

Cours

# **Amplificateur opérationnel montages de base**

# TABLE DES MATIERES

<b>I</b>	<b>Présentation.....</b>	<b>1</b>
<b>I.1</b>	<b>Fonction et symboles .....</b>	<b>1</b>
<b>I.2</b>	<b>Brochage typique.....</b>	<b>2</b>
<b>I.3</b>	<b>Alimentation.....</b>	<b>2</b>
I.3.a	Alimentation symétrique .....	2
I.3.b	Alimentation asymétrique .....	2
<b>I.4</b>	<b>Caractéristiques essentielles.....</b>	<b>3</b>
<b>I.5</b>	<b>Caractéristique de transfert (en boucle ouverte) .....</b>	<b>3</b>
<b>I.6</b>	<b>L'amplificateur opérationnel idéal .....</b>	<b>4</b>
<b>II</b>	<b>Fonctionnement en boucle fermée .....</b>	<b>5</b>
<b>II.1</b>	<b>Réaction sur l'entrée négative .....</b>	<b>5</b>
<b>II.2</b>	<b>Réaction sur l'entrée positive .....</b>	<b>6</b>
<b>III</b>	<b>Montages Linéaires :.....</b>	<b>6</b>
<b>III.1</b>	<b>Montages indépendants de la fréquence.....</b>	<b>6</b>
III.1.a	Montage amplificateur inverseur .....	7
III.1.b	Montage amplificateur non-inverseur .....	7
III.1.c	Montage suiveur de tension .....	8
III.1.d	Montage Sommateur Inverseur : .....	8
III.1.e	Montage Soustracteur .....	9
<b>III.2</b>	<b>Montages linéaires dépendant de la fréquence .....</b>	<b>9</b>
III.2.a	Montage intégrateur .....	10
III.2.b	Montage dérivateur .....	10
III.2.c	Les filtres actifs.....	10
<b>III.3</b>	<b>Montages non Linéaires .....</b>	<b>11</b>
III.3.a	Comparateur Simple .....	11
III.3.b	Comparateur Non Inverseur à Hystérésis : .....	12
<b>IV</b>	<b>Imperfections et limitations technologiques.....</b>	<b>13</b>
<b>IV.1</b>	<b>Imperfections.....</b>	<b>13</b>
IV.1.a	La tension de décalage à l'entrée ou tension d'offset .....	13
IV.1.b	Courants de polarisation et courants de décalage .....	13
<b>IV.2</b>	<b>Limitations .....</b>	<b>14</b>
IV.2.a	Saturation en tension .....	14
IV.2.b	Saturation en courant (sortance / Fan-out) .....	15
IV.2.c	Vitesse d'excursion ou de balayage (slew rate) .....	17
IV.2.d	Limitation en fréquence: produit gain par bande passante .....	18

## Introduction

Comme nous le verrons en deuxième année, les montages amplificateurs de base à transistors ne sont pas très commodes d'emploi :

- ils ne transmettent pas le continu ;
- ils sont tributaires des dispersions des transistors, ce qui fait que leurs caractéristiques sont imprécises et non répétables ;
- leurs performances sont moyennes, et à moins d'aligner un montage à plusieurs transistors, on ne peut pas avoir simultanément fort gain en tension, haute impédance d'entrée et faible impédance de sortie.

Les amplificateurs opérationnels sont nés au début des années 60, quand on a commencé à intégrer plusieurs transistors et résistances sur le même substrat de silicium ; cette technologie a permis de bâtir des montages complexes, et de les faire tenir sur une petite plaquette de silicium encapsulée dans un boîtier (généralement à 8 broches) commode d'emploi.

Avec ces composants, on a eu accès à des amplificateurs simples d'utilisation, transmettant des signaux continus, et à mise en œuvre facile à l'aide de quelques composants annexes (résistances, condensateurs...) ; les caractéristiques des montages obtenus ne dépendent quasiment plus de l'amplificateur opérationnel, mais uniquement des composants passifs qui l'accompagnent, ce qui garantit une bonne fiabilité du résultat et assure sa répétabilité.

Sa fonction au départ est la réalisation d'opérations mathématiques (addition, soustraction, intégration, dérivation etc..) autour de signaux analogiques, d'où son nom. On le dénomme également, « amplificateur intégré linéaire (AIL ou ALI) », « amplificateur différentiel intégré » et plus familièrement « l'ampli OP » (prononcez ampli hop).

## I Présentation

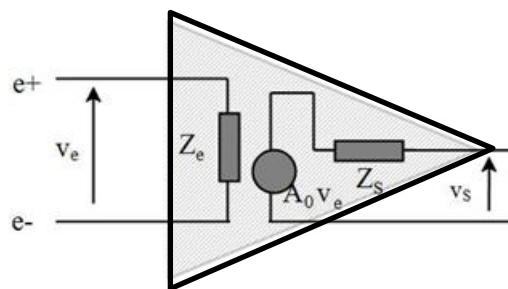
### I.1 Fonction et symboles

Un amplificateur opérationnel est un amplificateur différentiel, donc muni de deux entrées, l'une dite non inverseuse ( $E^+$ ) et l'autre inverseuse ( $E^-$ ), et d'une sortie ( $s$ ).

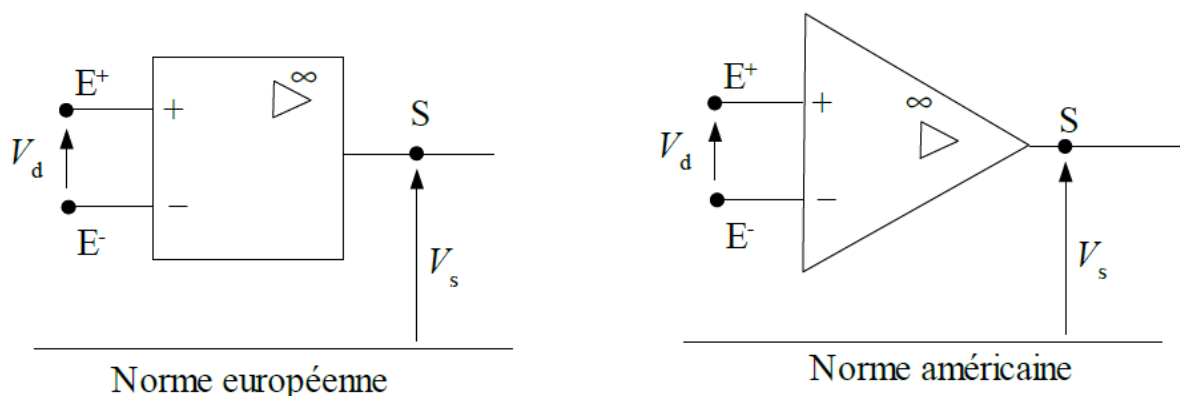
Note : une entrée est dite inverseuse lorsque les variations de la tension de sortie  $v_s$  sont en opposition de phase avec la tension d'entrée, et non-inverseuse lorsqu'elles sont en phase.

L'amplificateur opérationnel peut être considéré comme un quadripôle actif défini par son gain  $A_0$ , son impédance d'entrée  $Z_E$  et bien entendu son impédance de sortie  $Z_S$ .

On peut donc représenter un amplificateur opérationnel à l'aide du schéma suivant :



Les symboles normalisés utilisés pour sa représentation en schéma sont les suivants :

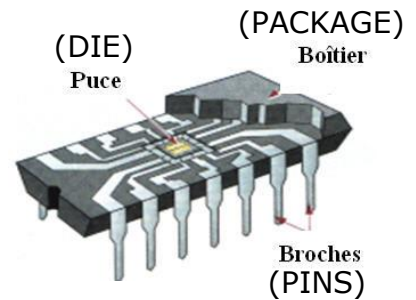
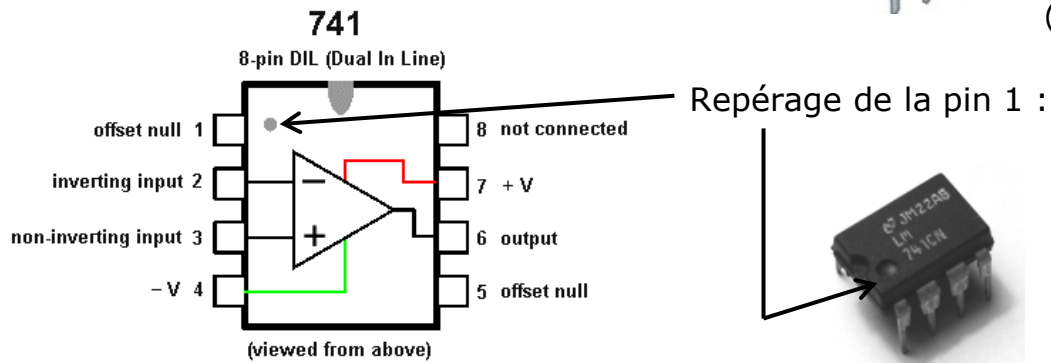


L'ampli OP nécessite une alimentation (quadripôle actif), symétrique ou non, non représentée sur le symbole.

## I.2 Brochage typique

L'amplificateur opérationnel est un circuit intégré qui peut être encapsulé dans un boîtier à 8 (1 AOP) ou 14 broches (2 AOP).

A titre d'exemple, le « pinout » du 741 :



## I.3 Alimentation

Les tensions de polarisation sont fournies par une alimentation extérieure.

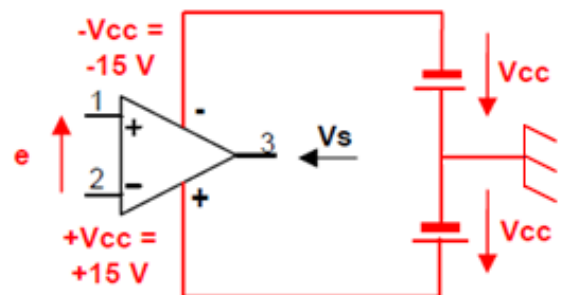
### I.3.a Alimentation symétrique

Cette alimentation comporte un point milieu. Ce point milieu doit être relié à la masse du montage.

On verra au paragraphe suivant que :

Si  $e > 0$  on a  $V_s = +V_{cc}$

Si  $e < 0$  on a  $V_s = -V_{cc}$

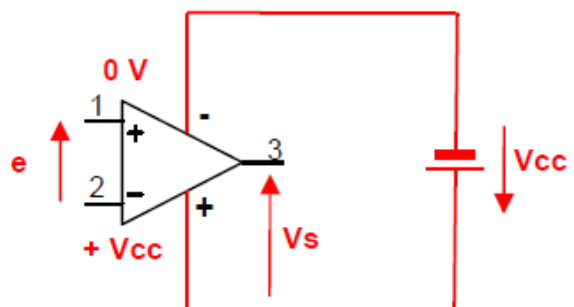


Ce type d'alimentation sera utilisé si la sortie doit évoluer en valeur positive et négative (par exemple lors de l'amplification d'un signal alternatif).

### I.3.b Alimentation asymétrique

Si  $e > 0$  on a  $V_s = V_{cc}$

Si  $e < 0$  on a  $V_s = 0$



Dans ce cas la sortie ne peut évoluer qu'entre 0 V et  $V_{cc}$ .

Ce type d'alimentation est en général réservé à la commande TOR (Tout Ou Rien) ou à l'amplification de tension continue positive (zone linéaire de fonctionnement).

**Pour simplifier les schémas, on ne représentera plus par la suite le circuit d'alimentation.**

## I.4 Caractéristiques essentielles

- une impédance d'entrée très élevée
- une impédance de sortie très faible
- un gain (en boucle ouverte)  $A_0$  très élevé

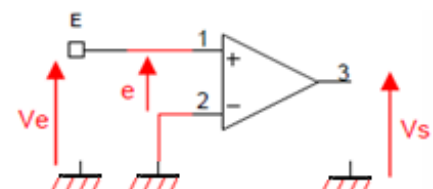
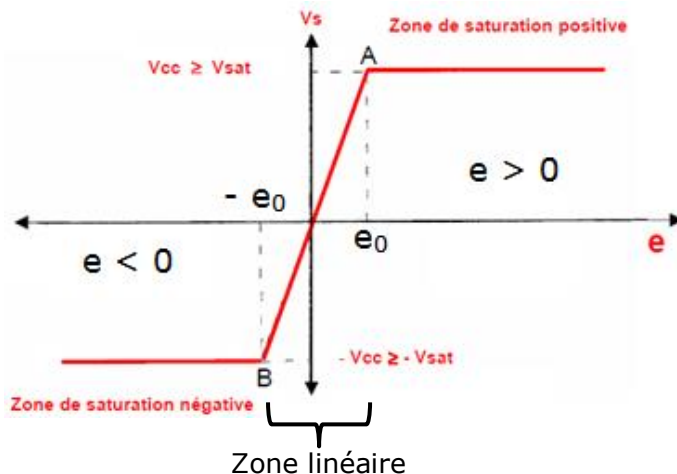
A titre d'exemple on donne pour deux circuits les plus populaires parmi les amplificateurs opérationnels à huit broches, le «741» et le «TL081», les principaux paramètres caractéristiques (voir tableau ci-dessous).



Brochage (741)	Paramètres caractéristiques essentiels : 741	Brochage (TL081)	Paramètres caractéristiques essentiels : TL081
1 : compensation de décalage (offset)		1 : compensation de décalage (offset)	
2 : $e^-$		2 : $e^-$	
3 : $e^+$		3 : $e^+$	
4 : $-V_{cc}$	$Z_e = 2 \text{ M}\Omega$	4 : $-V_{ee}$	$Z_e = 10^{12} \text{ M}\Omega$
5 : compensation de décalage (offset)	$A_0 = 200\,000$	5 : compensation de décalage (offset)	$A_0 = 100\,000$
6 : sortie		6 : sortie	
7 : $+V_{cc}$	$Z_s \approx 100 \Omega$	7 : $+V_{ee}$	$Z_s \approx 10 \Omega$
8 : non connectée	$V_{e,\text{offset}} : 15 \text{ mV}$	8 : non connectée	$V_{e,\text{offset}} = 3 \text{ mV}$



## I.5 Caractéristique de transfert (en boucle ouverte)



Zone AB : domaine linéaire de fonctionnement

Nous sommes en présence de deux régimes de fonctionnement:

- entre A et B :  $-e_0 \leq e \leq +e_0$ ,  $V_s$  est proportionnelle à  $e \Rightarrow V_s = A_0 \cdot e$

$A_0$  : coefficient d'amplification différentielle en boucle ouverte.

Nous sommes en régime amplificateur de tension dit encore régime linéaire. Toutefois,  $A_0$  étant très grand, ce domaine de linéarité est très réduit.

Exemple : pour  $V_{cc} = \pm 15 \text{ volts}$  et  $A_0 = 200\,000 \Rightarrow e_0 = 75 \mu\text{V}$ .

- pour  $|e| > |e_0|$  l'amplificateur est saturé et  $|V_s| = |V_{sat}| \approx |V_{cc}|$ .

Conclusion :

Un tel montage est souvent incontrôlable (car trop sensible).

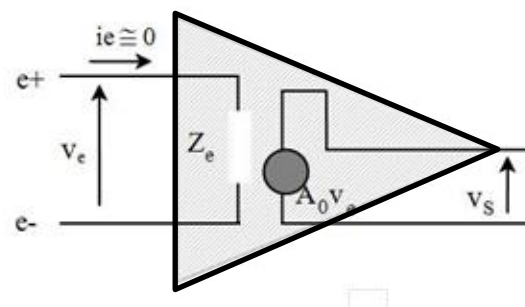
L'AOP sera toujours, ou presque (ex : montage comparateur de tension), utilisé avec une contre réaction donc en boucle fermée.

**I.6 L'amplificateur opérationnel idéal**

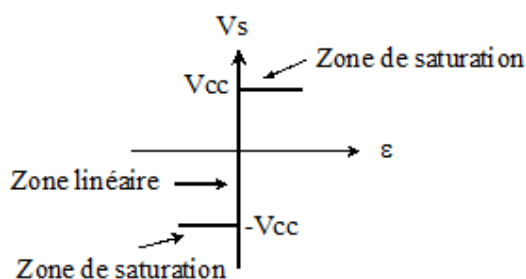
Un amplificateur opérationnel idéal est caractérisé par les paramètres essentiels suivants:

- une impédance d'entrée infinie  $Z_e$ , donc  $i^+ = i^- = 0$
- une impédance de sortie nulle  $Z_s = 0$
- un gain (en boucle ouverte)  $A_0$  infini.

Dans ces conditions, on peut réduire le schéma équivalent d'un amplificateur opérationnel idéal au circuit ci-dessous:



et sa caractéristique de transfert au modèle suivant :



régime linéaire :

$$\varepsilon = e^+ - e^- = 0 \text{ et } -V_{cc} < v_s < V_{cc}$$

régime de saturation :

$$v_s = -V_{cc} \text{ si } \varepsilon < 0$$

$$v_s = +V_{cc} \text{ si } \varepsilon > 0$$

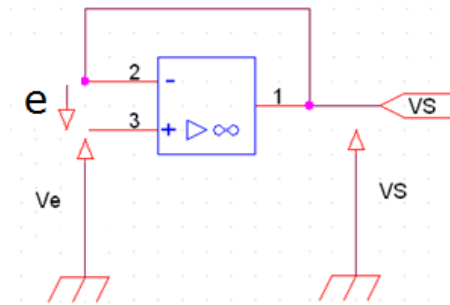
Tel quel il ne peut donc fonctionner en mode linéaire, il est nécessaire de réaliser un montage avec une boucle de contre réaction.

## II Fonctionnement en boucle fermée

On réalise une liaison, appelée réaction, entre la sortie et l'une des entrées. Pour faciliter l'étude, on suppose que la tension de sortie est totalement ramenée sur l'entrée.

### II.1 Réaction sur l'entrée négative

La sortie est reliée à l'entrée inverseuse: c'est une contre-réaction, encore appelé rétroaction.



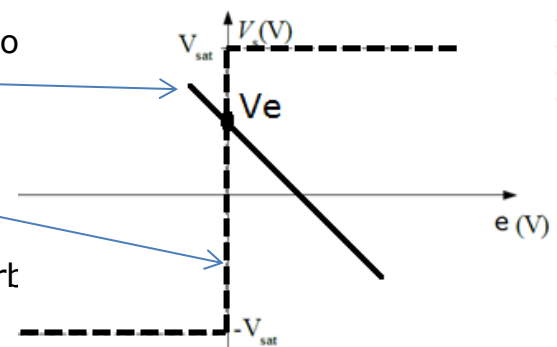
Le point de fonctionnement de ce montage do mailles :

$$V_S = V_e - e$$

Et la caractéristique de transfert de l'AOP

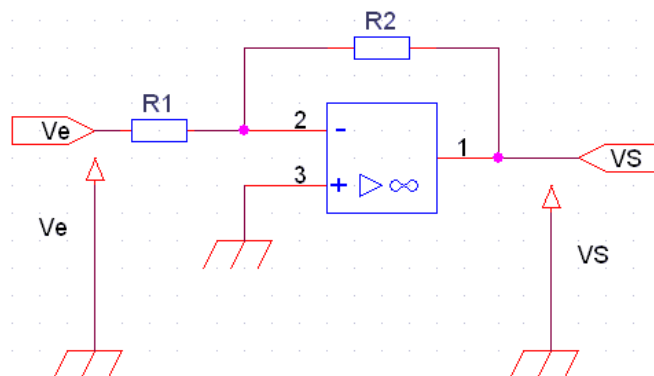
Il se situe donc à l'intersection des deux court

Tant que  $|V_e| < |\text{tension d'alimentation}|$  :



**On remarque que le point de fonctionnement se situe dans la zone linéaire où  $e = 0V$**

Exemple : l'amplificateur inverseur :



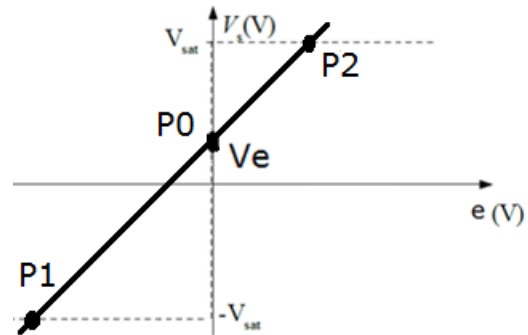
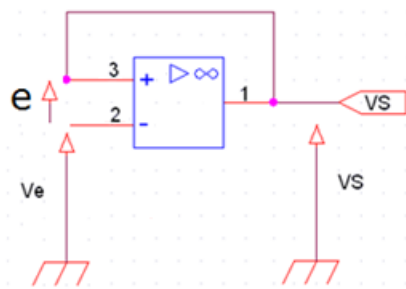
$$V^- = \frac{R1}{R1 + R2} V_S + \frac{R2}{R1 + R2} V_e$$

$$V^+ = V^- = 0 \quad (e = 0)$$

$$\boxed{\frac{V_S}{V_e} = -\frac{R2}{R1}}$$



## **II.2 Réaction sur l'entrée positive**



Nous avons donc trois points d'intersection avec la caractéristique de transfert de l'amplificateur opérationnel. Trois points de fonctionnement sont donc possibles.

En réalité, le point P0 situé dans la zone linéaire n'est pas stable : ce point n'est jamais observé car rien ne l'oblige à se maintenir dans cette position (le fonctionnement est donc instable en ce point). Il évolue obligatoirement vers le point P1 ou le point P2. On a donc, en pratique, deux états possibles: les deux tensions de saturation de l'amplificateur opérationnel.

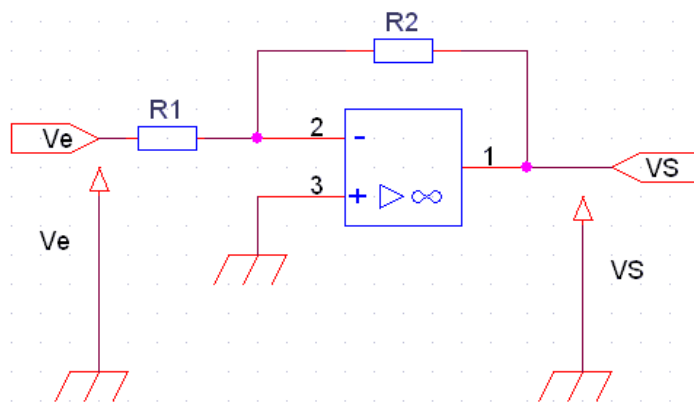
## **III Montages Linéaires :**

Un AOP est monté en linéaire quand la sortie est bouclée sur l'entrée inverseuse. Pour chaque montage on considèrera donc que  $\varepsilon = v^+ - v^- = 0$  soit  $v^+ = v^-$ .

### **III.1 Montages indépendants de la fréquence**

(montages à base de résistances)

- Amplificateur inverseur
- Amplificateur non-inverseur
- Suiveur de tension
- Sommateur inverseur
- Sommateur non inverseur (voir TD)
- Amplificateur de différence
- Convertisseur courant-tension (voir TD)
- Convertisseur tension-courant (voir TD)

III.1.a Montage amplificateur inverseur

On considère l'ampli OP idéal:

$$i^+ = i^- = 0$$

donc :

$$i_{R1} = i_{R2} \text{ car } i^- = 0$$

$$V^- = V^+ = 0$$

donc

$$i_{R1} = \frac{v_e}{R1} \text{ et } i_{R2} = -\frac{v_s}{R2}$$

$$\boxed{\frac{v_s}{v_e} = -\frac{R2}{R1}}$$

Résistance d'entrée:

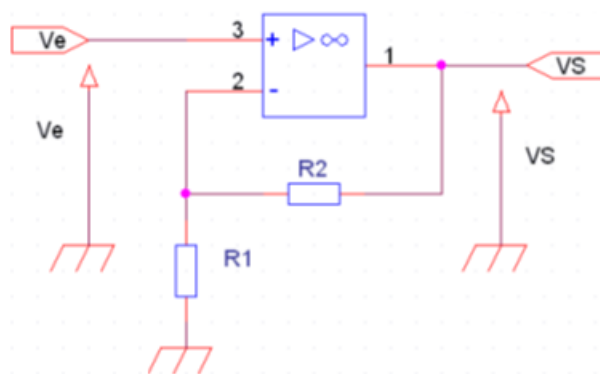
$R_e = v_e / i_{R1} = R1$  donc imposée par cette résistance

Note :  $R_e$  sera indépendante de la charge qui sera connectée.

Résistance de sortie:  $R_s = 0\Omega$ .

Gain en charge:

Si on connecte une résistance  $R_{ch}$  en sortie la démonstration précédente reste vraie ; le gain est donc indépendant de la charge.

III.1.b Montage amplificateur non-inverseur

$$V^- = \frac{R1}{R1 + R2} v_s$$

$$v_e = V^+ = V^-$$

$$v_e = \frac{R1}{R1 + R2} v_s$$

$$v_s = \frac{R1 + R2}{R1} v_e = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) v_e$$

L'amplification est donc forcément supérieure à 1.

Résistance d'entrée :

$R_e \rightarrow \infty$

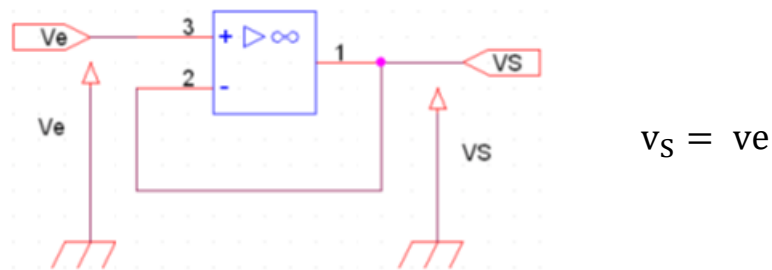
Note :

Si  $R2 \gg R1$   $A_v = R2/R1$

Si  $R2 = 0 \Rightarrow$  suiveur de tension

### III.1.c Montage suiveur de tension

C'est une variante du montage précédent, où  $R_2=0$  et  $R_1=\infty$ . On a alors le schéma suivant :

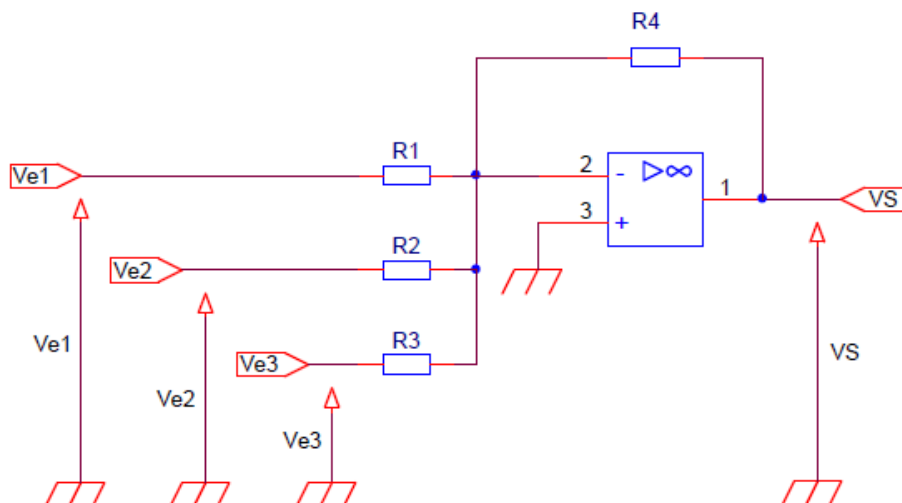


Son rôle est d'adapter les impédances.

Entrée à très haute impédance, et sortie à très faible impédance.

### III.1.d Montage Sommateur Inverseur :

On a le schéma suivant :



En utilisant le théorème de superposition, on obtient :

$$v_S = -\frac{R_4}{R_1}v_{e1} - \frac{R_4}{R_2}v_{e2} - \frac{R_4}{R_3}v_{e3}$$

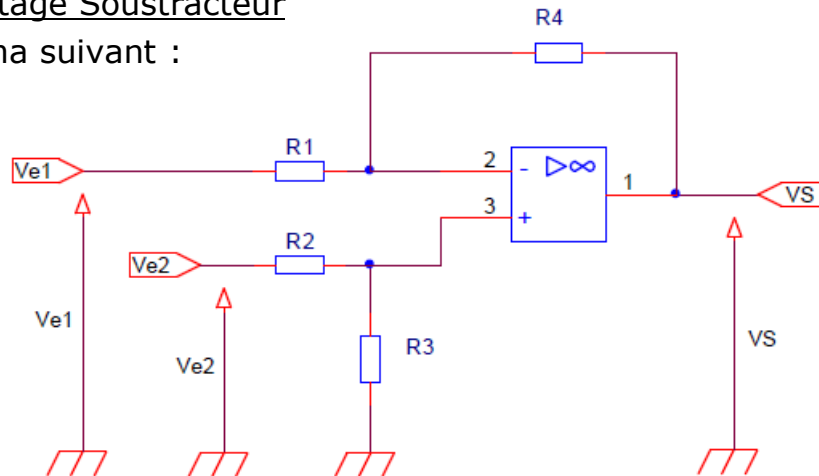
$$v_S = -R_4 \cdot \left( \frac{v_{e1}}{R_1} + \frac{v_{e2}}{R_2} + \frac{v_{e3}}{R_3} \right)$$

Si on prend  $R_1=R_2=R_3=R_4$ , alors :

$$v_S = -(v_{e1} + v_{e2} + v_{e3})$$

### III.1.e Montage Soustracteur

On a le schéma suivant :



$$V^- = \frac{R1}{R4 + R1} v_s + \frac{R4}{R4 + R1} v_{e1}$$

$$V^+ = \frac{R3}{R2 + R3} v_{e2}$$

$$V^+ = V^-$$

$$v_s = \left( \frac{R4 + R1}{R1} \right) \cdot \left( \frac{R3}{R2 + R3} v_{e2} - \frac{R4}{R4 + R1} v_{e1} \right)$$

Si on prend  $R1=R2=R3=R4$ , alors :

$$v_s = v_{e2} - v_{e1}$$

#### Inconvénients :

- Résistances d'entrée finies (voir TD pour un montage qui présente des résistances d'entrée infinies)
- Condition sur les résistances qui impose le choix de résistances de précision.

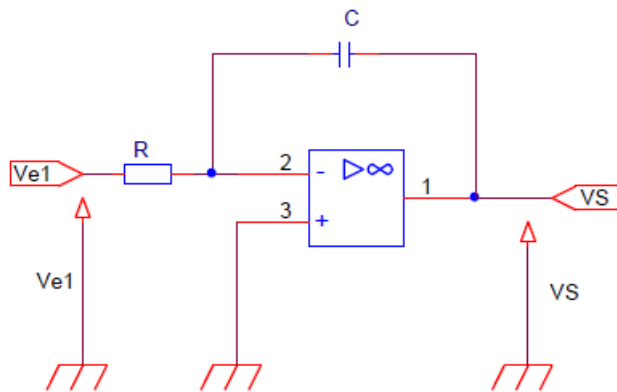
Nous verrons en mini-projet d'autres montages plus élaborés comme **l'amplificateur d'instrumentation**.

### **III.2 Montages linéaires dépendant de la fréquence**

- Intégrateur
- Dérivateur
- filtre passe-bas (voir TD)
- Filtre passe-haut (voir TD)
- Filtre passe-bande

III.2.a Montage intégrateur

On a le schéma suivant :



$$i_C = C \cdot \frac{dv_C}{dt}$$

avec  $v_C = -v_S$  et  $i_C = i_R$  d'où :

$$\frac{v_{e1}}{R} = -C \cdot \frac{dv_S}{dt} \quad \text{soit :}$$

$$\frac{dv_S}{dt} = -\frac{v_{e1}}{RC}$$

Si on intègre on obtient :

$$v_S = -\frac{1}{RC} \int_0^{\infty} v_{e1} dt + v_{S0}$$

Dans le plan complexe :

$$\underline{T} = \frac{\underline{V_S}}{\underline{V_{e1}}} = -\frac{1}{jRC\omega}$$

III.2.b Montage dérivateur

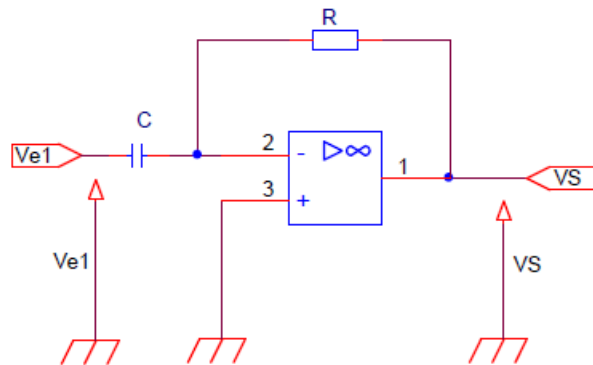
On a le schéma suivant :

$$i_C = C \cdot \frac{dv_C}{dt}$$

avec  $v_C = v_{e1}$  et  $i_C = i_R$  d'où :

$$-\frac{v_S}{R} = -C \cdot \frac{dv_{e1}}{dt} \quad \text{soit :}$$

$$v_S = -RC \cdot \frac{dv_{e1}}{dt}$$



Dans le plan complexe :

$$\underline{T} = \frac{\underline{V_S}}{\underline{V_{e1}}} = -jRC\omega$$

III.2.c Les filtres actifs

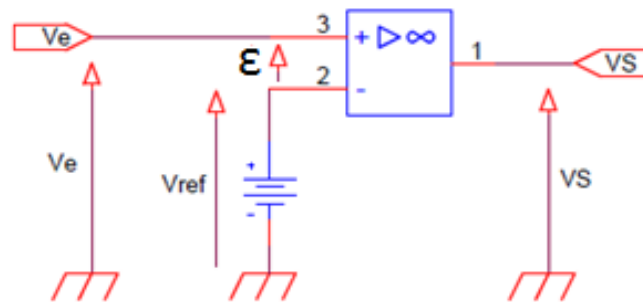
Cf. TD

### III.3 Montages non Linéaires

Un AOP est monté en non linéaire quand la sortie n'est pas bouclée ou lorsqu'elle est bouclée sur l'entrée E+. C'est-à-dire que la tension de sortie de l'AOP ne peut prendre que 2 valeurs,  $+V_{sat}$  et  $-V_{sat}$ , qui dépendent de la tension d'alimentation et des caractéristiques de l'AOP. En général, on prendra  $+V_{sat} = +V_{cc}$  et  $-V_{sat} = -V_{cc}$ .

#### III.3.a Comparateur Simple

On a le schéma suivant :

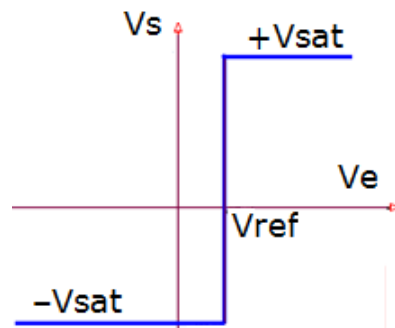


On compare la tension d'entrée  $V_e$  à la tension  $V_{ref}$  :

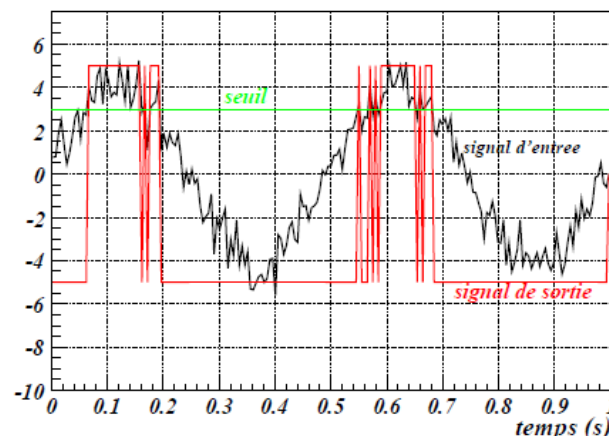
Si  $V_e > V_{ref}$ , on a alors  $\epsilon > 0$ , donc  $V_s = +V_{sat} = +V_{cc}$ .

Si  $V_e < V_{ref}$ , on a alors  $\epsilon < 0$ , donc  $V_s = -V_{sat} = -V_{cc}$ .

On a alors la caractéristique de transfert suivante :

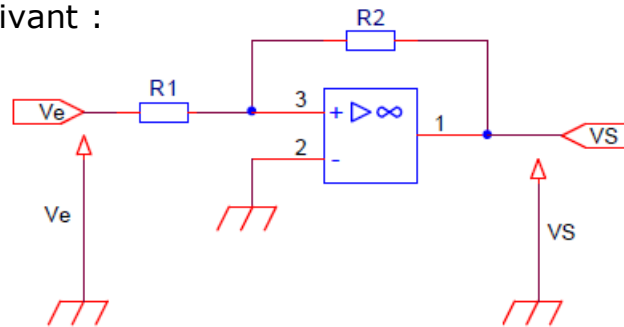


Inconvénient du comparateur simple : multidéclenchement si le signal est bruité :



### III.3.b Comparateur Non Inverseur à Hystérésis :

On a le schéma suivant :



La tension  $\varepsilon = V^+$  est comparée à 0V. Par superposition, on a

$$V^+ = \frac{R2}{R1 + R2} v_e + \frac{R1}{R1 + R2} v_s$$

On recherche pour quelles valeurs de  $v_e$  la sortie basculera de  $+V_{cc}$  à  $-V_{cc}$  et de  $-V_{cc}$  à  $+V_{cc}$ .

Si  $\varepsilon = V^+ > 0$ , donc  $v_s = +V_{sat} = +V_{cc}$ .

On calcule alors la valeur de la tension d'entrée  $v_{e1}$  qui fera basculer l'AOP, soit pour  $\varepsilon = V^+$  repassant à 0 :

$$\frac{R2}{R1 + R2} v_{e1} + \frac{R1}{R1 + R2} V_{cc} = 0 \Rightarrow v_{e1} = -\frac{R1}{R2} V_{cc} = 0$$

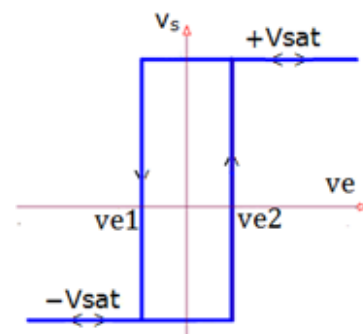
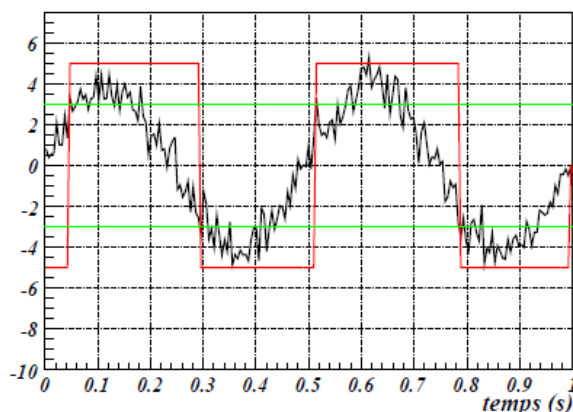
Si  $\varepsilon = V^+ < 0$ , , donc  $v_s = -V_{sat} = -V_{cc}$ .

On calcule alors la valeur de la tension d'entrée  $v_{e2}$  qui fera basculer l'AOP, soit pour  $\varepsilon = V^+$  repassant à 0 :

$$\frac{R2}{R1 + R2} v_{e2} - \frac{R1}{R1 + R2} V_{cc} = 0 \Rightarrow v_{e2} = +\frac{R1}{R2} V_{cc} = 0$$

On obtient alors le cycle d'hystérésis suivant :

D'où une certaine immunité aux bruits :



## IV Imperfections et limitations technologiques

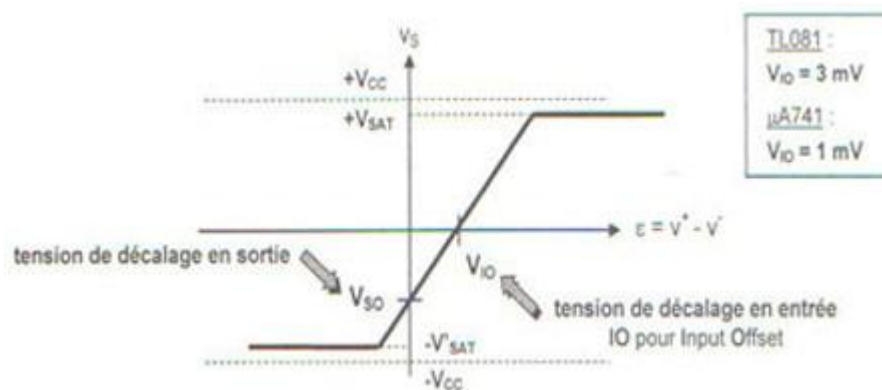
### IV.1 Imperfections

L'amplificateur réel peut présenter une certaine dissymétrie au niveau de son étage d'entrée différentiel. Ainsi il est important de définir les grandeurs qui peuvent quantifier cette dissymétrie et trouver aussi les moyens pour pouvoir corriger cela.

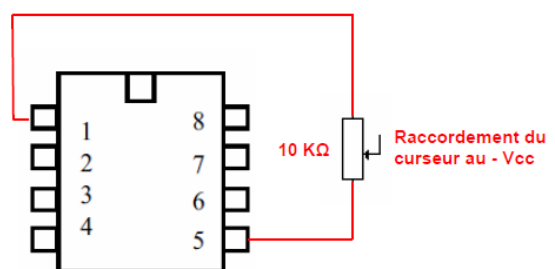
#### IV.1.a La tension de décalage à l'entrée ou tension d'offset

Contrairement à un ampli OP parfait, quand la tension différentielle d'entrée est nulle, la tension de sortie ne l'est pas. C'est un des principaux défauts de l'ampli OP réel, et pour des forts gains en tension et/ou des faibles tensions d'entrée, on devra en tenir compte.

On appelle offset ou tension de décalage la tension qu'il faut donc appliquer à l'entrée pour que la tension de sortie soit nulle.



La plupart des amplificateurs possèdent deux broches destinées à régler l'offset. Souvent, il est fait appel à un potentiomètre branché entre les deux broches d'ajustage de l'ampli et une des alimentations (ajustement du zéro en sortie).



#### IV.1.b Courants de polarisation et courants de décalage

La polarisation des étages d'entrée de l'ampli OP est assurée par les composants externes. Ils vont donc créer des chutes de tension parasites.

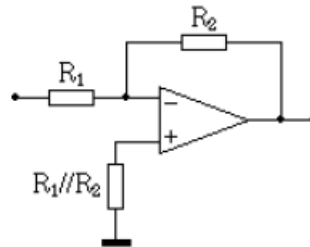
Les constructeurs donnent une valeur de ce courant de polarisation:

$$I_p = (I^+ + I^-)/2 \quad (\text{Ex : } 30 \text{ à } 500 \text{ nA pour un } 741)$$



Afin de minimiser les écarts entre les deux entrées, on veillera à ce que celles-ci "voient" les mêmes impédances.

Pour le montage amplificateur inverseur, une compensation fréquente des effets des courants de polarisation est la suivante :



Le courant de décalage est le pendant de la tension d'offset pour les courants de polarisation. En raison de la dissymétrie de ses étages d'entrée les courants de polarisation seront aussi différents. Le courant de décalage est égal à :

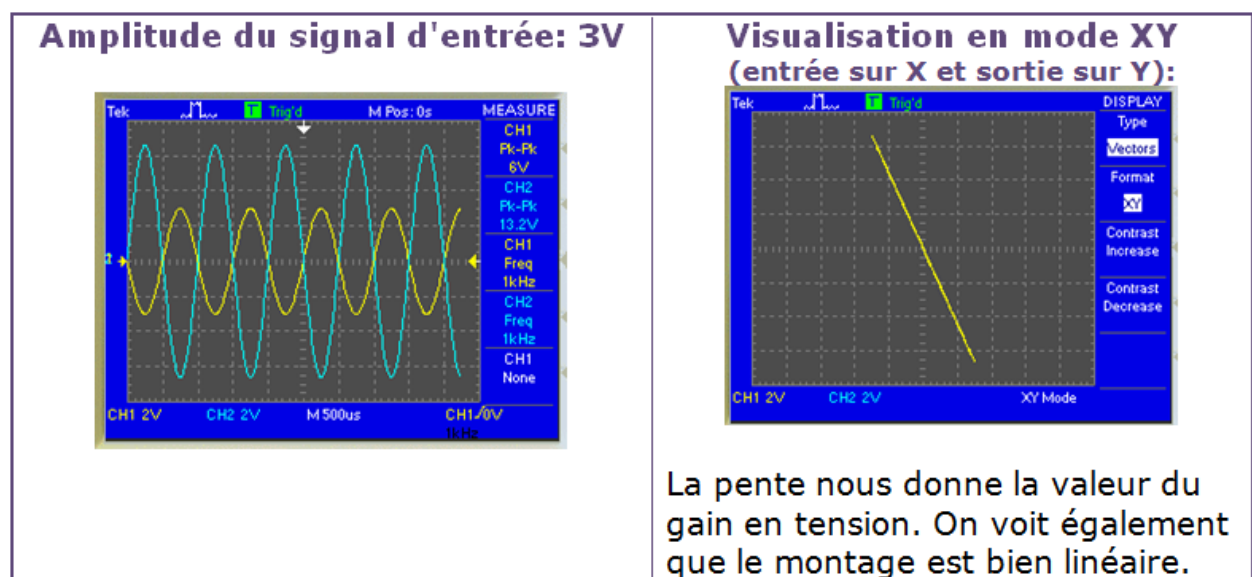
$$I_d = I^+ - I^-$$

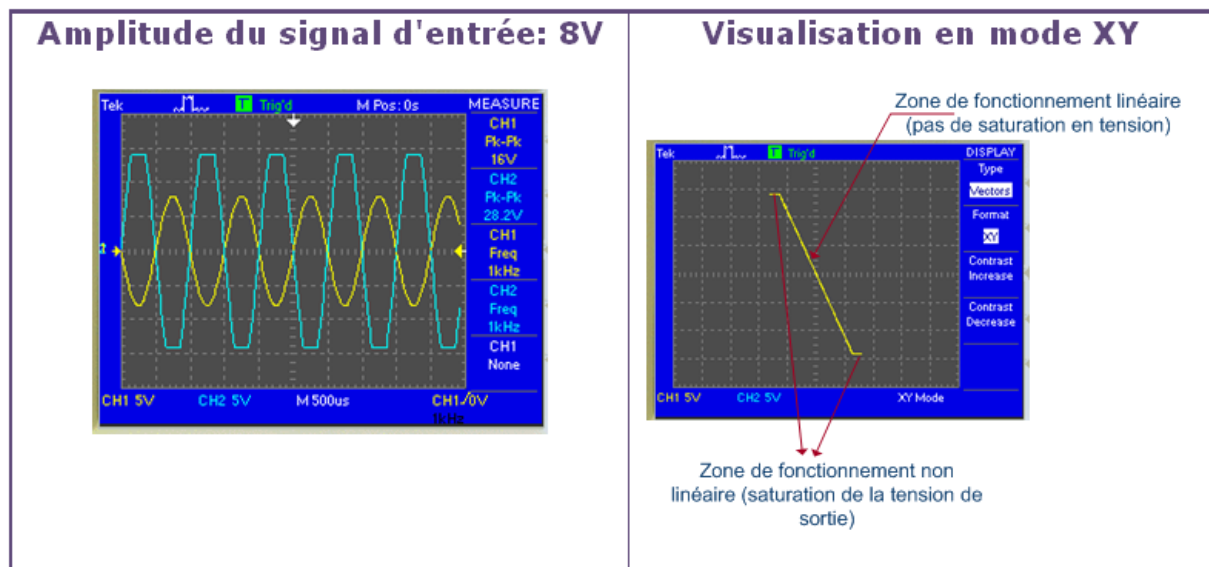
Les ordres de grandeurs de ces courants sont d'environ 1/20e à 1/5e de la valeur des courants de polarisation.

## IV.2 Limitations

### IV.2.a Saturation en tension

Illustration par l'exemple à partir d'un amplificateur de tension inverseur de gain 2 avec un amplificateur opérationnel alimenté en  $\pm 15V$ .





On rappelle que l'amplificateur opérationnel est alimenté en  $\pm 15V$ . Cela signifie que l'amplificateur opérationnel pourra fournir en sortie une tension au maximum de 15V (en valeur absolue).

Ici  $V_{\text{emax}} = 8V$  et  $V_{\text{smax}} = 2 \times 8 = 16V > 15V!$

La tension de sortie va donc saturer: elle fournit la tension  $V_{\text{sat}}$ .

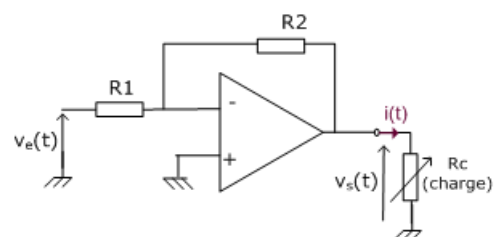
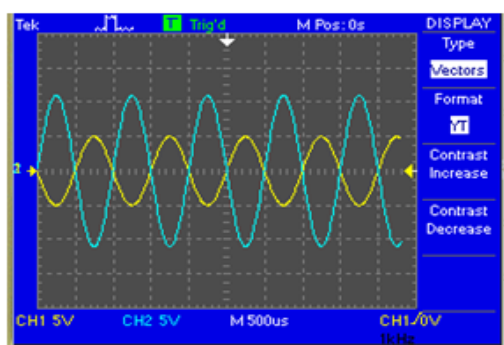
On remarquera que la tension de saturation est toujours inférieure à la valeur théorique de  $V_{\text{cc}} = 15V$ .

#### IV.2.b Saturation en courant (sortance / Fan-out)

Illustration par l'exemple à partir d'un amplificateur de tension inverseur de gain 2 avec un amplificateur opérationnel 741 alimenté en  $\pm 15V$ .

On applique en entrée un signal sinusoïdal d'amplitude 5V et on charge le montage par un potentiomètre  $R_c$  de 1 k $\Omega$ .

Oscillogrammes avec  $R_c = 1\text{ k}\Omega$  :

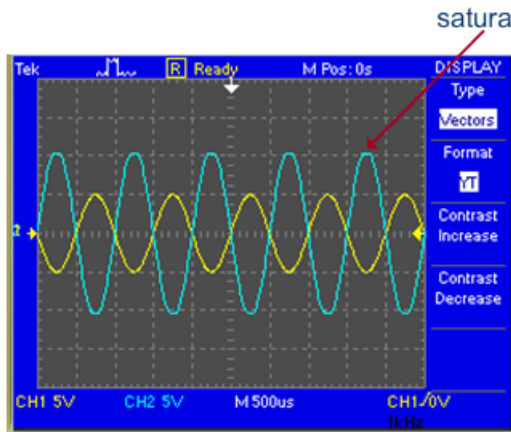


On observe bien un gain de 2: le montage fonctionne correctement.

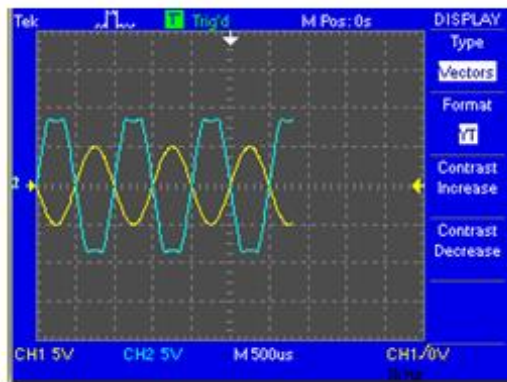
On diminue progressivement la valeur de la charge  $R_c$ .

Oscillogrammes avec  $R_c = 500\Omega$  :

on commence à observer une saturation de la tension de sortie:



$R_c \approx 500\Omega$ : le montage n'est plus linéaire.

Oscillogrammes avec  $R_c = 400\Omega$  :

$R_c \approx 400\Omega$ : la tension de sortie se déforme de plus en plus.

Conclusion :

Le gain en tension est indépendant de la charge mais tant que cette charge ne devient pas trop faible.

Plus  $R_c$  diminue, plus le courant  $i(t)$  fourni par l'amplificateur opérationnel augmente, et ce afin de maintenir  $v_s(t) = A_0 \cdot v_e(t)$  sur la sortie. Mais l'ampli OP est limité en courant de sortie. Il est capable de fournir un courant en sortie jusqu'à concurrence d'une valeur maximale  $i_{max}$ , qui est une donnée constructeur (741 : 20 mA).

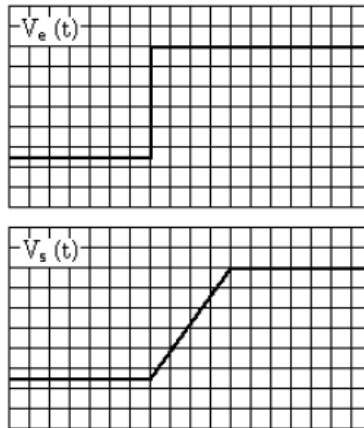
Ainsi si on diminue  $R_c$  et que le courant  $i$  demandé est supérieur à  $i_{max}$ , l'amplificateur opérationnel ne fournira que  $i_{max}$ : il y a **saturation en courant** ce qui entraîne une déformation de la tension de sortie  $v_s(t)$ .

Dans notre exemple l'amplitude de la tension de sortie atteint  $V_s = 10V$ . La saturation en courant apparaîtra donc à partir d'une résistance de charge de  $R_c = 10V/20mA$  soit  $500\Omega$ .

IV.2.c Vitesse d'excursion ou de balayage (slew rate)

La tension de sortie des amplificateurs ne peut pas varier instantanément d'une valeur à une autre.

Dans le cas d'un échelon de tension en entrée on obtient les chronogrammes suivants :



On observe une montée linéaire (charge en interne d'un condensateur à courant constant) que l'on dénomme vitesse de balayage de l'amplificateur opérationnel (ou plus communément slew rate) ; elle est exprimée en V/ $\mu$ s. L'ordre de grandeur pour le 741 est de 0,5V/ $\mu$ s et pour le TL081: 13V/ $\mu$ s.

Ce paramètre va limiter leur utilisation pour amplifier des forts signaux à fréquences élevées.

Exemple : Conséquence pour un signal d'entrée sinusoïdal.

$$\text{Soit } v_e(t) = V_e \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \quad \text{Alors } v_s(t) = A_0 \cdot V_e \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) = V_s \cdot \sin(\omega_0 \cdot t)$$

La vitesse de variation de ce signal est donc:

$$\frac{dv_s(t)}{dt} = V_s \cdot \omega_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$$

d'où la vitesse maximale de  $v_s(t)$  :  $V_s \cdot \omega_0$

Pour qu'il n'y ait pas de déformation de la tension de sortie, il faut que cette vitesse maximale soit toujours inférieure au Slew Rate SR donnée par le constructeur :  $V_s \cdot \omega_0 \leq \text{SR}$

Si la fréquence F est fixée et l'ampli opérationnel choisi, cette relation donne l'amplitude maximale de la tension de sortie que l'on peut obtenir sans déformation :

$$V_{S\max} = \frac{\text{SR}}{2 \cdot \pi \cdot F}$$

#### IV.2.d Limitation en fréquence: produit gain par bande passante

Jusqu'à maintenant, nous avons considéré que le gain interne  $A_{vd}$  de l'amplificateur opérationnel était réel.

Ceci reste valable pour des tensions continues ou lentement variables. Cependant, si on monte en fréquence (si les signaux sont de plus en plus rapides), ce gain n'est plus réel. En effet, un amplificateur opérationnel se comporte, en raison des capacités internes, comme un filtre du premier ordre et sa fonction de transfert s'écrit :

$$\underline{A_{vd}} = \frac{V_S}{\underline{\varepsilon}} = \frac{A_{V0}}{1 + j \frac{F}{F_0}}$$

où  $A_{V0}$  est l'amplification statique ( $A_{V0}$  est très élevé) et  $F_0$  est la fréquence de coupure à -3dB de l'ampli Op.

Le diagramme de Bode du module est donc :



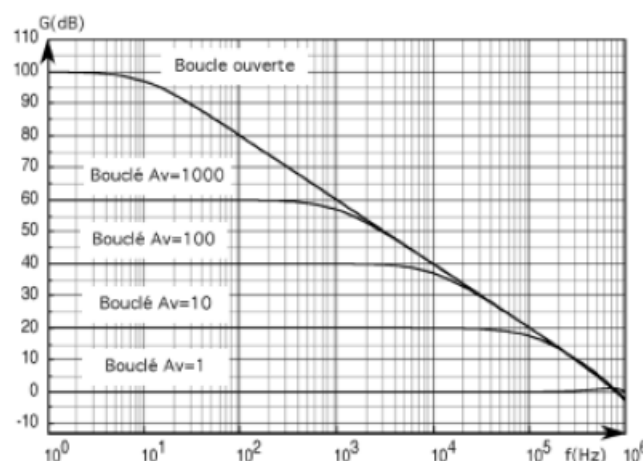
#### Exemple : MC1741C

$$A_{V0} = 10^5$$

$$F_0 = 10 \text{ Hz}$$

$$F_T = 1 \text{ MHz (fréquence de Transition pour laquelle le gain est unitaire)}$$

Lorsque qu'on boucle cet ampli OP (741) avec un réseau de résistances on relève les courbes de réponse en fréquence suivantes en fonction du gain du montage :



On remarque que le produit du gain par la bande passante à -3dB est constant, et égal ici à 1MHz, soit la fréquence  $F_T$  pour laquelle le gain en boucle ouverte vaut 1 (0dB). ( $1000 \cdot 10^3 = 10 \cdot 10^5$  etc ...)

Ce produit gain-bande **constant** est une caractéristique importante de l'amplificateur pour caractériser ses performances en fréquence.

Ex : 1MHz pour le  $\mu A741$ , 3MHz pour le TL081, 15MHz pour le LM318...

Cette particularité permet de définir rapidement la bande passante d'un montage linéaire dont on connaît l'amplification ou réciproquement.

Prenons comme exemple un classique montage inverseur. Ce montage utilise un AOP 741 dont le produit gain-bande en fréquence est de 1MHz. Deux résistances fixent son amplification : R2 réalisant la réaction entre la sortie et l'entrée inverseuse et R1 entre l'entrée du montage et l'entrée inverseuse. R2 est fixée à 100 K $\Omega$  et R1 à 1 k $\Omega$ . Soit un gain de 100.

La fréquence de coupure du montage sera donc :

$$F_C = 1\text{MHz}/100 = 10 \text{ KHz.}$$