

Introduction à L'ALI - Amplificateur Linéaire Intégré

1. Amplificateur Linéaire Intégré	1
2. Étude statique de l'ALI	2
3. Quelques montages en régime linéaire	5
4. Stabilité d'un système	10
5. Quelques montages en régime saturé	11

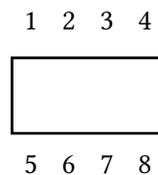
I. Amplificateur Linéaire Intégré

1) Présentation pratique

Φ Note:

On alimentera les ALI avec les boîtiers d'alimentation 15V.

On considérera un ALI comme une boîte noire à huit pattes:



Description des bornes:

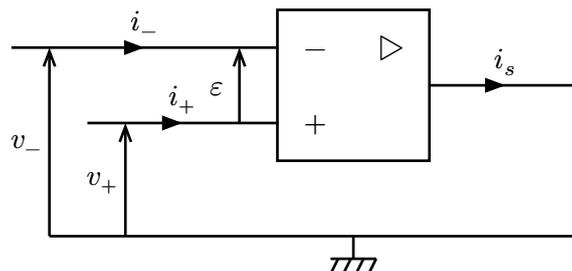
1. Réglage offset (normalement nul)
2. v_- (Entrée inverseuse)
3. v_+ (Entrée non-inverseuse)
4. V_{cc}^- (Alimentation)
5. Réglage offset (normalement nul)
6. s (Sortie)
7. V_{cc}^+ (Alimentation)
8. Inutile

L'utilisation du composant en lui même se fait par les bornes 2, 3, et 6.

2) Notations

On appelle **courants de polarisation** les courants i_- et i_+ se déplaçant à travers les entrées.

On notera un signe ∞ en-dessous du triangle si on considère l'ALI idéal.



II. Étude statique de l'ALI

1) Caractéristique statique

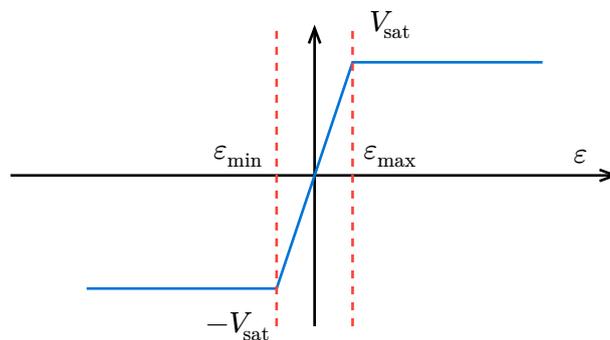
On trace la caractéristique de la sortie en fonction de la différence de tension ε de l'entrée.

Si la tension d'entrée est trop grande, le dipôle sature (il limite la tension de sortie) à la tension V_{sat} .

Entre ces deux points de saturation, le composant suit une sortie linéaire. On nomme μ_0 la pente de cette droite, et ε_{min} et ε_{max} les limites de cette zone linéaire.

Φ Note:

En théorie, $\varepsilon_{\text{min}} = -\varepsilon_{\text{max}}$, mais les imperfections du composants peuvent faire que la sortie du composant n'est pas symétrique.



2) Régime saturé ou saturation

La majorité du temps, le composant donnera une tension de sortie de V_{sat} ou $-V_{\text{sat}}$.

3) Régime linéaire

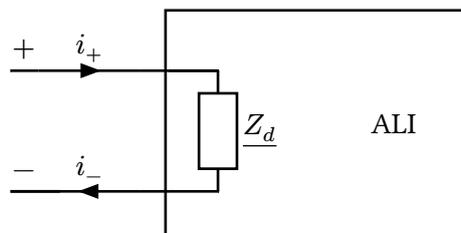
Le composant ne fonctionne en régime linéaire que quand la tension d'entrée est dans la zone $[\varepsilon_{\text{min}}, \varepsilon_{\text{max}}]$.

Dans un ALI parfait, on supposera que la pente $\mu_0 \rightarrow +\infty$ et qu'on se situe dans le régime linéaire uniquement quand $\varepsilon = 0$.

« Un peu » comme pour les filtres (qui sont en réalité des quadripôles), on va modéliser les ALI par des circuits équivalents pour l'entrée et pour la sortie.

4) Étude du circuit d'entrée en régime linéaire

On modélise l'entrée de l'ALI par une impédance équivalente:



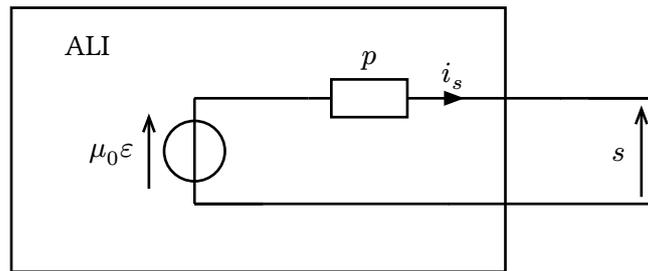
Et on a donc $\underline{\varepsilon} = \underline{Z}_d i_e$

Dans un ALI idéal, l'impédance équivalente d'entrée tend vers l'infini.

En pratique, elle est de l'ordre de $100\text{k}\Omega$ à $10\text{G}\Omega$

5) Étude du circuit de sortie en régime linéaire

On modélise la sortie de L'ALI par un modèle de Thévenin:



Avec:

$$\underline{s} = \mu_0 \underline{\varepsilon} - p i_s$$

6) Modèle idéal de l'amplificateur linéaire intégré

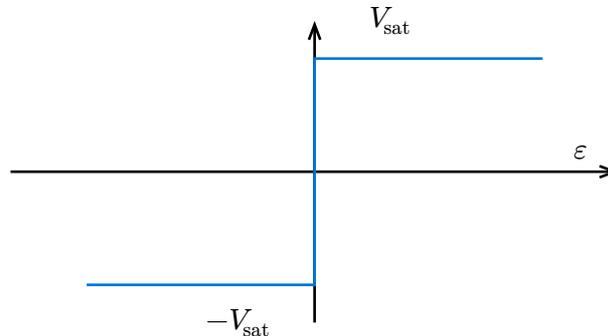
Dans un modèle idéal,

- le coefficient d'amplification μ_0 tend vers $+\infty$
- l'impédance équivalente en entrée tend vers $+\infty$ (donc $i_e = i_s = 0$)
- l'impédance de sortie est nulle: source idéale de tension

On note un ALI idéal avec un petit symbole $+\infty$ en dessous du triangle.

a) Conséquences du modèle idéal sur la caractéristique

La caractéristique forme une fonction d'heaviside et $\varepsilon_{\min} = \varepsilon_{\max} = 0$



b) Conséquences du modèle idéal sur le régime linéaire

$\underline{s} = \mu_0 \underline{\varepsilon}$ et $\mu_0 \rightarrow +\infty$ donc $\varepsilon = 0$

c) Remarques importantes: deux hypothèses indépendantes

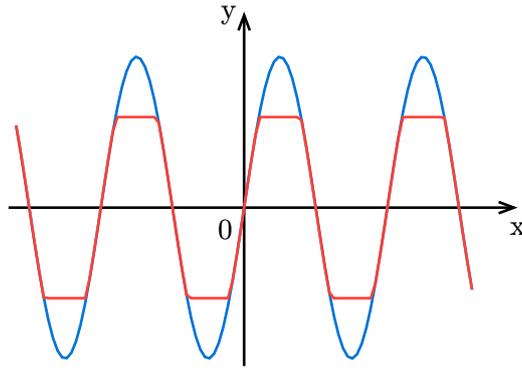
Les deux hypothèses suivantes sont complètement indépendantes et changent le comportement du circuit de manières différentes:

- L'ALI est idéal
- L'ALI fonctionne en régime linéaire

7) Quelques écarts au modèle idéal

a) Saturation en tension

Si on passe un signal en entrée qui dépasse les valeurs de saturation de l'ALI, on observera la saturation en sortie:



b) Comportement en fréquence et modèle dynamique

En dynamique, on va regarder l'impact de la fréquence sur le signal de sortie de L'ALI.

Quand on regarde le comportement en gain et en phase de l'ALI, (emprique) il se comporte comme un filtre passe bas du premier ordre.

On pose alors:

$$\underline{s} = \underline{\mu}(\omega) \times (v_+ - v_-)$$

$$\underline{\mu}(\omega) = \frac{\mu_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_c}}$$

Avec $\mu_0 \approx 10^5$ et $\omega_c \approx 100$ rad en pratique.

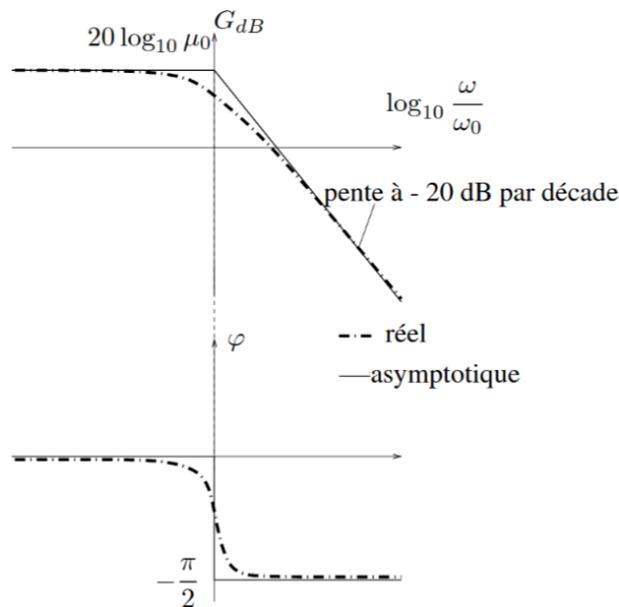


Fig. 8. – Diagramme de bode de l'amplificateur linéaire intégré

c) Vitesse de balayage ou slew rate

Le composant met un certain temps à réagir. On appelle ce retard la **vitesse de balayage** ou le **slew rate** du composant.

d) Courants de polarisation

Les courants de polarisation ne sont pas toujours complètement nuls

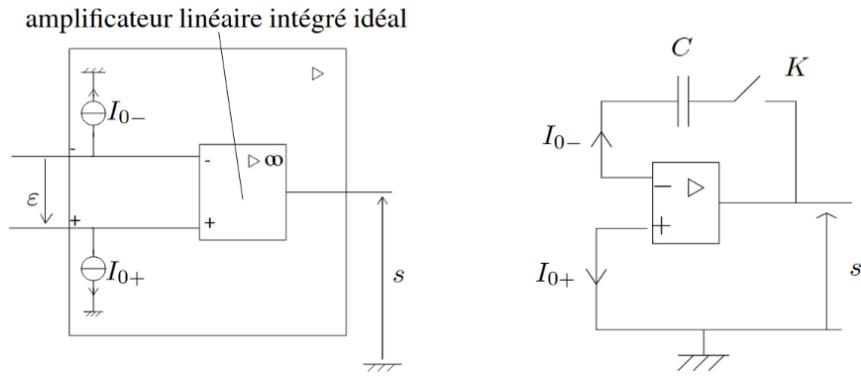


Fig. 9. - ???

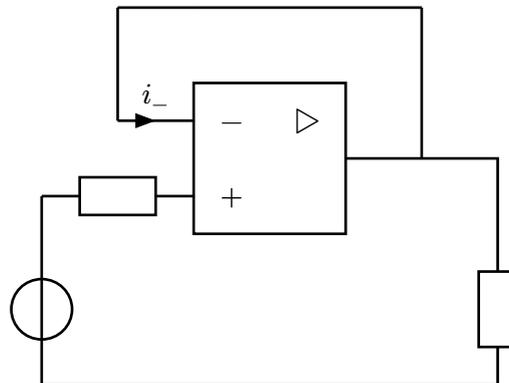
Ducoup, les courants de polarisation ne sont pas toujours rigoureusement nuls, il faut en tenir compte.

e) Grandeurs caractéristique de l'ALI

Caractéristique	TL081	741
Gain en boucle ouverte	$\mu_0 = 2 \times 10^5$	$\mu_0 = 2 \times 10^5$
Produit gain - Bande passante	3 MHz	1.5 MHz
Impédance d'entrée	$Z_d = 1G\Omega$	$Z_d = 1M\Omega$
Tension de décalage	$V_{off} < 15 \text{ mV}$	$V_{off} < 7.5 \text{ mV}$
Slew rate (retard)		

III. Quelques montages en régime linéaire

1) Montage suiveur



On boucle sur le $-$, et l'impédance s'adapte en tension.

$$\mu = \frac{s}{e} = \frac{\mu_0}{1 + \left(j \frac{\omega}{\omega_0}\right)}$$

$$s + \frac{1}{\omega_0} \frac{ds}{dt} = \mu_0(v_+ - v_-)$$

$$v_- = s$$

$$v_+ = e$$

$$s + \frac{1}{\omega_0} \frac{ds}{dt} = \mu_0(e - s)$$

$$\frac{1}{\omega_0} \frac{ds}{dt} + (1 + \mu_0)s = \mu_0 e$$

$$s_H(t) = e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$\tau = \frac{1}{(1 + \mu_0)\omega_0}$$

$$s_P(t) = \frac{h_0}{1 + \mu_0} e \approx e$$

$$s = s_H + s_P$$

Si on essaye de boucler sur le + à la place:

$$v_- = e$$

$$v_+ = s$$

$$\frac{1}{\omega_0} \frac{ds}{dt} + s = \mu_0(s - e)$$

$$\underbrace{\frac{1}{\omega_0} \frac{ds}{dt}}_{>0} + \underbrace{(1 - \mu_0)}_{<0} s = -\mu_0 e$$

Donc:

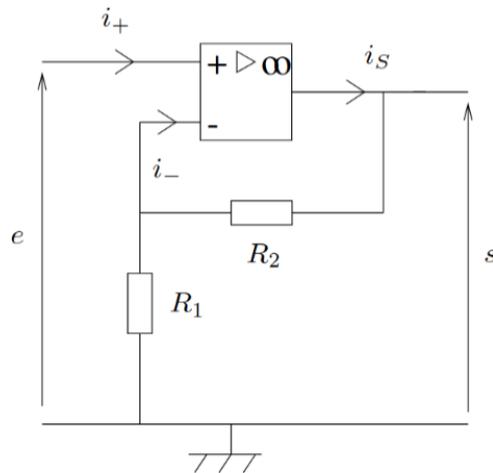
$$s(t) = Se + \frac{t}{\tau}$$

$$\tau = \frac{1}{(\mu_0 - 1)\omega_0}$$

On pourrait s'attendre à ce que $s \rightarrow +\infty$, mais en réalité on sature, donc $s \rightarrow V_{\text{sat}}$

Donc la boucle + est complètement inutile.

2) Montage non inverseur



On se place en régime linéaire avec un amplificateur idéal, donc $\varepsilon = 0$

$$\varepsilon = v_+ - v_-$$

$$v_+ = e$$

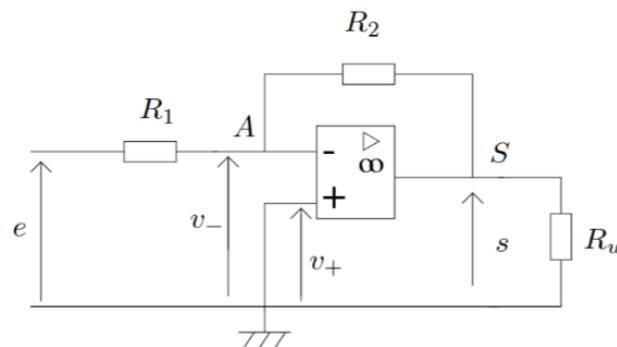
$$v_- = \frac{R_1 s}{R_1 + R_2} - \underbrace{\frac{R_1 R_2 i_0}{R_1 + R_2}}_{=0 \text{ car idéal}}$$

$$e - \frac{R_1 s}{R_1 + R_2} \Leftrightarrow \frac{s}{e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

On parle d'amplificateur, car $1 + \frac{R_2}{R_1} > 1$

Et on parle de non inverseur, car s et e sont de même signe.

3) Amplificateur inverseur



On se place en régime linéaire avec un amplificateur idéal, donc $\varepsilon = 0$

On voit que $v_+ = 0$

On applique le théorème de Millman:

$$v_- = \frac{\frac{e}{R_1} + \frac{s}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{R_2 e + R_1 s}{R_1 R_2}$$

On pose i la tension sortant de la résistance R_2

$$i = \frac{s - v_-}{R_2} = \frac{v_- - e}{R_1}$$

$$v_- \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{s}{R_2} + \frac{e}{R_1}$$

$$v_- = \frac{R_1 s + R_2 e}{R_1 + R_2}$$

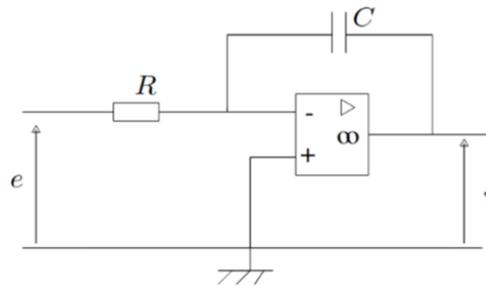
$$\varepsilon = 0 \Rightarrow v_+ = v_-$$

$$\frac{R_1 s + R_2 e}{R_1 + R_2} = 0$$

$$\frac{s}{e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

4) Montages intégrateurs et pseudo-intégrateur

a) Montage intégrateur théorique et amplificateur linéaire intégré idéal



$$\varepsilon = 0$$

$$v_+ = 0$$

Par millman sur les impédances:

$$v_- = \frac{\left(\frac{s}{R}\right) + jC\omega s}{\frac{1}{R} + jC\omega}$$

$$= \frac{e + jRC\omega s}{1 + jRC\omega}$$

$$\frac{s}{e} = -\frac{1}{jRC\omega}$$

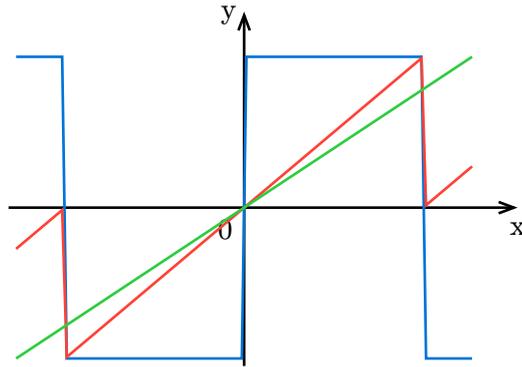
Donc:

$$e = -RC \frac{ds}{dt} \Leftrightarrow s = -\frac{1}{RC} \int e(t) dt$$

b) Influence des courants de polarisation

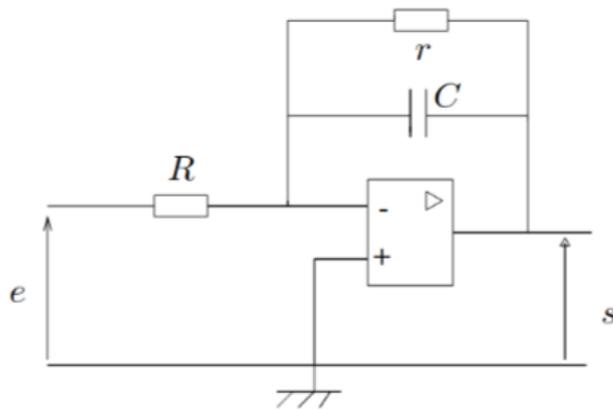
Les courants de polarisation (qui ne sont pas nuls en pratique) vont s'accumuler en chargeant le condensateur, ce qui va ajouter un terme linéaire au signal de sortie.

Par exemple, si on filtre un créneau:



c) Montage pseudo-intégrateur

Pour éviter « l'accumulation » de ce courant polarisateur, on ajoute une résistance en parallèle du condensateur:



Par millman:

$$v_+ = 0$$

$$v_- = \frac{\frac{e}{R} + \frac{s}{Z_P}}{\frac{1}{R} + \frac{1}{Z_P}} = \left(\frac{Z_P e}{R} + R_2 + Z_P + R \right)$$

$$\frac{Z_P}{R} = \frac{r \frac{1}{jC\omega}}{r + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{r}{1 + jrC\omega}$$

$$\varepsilon = 0 \Rightarrow v_+ = v_-$$

$$\frac{Z_P e}{R} + R s = 0$$

$$\frac{s}{e} = -\frac{Z_P}{R}$$

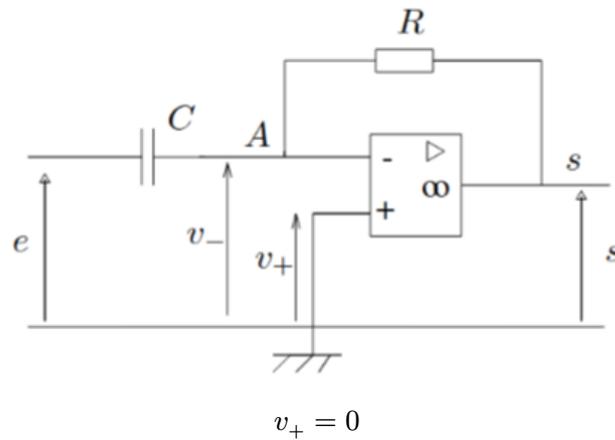
$$\underline{H} = \frac{s}{e} = \frac{-r}{R(1 + jrC\omega)}$$

Donc la fonction de transfert n'est pas intégratrice (car division par $1 + jC\omega$ plutôt que $j\omega$)

Mais on observera un comportement intégrateur si $1 \ll rC\omega$ et on aura alors:

$$\underline{H} \approx -\frac{1}{jRC\omega}$$

5) Montage dérivateur



Par Millman:

$$\underline{v}_- = \frac{\frac{e}{\underline{Z}_C} + \frac{s}{R}}{\frac{1}{\underline{Z}_C} + \frac{1}{R}} = \frac{Re + \underline{Z}_C s}{R + \underline{Z}_C}$$

On suppose un ALI idéal en régime linéaire

$$\varepsilon = v_+ - v_- = 0$$

$$\frac{s}{e} = -\frac{R}{\underline{Z}_C} = -jRC\omega$$

$$s = -RC \frac{de}{dt}$$

Φ Note:

Comme on ne va pas « garder des choses en mémoire » dans un circuit dérivateur, on n'aura pas le problème d'accumulation des courants polarisateur qu'on a eu dans le circuit intégrateur.

✓ Tip:

Pour pouvoir affirmer qu'on étudie un ALI en régime linéaire, on peut utiliser deux éléments:

- Si le montage boucle sur le - de l'ALI, le système est linéaire
- Si on parle de filtrage dans l'énoncé, on admet implicitement (ou explicitement) fonctionner en régime linéaire

IV. Stabilité d'un système

1) Définition

Un système avec ALI est considéré stable si la sortie tend vers 0 en $+\infty$ (si la sortie ne tend pas vers 0, elle finira toujours par saturer).

2) Cas des systèmes du premier ordre

On définit un système du premier ordre par son équation différentielle:

$$a \frac{ds}{dt} + bs = 0$$

(ou en régime permanent, $aj\omega s + bs = 0$)

La solution est de la forme: $s(t) = Se^{-\frac{b}{a}t}$

Le système est stable si a et b sont de même signes.

3) Cas des systèmes du deuxième ordre

De même, on définit un système du premier ordre par son équation différentielle:

$$a \frac{d^2s}{dt^2} + b \frac{ds}{dt} + cs = 0$$

(ou en régime permanent, $-a\omega^2 s + bj\omega s + cs = 0$)

⇒ TODO:

Étude à faire, voir poly

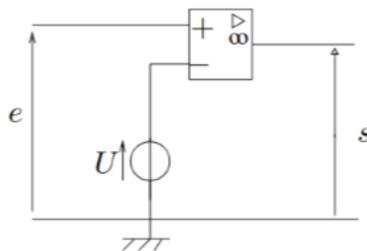
On arrive à la condition que a , b et c doivent être de même signe pour que le système soit stable.

4) Stabilité d'un montage quelconque à amplificateur opérationnel

Il faut boucler sur le moins pour que le montage soit stable

V. Quelques montages en régime saturé

1) Comparateur simple



Il n'y a pas de boucle sur le moins, donc on peut supposer que le montage n'est pas stable, et qu'il finira donc par saturer.

On doit donc traiter deux cas:

- Si on tend vers $+V_{\text{sat}}$, alors $s \rightarrow +V_{\text{sat}}$, c'est le cas si $\varepsilon > 0$, or $\varepsilon = v_+ - v_- = e - U > 0$, donc $e > U$

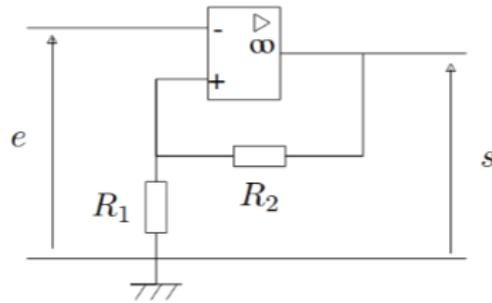
On tendra donc vers $+V_{\text{sat}}$ si $U > 0$

- Si on tend vers $-V_{\text{sat}}$, c'est la même chose: $s \rightarrow -V_{\text{sat}}$, $\varepsilon < 0$, or $\varepsilon = v_+ - v_- = e - U < 0$, donc $e < U$

On tendra donc vers $+V_{\text{sat}}$ si $U > 0$

On comprend le nom de comparateur. Problème avec ce montage: on ne peut pas mesurer des tensions plus grandes que V_{sat} , et le bruit peut faire osciller le résultat du comparateur

2) Comparateur à hystérésis ou trigger de Schmidt



On ramène la tension de sortie sur la borne d'entrée non-inverseuse. Comme on boucle sur le plus, on verra un régime saturé.

- Si $s = +V_{\text{sat}}$, alors $\varepsilon = v_+ - v_- > 0$, Or on considère qu'il n'y a pas de courant traversant la branche +, donc on peut appliquer un pont diviseur de tension:

$$v_+ = \frac{R_1 s}{R_1 + R_2} = \frac{R_1 V_{\text{sat}}}{R_1 + R_2}$$

$$v_- = e$$

Donc:

$$e < \frac{R_1 V_{\text{sat}}}{R_1 + R_2}$$

- Si $s = -V_{\text{sat}}$, alors $\varepsilon = v_+ - v_- < 0$, De même, par pont diviseur de tension:

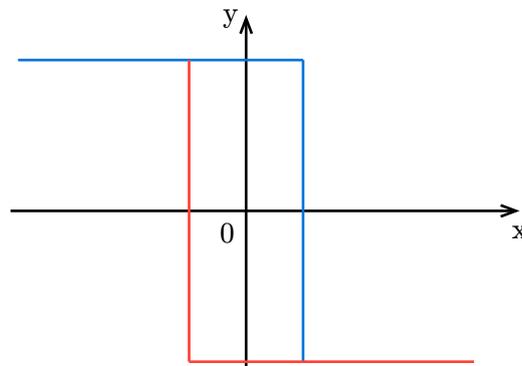
$$v_+ = \frac{R_1 s}{R_1 + R_2} = -\frac{R_1 V_{\text{sat}}}{R_1 + R_2}$$

$$v_- = e$$

Donc il faut que:

$$e > -\frac{R_1 V_{\text{sat}}}{R_1 + R_2}$$

On a donc deux tensions qui permettent de basculer d'un état vers l'autre:



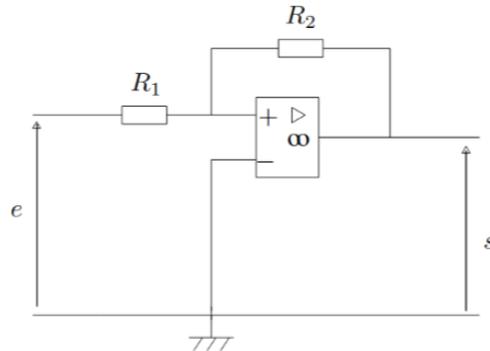
Si e est plus grande ou plus petite que les deux tensions de déclenchement, on est certain qu'on est dans l'état $+V_{\text{sat}}$ ou $-V_{\text{sat}}$. Par contre, si on est dans la zone intermédiaire, l'état de la sortie dépend de l'état précédent du système.

Ce système possède donc une certaine résistance au bruit.

Par contre, il inverse le signal d'entrée (une grande tension positive donne $-V_{sat}$ et une grande tension négative donne $+V_{sat}$).

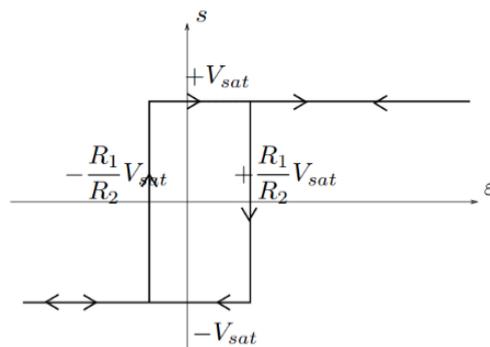
En mettant une sinusoïde en entrée, on obtient un créneau.

3) Comparateur à hystérésis non inverseur



Dans ce montage, on utilise le $-$ comme zéro, et on met la tension d'entrée dans la borne $+$ (qui est la borne bouclée).

Cela permet de ne pas inverser le signal d'entrée:



Par contre, les tensions de bascules sont $\pm \frac{R_1}{R_2} V_{sat}$, donc si les valeurs de résistance sont mal choisies, la tension de bascule est potentiellement inatteignable (l'ALI sera coincé sur $+V_{sat}$ ou $-V_{sat}$ selon son état initial).