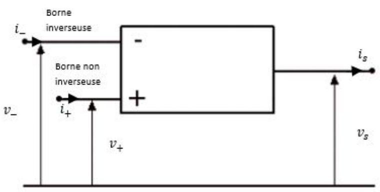
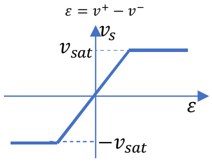
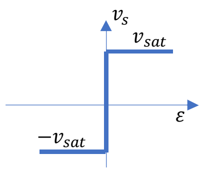
Chapitre 1 : L'amplificateur opérationnel

Un A.O est un circuit intégré alimenté (souvent en $V_{cc} = \pm 15V$ broches non représentées) dont le symbole français est :



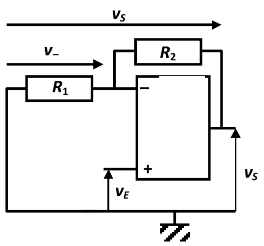
La tension de sortie v_s est telle que $|v_s| < V_{cc}$

a) Caractéristiques du composant

Modèle réel (simplifié)	Modèle idéal
On définit la tension : $\varepsilon = v^+ - v^-$ 	
L'AO est dit linéaire si : $v_s = A\varepsilon$ Avec $A = \frac{A_0}{1+\frac{jf}{f_0}}$ Où $A_0 \approx 10^5$ et $f_0 \approx 10Hz$	Le modèle idéalisé impose $A_0 \to \infty$ ce qui implique que le régime linéaire de l'AO s'observe pour $\varepsilon = 0$. On suppose la bande passante infinie.
L'AO est dit saturé si : $v_s = \pm v_{sat} \approx \pm V_{cc}$ En régime continue, le régime saturé est atteint pour une tension ε faible : $V_{cc} \approx A\varepsilon \to \varepsilon \approx 150\mu V$ Le bruit provoque invétablement la saturation d'un A.O seul lorsqu'il est alimenté	Le régime saturé est observé si $\varepsilon \neq 0$: - si $\varepsilon > 0$ alors : $v_s = +v_{sat}$ - si $\varepsilon < 0$ alors : $v_s = -v_{sat}$
L'impédance d'entrée de l'AO est de l'ordre de $1M\Omega$: il existe des courants i^+ et i^- non nuls	L'impédance d'entrée de l'AO est supposée infinie : $i^+ = i^- = 0$
L'imédance de sortie est de quelques ohms : si la charge « appelle » du courant alors l'AO se met « à genoux »	L'impédance de sortie est supposée nulle (la tension v_s est indépendante de i_s)

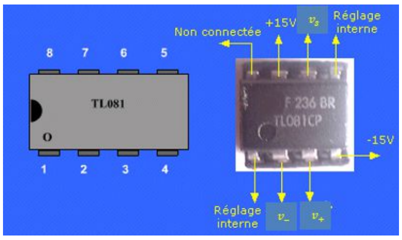
b) Effet d'une rétroaction négative

Pour observer le régime linéaire d'un A.O nous allons réaliser un bouclage :



Le circuit intégré

L'AO TL081 que nous allons utiliser en TP est un circuit monté sur un DIP8 (8 broches).

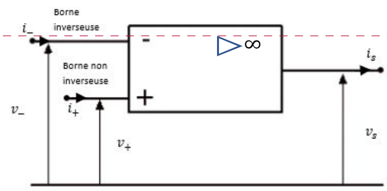


Autres imperfections de l'AO réel

- En HF, le comportement d'un système du 2nd ordre apparaît
- La commutation $\pm v_{sat}$ est elle aussi limiter en fréquence
- La pente de la tension en sortie est limitée (c'est le slew Rate)
- L'AO n'est pas Rail to Rail (les tensions de saturation peuvent êtres plus faibles que les tensions d'alimentation
- Les courants de polarisation sont responsables d'une tension d'offset alors que $\varepsilon = 0$
- La tension $v_s = A_-(v^+ - v^-) + A_+(v^+ + v^-)$….on néglige souvent le mode commun

AO idéal

En exercice, le modèle de l'AO idéal sera signalé par :



Commenté [A1]: Sur une puce de silicium on retrouve des transistors, résistances, condensateurs et diodes. Les limites de ces composants expliquent les limites de l'AO. Nous prendrons les caractéristiques du TL081 par la suite comme référence

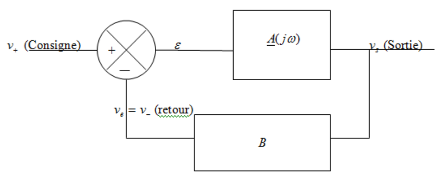
Commenté [AM2]: Cette hypothèse est plus violente, surtout en régime de commutation !

Commenté [AM3]: Seul ou sans rétroaction de type suiveur

Commenté [AM4]: C'est ce qui justifie de ne pas utiliser des résistances dépassant les 100kΩ à proximité de l'AO car il n'est alors plus possible de supposer cette impédance d'entrée grande !

Commenté [AM5]: Expression qui signifie que qu'un courant important diminue la tension de sortie de l'AO (modélisable ^par un modèle de Thévenin)

Le montage précédent peut se modéliser à l'aide d'un schéma-blocs :



Ici $B = \frac{R_1}{R_1+R_2}$ et la fonction de transfert isochrone de cet ensemble est donnée par :

$$\underline{v_s} = \underline{A}(jf)\underline{\varepsilon} = \underline{A}(jf)\left(\underline{v_+} - \underline{v_-}\right) = \underline{A}(jf)\left(\underline{v_e} - B\underline{v_s}\right)$$

$$\frac{\underline{v_s}}{\underline{v_e}} = \frac{\underline{A}}{1+\underline{A}B} = \frac{\frac{A_0}{1+\frac{jf}{f_0}}}{1+\frac{A_0 B}{1+\frac{jf}{f_0}}} = \frac{A_0}{1+A_0B} \times \frac{1}{1+j\frac{f}{f_0(1+A_0B)}}$$

$$\frac{\underline{v_s}}{\underline{v_e}} \approx \frac{1/B}{1+j\frac{f}{A_0Bf_0}} = \frac{1/B}{1+j\frac{f}{f_c}}$$

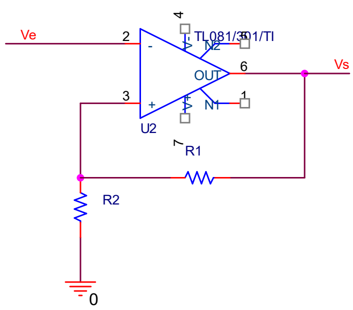
On a typiquement $B \approx \frac{1}{10}$

AO réel	AO idéal
- La bande passante de l'AO réel est améliorée car : $f_c = A_0Bf_0 \approx 100kHz$ - L'amplification statique est diminuée $1/\approx 10$. - $\frac{\underline{v_s}}{\underline{v_e}} \approx \frac{1}{B} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ pour $f \ll f_c$, un tel montage est un amplificateur non inverseur et assure une tension v_s a priori différente de $\pm V_{sat}$ et donc un fonctionnement linéaire de l'A.O.	Avec $A_0 \to \infty$ alors : $\frac{\underline{v_s}}{\underline{v_e}} = \frac{1}{B} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 10$ Ce qui permet d'éviter la saturation si v_e est de l'ordre du Volt. La fonction de transfert s'obtient rapidement à l'aide du Théorème de Millman ou un PDT en postulant la linéarité de l'AO en repérant la présence de la rétroaction négative. En effet : $\varepsilon = 0$ $\underline{v_e} = \underline{v_+} = \underline{v_-} = \frac{\frac{\underline{v_s}}{R_2}}{\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}}$ alors $\frac{\underline{v_s}}{\underline{v_e}} = \frac{1}{B} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

Avec un bouclage sur la borne inverseuse, l'A.O. peut fonctionner en régime linéaire et réaliser des opérations sur la tension d'entrée fixées par les composants avec lesquels il est relié.

c) Effet d'une rétroaction positive

Analysons l'effet d'une rétroaction positive :



Analyse qualitative de l'effet de la rétroaction :

On peut alors noter que cette structure limite la saturation de l'A.O car si v_s augmente alors ε diminue (si B>0) ce qui revient à modérer l'augmentation initiale de v_s : on favorise le maintien du régime linéaire.

Analyse quantitative de l'effet de la rétroaction

La notation complexe permet d'écrire : $\underline{v_s}\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_c}\right) = \frac{\underline{v_e}}{B}$

$$\frac{dv_s}{dt} + \frac{v_s}{\tau} = \frac{v_e}{\tau B}$$

Ce qui traduit la réponse d'un système d'ordre 1 :

- Stable
- rapide car $\tau = \frac{1}{2\pi f_0 A_0 B} \ll 1$.

Produit Gain-Bande passante

On peut remarquer cependant que le produit amplification statique * bande passante est constant et égal à $\frac{1}{B} * f_c = A_0 f_0$. Concrètement, cela signifie que l'on ne peut pas amplifier de manière conséquente à trop hautes fréquences. On peut mettre en évidence ce résultat sur le graphe ci-dessous représentant la fonction de transfert en boucle ouverte de l'AO. Asymptotiquement la fonction affine est $\log\left(\frac{A_0}{f}f_0\right)$ et quand $\log\left(\frac{A_0}{f}f_0\right) = \log\left(\frac{1}{B}\right)$ alors $f = f_c$: Une amplification de 10 est assurée à un peu plus de 100kHz

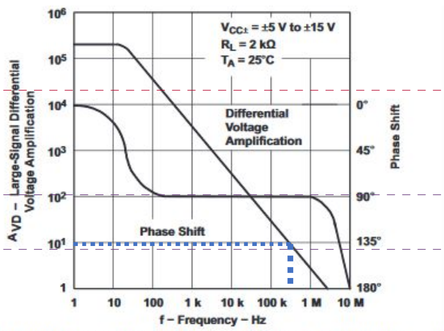
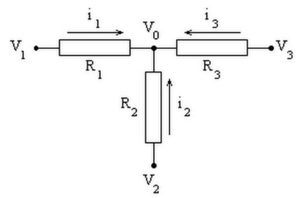


Figure 8. Large-Signal Differential Voltage Amplification and Phase Shift vs Frequency

Théorème de Millman

Ce théorème se démontre à l'aide de la loi des nœuds :



$$V_0 = \frac{\sum_i \frac{V_i}{Z_i}}{\sum_i \frac{1}{Z_i}}$$

Commenté [A6]: On suppose donc un régime sinusoïdal établi

Commenté [A10]: En boucle fermée

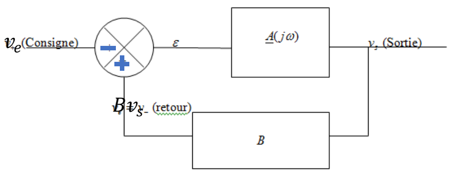
Commenté [A11]: Typiquement 1MHz pour un TL081

Commenté [AM7]: On évite donc bien la saturation !

Commenté [A8]: Si la tension d'entrée n'est pas trop grande

Commenté [A9]: Il ne faut pas confondre la fonction de transfert de l'ensemble et la fonction de transfert de l'AO seul

Le schéma-blocs associé est :



$$\underline{v_s} = \underline{A}(j\omega)\underline{\varepsilon} = \underline{A}(j\omega)\left(\underline{v_+} - \underline{v_-}\right) = \underline{A}(j\omega)\left(B\underline{v_s} - \underline{v_e}\right) = \underline{A}(j\omega)B\underline{v_s} - \underline{A}(j\omega)\underline{v_e}$$

Soit :

$$\frac{\underline{v_s}}{\underline{v_e}} = \frac{-\underline{A}}{1-\underline{A}B} = -\frac{\frac{A_0}{1+\frac{jf}{f_0}}}{1-\frac{A_0B}{1+\frac{jf}{f_0}}} = -\frac{A_0}{1-A_0B}\times\frac{1}{1+j\frac{f}{f_0(1-A_0B)}}$$

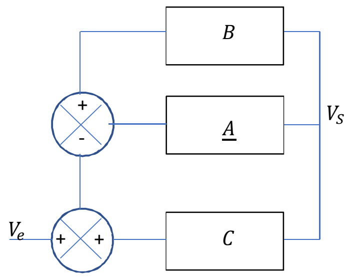
$$\frac{\underline{v_s}}{\underline{v_e}} \approx \frac{1/B}{1-j\frac{f}{A_0Bf_0}} = \frac{1/B}{1-j\frac{f}{f_c}}$$

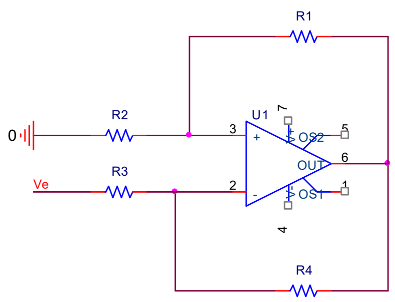
$\underline{v_s}\left(1-j\frac{\omega}{\omega_c}\right) = \frac{\underline{v_e}}{B}$ conduit temporellement à $\frac{dv_s}{dt} - \frac{v_s}{\tau} = -\frac{v_e}{\tau B}$,

AO réel	AO idéal
il s'agit d'une solution divergente qui tend, même sans signal d'entrée, à la saturation de l'A.O.	Avec $\tau = \frac{1}{\omega_c} = \frac{1}{2\pi A_0 B f_0} \to 0$ La commutation est instantanée : - si $\varepsilon > 0$ alors : $v_s = +v_{sat}$ - si $\varepsilon < 0$ alors : $v_s = -v_{sat}$

Avec une rétroaction sur la borne non inverseuse, un A.O est en régime de fonctionnement saturé.

Cas d'une rétroaction positive et négative simultanée





$$\underline{v_s} = \underline{A}(j\omega)\underline{\varepsilon} = \underline{A}(j\omega)\left(\underline{v_+} - \underline{v_-}\right) = \underline{A}(j\omega)\left(B\underline{v_s} - \underline{v_e} - C\underline{v_s}\right)$$

$$\frac{\underline{v_s}}{\underline{v_e}} = \frac{-\underline{A}}{1+\underline{A}(C-B)} = -\frac{\frac{A_0}{1+\frac{jf}{f_0}}}{1+\frac{A_0(C-B)}{1+\frac{jf}{f_0}}}$$

$$\frac{\underline{v_s}}{\underline{v_e}} = -\frac{A_0}{1+A_0(C-B)}\frac{1}{1+\frac{jf}{f_0(1+A_0(C-B))}}$$

Si C>B alors la contre-réaction négative l'emporte et le système est stable sinon le système est instable

Commenté [A12]: Ce régime transitoire conduisant à la saturation est rapide (si l'on omet le SR). En effet $\tau \approx 1\mu s$. Le SR, pour le passage entre les deux états saturés, est limité à $\tau_{max} \approx 10\mu s$

Commenté [A13]: Une réaction positive plus une réaction négative peuvent conduire à l'un ou l'autre des modes de fonctionnement selon la valeur des composants