

Chapitre II

L'amplificateur opérationnel et montages à base de l'Ampli-Opérationnel

- *Fonctionnement en mode linéaire.*
- *Fonctionnement en mode non linéaire.*

Généralité

L'amplificateur opérationnel comprend trois étages :

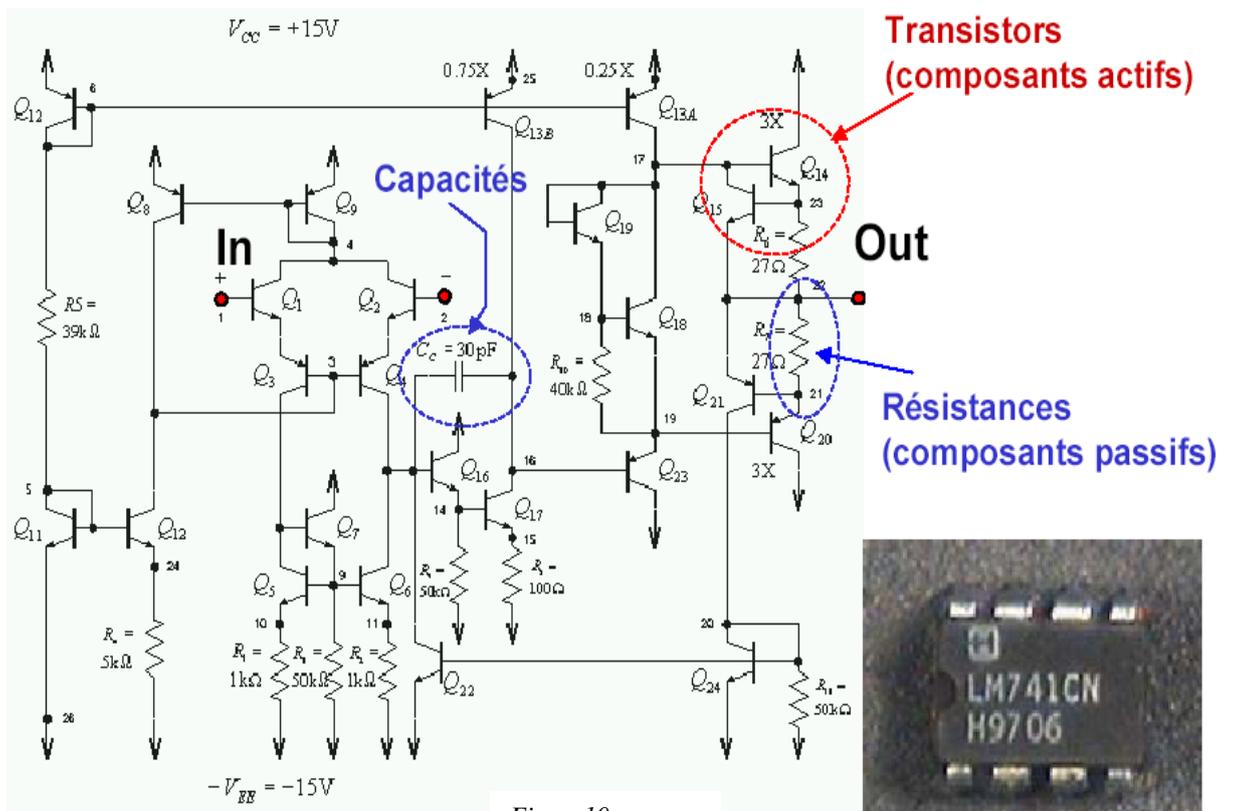
* un étage d'entrée différentiel chargé d'amplifier une différence de potentiel entre deux signaux ($V+$ et $V-$) :

A. ($V+ - V-$),

* un étage présentant un très fort gain, idéalement proche de l'infini,

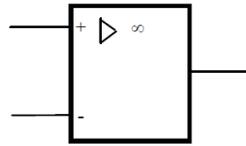
* un étage de sortie permettant de délivrer le signal de sortie avec une faible résistance.

II.1 Schéma interne d'un AO : LM 741

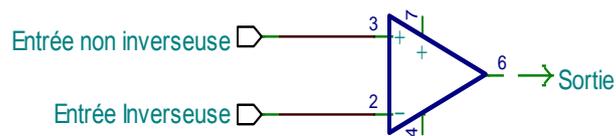


II.2 Symbole

Le symbole normalisé AFNOR, IEEE



Le symbole généralement utilisé :



II.3 Caractéristiques essentielles de l'AOP (voir figure11)

V_- , la tension entre l'entrée inverseuse et le potentiel de référence

V_+ , la tension entre l'entrée positive et le potentiel de référence

ξ , la tension d'entrée différentielle ($V_+ - V_-$)

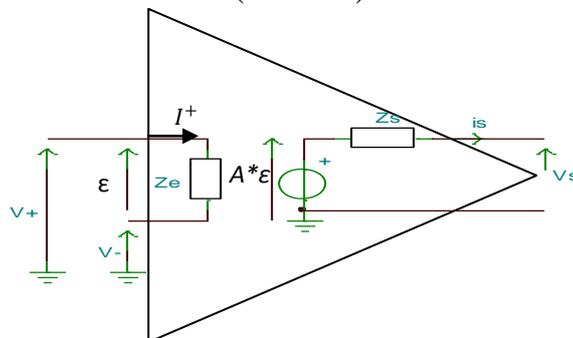


figure11

1) Son amplification aux fréquences basses est considérable, cela est dû aux nombreux étages amplificateurs qu'il comporte :

$$A = \frac{VS}{(V^+) - (V^-)}$$

2) Bien sur, quelque soit le gain, la tension de sortie ne peut jamais dépasser la tension d'alimentation,

3) Le module de l'amplification décroît lorsque la fréquence augmente (par suite des «capacités parasites» des transistors) mais sa bande passante est souvent considérable (par exemple plusieurs dizaines de mégahertz).

$$Z_e = \frac{V^+ - V^-}{I^+}$$

4) Son **impédance d'entrée Z_e** est très élevée (de 1 MΩ à quelques MΩ) :

5) Son **impédance de sortie Z_s** est très faible (au maximum quelques kilo ohms).

II.4 Alimentations des AOP

L'AOP doit être alimenté par une alimentation symétrique et sa sortie V_s doit pouvoir prendre des valeurs positives et négatives comme le montre la figure 12.

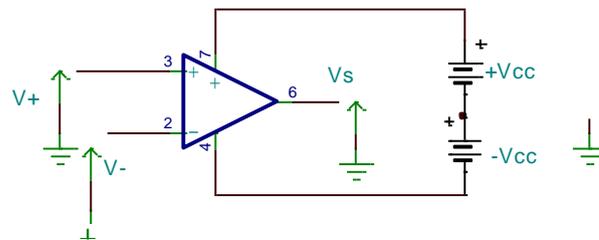


Figure 12a

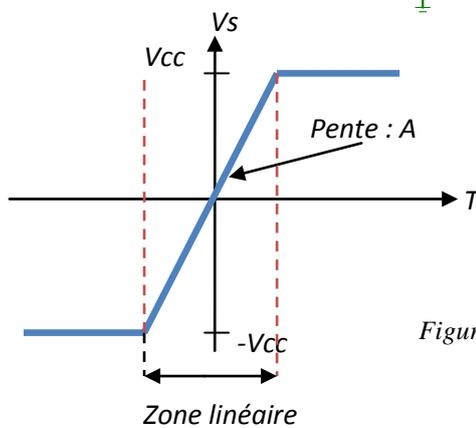
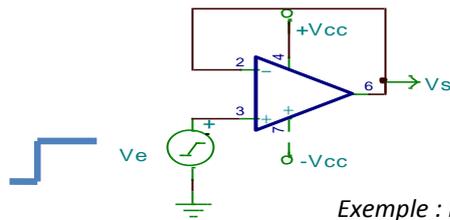


Figure 12b

II.5 Vitesse de balayage (Slew-rate)

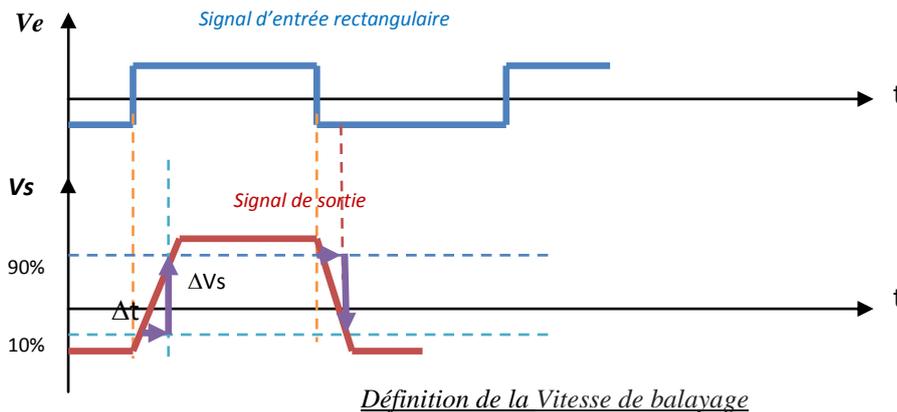
La vitesse de balayage (ou **Slew rate**) représente la vitesse de variation maximale que peut reproduire un amplificateur ; cette quantité conditionne donc la pente maximale que l'amplificateur peut reproduire à sa sortie à partir d'un signal à son entrée.

Il s'exprime en volts par micro seconde (voir figure 13).



Exemple : Montage suiveur à gain unitaire

C'est le taux de variation maximum de la tension de sortie en réponse à une tension d'entrée échelon.



À partir de la vitesse de balayage, on peut calculer la fréquence de sortie maximale (f_{max}).

Nous allons expliquer le cas de l'utilisation de l'AOP en gain unitaire.

Le taux de balayage (SR) est exprimé comme suit:

$$SR = \frac{\Delta V_s}{\Delta t}$$

La distorsion de la forme d'onde se produit lorsque la valeur maximale du signal de sortie différenciée par le temps devient supérieure à ce SR.

Soit la tension V_e d'entrée d'amplitude A égale à $V_e = A \cdot \sin \omega t$.

Ensuite, aucune distorsion de la forme d'onde ne se produit si la variation maximale (valeur différentielle) de l'amplitude du signal d'entrée est inférieure à la vitesse de balayage.

La valeur différentielle du signal d'entrée étant $\frac{dV_e}{dt} = A \cdot \omega \cos \omega t$, sa valeur maximale est $A \omega$.

Par conséquent, la fréquence maximale qui ne provoque pas de distorsion de forme d'onde induite par balayage est théoriquement calculée comme suit, où A est l'amplitude d'entrée :

$$SR = A \omega = 2\pi A f_{max}$$

$$f_{max} = \frac{SR}{2\pi A}$$

S'il n'y a pas de gain unitaire, le gain de tension du circuit d'amplification est multiplié par A_v , puis $V_s = A_v \cdot V_e = A_v (A \cdot \sin \omega t)$

$$\frac{dV_s}{dt} = A_v A \omega (\cos \omega t)$$

$$SR = A_v A \omega = A_v A \cdot 2\pi f_{max}$$

$$f_{max} = \frac{SR}{2\pi A A_v}$$

<i>AOP réel</i>	<i>AOP idéal</i>
Amplification en boucle ouverte $A = 20 \cdot 10^4$ à $20 \cdot 10^6$	Infini
Impédance d'entrée : $Z_{in} = 1M\Omega$ à $20M\Omega$	Infini
Impédance de sortie : $Z_{out} = 10\Omega$	0Ω
Courant de polarisation : $I_p = (I_{p+} - I_{p-})/2 = 20pA$ à $500pA$	$0pA$
Courant de décalage $I_d = I_{p+} - I_{p-} = 20pA$ à $100pA$	$0pA$
Slew rate : $0,5V/\mu S$ à $100V/\mu S$	Infini

II.6 L'A.O.P idéalisé

Idéalement, on considère que :

- * **Gain en tension (A) infini** $V_s = A \cdot (V^+ - V^-)$
- * **Impédance de sortie nulle**, ce qui conduit à considérer la sortie comme une source de tension indépendante du courant i_s comme l'indique la figure 14
- * **Bande passante infinie**

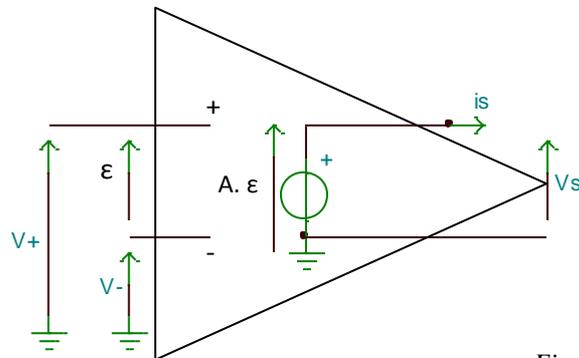


Figure 14

II.7 Montage à Amplificateur opérationnel (fonctionnement linéaire)

7.1- La réaction (Automatique)

Basé sur la réinjection d'une partie du signal de sortie à l'entrée du circuit pour le combiner avec le signal de sortie.

- **Réaction positive** : On réinjecte une partie du signal de sortie en phase avec le signal d'entrée. Ceux ci vont s'additionner pour produire un signal de sortie plus grand.

Ces montages ont un fonctionnement non linéaire $V_s \in \{-V_{cc}, +V_{cc}\}$ et seront étudiés plus tard.

- **Réaction négative** : (figure15), on réinjecte une partie du signal de sortie en opposition de phase avec le signal d'entrée. Ceux ci vont se soustraire pour produire un signal de sortie inférieur.

Ces montages ont un fonctionnement linéaire ; V_s comprise entre $[-V_{cc}, +V_{cc}]$.

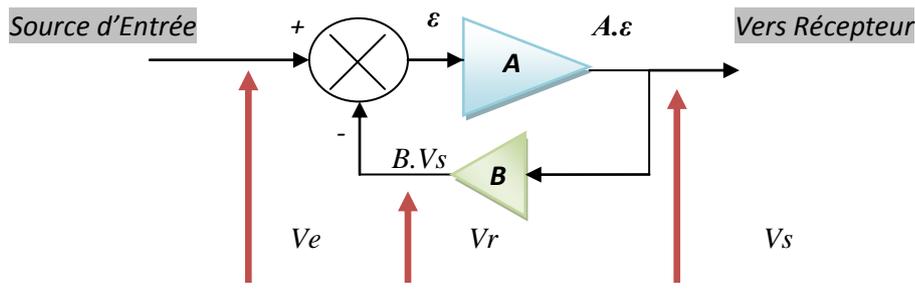


figure15 : Contre réaction automatique

$$V_s = A.\varepsilon, \quad V_r = B.V_s$$

$$V_s = A. (V_e - V_r) = A. (V_e - B.V_s)$$

A est le gain en boucle ouverte

$$V_s (1 + A.B) = A.V_e$$

B est le gain de contre réaction

$$V_s = \frac{1}{1 + A.B} V_e \quad \text{Si } A \text{ tend vers l'infini} \quad \Longrightarrow \quad V_s = \frac{1}{B} V_e$$

Le gain du montage ne dépend plus de celui de l'AOP

Le gain en tension du montage en boucle fermée devient indépendant de A.

On a une diminution du gain et une meilleure stabilité par rapport aux perturbations.

7.2 Impact sur une perturbation

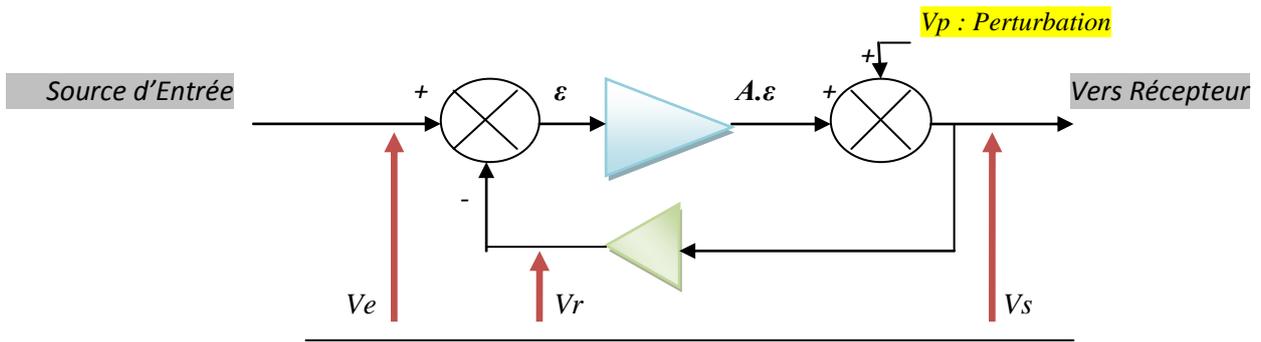


figure16 : Contre réaction : Impact sur une perturbation

$$V_s = A \cdot \varepsilon + V_p$$

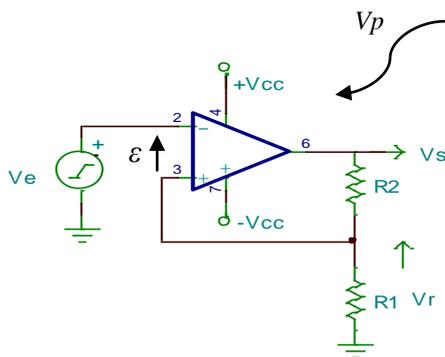
$$V_s = A \cdot (V_e - V_r) + V_p$$

$$V_s (1 + A \cdot B) = A \cdot V_e + V_p$$

Si A tend vers l'infini \Rightarrow La tension parasite es atténuée

$$V_s = \frac{A \cdot V_e + V_p}{A \cdot B} = \frac{V_e}{B}$$

Exemple : Contre réaction (B) réalisée avec des résistances



$$V_s = A \cdot \varepsilon \quad (1)$$

$$V_s = A \cdot (V_e - V_r) \quad (2)$$

$$\text{Avec } V_r = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_s$$

$$\text{de (2) } V_s + A \cdot V_r = A \cdot V_e \Rightarrow V_s \left(1 + A \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) = A \cdot V_e$$

On divise par A et on obtient :

$$V_s. \left(\frac{1}{A} + \frac{R1}{R1+R2} \right) = V_e$$

Si A tend vers l'infini $\Rightarrow \frac{V_e}{V_s} = \frac{R1+R2}{R1} = 1 + \frac{R2}{R1}$

Si, à cause d'une perturbation quelconque, la tension de sortie V_s augmentait un peu.

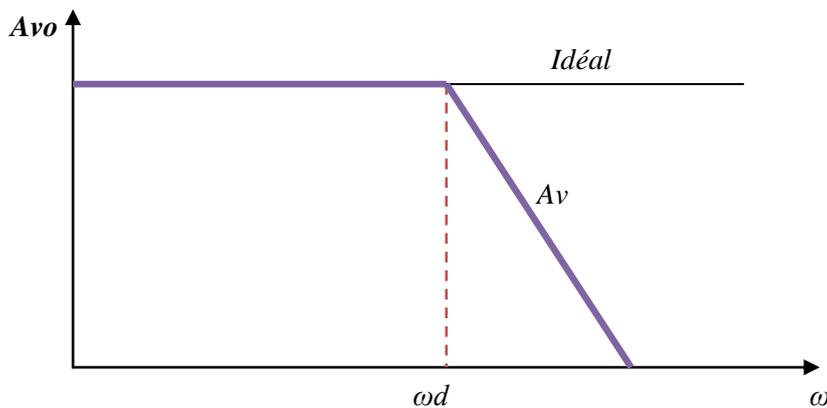
\Rightarrow La tension V_r augmenterait également

\Rightarrow La tension différentielle ($\varepsilon = V_e - V_r$) diminuerait

\Rightarrow Ce qui forcerait la sortie à diminuer car $V_s = A. \varepsilon$

Le retour de la tension de sortie sur l'entrée négative a un effet stabilisateur

7.3 Caractéristique fréquentielle



Le gain **réel** (A_v) n'est pas constant en fonction de la fréquence:

La caractéristique du gain est assimilable à un filtre passe bas.

$$A_v(j\omega) = A_{v0} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega d}}$$

A_{v0} : Gain statique et ωd : Pulsation dominante.

La bande passante (à -3dB) est définie par la fréquence Fd telle que :

$$\omega d = 2\pi \cdot Fd$$

Remarque:

Pour rendre la fonction de transfert $Av(s)$ équivalente à un premier ordre, une capacité est ajoutée dans le composant.

On considère l'A.O.P contre réactionné par un gain B de la figure 16.

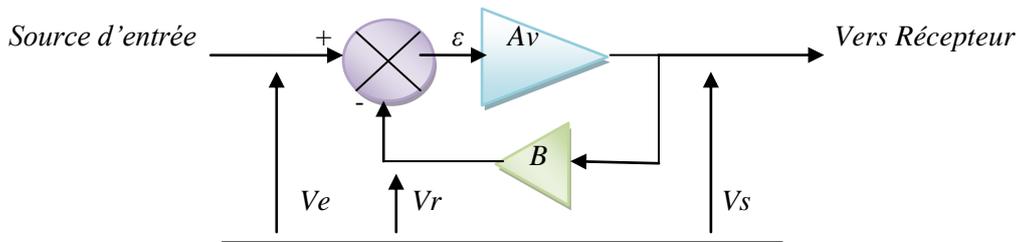


Figure 16

$$V_s = A_v \cdot \varepsilon$$

$$V_s = A_v \cdot (V_e - V_r) = A_v \cdot (V_e - B \cdot V_s) \Rightarrow V_s (1 + B \cdot A_v) = A_v \cdot V_e$$

A_v est le gain en boucle ouverte.

B est le gain de contre réaction.

$$\frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} = \frac{A_{v0}}{1 + B \cdot A_{v0}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{(1 + B \cdot A_{v0}) \cdot \omega_d}} = A_v \cdot \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}}$$

\swarrow $A_v(B)$ \searrow $\omega_c(B)$

La pulsation de coupure varie en fonction de la valeur du gain K : $\omega_c(B)$

Le produit gain-bande passante du système en boucle fermée est constant.

$$GBW_{BF} = A_{v0} \cdot \omega_d = A_v(B) \cdot \omega_c(B)$$

\downarrow
 Constante

Principe :

L'AOP est idéal :

Les courants d'entrée de l'amplificateur opérationnel de la figure 17 sont nuls puisque les impédances d'entrée sont infinies.

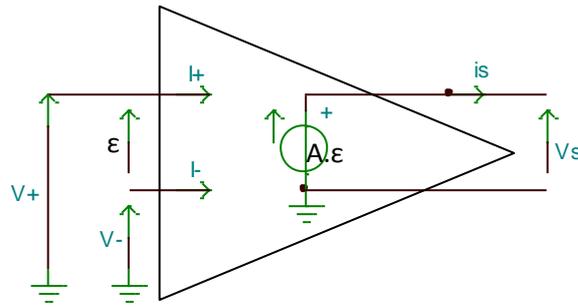


Figure 17

$$I^+ = I^- = 0$$

Le fonctionnement est dit linéaire : s'il y a une réaction de la tension de sortie sur l'entrée inverseuse (principe de réaction négative), alors $V^+ = V^-$;

$$\epsilon = (V^+ - V^-) = \frac{V_s}{A} \text{ tend vers } 0, \text{ si } A \text{ tend vers l'infini,}$$

7.4 Amplificateur Inverseur (figure18)

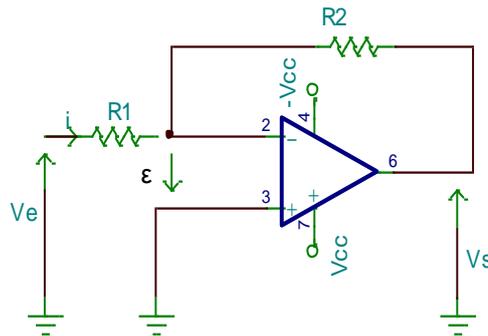


figure18

Fonction de transfert -> déterminé $V_s(t)$ en fonction de $V_e(t)$ et des éléments du montage

Plusieurs méthodes sont envisageables à titre d'exemple en voici trois les plus fréquentes :

Montage en contre réaction négative, donc $\epsilon = 0$, donc $V^+ = V^-$

L'AOP est idéal: $I^+ = I^- = 0$

La loi des mailles / loi des nœuds :

$$V_e = R1.I_e$$

$$V_s = -R2.I_s \quad \Rightarrow \quad \frac{V_s}{V_e} = - \frac{R2}{R1}$$

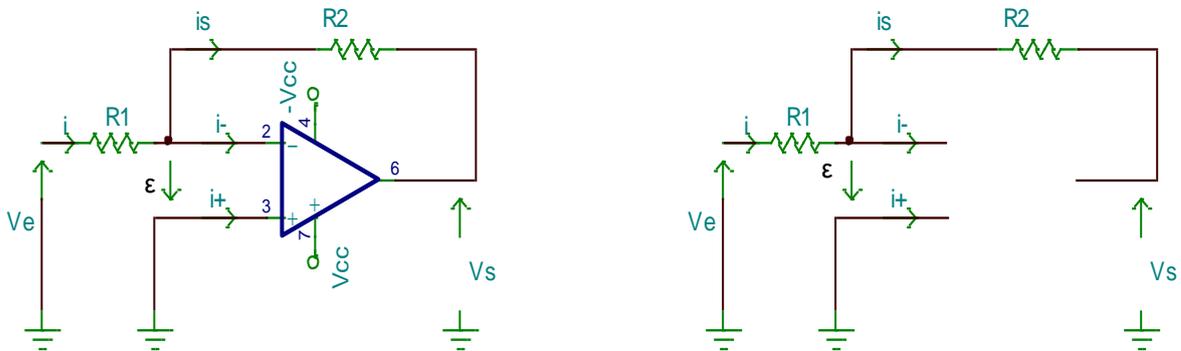
$$\text{et } I_e = I_s \text{ car } I^- = 0$$

Théorème de Millman :

$$I_e - I_s = I^- \quad \Rightarrow \quad \frac{V_e}{R1} + \frac{V_s}{R2} = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{V_s}{V_e} = - \frac{R2}{R1}$$

Le théorème de superposition :

On court-circuite la tension de sortie V_s



Et la tension ϵ vaut : $-V_e \frac{R_2}{R_1+R_2}$

$$-V_e \frac{R_2}{R_1+R_2} - V_s \frac{R_1}{R_1+R_2} = 0 \Rightarrow \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Un signal positif en entrée devient négatif en sortie.

Le gain du montage est fixé par les valeurs des résistances.

Comme l'entrée non inverseuse est reliée à la masse, indirectement l'entrée inverseuse l'est aussi.

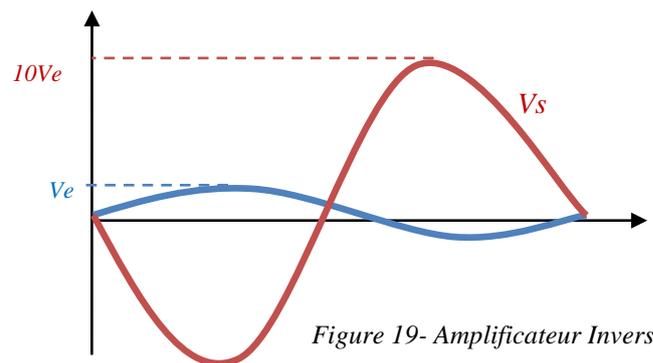
On dit encore que l'entrée inverseuse est une **masse virtuelle**.

Exemple : $R_1 = 10k\Omega$ et $R_2 = 100k\Omega$

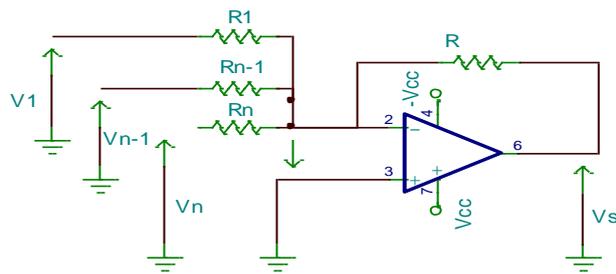
$$\frac{V_s}{V_e} = -10$$

$$\text{Résistance d'entrée : } R_e = \frac{V_e}{I_e}$$

$$V_e = R_1 \cdot I_e \Rightarrow R_e = R_1$$



7.4.1 Sommateur inverseur



Théorème de superposition :

On court-circuite tous les générateurs sauf $V1$

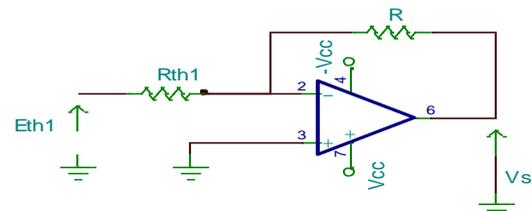
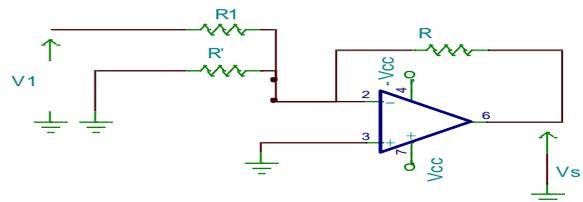
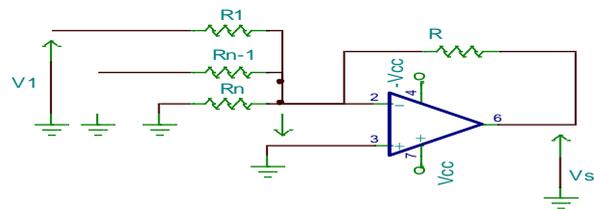
Toutes les résistances d'entrée sont en parallèle sauf $R1$

$$R_{\text{eq}} = (R_n // R_{n-1} // \dots // R_2)$$

Théorème de superposition sur chaque entrée. On annule tous les générateurs sauf $V1$.

On détermine le générateur équivalent de Thévenin et son impédance.

$$E_{th1} = V1 \cdot \frac{R_{\text{eq}}}{R_{\text{eq}} + R1} \quad \text{et} \quad R_{th1} = \frac{R_{\text{eq}} \cdot R1}{R_{\text{eq}} + R1}$$



$$V_{s'} = -\frac{R}{R_{th1}} \cdot E_{th1} = -R \frac{R_{\text{eq}} + R1}{R_{\text{eq}} \cdot R1} \cdot E_{th1}$$

Pour l'entrée $V1$: $V_{s'} = -\frac{R}{R1} \cdot V1$

En recommençant pour chaque entrée et en faisant la somme :

$$V_s = -R \left(\frac{1}{R1} V1 + \dots + \frac{1}{R_{n-1}} V_{n-1} + \frac{1}{R_n} V_n \right)$$

$1/R_n$ est un coefficient pondérateur affecté à chaque entrée qui permet de faire varier ou d'adapter le gain de chaque entrée.

7.4.2 Convertisseur numérique – analogique (DAC) (figure21)

Il est conçu pour Convertir un nombre binaire en une tension analogique.

Application: Générer un signal audio à partir d'un fichier binaire (mp3) par exemple.

Un chiffre binaire, 0 ou 1, est représenté sous forme analogique par une tension prenant les valeurs respectives entre 0V et 5V.

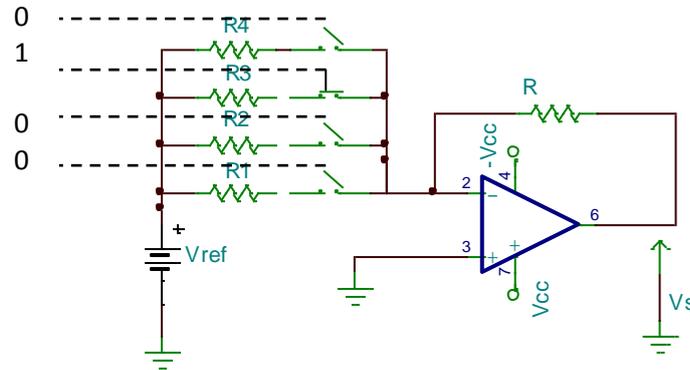


figure21- CNA

On constate que les deux circuits sont équivalents car les deux résistances $R1$, $R2$ et $R4$ n'ont aucune influence.

La tension de sortie V_S est égale à : $V_S = - V_e * \frac{R}{R3}$ pour la combinaison (0100)

Si on ferme aussi l'interrupteur correspondant à la résistance $R4$ et l'on ouvre celui de $R3$ (pour la combinaison (1000)), on aura un V_s qui sera égale à :

$$V_S = - V_e * \frac{R}{R4}$$

Si plusieurs interrupteurs sont fermés, la tension de sortie est obtenue en additionnant les tensions correspondant à chacun des interrupteurs pris séparément.

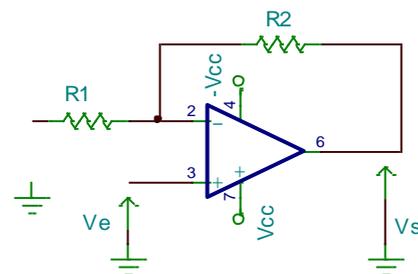
Ainsi, pour la combinaison (1100), on aura :

$$V_S = - \left(\frac{R}{R3} + \frac{R}{R4} \right) \cdot V_e$$

7.5 Amplificateur Non Inverseur (figure22)

$$V_- = V_+$$

$$V_e = V_s \frac{R1}{R1+R2} \implies \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R2}{R1}$$



Le gain en tension est toujours positif et supérieur à 1. La résistance d'entrée de ce montage est très grande. Théoriquement si le courant d'entrée est nul, cette résistance d'entrée serait infinie.

$$Re\ théorique = \frac{V_e}{i_e} = R1$$

7.5.1 Montage suiveur

C'est un montage non inverseur pour lequel : $R1 = \infty$ et $R2 = 0$

$$\frac{V_s}{V_e} = 1$$

Le montage de la *figure 23* est utilisé comme adaptateur d'impédance car sa résistance d'entrée est très importante. Résistance d'entrée égale à l'infini.

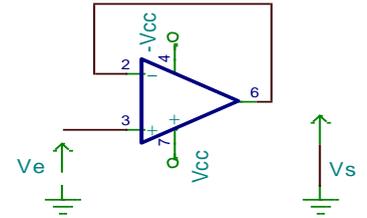
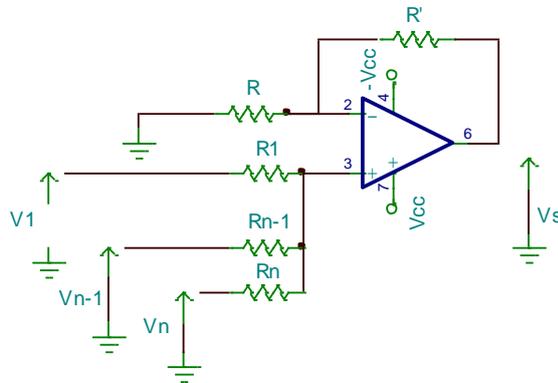


figure23

7.5.2 Montage Sommateur non inverseur



7.6 Amplificateur Différentiel (figure25)

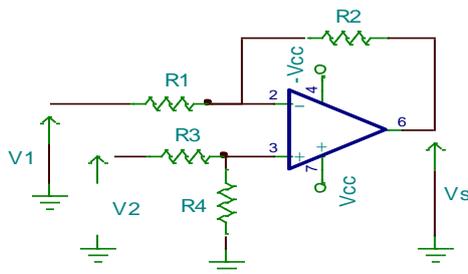


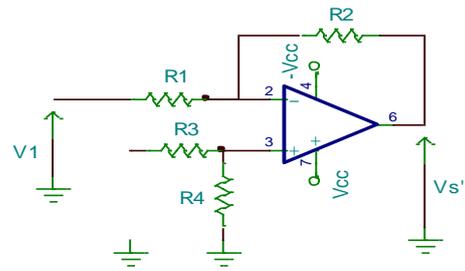
figure25

Théorème de superposition :

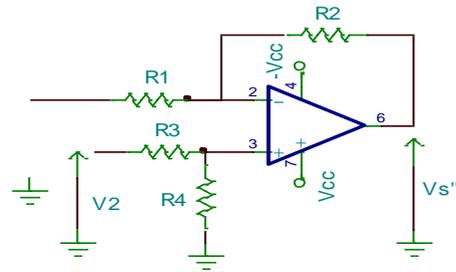
On annule tous les générateurs sauf V1.

On obtient un montage inverseur.

$$V_{s'} = - \frac{R2}{R1} \cdot V1$$



$$V_{s''} = \frac{R2}{R1} \cdot V2$$



$$V_s = V_{s'} + V_{s''}$$

$$\text{Si } (R1 + R2) = (R3 + R4)$$

$$\text{Avec } R2 = R4 \text{ et } R1 = R3$$

$$\Rightarrow V_s = \frac{R2}{R1} \cdot (V2 - V1)$$

C'est un Amplificateur Soustracteur avec un Gain en mode différentiel :

$$AVMD = \frac{R2}{R1}$$

$$V_s = AVMD \cdot (V2 - V1)$$

En réalité, à cause des imperfections de l'amplificateur opérationnel, il existe un gain en mode commun : **AVMC**

$$V_s = AVMD (V2 - V1) + AVMC \cdot (V2 + V1)$$

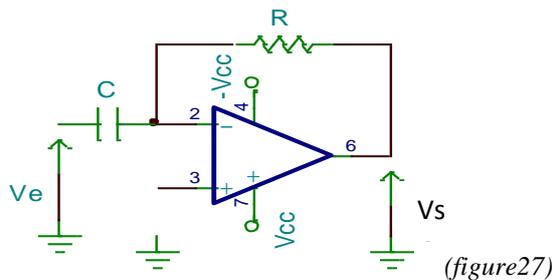
Le gain en mode commun : **AVMC** doit être le plus petit possible.

$$\text{Taux de réjection du mode commun } \tau_{MC} = \frac{AVMD}{AVMC}$$

$$\text{En dB } \tau_{MC_dB} = 20 \text{Log} AvMD - 20 \text{Log} AvMC$$

7.7 Intégrateur/dérivateur

7.7.1 Dérivateur



(figure27)

$$IC(t) = C \frac{dVe(t)}{dt} \quad \text{et} \quad Vs(t) = -R.C \frac{dVe(t)}{dt}$$

L'inconvénient de ce montage, il est sensible aux tensions parasites (bruits).

Les fortes variations introduites par les perturbations sont amplifiées et la sortie sera couverte d'oscillations.

Pour résoudre ce problème il faut diminuer le gain de ce montage aux hautes fréquences (voir figure 28) (Fréquences auxquelles apparaissent les perturbations) ; on ajoute une résistance R' .

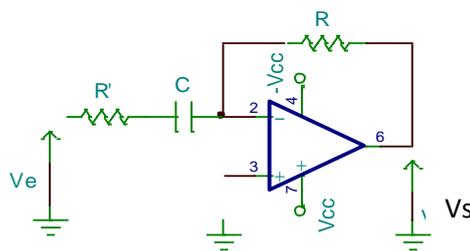


Figure 28

Ce montage fonctionne en dérivateur aux basses fréquences.

7.7.2 Intégrateur ou Intégrateur inverseur de Miller

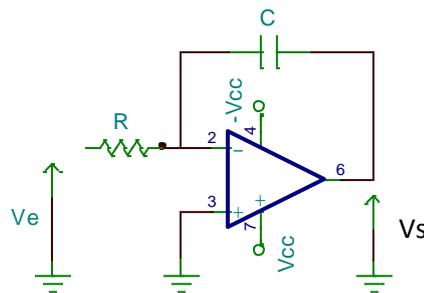


Figure 29

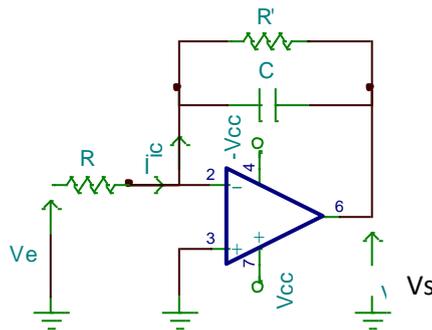
La rétroaction se fait sur la borne inverseuse (figure 29), ce qui permet de supposer le régime linéaire pour l'ALI idéal. Il est alors possible pour le régime linéaire d'utiliser la notation complexe.

$$V_+ = 0, \quad V_- = \frac{\frac{V_e}{R} + V_s \cdot jRC\omega + 0}{\frac{1}{R} + jRC\omega} \quad \varepsilon = 0 \text{ donc :}$$

$$V_s(t) = -\frac{1}{jRC\omega} \cdot V_e(t) = -\frac{1}{RC} \int V_e(t) dt$$

$$V_s(t) = -\frac{1}{RC} \int V_e(t) dt$$

Figure 30



Le montage de la figure 30 fonctionne en intégrateur aux fréquences élevées (quand le condensateur est actif) et en amplificateur aux basses fréquences. $-\frac{R'}{R}$

8 Amplificateur opérationnel en mode non linéaire

8.1 Comparateur

L'utilisation la plus simple d'un amplificateur opérationnel (AOP) en montage non-linéaire est le comparateur (figure 31). Deux tensions V_{e1} et V_{e2} à comparer sont présentées sur les entrées de l'AOP.

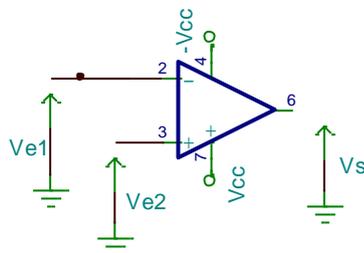


Figure 31

Dans ce circuit, l'AOP n'est pas utilisé avec une contre-réaction sur l'entrée inverseuse. De ce fait, son grand gain en boucle ouverte conduit à la saturation soit positive soit négative de la

tension de sortie dès que la différence des tensions d'entrée n'est pas strictement nulle. On obtient donc avec le circuit de la figure ci-dessus :

$$\Rightarrow V_s = +V_{cc} \text{ si } V_{e1} > V_{e2}$$

$$\Rightarrow V_s = -V_{cc} \text{ si } V_{e1} < V_{e2}.$$