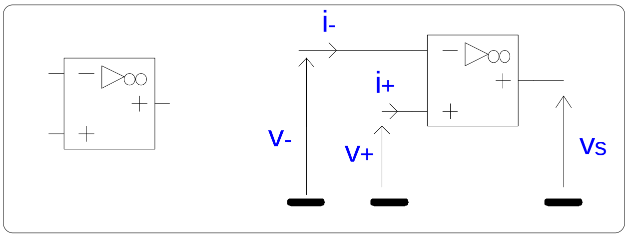
# L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL (AOP)

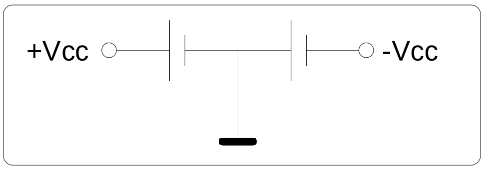
## 1. GENERALITES

### 1.1 Représentation symbolique



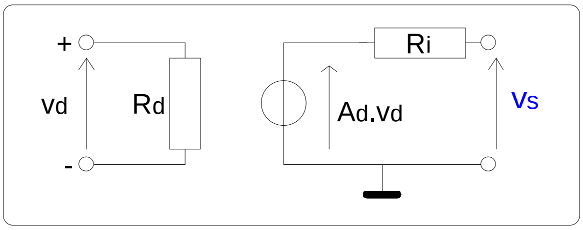

La tension de sortie $V_S$ est en phase avec la tension différentielle d'entrée $V_d = V^+ - V^-$ .
Le triangle signifie qu'il s'agit d'un amplificateur.
Lorsque l'AOP est parfait, on fait suivre le triangle du symbole ∞, sinon on précise son coefficient d'amplification réel.
Le signe + en sortie est souvent omis.

### 1.2 Polarisation




Pour éviter l'emploi de condensateurs de liaison entre étages, on polarise l'AOP avec deux sources de tension généralement symétriques, leur point milieu étant relié à la masse du montage (l'AOP ne possède pas de borne de masse). L'absence de condensateurs de liaison autorise l'amplification de tensions continues.
Si on ne dispose pas d'alimentation symétrique, on peut polariser l'AOP avec un pont de résistances, mais il sera alors nécessaire d'ajouter des condensateurs de liaison.
A noter qu'il existe des AOP fonctionnant sous tension d'alimentation unique, même faible, et présentant une faible tension de déchet en sortie : les tensions d'entrée ne peuvent être que positives.
Afin d'éviter l'entrée en oscillations d'un montage à AOP, il est nécessaire de découpler les alimentations avec des condensateurs. Généralement un condensateur de 100 nF entre chaque broche d'alimentation (le plus près possible du circuit intégré) et la masse convient.

### 1.3 Schéma équivalent en basse fréquence




La résistance différentielle d'entrée $R_d$ varie du mégaohm (entrées à transistors bipolaires, type 741) à quelques $10^{12}\ \Omega$ (entrées à transistors à effet de champ (TEC), type 081).
L'amplification différentielle en continu (741 et 081) $A_{do}$ est de l'ordre de $10^5$ , la résistance interne $R_i$, d'une centaine d'ohms.

### 1.4 AOP parfait

Le coefficient d'amplification différentielle étant très grand et la tension de sortie étant nécessairement finie (inférieure aux tensions d'alimentation du circuit), la tension différentielle d'entrée $V_d$ est très faible.

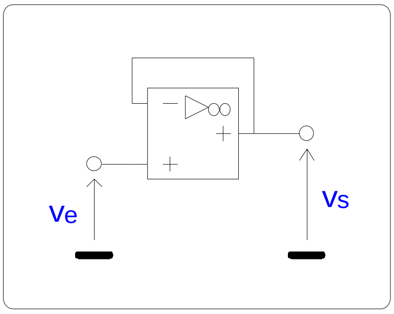
<u>Exemple</u> : $V_{s\ Max} = 14$ V, $A_{do} = 10^5$ donc $V_{d\ Max} = 140\ \mu$V.
Pour l'AOP parfait on la considère nulle.
L'intensité du courant différentiel $i_d$ circulant dans la résistance $R_d$ est donc également très faible.
<u>Exemple</u> : $R_d = 1\ M\Omega$ donc : $I_{d\ Max} = 140$ pA : on le considère également nul

**En résumé, pour un AOP parfait :**

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| $A_d \rightarrow \infty$ | $R_d \rightarrow \infty$ | $v_d \rightarrow 0$ | $i^+ \rightarrow 0$ | $i^- \rightarrow 0$ |

# 2. MONTAGES DE BASE

## 2.1 Montage suiveur



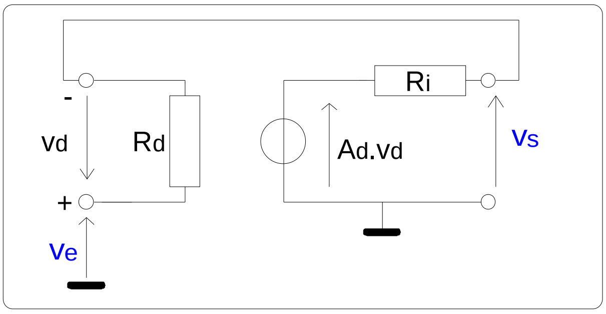




Schéma équivalent

### 2.1.1 Coefficient d’amplification en tension à vide :

$I_e = V_d/R_d$

$V_s = A_d.V_d + R_i.I_e = A_d.V_d + R_i.V_d/R_d$

$V_e = V_d + A_d.V_d + R_i.V_d/R_d$

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{R_i + A_d.R_d}{R_d + A_d.R_d + R_i} \approx 1$$

### 2.1.2 Résistance d'entrée

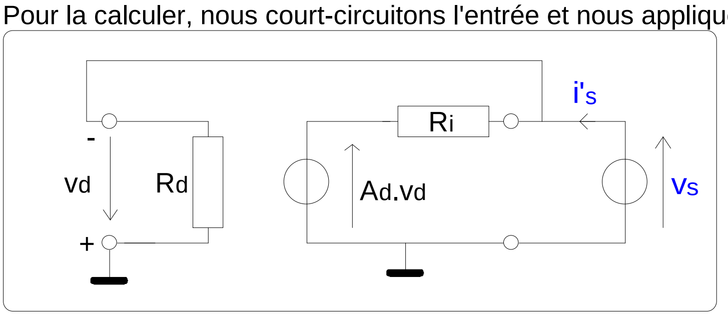
$V_e = R_d.I_e + A_d.R_d.I_e + R_i.I_e$

donc : $R_e = V_e/I_e = R_d.(1 + A_d) + R_i$ ; $\approx A_d.R_d$

Ex : $R_d = 1\ \mathrm{M}\Omega$ $\quad A_d = 10^5$ $\quad R_e = 10^{11}\ \Omega$

### 2.1.3 Résistance de sortie

Pour la calculer, nous court-circuitons l'entrée et nous appliquons en sortie un générateur de tension :




$$I'_s = -\frac{V_d}{R_d} + \frac{V_s - A_d.V_d}{R_i} \quad \text{avec } V_s = -V_d$$

$$\text{donc : } \frac{I'_s}{V_s} = \frac{1}{R_d} + \frac{1 + A_d}{R_i} \approx \frac{A_d}{R_i}$$

donc : $R_S \approx R_i / A_d$

<u>Exemple</u> : si $R_i = 100\ \Omega$ $\quad R_S = 1\mathrm{m}\Omega$

### 2.1.4 Utilisation du modèle de l’AOP parfait

En utilisant le modèle idéalisé de l'amplificateur :

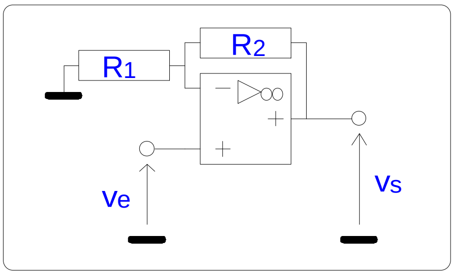
$A_d \to \infty$ $\quad R_d \to \infty$ $\quad v_d \to 0$ $\quad i^+ \to 0$ $\quad i^- \to 0$

$V_e = V_d + V_S \;\Rightarrow\; V_S = V_e$

$I_e = 0 \;\Rightarrow\; R_e = V_e/I_e \to \infty$

Ces résultats étant peu différents de ceux que nous avons trouvé par calcul rigoureux, nous utiliserons désormais ces approximations.

## 2.2 Amplificateur non inverseur




L'AOP étant parfait et fonctionnant en régime linéaire:

$V_e = V^+ = V^-$

$$V^- = \frac{R_1 . V_s}{R_1 + R_2}$$

donc : $A_v = 1 + R_2 / R_1$

$R_e = V_e / I_e$ donc $R_e \rightarrow \infty$

## 2.3 Amplificateur inverseur

L'AOP étant parfait et fonctionnant en régime linéaire:

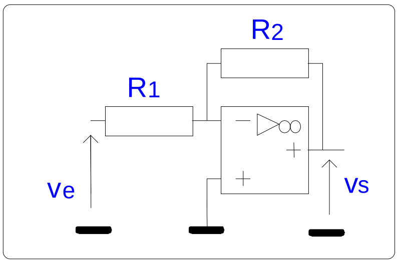
$V^- = V^+ = 0$ $\quad I^- = 0$

$I_e$ étant l'intensité du courant d'entrée du montage :

$V_e = R_1 . I_e$ $\quad V_s = -R_2 . I_e$

donc : $A_v = - R_2 / R_1$

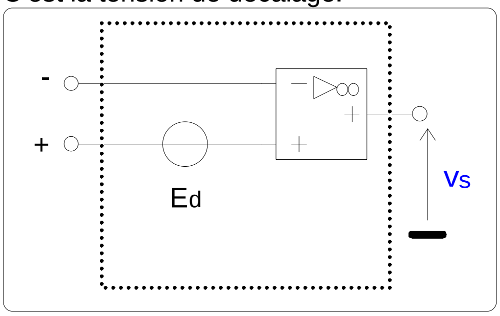
$R_e = V_e / I_e = R_1$



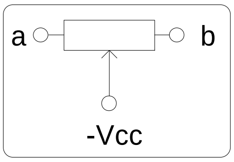

# 3. LIMITATIONS ET DEFAUTS DE L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

## 3.1 Tension de décalage (offset voltage)

Reprenons le montage suiveur, relions l'entrée non inverseuse à la masse et mesurons la tension de sortie continue $V_S$ : elle n'est pas nulle (elle peut être positive ou négative).
C'est la tension de décalage.




Tout se passe donc comme si à l'entrée de l'AOP il existait en série avec l'une des deux entrées un générateur de tension continue de f.e.m. $E_d$ .
$E_d$ est de l'ordre du millivolt.




Sur certains AOP le constructeur a prévu la correction de ce défaut en ajoutant un potentiomètre extérieur. Sur les 741 et 081 a et b correspondent aux bornes 1 et 5. Pour un 741, P = 10 kΩ, pour un 081, P = 100 kΩ

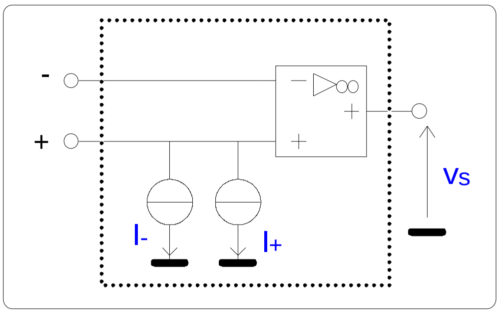
Si l'on réalise un montage amplificateur, la tension de sortie est égale au produit de la tension de décalage par le coefficient d'amplification.

## 3.2 Courants de polarisation et de décalage

Si le défaut précédent est corrigé et qu'on relie l'entrée non inverseuse du montage suiveur à la masse par l'intermédiaire d'une résistance R, on constate que la tension de sortie $V_S$ n'est pas nulle et qu'elle est d'autant plus élevée que la résistance R est grande.

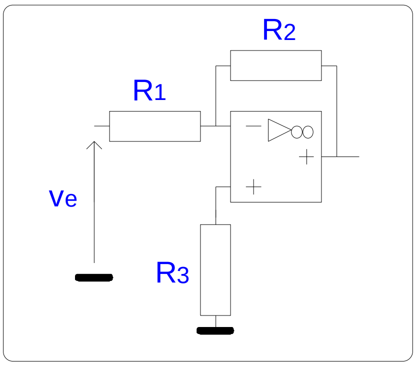
Ceci est dû aux courants de polarisation des entrées (courant de base des transistors bipolaires):

Dans le cas présent, il s'agit du courant de polarisation $I^+$ circulant dans R qui est à l'origine d'une tension $V^+ = R.I^+$.
Pour représenter ce défaut, on peut ajouter au schéma de l'amplificateur parfait des générateurs de courant $I^+$ et $I^-$.




On appelle intensité du **courant de polarisation** (Input bias current) :
$I_p = (I^+ + I^-)/2$
et du **courant de décalage** (Input offset current) :
$I_d = |I^+ - I^-|$
Pour remédier à ce défaut, si l'on considère que $I_d << I_p$, on choisira la résistance vue de l'entrée non inverseuse égale à la résistance vue de l'entrée inverseuse.

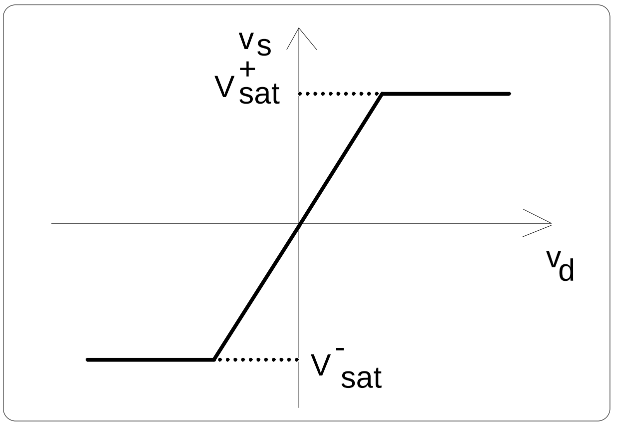
Par exemple dans le cas d'un amplificateur inverseur, on choisira : $R_3 = R_1 // R_2$.




Pour tenir compte du fait que $I^+ \neq I^-$, on remplace $R_3$ par un potentiomètre que l'on règle pour annuler la tension de sortie.
Dans les AOP à TEC, les courants de polarisation sont négligeables (< 50 pA pour un 081) alors que pour un AOP à transistors bipolaires (type 741), $I_p \approx 100$ nA

## 3.3 Tension de saturation

L'amplitude de la tension de sortie est limitée par les sources de polarisation à une valeur légèrement inférieure à $V_{CC}$.

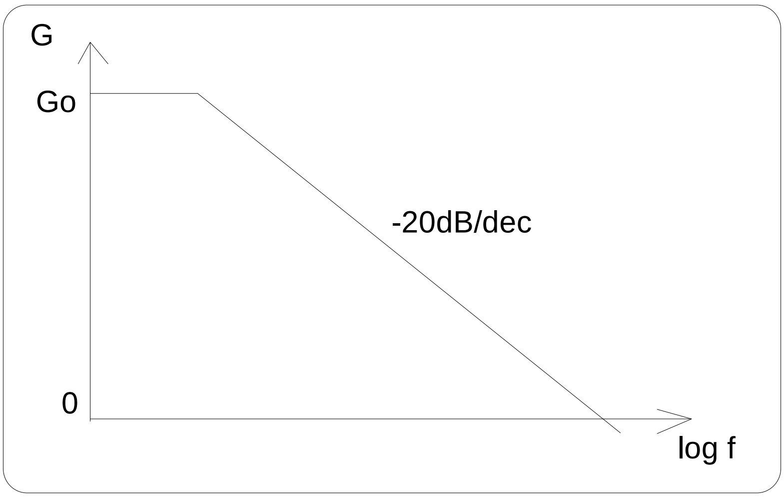



$V_{sat}$ est de l'ordre de 13 à 14 V lorsque $V_{CC} = 15$ V
Il existe également des AOP « rail to rail » dont les tensions de sortie peuvent atteindre les tensions d'alimentation.

## 3.4 Limitation du courant de sortie

L'intensité du courant de sortie est limitée de telle sorte que si l'on diminue l'impédance de charge de l'amplificateur, la tension aux bornes de celle-ci est écrêtée dès que l'intensité du courant dépasse la valeur maximale prévue par le constructeur $I_{scc}$.

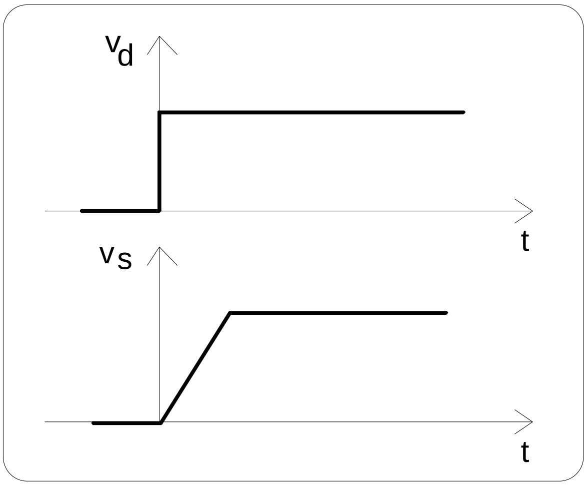
## 3.5 Bande passante




Les AOP compensés en fréquence se comportent comme des filtres passe-bas du premier ordre. Leur amplification maximale est grande ($10^4$ à $10^5$ typiquement) mais leur bande passante à -3dB, faible (une dizaine de Hertz).
On appelle facteur de mérite, le produit amplification-bande passante : c'est une constante pour un système du premier ordre ; il vaut au moins 1MHz pour les AOP les moins performants (type 741, et 3 MHz pour un 081).
Exemple : La bande passante d'un amplificateur, réalisé à partir d'un 081, évolue entre 300 kHz et 30 kHz lorsque son coefficient d'amplification passe de 10 à 100.
La bande passante sera d'autant plus faible que le coefficient d'amplification est élevé.

## 3.6 Vitesse de balayage de la tension de sortie (Slew Rate)

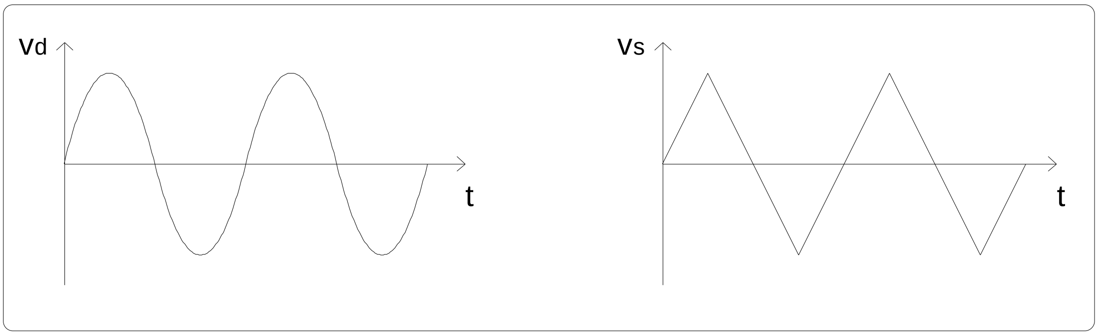
Si l'on applique à l'entrée d'un AOP un échelon de tension, la tension de sortie diffère de la tension d'entrée par son temps de montée.
La pente du signal de sortie $dv_s/dt$ s'appelle le "Slew Rate" (SR) de l'AOP.




Si maintenant, on applique à l'entrée une tension sinusoïdale, deux cas peuvent se produire :
la pente maximale de la sinusoïde est :

- inférieure au slew rate, auquel cas le signal de sortie n'est pas déformé.
- supérieure à SR, dans ce cas, le signal de sortie n'est plus sinusoïdal mais tend à devenir triangulaire, de pente égale au slew rate.


Serge Monnin AOP.DOC




Fréquence maximale d'utilisation :

Soit une tension sinusoïdale $v_S = V_{SMax}.\sin(\omega t)$ présente en sortie de l'AOP ; pour que cette tension ne soit pas déformée, sa pente maximale (à l'origine) doit être inférieure à SR.

$dv_S/dt = \omega.V_{SMax}.\cos(0) = \omega.V_{SMax} < SR$ donc $f < SR/(2\pi.V_{SMax})$

Ordre de grandeur : 0,5 V/µs pour un 741 13 V/µs pour un 081

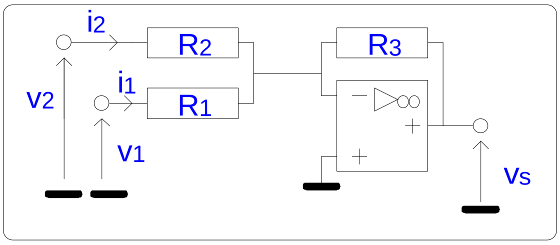
Exemple : pour $V_{SMax}$ = 10 V et SR = 0,5 V/µs f < 8 kHz

Le slew rate se manifeste d'autant plus que :

- l'amplitude du signal de sortie est grande
- la fréquence du signal est élevée

## 4. APPLICATIONS DE L'AOP

### 4.1 Sommateur inverseur



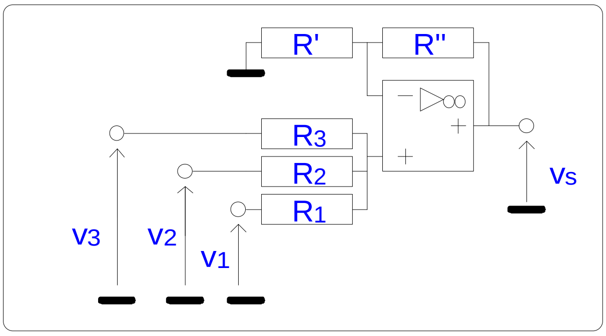

$v_1 = R_1.i_1$ $v_2 = R_2.i_2$ $v_s = - R_3.(i_1 + i_2)$

donc : $v_s = -\left(\frac{R_3}{R_1}v_1 + \frac{R_3}{R_2}v_2\right)$

somme pondérée de $v_1$ et $v_2$

Si $R_1 = R_2$ : $V_s = -\frac{R_3}{R_1}(v_1 + v_2)$

### 4.2 Sommateur non inverseur




Les courants d'entrée de l'AOP étant nuls :

$$\frac{v_1 - v^+}{R_1} + \frac{v_2 - v^+}{R_2} + \frac{v_3 - v^+}{R_3} = 0 \quad \text{ou bien} \quad G_1.(v_1 - v^+) + G_2.(v_2 - v^+) + G_3.(v_3 - v^+) = 0$$

donc : $v^+ = \frac{G_1.v_1 + G_2.v_2 + G_3.v_3}{G_1 + G_2 + G_3}$ avec $G_i = 1/R_i$

$$v^- = \frac{R'}{R'+R''}.v_s$$

L' AOP fonctionnant en régime linéaire :

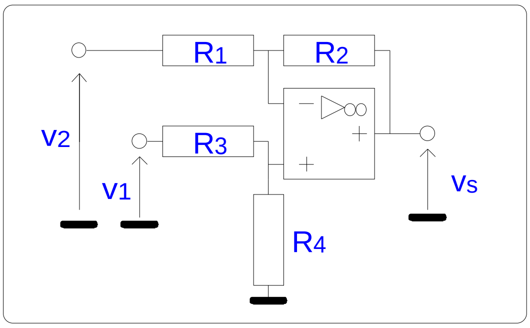
$v^+ = v^-$ et :

$$v_s = \left(1 + \frac{R''}{R'}\right)\frac{G_1.v_1 + G_2.v_2 + G_3.v_3}{G_1 + G_2 + G_3}$$

On obtient une somme pondérée des tensions d'entrée

Si $G_1 = G_2 = G_3 = G$ : $v_s = \left(1 + \frac{R''}{R'}\right)\frac{v_1 + v_2 +.v_3}{3}$

### 4.3 Amplificateur de différence




Le montage fonctionnant en régime linéaire on peut appliquer le théorème de superposition :

- $v_2 = 0$ le montage équivalent est un amplificateur non inverseur de coefficient d'amplification en tension : $\frac{v_s'}{v^+} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ avec $v^+ = \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_1$ donc $v_s' = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_1$
- $v_1 = 0$ le montage équivalent est un amplificateur inverseur de coefficient d'amplification en tension : $\frac{v_s''}{v_2} = -\frac{R_2}{R_1}$ donc $v_s'' = -\frac{R_2}{R_1} v_2$

Par superposition des deux états précédents on obtient :

$$v_s = v_s' + v_s'' = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_1 - \frac{R_2}{R_1} v_2$$

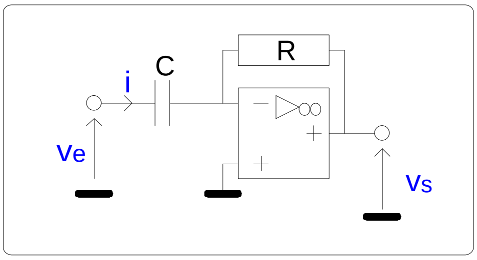
Pour que $V_S$ soit proportionnelle à la tension $V_1 - V_2$, il faut que :

$$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{R_2}{R_1} \quad \text{soit} \quad R_1.R_4 = R_2.R_3 \quad \text{ou bien} \quad \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

Pratiquement on utilise souvent une résistance ajustable pour obtenir cette égalité :

$$v_s = \frac{R_2}{R_1}(v_1 - v_2)$$

### 4.4 Dérivateur




$V_S = - R.i$

$i = C.dv_e/dt$

donc : $V_S = - RC.dv_e/dt$

Si la tension d'entrée est sinusoïdale :

$v_e = V_{eM}.\sin(\omega t)$

$dv_e/dt = V_{eM}.\omega.\cos(\omega t) = V_{eM}.\omega.\sin(\omega t + \pi/2)$

à $dv_e/dt$ on associe le nombre complexe $j\omega.\underline{V}_e$

donc à $v_S(t)$ sera associé $\underline{V}_S = -jRC\omega.\underline{V}_e$

ou bien l'on écrit que :

$$\frac{\underline{V}_s}{\underline{V}_e} = -\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} = -\underline{Z}_2.\underline{Y}_1 = -jRC\omega$$

ou $\underline{Z}_1$ est l'impédance d'entrée et $\underline{Z}_2$, l'impédance de contre réaction

Ce montage ne donne pas pleinement satisfaction (voir exercice sur le dérivateur actif dans le chapître consacré à la réaction). On améliore sa réponse en ajoutant en série avec le condensateur C une résistance R' << R

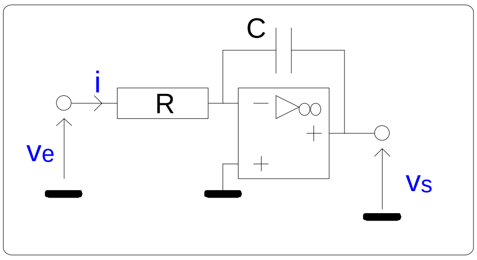
La fonction de transfert devient :

$$\underline{T} = -\frac{R}{\underline{Z}'} \quad \text{avec} \quad \underline{Z}' = R + \frac{1}{jC\omega} \quad \text{donc :}$$

$$\underline{T} = -\frac{R}{R'}\frac{1}{1+\frac{1}{jR'C\omega}}$$

Pour retrouver la même fonction de transfert que précédemment, il faut que $R'C\omega << 1$ ; ce n'est donc que pour des fréquences très inférieures à $1/(2\pi R'C)$ que le montage se comportera en dérivateur.

## 4.5 Intégrateur




$v_e = R.i$

$i = -C.dv_s/dt$

donc $v_e = -RC.dv_s/dt \quad \Rightarrow \quad v_s = -\frac{1}{RC}\int v_e.dt$

Si la tension d'entrée est sinusoïdale, on obtient :

$$\frac{\underline{V}_s}{\underline{V}_e} = -\frac{1}{jRC\omega}$$

Ce montage ne fonctionne pas parfaitement à cause des courants de polarisation et de la tension de décalage présents à l'entrée (voir exercice portant sur l'intégrateur actif réel), la tension de sortie évoluant vers la saturation positive ou négative.

Pour remédier à ce défaut, on monte en parallèle sur le condensateur C une résistance R' >> R.

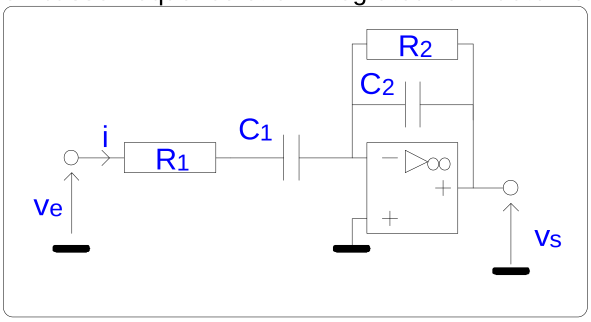
La fonction de transfert devient :

$$\underline{T} = -\frac{1}{R.\underline{Y}'} \quad \text{avec} \quad \underline{Y}' = \frac{1}{R'} + jC\omega \quad \text{donc :} \underline{T} = -\frac{R'}{R}\frac{1}{1+jR'C\omega}$$

Pour retrouver la même fonction de transfert que précédemment, il faut que $R'C\omega >> 1$ ; ce n'est donc que pour des fréquences très supérieures à $1/(2\pi R'C)$ que le montage se comportera en intégrateur.

## 4.6 Intégrateur-dérivateur

Si l'on combine les deux montages précédents, l'on obtient un montage qui se comporte en dérivateur en basse fréquence et en intégrateur en haute fréquence.




En régime sinusoïdal, on aura :

$$\frac{\underline{V}_s}{\underline{V}_e} = -\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} = -\frac{1}{\underline{Z}_1.\underline{Y}_2} = -\frac{1}{\left(R_1 + \frac{1}{jC_1\omega}\right).\left(\frac{1}{R_2} + jC_2\omega\right)} = -\frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j\left(R_1C_2\omega - \frac{1}{R_2C_1\omega}\right)}$$