

# P 2

## Rétroaction d'un amplificateur linéaire intégré

### 2.1

### Compétences du chapitre

Notions et contenus	Capacités exigibles
Modèle de l'ALI défini par des courants de polarisation nuls, une résistance de sortie nulle, une fonction de transfert du premier ordre en régime linéaire, une saturation de la tension de sortie, une saturation de l'intensité de sortie.	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Citer les hypothèses du modèle et les ordres de grandeur du gain différentiel statique et du temps de réponse.</li> <li>• Modéliser un ALI fonctionnant en régime linéaire par un schéma bloc fonctionnel.</li> </ul>
Montages amplificateur non inverseur et comparateur à Hystérésis.	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Distinguer les différents régimes de fonctionnement.</li> </ul>
Vitesse de balayage.	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <i>Identifier la manifestation de la vitesse de balayage limite d'un ALI dans un montage.</i></li> </ul>
Cas limite d'un ALI idéal de gain infini en régime linéaire.	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Identifier la présence d'une rétroaction sur la borne inverseuse comme un indice de stabilité du régime linéaire.</li> </ul>
Cas limite d'un ALI idéal de gain infini en régime saturé.	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Établir la relation entrée-sortie du comparateur simple.</li> <li>• Pour une entrée sinusoïdale, faire le lien entre la non linéarité du système et la génération d'harmoniques en sortie.</li> <li>• Établir le cycle du comparateur à hystérésis.</li> </ul>

## 2.2 Modèle

L'amplificateur linéaire intégré, noté ALI, est aussi appelé amplificateur opérationnel (ou "ampli-op"), noté AOP.

### 2.2.1 Schéma de principe

Voici le schéma de l'Ampli-Op ainsi que son brochage :

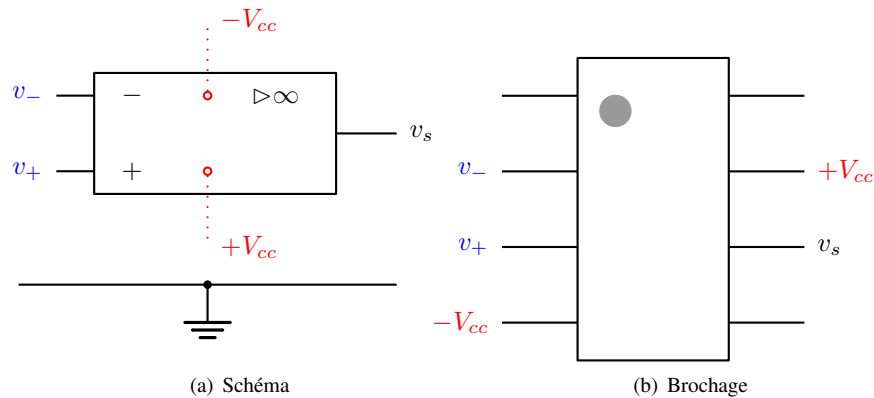


FIGURE 2.1 – Amplificateur linéaire intégré (ALI)

Par la suite, bien que l'alimentation ( $+V_{cc}$ ,  $-V_{cc}$ ) de l'amplificateur linéaire intégré soit indispensable à son bon fonctionnement, elle ne sera pas indiquée dans le montage.



#### — Remarque —

Bien que ce ne soit pas indispensable, l'alimentation de l'ALI est en principe symétrique.

Ainsi, on utilisera le montage suivant :

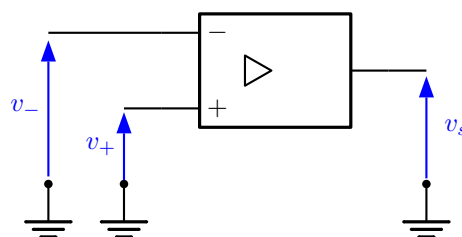


FIGURE 2.2 – ALI simple

### 2.2.2 Gain différentiel

À l'entrée inverseuse  $-$ , la tension est notée  $v_-$  et à l'entrée non inverseuse  $+$ , elle est notée  $v_+$ .

Ces tensions sont bien sûr les différences de potentiel entre les entrées inverseuse/non inverseuse et la masse.

La différence entre ces tensions est notée  $\varepsilon$  :

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



### — Gain différentiel —

Le gain différentiel est défini par le rapport  $\frac{v_s}{\varepsilon}$  :

$A_d$  est typiquement de l'ordre de  $10^5$ .

## 2.3 Amplificateur idéal

### 2.3.1 Propriétés

La différence de tensions  $\varepsilon$  est très faible et le gain différentiel  $A_d$  est donc très grand.

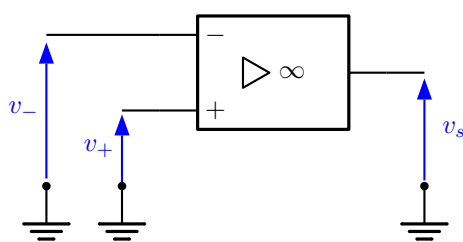
Dans le modèle de l'amplificateur idéal, ce gain différentiel  $A_d$  est considéré comme infini.

On peut alors distinguer 2 régimes de fonctionnement :

- le régime linéaire pour lequel  $\varepsilon = 0$ , ce qui correspond à  $|v_s| \leq V_{\text{sat}} \simeq V_{\text{CC}}$ ,
- le régime saturé, pour lequel  $\varepsilon \neq 0$ . Selon que  $\varepsilon > 0$  ou  $< 0$ , la tension de sortie  $v_s$  vaut  $\pm V_{\text{sat}}$ . On parle de saturation positive ou négative.

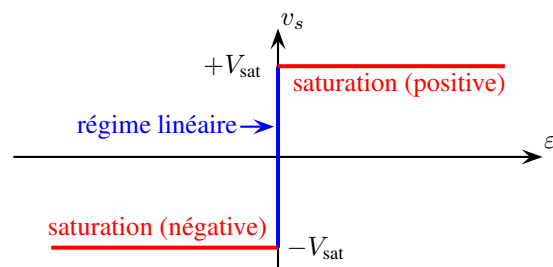
### 2.3.2 ALI idéal : caractéristique

On obtient ainsi la caractéristique suivante :



On notera le signe infini pour l'amplificateur idéal.

(a) schéma



(b) caractéristique

FIGURE 2.3 – ALI idéal

### 2.3.3 Courants de polarisation

Les intensités des courants entrant par les bornes inverseuse et non inverseuse sont négligeables devant les autres courants. On considère qu'ils sont nuls :

$$i_+ = i_- = 0$$

On les appelle courants de polarisation.

### 2.3.4 Résistance (impédance) d'entrée

Les courants de polarisation étant nuls, on dit que la résistance — ou mieux, l'impédance — d'entrée de l'amplificateur est infinie.

### 2.3.5 Résistance (impédance) de sortie

La valeur de la tension de sortie  $V_s$  est indépendante du courant débité en sortie de l'amplificateur. L'étage de sortie est alors assimilable à une source idéale de tension. On dit que la résistance — ou mieux, l'impédance — de sortie est nulle.

## 2.4 Amplificateur réel

### 2.4.1 Fonction de transfert en régime linéaire

La tension de sortie  $v_s$  et la différence de potentiel  $\varepsilon$  sont proportionnelles dans une plage de linéarité :

$$v_s = A_d \varepsilon$$

Cette relation est valable tant que  $|\varepsilon| < \frac{V_{sat}}{A_d}$ .

### 2.4.2 Saturation de la tension de sortie

En effet, la tension de sortie ne peut pas dépasser la plage définie par les alimentations  $+V_{cc}$  et  $-V_{cc}$  du circuit.

Il y a alors saturation de la tension de sortie lorsque  $v_s$  atteint la valeur  $+V_{sat} \simeq +V_{cc}$ .

Ainsi, pour  $\varepsilon \geq \frac{V_{sat}}{A_d}$ ,  $v_s = V_{sat} \simeq V_{cc}$  : il y a saturation positive.

Pour  $\varepsilon \leq -\frac{V_{sat}}{A_d}$ ,  $v_s = -V_{sat} \simeq -V_{cc}$  : il y a saturation négative.

Pour l'ALI parfait, on considère que  $+V_{sat}$  et  $-V_{sat}$  sont égales aux tensions d'alimentation. En réalité, pour un ALI réel, la tension de saturation est égale à la tension d'alimentation  $V_{cc}$  moins une tension appelée tension de déchet  $\Delta V$  comprise entre quelques dixièmes de volts et quelques volts selon les ALI.

### 2.4.3 Saturation du courant de sortie

Le courant en sortie de l'ALI ne peut excéder une valeur limite dite de saturation. Celle-ci est de l'ordre de  $20 \text{ mA}$ .

### 2.4.4 Tension de décalage

Dans un amplificateur réel, il subsiste toujours des courants de polarisation  $i_+$  et  $i_-$  de l'ordre de quelques dizaines de picoampères. Ces courants de polarisation sont à l'origine d'une tension de décalage appelée également tension d'offset qui subsiste alors entre les deux entrées inverseuse et non inverseuse.

## 2.4.5 ALI réel : caractéristique

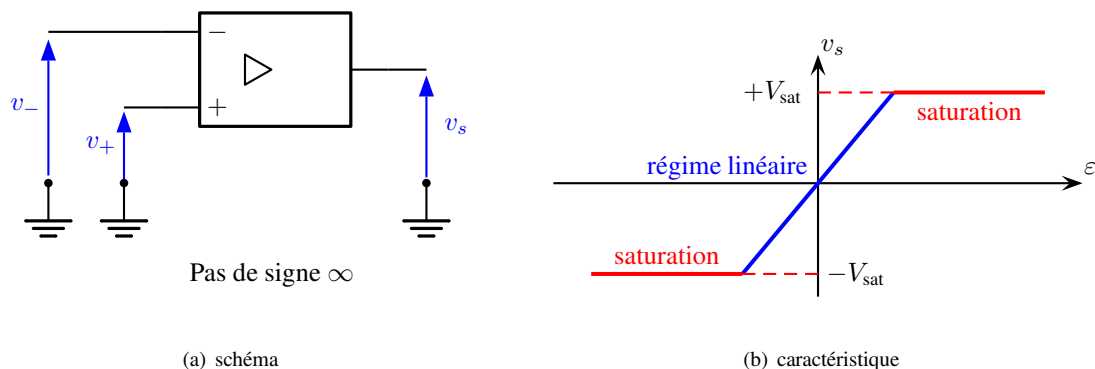


FIGURE 2.4 – ALI réel

## 2.4.6 Ordres de grandeur

Pour fixer un peu les idées, on pourra se reporter au tableau suivant :

Modèle	parfait	Bipolaire <i>LM741</i>	BiFET <i>TL081</i>
Gain différentiel $A_d$	$\infty$	$2 \cdot 10^5$	$2 \cdot 10^5$
Gain = $20 \log A_d$	$\infty$	106	106
Produit Gain $\times$ Bande passante ( <i>MHz</i> )	$\infty$	1	3
Impédance d'entrée $R_e$ en $\Omega$	$\infty$	$2 \cdot 10^6$	$10^{12}$
Impédance de sortie $R_s$ en $\Omega$	0	75	100
Courants de polarisation	0	$80 \text{ nA}$	$30 \text{ pA}$
tension de décalage d'entrée (en <i>mV</i> )	0	$\leq 6$	$\leq 15$
Slew rate (en $V \cdot \mu s^{-1}$ )	$\infty$	0,67	$\approx 15$

TABLE 2.2 – Caractéristiques d'ALI

## 2.5 Principe de rétroaction

### 2.5.1 Un exemple : l'amplificateur

Prenons le cas de l'amplificateur non inverseur.

#### 2.5.1.1 Schéma

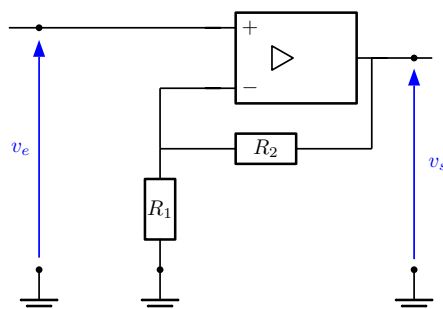


FIGURE 2.5 – Amplificateur non inverseur

### 2.5.1.2 Relation entrée - sortie

Le courant d'entrée  $i_-$  étant nul, les courants circulant dans les résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont identiques (on reconnaît un pont diviseur de tension) :

$$\frac{v_- - 0}{R_1} = \frac{v_s - 0}{R_1 + R_2}$$

Si le régime de fonctionnement est linéaire :

$$v_- = v_+ = v_e$$

et :

$$v_s = \frac{R_1 + R_2}{R_1} v_e$$

Ce qui permet de calculer le facteur d'amplification :

$$G = \frac{v_s}{v_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

### 2.5.1.3 Les régimes de fonctionnement

Le fonctionnement est linéaire tant que  $|v_s|$  ne dépasse pas  $V_{\text{sat}}$ , ce qui équivaut à :

$$|v_e| \leq \frac{V_{\text{sat}}}{G}$$

Pour des valeurs de tension d'entrée dépassant cette plage de linéarité, le signal de sortie est saturé à  $\pm V_{\text{sat}}$ .

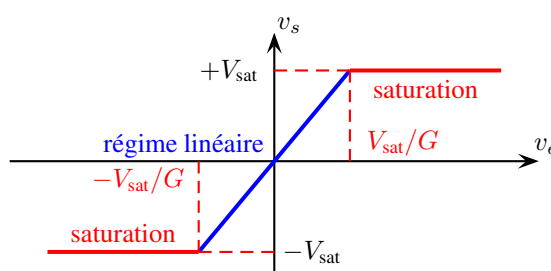


FIGURE 2.6 – Caractéristique de l'amplificateur

## 2.5.2 Validation du modèle

Dans la description précédente, la différence de potentiels  $\varepsilon = v_+ - v_-$  a été négligée, ce qui revient à considérer le gain différentiel comme infini.

Si on considère sa valeur réelle, c'est-à-dire  $A_d \simeq 10^5$ , on a :

$$\begin{cases} v_s = A_d \varepsilon \\ \varepsilon = v_e - \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_s \end{cases}$$

Soit, avec  $G = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$  :

$$v_e = v_s \left( \frac{1}{A_d} + \frac{1}{G} \right)$$

et :

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{G A_d}{G + A_d} = \frac{A_d}{1 + \frac{A_d}{G}} \quad (1)$$

En considérant un gain différentiel  $A_d \simeq 10^5$  et une amplification  $G$  égale à 10, on obtient :

$$\frac{v_s}{v_e} = 9,999$$

Soit une erreur relative de  $10^{-4}$  !

Ainsi, cet amplificateur est très stable vis à vis des perturbations qui pourraient impacter le circuit, par exemple :

- les variations de température,
- les variations de la tension d'entrée,
- le remplacement d'un circuit par un autre en cas de dépannage,
- ...

Cette stabilité du gain est due au bouclage opéré sur la borne négative  $v_-$ .

### 2.5.3 Le principe de la rétroaction

Imaginons qu'un élément extérieur perturbe la tension de sortie  $v_s$  (qui par exemple augmente sa valeur). Comme la rétroaction est faite sur la borne inverseuse, le pont diviseur induira une perturbation de  $v_-$  dans le même sens (ici une augmentation).

De cette façon, la tension  $\varepsilon = v_+ - v_-$  variera de manière contraire (donc ici, une diminution) et corrigera, par l'intermédiaire de la relation  $v_s = A_d \varepsilon$ , la tension de sortie  $v_s$ .

Ce principe est appelé rétroaction ("feed-back" en anglais).

Lorsque la rétroaction est faite sur la borne inverseuse, comme décrit plus haut, la rétroaction est dite négative et constitue un bon indice de stabilité du montage.  
Si elle est faite sur la borne non-inverseuse, elle est positive et peut créer une instabilité du montage, comme ce sera vu plus tard.

### 2.5.4 Schéma-bloc

Les tensions  $v_s$  et  $v_e$  sont parfois respectivement notées  $s$  et  $e$ .

Les relations précédentes :

$$\begin{cases} v_s = A_d (v_+ - v_-) = A \varepsilon \\ v_+ = v_e \\ v_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_s = B v_s = \frac{v_s}{G} \end{cases}$$

s'écrivent encore :

$$\begin{cases} s = A \varepsilon \\ v_+ = e \\ v_- = B s = e_r \end{cases}$$

peuvent se mettre sous la forme suivante, appelée schéma fonctionnel ou schéma-bloc :

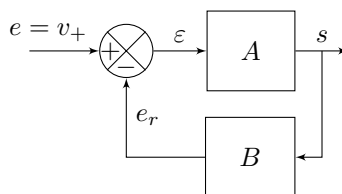


FIGURE 2.7 – Schéma bloc

Le comparateur-bloc  $A$  est constitué par l'amplificateur linéaire intégré (ALI) et le bloc de gain  $B$  représente le diviseur de tension formé par les résistances  $R_1$  et  $R_2$ .

Les relations :

$$\begin{cases} \varepsilon = v_+ - v_- = e - B s \\ s = A \varepsilon = A (e - B s) \end{cases}$$

donnent :

$$s = A e - A B s$$

et mènent à l'équation d'entrée - sortie :

$$s = \frac{A}{1 + A B} e$$

- $e$  est le signal d'entrée, appelé consigne,
- $\varepsilon$  est le signal d'erreur (ou erreur),
- $s$  est le signal de sortie,
- $e_r = v_-$  est le signal de retour.

Le signal d'erreur  $\varepsilon$  vaut :

$$\varepsilon = e - B s = e - \frac{B A}{1 + A B} e$$

Soit :

$$\varepsilon = \frac{1}{1 + A B} e$$



— Taux de rétroaction —

Ici,  $T = 1 + A B$ .

Grâce au gain différentiel  $A_d$  très élevé, on a  $T \simeq A B \gg 1$ ,  $\frac{\varepsilon}{e} = \frac{1}{T} \ll 1$  et  $s \simeq \frac{A}{A B} e = \frac{e}{B}$ .

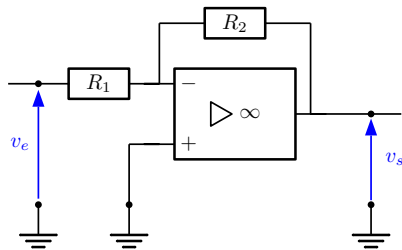




## 2.6 Réalisation de fonctions linéaires

Ces montages, utilisant des amplificateurs linéaires intégrés idéaux, ont déjà été étudiés dans le chapitre précédent.

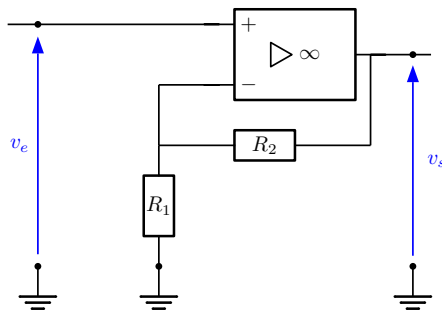
### 2.6.1 Montage amplificateur inverseur



$$\frac{v_s}{v_e} = H = -\frac{R_2}{R_1}$$

FIGURE 2.8 – Amplificateur inverseur

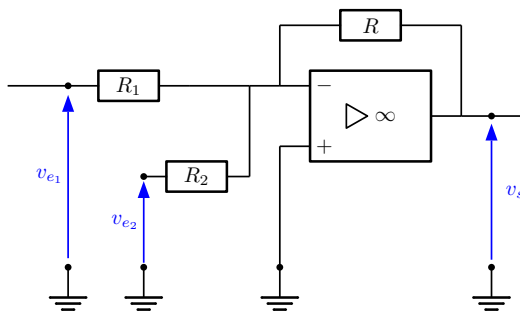
### 2.6.2 Montage amplificateur non inverseur



$$v_s = \frac{R_1 + R_2}{R_1} v_e$$

FIGURE 2.9 – Amplificateur non inverseur

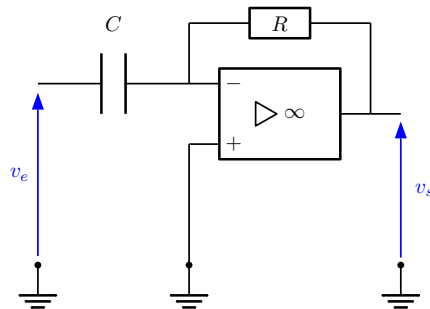
### 2.6.3 Montage sommateur inverseur



$$v_s = -\frac{R}{R_1} v_{e1} - \frac{R}{R_2} v_{e2}$$

FIGURE 2.10 – Sommateur inverseur

### 2.6.4 Montage dérivateur

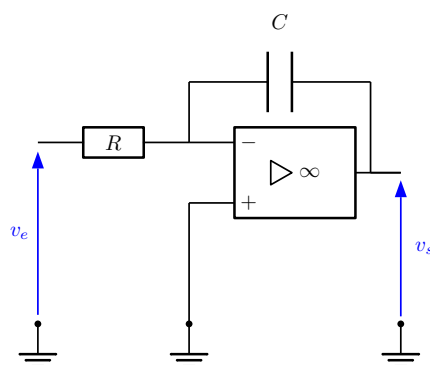


$$v_s = -RC \frac{dv_e}{dt}$$

$$\underline{H} = -jRC\omega = -j \frac{\omega}{\omega_0}$$

FIGURE 2.11 – Dérivateur

### 2.6.5 Montage intégrateur



$$v_s = -\frac{1}{RC} \int v_e dt$$

FIGURE 2.12 – Intégrateur

## 2.7 Prise en compte de la bande passante

### 2.7.1 Temps de réponse

L'amplificateur linéaire intégré possède, comme tout système physique, un temps de réponse intrinsèque. On peut décrire son comportement dynamique en adoptant un modèle du premier ordre.

Ainsi, la relation  $v_s = A_d \varepsilon$  est alors remplacée par l'équation différentielle suivante :

$$\tau \frac{dv_s(t)}{dt} + v_s(t) = A_d \varepsilon(t)$$

$\tau$  correspond au temps de réponse intrinsèque de l'ALI. Typiquement,  $\tau$  est de l'ordre de 5 ms.

### 2.7.2 Fonction de transfert



#### — Fonction de transfert —

En régime sinusoïdal forcé, la fonction de transfert est définie par :

On peut, en première approximation, considérer que les amplificateurs opérationnels réels se comportent comme des systèmes du premier ordre ayant une fréquence de coupure inférieure voisine de 10 Hz et dont le produit gain-bande passante en système bouclé est constant.

On peut alors poser le gain différentiel complexe :

$$\underline{A_d}(j\omega) = \frac{v_s}{\varepsilon} = \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$$

- $A_0$  est le gain différentiel statique, c'est-à-dire celui obtenu pour les signaux constants (noté  $A_d$  précédemment).
- $\omega_0 = \frac{1}{\tau}$  désigne la pulsation de coupure.

### 2.7.3 Bande passante de l'amplificateur non inverseur



#### — Rappels mathématiques —

Soit un nombre complexe  $\underline{Z} = a + j b$ .

Son module vaut  $|\underline{Z}| = \sqrt{a^2 + b^2}$  et son argument vaut  $\arg(\underline{Z}) = \arctan \frac{b}{a}$ .

Soit un nombre complexe  $\underline{Y} = \frac{1}{c + j d}$ .

Son module vaut  $|\underline{Y}| = \frac{1}{\sqrt{c^2 + d^2}}$

et son argument vaut  $\arg(\underline{Y}) = \arg\left(\frac{c - j d}{c^2 + d^2}\right) = -\arctan \frac{d}{c}$ .

Dans le cas de l'amplificateur non inverseur, le gain de la chaîne de retour est réel car c'est un rapport de résistances. On note  $\underline{B}(j\omega) = B$  sa fonction de transfert.

L'amplificateur linéaire intégré, lui, a comme fonction de transfert :

$$\underline{A}_d(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$$

La fonction de transfert en boucle fermée, est alors :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{v_s}{v_e} = \frac{\underline{A}_d(j\omega)}{1 + \underline{A}_d(j\omega) B} \quad \text{cf. } \textcircled{1}$$

et donc :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}}{1 + \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} B} = \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} + A_0 B} = \frac{A_0}{1 + A_0 B + j \frac{\omega}{\omega_0}} = \frac{\frac{A_0}{1 + A_0 B}}{1 + j \frac{\omega}{(1 + A_0 B) \omega_0}}$$

En posant :

- un gain statique  $H_0 = \frac{A_0}{1 + A_0 B} \simeq \frac{1}{B}$
- une pulsation de coupure  $\omega_c = \omega_0 (1 + A_0 B)$

On peut le mettre sous la forme :

## 2.7.4 Diagramme de Bode

Pour cette étude, nous prendrons  $H_0 = 10$ , soit  $G_0 = 20 \log 10 = 20 \text{ dB}$ .

### 2.7.4.1 Pour l'amplitude



— Gain en décibels —

Le gain en décibels est défini par :

$$G_{dB} = 20 \log |\underline{H}|$$

On peut poser  $x = \frac{\omega}{\omega_c}$ . Dans ce cas,  $\underline{H}(jx) = \frac{H_0}{1 + jx}$ .

Ici, avec  $G_0 = 20 \log H_0$ , le gain en décibels vaut :

$$G = 20 \log \frac{H_0}{\sqrt{1 + x^2}} = G_0 - 10 \log [1 + x^2]$$

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{H_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}}$$

- Quand  $\omega \rightarrow 0$ ,  $\underline{H} \sim H_0$  et  $G_{dB} \sim G_0$  : le gain est maximum.
- Quand  $\omega \rightarrow \infty$ ,  $|\underline{H}| \sim \left| \frac{H_0}{j \frac{\omega}{\omega_c}} \right| = \frac{\omega_c}{\omega} H_0$  et  $G_{dB} \sim 20 \log H_0 + 20 \log \omega_c - 20 \log \omega$ , soit une pente à  $-20 \text{ dB}$ .
- Quand  $\omega = \omega_c$ ,  $|\underline{H}| = \frac{H_0}{\sqrt{2}}$  et  $G_{dB} = 20 \log H_0 - 20 \log \sqrt{2} = G_0 - 3 \text{ dB} = G_{\max} - 3 \text{ dB}$ .

Le diagramme de Bode en amplitude peut alors être représenté comme ci-dessous :

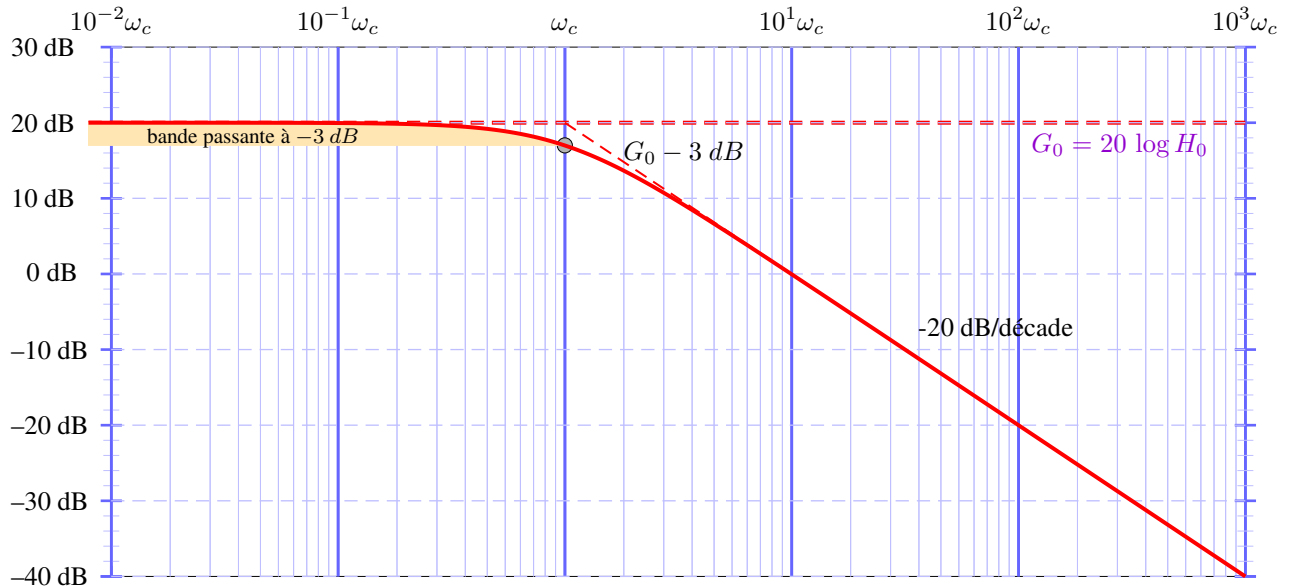


FIGURE 2.13 – Diagramme de Bode pour l'amplitude

#### 2.7.4.2 Pour la phase



#### — Déphasage —

Le déphasage est défini par :

$$\varphi = \arg \underline{H}$$

Celui-ci vaut alors :

$$\varphi = -\arg [1 + jx] = -\arctan x$$

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{H_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}}$$

$$\varphi = \arg(\underline{H}) = -\arctan \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)$$

- Quand  $\omega \rightarrow 0, \varphi \rightarrow 0$ .
- Quand  $\omega \rightarrow \infty, \varphi \rightarrow -\frac{\pi}{2}$ .
- Quand  $\omega = \omega_c, \varphi = -\frac{\pi}{4}$ .

Le diagramme de phase est le suivant :

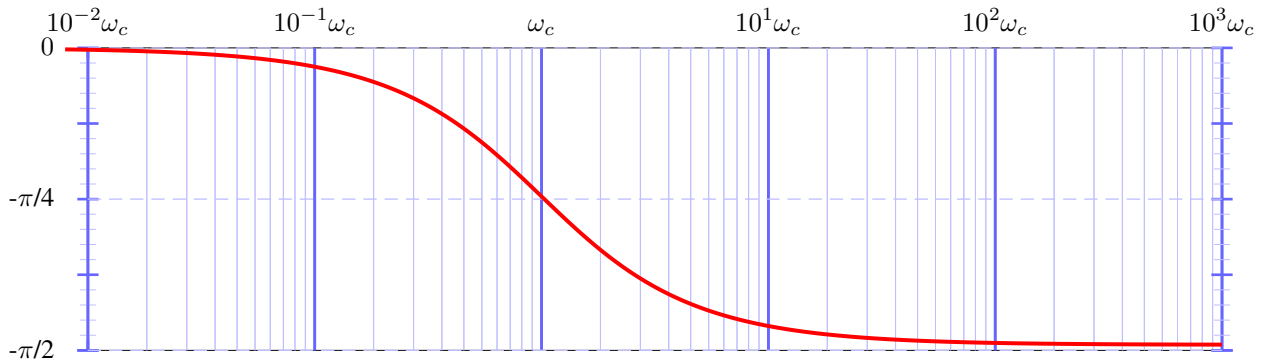


FIGURE 2.14 – Diagramme de Bode pour la phase

### 2.7.5 Produit gain - bande passante

Une propriété fondamentale apparaît, lorsqu'on effectue le produit du gain statique et de la pulsation de coupure :

$$H_0 \omega_c = A_0 \omega_0$$

Le produit du gain statique et de la pulsation de coupure est identique à celui du composant utilisé pour la réalisation de l'amplificateur.

Comme  $H_0 \simeq \frac{1}{B}$ , on a :

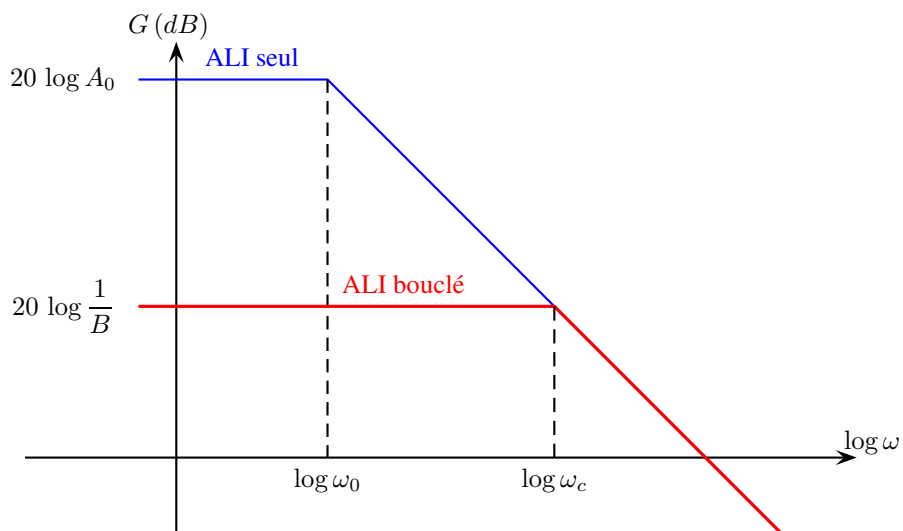


FIGURE 2.15 – Produit gain - bande passante



### 2.7.6 Aspect temporel

En effectuant une analyse temporelle du système bouclé précédent, on peut écrire, en posant  $\tau_0 = \frac{1}{\omega_0}$  :

$$\begin{cases} \tau_0 \frac{dv_s(t)}{dt} + v_s(t) = A_0 \varepsilon \\ \varepsilon = v_e - B v_s \end{cases}$$

Cela mène à :

$$\tau_0 \frac{dv_s(t)}{dt} + v_s(t) (1 + A_0 B) = A_0 v_e$$

où encore, si  $1 + A_0 B \neq 0$  :

$$\frac{\tau_0}{1 + A_0 B} \frac{dv_s(t)}{dt} + v_s(t) = \frac{A_0}{1 + A_0 B} v_e$$



#### — Remarque —

En régime permanent,  $v_s(t) = C^{te}$  et on retrouve la relation du régime statique.

La constante de temps du système bouclé est égale au rapport de la constante de temps de l'actionneur par le taux de rétroaction :

$$\tau' = \frac{\tau_0}{1 + A_0 B} \ll \tau_0$$

$\tau_0$  est la constante de temps de l'actionneur,  $\tau'$  celui du système bouclé.

Cela signifie que le système bouclé est plus rapide que l'actionneur car son temps de réponse est plus court.



#### — Exemple —

Numériquement, avec un amplificateur linéaire intégré de temps de réponse  $\tau_0 = 5 \text{ ms}$  et avec un taux de rétroaction égal à  $10^3$ , le temps de réponse tombe à  $5 \mu\text{s}$ .

### 2.7.7 Critère de stabilité

En régime libre,  $v_e = 0$  et l'équation différentielle précédente devient :

$$\frac{\tau_0}{1 + A_0 B} \frac{dv_s(t)}{dt} + v_s(t) = 0$$

On constate que les coefficients de l'équation différentielle du régime libre sont tous de même signe : cela signifie que le système est stable.

En effet, en posant  $\tau' = \frac{\tau_0}{1 + A_0 B}$ , la solution de cette équation différentielles est du type :

Si le bouclage avait été réalisé sur la borne non inverseuse, l'équation différentielle aurait été :

Avec un produit  $A_0 B$  très supérieur à 1, les coefficients de l'équation différentielle auraient été de signes différents et le système aurait été instable.

En effet, en posant  $\tau'' = \frac{\tau_0}{1 - A_0 B}$ , la solution de cette équation différentielles est du type :



Ce n'est pas une condition suffisante !

Pour obtenir un opérateur stable, il faut effectuer la rétroaction sur l'entrée inverseuse d'un amplificateur linéaire intégré.

## 2.8

## Utilisation en mode saturé

La fonction de comparaison est souvent utile en électronique, par exemple pour des dispositifs de commande.

Ainsi, un détecteur de lumière permet de déclencher un interrupteur suivant la luminosité ambiante.

L'amplificateur linéaire intégré permet cette opération.

### 2.8.1

### Mode comparateur simple

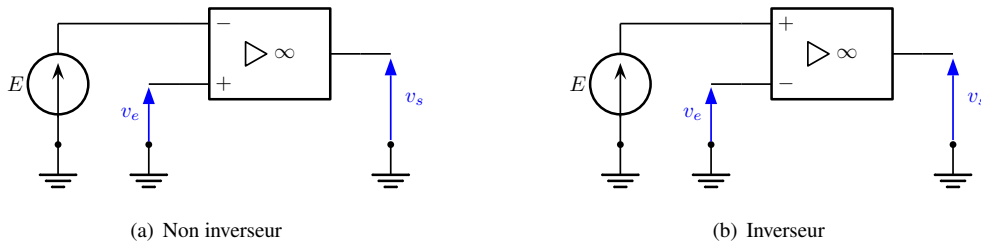


FIGURE 2.16 – Comparateur simple

Pour le comparateur non inverseur, la tension de sortie est égale à  $\pm V_{\text{sat}}$  suivant que  $v_e$  est supérieure ou inférieure à  $E$ . Cette tension  $E$  est appelée tension de seuil.

⇒ **Activité 2.1**

Représenter les caractéristiques entrée - sortie des comparateurs simples non inverseur et inverseur.



## 2.8.2 Comparateur à Hystérésis

simple Un comparateur à un seuil est parfois insuffisant. Il est alors plus judicieux d'utiliser 2 seuils.

Ainsi, un détecteur de lumière placé dans une zone où la luminosité varie autour de sa valeur seuil (par exemple en présence de nuages ou d'ombres), passera son temps à déclencher dans un sens et dans l'autre. Il sera alors plus judicieux d'utiliser un comparateur à 2 seuils, également appelé comparateur à Hystérésis.

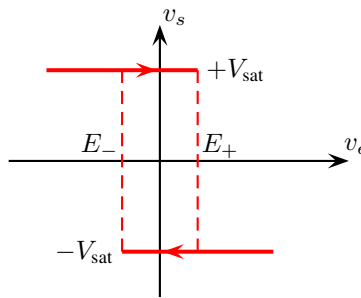
En appelant  $E_-$  et  $E_+$  les deux seuils du comparateur, on pourra alors donner son fonctionnement :

- pour  $v_e \leq E_-$ , la sortie  $v_s$  vaut  $-V_{\text{sat}}$ ,
- pour  $v_e \geq E_+$ , la sortie  $v_s$  vaut  $+V_{\text{sat}}$ ,
- pour  $E_- < v_e < E_+$ , la sortie du comparateur non inverseur dépend de l'évolution antérieure du circuit
  - si  $v_e$  était auparavant inférieur à  $E_-$  et que  $v_e$  croît, le signal de sortie  $v_s$  reste à  $-V_{\text{sat}}$ ,
  - si  $v_e$  était auparavant supérieur à  $E_+$  et que  $v_e$  décroît, le signal de sortie  $v_s$  reste à  $+V_{\text{sat}}$ .

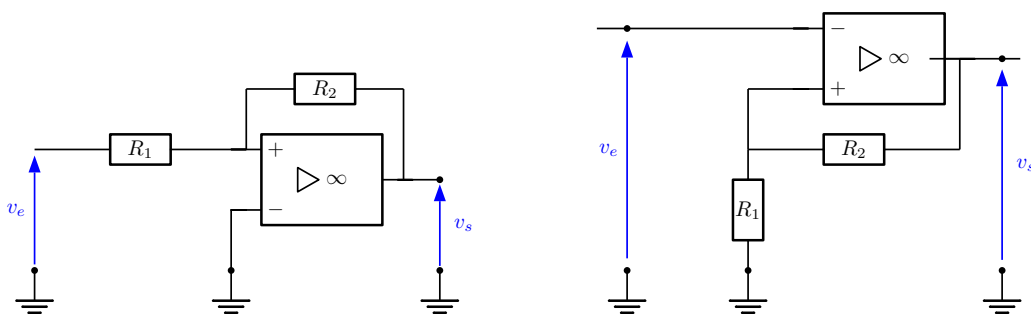
⇒ **Activité 2.2**

À partir de la description du fonctionnement du comparateur simple non inverseur, représenter la caractéristique entrée - sortie du comparateur à Hystérésis non inverseur.

La caractéristique entrée - sortie du comparateur à Hystérésis inverseur est représentée ci-dessous :



## 2.8.3 Réalisation



(a) Non inverseur

(b) Inverseur

FIGURE 2.17 – Comparateurs à Hystérésis

⇒ **Activité 2.3**

1. Exprimer les valeurs de seuil du comparateur inverseur.
2. Que se passe-t-il si  $v_e$  est un signal sinusoïdal d'amplitude inférieure aux valeurs de seuil ?
3. Que se passe-t-il si  $v_e$  est un signal sinusoïdal d'amplitude supérieure aux valeurs de seuil ?

**2.8.4** **Fonction mémoire**

Dans le cas où  $v_e$  varie entre  $E_-$  et  $E_+$  exclus, on constate que  $v_s$  ne change pas de valeur. Cela signifie par exemple que si  $v_e = 0$ , l'état de  $v_s$  dépend de la valeur précédente de  $v_e$ . Le dispositif conserve donc une mémoire de ses états antérieurs : on parle de *fonction mémoire*.

Ainsi, en notant l'état haut de  $v_s$  ( $+V_{\text{sat}}$ ) et 0 son état bas ( $v_s = -V_{\text{sat}}$ ), cet état n'est pas modifié tant que le seuil de basculement n'est pas franchi : on parle de *transition commandée*. Cette commande se fait ici par l'intermédiaire de  $v_e$ .

**2.8.5** **Vitesse de balayage**

Le comportement de filtre du premier ordre de l'amplificateur linéaire intégré est lié à la présence d'un condensateur au sein du circuit intégré.

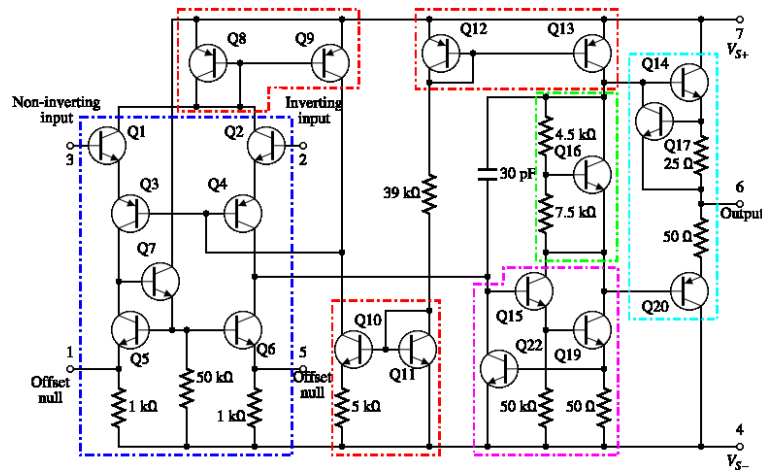


FIGURE 2.18 – Les dessous de l'ALI

En effet, l'étage différentiel fournit à l'étage d'amplification de tension un courant proportionnel à la différence de tension entre les deux entrées. Ce courant sert majoritairement à charger la capacité présente dans l'étage d'amplification en tension. La relation courant/tension est alors celle d'un condensateur :  $i = C \frac{dV_c}{dt}$ .

Ainsi, la vitesse de balayage (ou "slew rate") représente la vitesse de variation maximale de tension que peut produire un amplificateur. Lorsque la vitesse de variation du signal de sortie d'un amplificateur est supérieure à sa vitesse de balayage, sa tension de sortie est une droite de pente  $S_R$ .

$$S_R = \max \left( \frac{dv_s(t)}{dt} \right)$$

**Les unités :**

La vitesse de balayage est exprimée en  $V.s^{-1}$ .

La vitesse de balayage est de l'ordre de  $0,67 V/\mu s$  pour un ALI de type *A741*, et de  $15 V/\mu s$  pour un *TL081*.

Imaginons que la tension de sortie soit en théorie un échelon de tension  $v_{s,th}$ . La tension de sortie aura en réalité l'allure de  $v_{s,prat}$  :

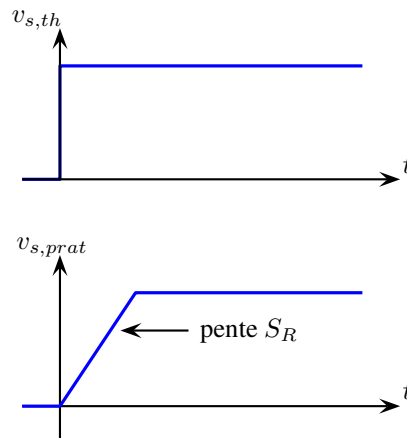


FIGURE 2.19 – Slew rate en échelon

De même, pour un signal sinusoïdal de fréquence très élevée en entrée, le signal de sortie sera limité par la vitesse de balayage de l'amplificateur linéaire intégré.

Si de plus, l'ALI est utilisé en mode saturé, le signal de sortie ressemblera à la figure suivante :

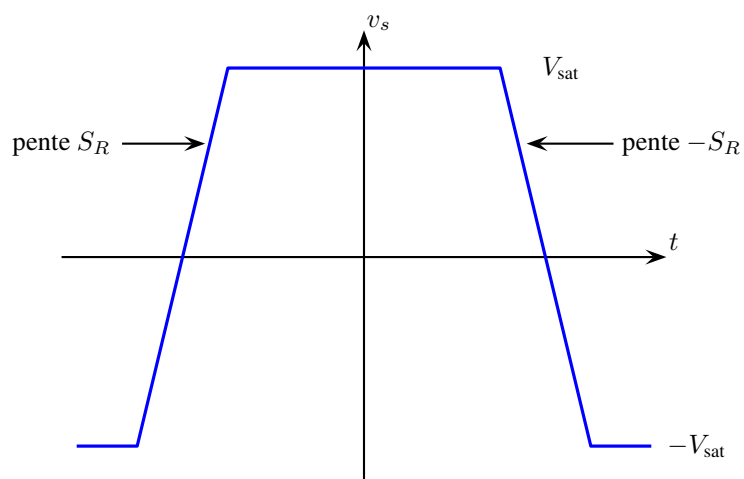


FIGURE 2.20 – Slew rate en sinusoïdal