

# Rétroaction

## Extrait du programme

La partie 2.1 « Rétroaction » illustre quelques propriétés relatives à la rétroaction sur l'exemple de l'amplificateur linéaire intégré. L'étude des circuits est strictement limitée à des situations pouvant être facilement abordées avec les outils introduits en première année (loi des mailles, loi des nœuds, diviseur de tension). La vitesse limite de balayage de l'ALI est évoquée en travaux pratiques afin d'identifier les distorsions harmoniques traduisant un comportement non linéaire du système étudié. Les limitations associées aux courants de polarisation et la tension de décalage ne sont pas étudiées.

Notions et contenus	Capacités exigibles
<b>2.1. Rétroaction</b>	
Modèle de l'ALI parfait 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.	Citer les hypothèses du modèle et les ordres de grandeur du gain différentiel statique et du temps de réponse. Distinguer les différents régimes de fonctionnement.
Limites du modèle : vitesse limite de balayage, saturation de l'intensité du courant de sortie.	<b>Détecter, dans un montage à ALI, les manifestations de la vitesse limite de balayage et de la saturation de l'intensité du courant de sortie.</b>
ALI idéal (parfait de gain infini) en régime linéaire.	Identifier la présence d'une rétroaction sur la borne inverseuse comme un indice de stabilité du régime linéaire. Établir la relation entrée-sortie des montages non inverseur et suiveur. Expliquer l'intérêt, pour garantir leur fonctionnement lors de mises en cascade, de réaliser des filtres de tension de forte impédance d'entrée et de faible impédance de sortie.
ALI idéal en régime saturé.	Établir la relation entrée-sortie du comparateur simple. Associer, pour une entrée sinusoïdale, le caractère non-linéaire du système et la génération d'harmoniques en sortie. Établir le cycle d'un comparateur à hystérésis.

## Mesures et capacités expérimentales

Nature et méthodes	Capacités exigibles
<b>2. Electricité</b>	
Montages utilisant un amplificateur linéaire intégré (ALI).	Identifier les limitations suivantes : saturation en tension, saturation en courant, vitesse de balayage, bande passante. Mettre en œuvre divers montages utilisant un ALI.

# Sommaire

<b>EXTRAIT DU PROGRAMME</b> .....	<b>1</b>
MESURES ET CAPACITES EXPERIMENTALES .....	1
<b>SOMMAIRE</b> .....	<b>2</b>
<b>1 MODELE DE L'ALI</b> .....	<b>3</b>
1.1 COMPOSANT ELECTRONIQUE .....	3
1.2 MODELISATION DE L'ALI.....	3
1.3 PROPRIETES ESSENTIELLES DE L'ALI PARFAIT .....	4
1.4 REGIMES DE FONCTIONNEMENT .....	5
1.5 MODELE IDEAL DE L'ALI .....	6
1.6 LIMITES DU MODELE DE L'ALI PARFAIT .....	7
<b>2 ALI IDEAL EN REGIME LINEAIRE</b> .....	<b>8</b>
2.1 MONTAGE SUIVEUR (TP-COURS 1) .....	8
2.2 MONTAGE AMPLIFICATEUR NON INVERSEUR (TP-COURS 2) .....	14
<b>3 ALI IDEAL EN REGIME SATURE (TP-COURS 3)</b> .....	<b>17</b>
3.1 FONCTION COMPAREUR SIMPLE .....	17
3.2 FONCTION COMPAREUR A HYSTERESIS .....	19
<b>4 QUESTIONS DE COURS</b> .....	<b>22</b>
<b>5 EXERCICES</b> .....	<b>23</b>
5.1 MISE EN CASCADE.....	23
5.2 ETUDE D'UN AMPLIFICATEUR INVERSEUR .....	23
5.3 MANIPULATION D'UN COMPAREUR A HYSTERESIS .....	24
5.4 MONTAGE A PLUSIEURS ALI : L'AMPLI D'INSTRUMENTATION .....	25
5.5 INTEGRATEUR REALISE A L'AIDE D'UN AMPLIFICATEUR LINEAIRE INTEGRE .....	25
<b>6 DM POUR LE 08/01/2024</b> .....	<b>26</b>
<b>7 ANNEXE : NOTICE DU TL081</b> .....	<b>31</b>

# 1 Modèle de l'ALI

## 1.1 Composant électronique

L'ALI (Amplificateur Linéaire Intégré) se présente sous la forme d'une puce électronique, de surface 11 mm x 6,6 mm, dont la notice est fournie. Il est emballé dans un boîtier DIP (Dual in-line package). Il comporte 8 pattes et une encoche semi-circulaire, qui permet de les distinguer.

La référence du circuit est TL081. Tous les constructeurs utilisent la même référence pour une même fonction, qui est ici celle d'amplificateur opérationnel. Il est composé de transistors principalement.

Le brochage des pattes est donné :

- Offset Null 1 : permet de compenser les petits défauts en tension, dus à la construction (non utilisé ici)
- Inverting input : c'est l'entrée inverseuse, que l'on repèrera sur le schéma par le signe (-)
- Non-inverting input : c'est l'entrée non-inverseuse, repérée par le signe (+)

-  $V_{CC}^-$  : tension d'alimentation négative de la puce, en général -15V

- Offset Null 2 : idem à Offset Null 1 (non utilisé ici)

- Output : sortie

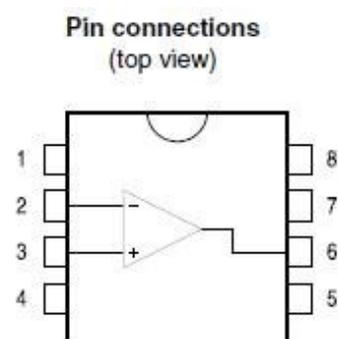
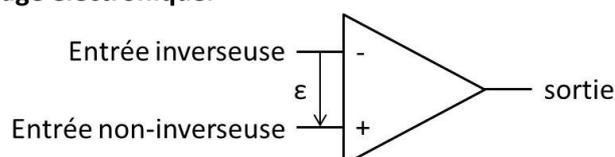
-  $V_{CC}^+$  : tension d'alimentation positive de la puce, en général +15V

- NC : ne sert à rien

Comme on peut le voir ici l'amplificateur opérationnel doit être alimenté pour fonctionner, ce qui en fait un composant actif.

**L'alimentation est la première chose à brancher lors d'un montage électronique.**

Toutefois, elle n'est pas représentée sur les schémas électriques, dans lesquels l'ALI est symbolisée par un triangle entre deux entrées et une sortie :



- 1 - Offset null 1
- 2 - Inverting input
- 3 - Non-inverting input
- 4 -  $V_{CC}^-$
- 5 - Offset null 2
- 6 - Output
- 7 -  $V_{CC}^+$
- 8 - N.C.

## 1.2 Modélisation de l'ALI

### 1.2.1 Modélisation du composant

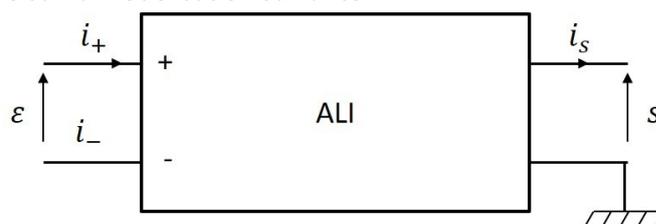
Pour modéliser le comportement du composant, on s'appuie sur la modélisation suivante :

$\varepsilon = v_+ - v_-$  : l'entrée différentielle = différence entre les potentiels des entrées non-inverseuse et inverseuse

$i_+$  et  $i_-$  : courants de polarisation ou encore courants d'entrée sur les entrées non-inverseuse et inverseuse

$s$  : la tension de sortie

$i_s$  : le courant de sortie



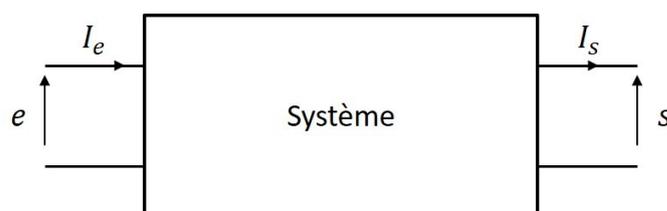
### 1.2.2 Utilisation d'un ALI dans un circuit

Quand il est utilisé dans un circuit, on s'appuiera sur la modélisation suivante d'un système avec :

$e$  : la tension d'entrée,  $I_e$  : le courant d'entrée

$s$  : la tension de sortie,  $I_s$  : le courant de sortie

On peut alors modéliser le système par son impédance d'entrée et son impédance de sortie.

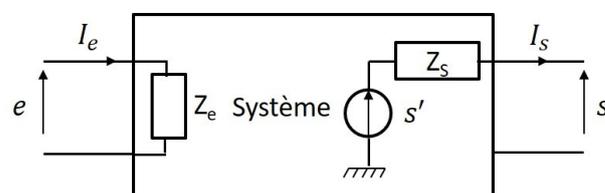


**Définition :**

L'impédance d'entrée  $Z_e$  d'un système est définie par :

$$Z_e = \frac{e}{I_e}$$

La modélisation en sortie du montage peut se faire à l'aide d'un générateur de Thévenin (générateur de tension  $s'$  en série avec l'impédance de sortie,  $Z_s$ ).



## 1.3 Propriétés essentielles de l'ALI parfait

### 1.3.1 Courants de polarisation nuls

Les courants de polarisation  $i_+$  et  $i_-$  d'un ALI sont nuls :  $i_+ = i_- = 0A$ .

1) Expliquer à partir de la notice le fait que l'on puisse considérer ces courants comme nuls.

### 1.3.2 Résistance de sortie nulle

La valeur de la tension de sortie  $s$  est indépendante du courant débité en sortie de l'ALI. L'étage de sortie de l'ALI est donc assimilable à une source idéale de tension. On parle de **résistance de sortie nulle**,  $Z_s = 0$ , pour ce modèle.

### 1.3.3 Fonction de transfert du premier ordre en régime linéaire

La fonction de transfert de l'amplificateur opérationnel relie l'entrée différentielle, notée  $\varepsilon$ , et la sortie, notée  $s$ .

La fonction de transfert est aussi appelée **gain différentiel** car il opère sur l'entrée différentielle. En première approche, on la définit comme un passe-bas du premier ordre :

$$\underline{A}(j\omega) = \frac{\underline{s}(j\omega)}{\underline{\varepsilon}(j\omega)} = \frac{A_{vd}}{1 + j\tau\omega} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} A_{vd} \approx 2 \cdot 10^5 \\ \tau \approx 5 \cdot 10^{-2} s \end{cases}$$

2) Retrouver les valeurs du gain statique dans la notice. Tracer le diagramme de Bode en amplitude de la fonction de transfert.

### 1.3.4 Saturation de la tension de sortie

La tension maximale que délivre l'amplificateur opérationnel en sortie reste limitée : elle ne peut dépasser en valeur absolue la tension d'alimentation  $V_{CC}^+$ . Cette tension maximale de sortie est communément appelée **tension de saturation**, notée  $V_{sat}$ . Elle est inférieure à la tension d'alimentation :  $|V_{sat}| < |V_{CC}^+| = 15V$ .

La tension de sortie est donc limitée à l'intervalle  $[-V_{sat}, +V_{sat}]$ .

### 1.3.5 Synthèse

Le **modèle de l'ALI parfait** est donné par les propriétés suivantes :

- Courants de polarisation nuls  $i_+ = i_- = 0A$

- Résistance de sortie nulle

- Fonction de transfert du premier ordre en régime linéaire  $A_d(j\omega) = \frac{\underline{s}(j\omega)}{\underline{\varepsilon}(j\omega)} = \frac{A_{vd}}{1 + j\tau\omega}$

- Saturation de la tension de sortie à  $V_{sat}$

## 1.4 Régimes de fonctionnement

Les propriétés précédemment exposées du modèle de l'ALI parfait nous permettent de comprendre que la sortie n'est liée à l'entrée par la fonction de transfert du premier ordre que dans un domaine précis, appelé **plage de linéarité**, pour  $s \in ]-V_{sat}, +V_{sat}[$ .

Si l'on se place dans la bande passante de l'ALI, en régime linéaire, on peut assimiler la fonction de transfert à son gain statique dans la gamme de fréquence étudiée :

$$\underline{A}(j\omega) = \frac{\underline{s}(j\omega)}{\underline{e}(j\omega)} \approx A_{vd}$$

Au-delà, de la plage de linéarité, la tension de sortie atteint en valeur absolue la tension de saturation,  $s = \pm V_{sat}$  : on parle de **domaine de saturation**.

**3)** Représenter la caractéristique d'un ALI parfait.

## 1.5 Modèle idéal de l'ALI

- 4) A partir des valeurs typiques de la tension de saturation et du gain statique, montrer qu'en régime linéaire la tension différentielle est inférieure à une valeur que l'on précisera. Conclure.

De plus, le gain de la fonction de transfert est très grand et peut être considéré infini, soit :  $A_{vd} \rightarrow \infty$ .

- 5) Représenter la caractéristique d'un ALI idéal.

Le **modèle de l'ALI idéal** (parfait de gain infini) rajoute au modèle précédent les propriétés suivantes :

- Fonction de transfert en régime linéaire assimilée à son gain statique infini  $\underline{A} = A_{vd} \rightarrow +\infty$

On en déduit l'égalité des tensions d'entrée en régime linéaire  $v_+ = v_-$

## 1.6 Limites du modèle de l'ALI parfait

### 1.6.1 Saturation de l'intensité du courant de sortie

L'intensité du courant délivré en sortie est, elle aussi, limitée. Elle est expérimentalement obtenue en court-circuitant la sortie avec un ampèremètre, afin de faire débiter une intensité maximale qu'on mesure (cf partie 2.1).

6) Quelle est la valeur de l'intensité du courant délivré en sortie dans la notice ?

### 1.6.2 Vitesse de balayage

La vitesse de balayage  $\sigma$  ou slew rate SR provient d'un condensateur au sein du circuit intégré. Celui-ci est à l'origine du comportement en filtre du premier ordre avec une fréquence de coupure suffisamment faible. Il vient donc limiter la rapidité du circuit.

7) Retrouver la valeur de la vitesse de balayage dans la notice. En déduire sa signification.

On pose donc :  $\sigma = \left| \frac{ds}{dt} \right|_{max}$

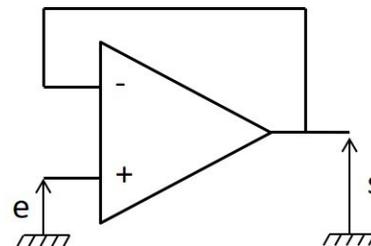
Cette limitation est particulièrement visible lors des phases de commutations des montages comparateurs. Elle se manifeste par l'apparition de portions rectilignes de pente  $\pm\sigma$  sur l'oscillogramme de la tension de sortie (cf partie 2.1)).

## 2 ALI idéal en régime linéaire

### 2.1 Montage suiveur (TP-cours 1)

#### 2.1.1 Schéma

On raisonne sur le circuit suivant. La tension d'entrée  $e(t)$  est générée par un générateur basses fréquences (GBF). Les tensions d'entrée  $e(t)$  et  $s(t)$  peuvent être visualisées sur un oscilloscope. La présence d'une rétroaction sur la borne inverseuse indique que l'on aura affaire à un circuit stable en régime linéaire.

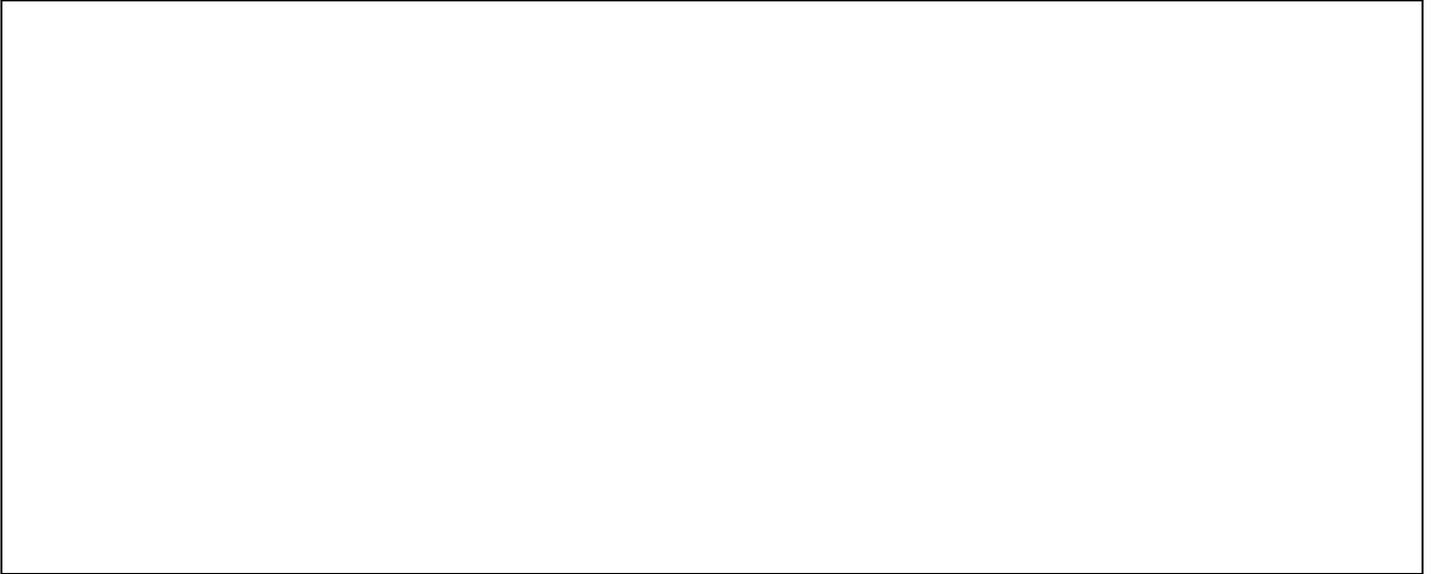


#### 2.1.2 Modèle idéal de l'ALI

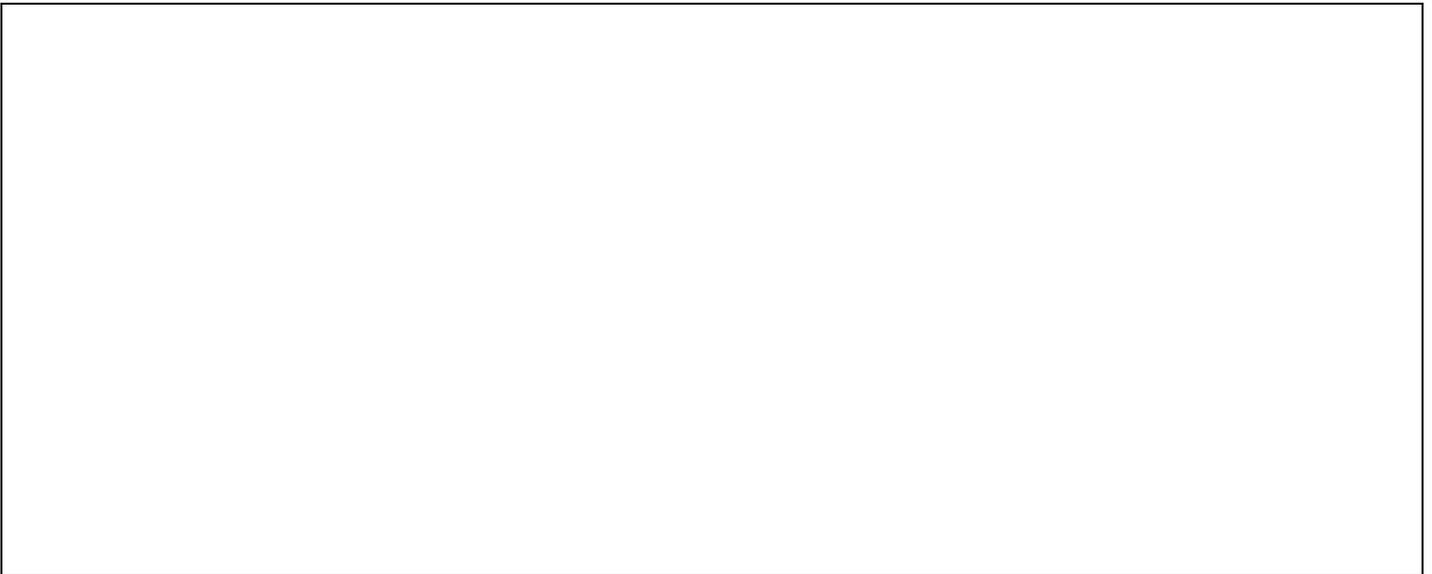
8) Donner la relation liant  $s$  à  $e$  en régime linéaire. On utilisera les hypothèses simplificatrices du modèle **idéal** en régime linéaire.

9) Donner la caractéristique entrée-sortie,  $s = f(e)$ , du suiveur faisant apparaître les différents régimes de fonctionnement de l'ALI idéal.

10) Réaliser le circuit précédent. Observer sa tension d'entrée sinusoïdale  $e(t)$  d'amplitude  $E_0 = 5 V$  et de fréquence  $f = 1kHz$ , ainsi que sa tension de sortie  $s(t)$  sur l'oscilloscope. Vérifier le comportement prévu.



11) En augmentant l'amplitude du signal d'entrée, observer la saturation du signal de sortie. En passant en mode XY, retrouver la caractéristique entrée-sortie de l'amplificateur.



### 2.1.3 Impédances d'entrée et de sortie

12) Dans le cas du suiveur, quelle est son impédance d'entrée ?

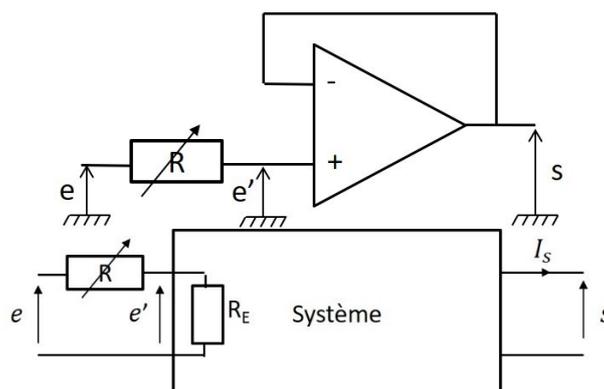
On se propose de réaliser le montage suivant :

La tension d'entrée  $e = 10\text{ V}$  continue est générée par un générateur basses fréquences (GBF).

Les tensions d'entrée  $e$  et  $e'$  peuvent être visualisées sur un oscilloscope.

$R$  est une résistance réglable. On utilisera les boîtes à décades à disposition.

La modélisation équivalente à notre circuit est donnée ci-contre.



13) Exprimer  $e'$  en fonction de  $e$ . Exprimer  $R_E$  en fonction de  $R$  dans le cas où  $e' = e/2$ .

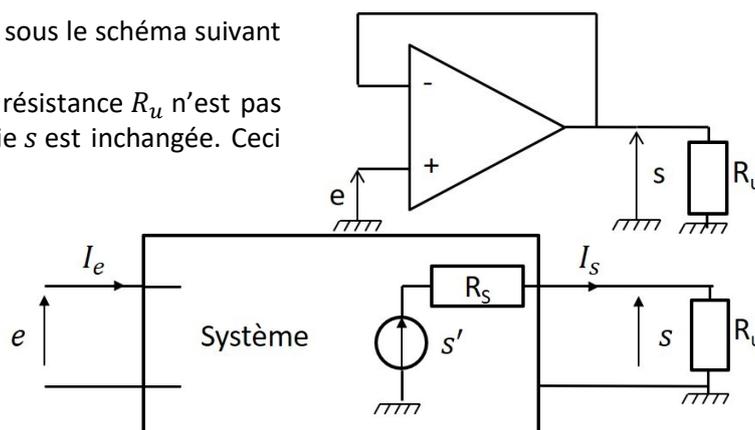
14) Réaliser le circuit précédent. Observer les tensions  $e$  et  $e'$  à l'oscilloscope. Faire varier  $R$  jusqu'à obtenir  $e' = e/2$  sur l'oscilloscope. En déduire la valeur de  $R_E$ . Comparer à la résistance d'entrée de l'oscilloscope. Conclure.

### 2.1.3.1 Impédance de sortie

Un circuit électronique n'est jamais utilisé seul. La sortie est toujours reliée à une charge, cela peut être un autre circuit, une résistance, ou même juste l'oscilloscope.

Ainsi, le circuit étudié en Q10 peut être représenté sous le schéma suivant avec  $R_u$ , la résistance d'entrée de l'oscilloscope.

On peut montrer pour ce circuit, que tant que la résistance  $R_u$  n'est pas trop faible, i.e.  $I_s < I_{OS}$  (cf Q7), la tension de sortie  $s$  est inchangée. Ceci est lié à l'impédance de sortie du montage.



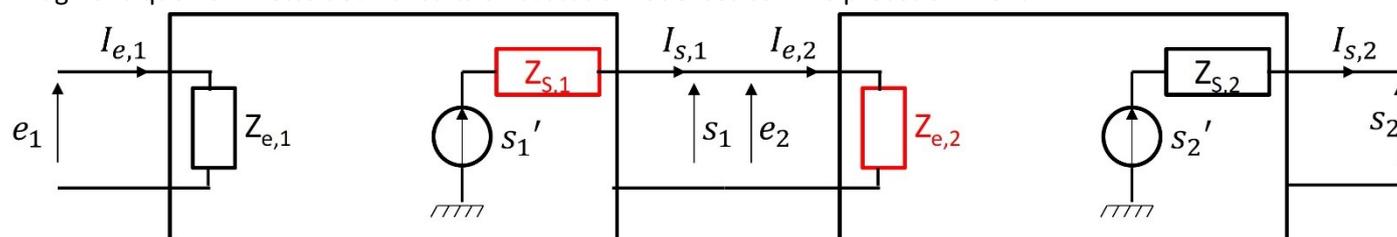
15) A quelle condition sur la résistance de sortie  $R_s$  est-ce que la tension de sortie,  $s$ , reste indépendante de la résistance  $R_u$  ?

### 2.1.3.2 Conclusion et intérêt

Dans un circuit à base d'ALI :

- si l'entrée du circuit se fait directement sur une des entrées (inverseuse ou non inverseuse) de l'ALI, alors l'impédance d'entrée du circuit est infinie :  $Z_e \rightarrow \infty$
- si la sortie du circuit se fait directement en sortie de l'ALI, alors l'impédance de sortie du circuit est nulle :  $Z_s = 0$

Imaginons que l'on mette deux circuits en cascade modélisés comme précédemment :



On pose :

- $\underline{H}_1 = \frac{s_1}{e_1}$  et  $\underline{H}_2 = \frac{s_2}{e_2}$  les fonctions de transferts de chacun des circuits quand ils sont utilisés séparément (courants de sortie nul),
- $\underline{H} = \frac{s_2}{e_1}$  la fonction de transfert du montage avec les deux circuits en cascade

Généralement, le premier circuit est chargé en sortie par le second ( $I_{s,1} \neq 0$ ) et sa tension de sortie  $s_1 = e_2$  s'en trouve modifiée, alors  $s_2$  l'est aussi. Ainsi :  $\underline{H} \neq \underline{H}_1 \underline{H}_2$

On ne peut retrouver l'égalité que si :  $Z_{s,1} = 0$  ou  $Z_{e,2} \rightarrow \infty$ . C'est le cas avec des montages à base d'ALI.

**Pour garantir le fonctionnement lors de mise en cascade, il faut réaliser des filtres de tension de forte impédance d'entrée et de faible impédance de sortie.**

## 2.1.4 Limites du modèle

### 2.1.4.1 Saturation de l'intensité du courant de sortie

On se propose de réaliser le montage suivant :

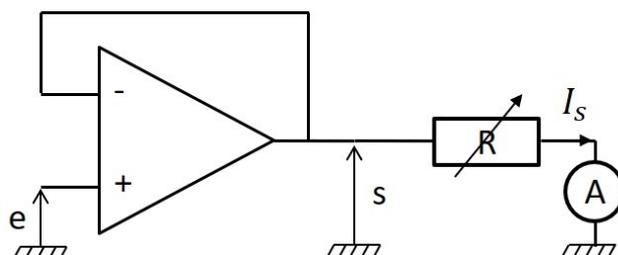
La tension d'entrée  $e = 5\text{ V}$  continue est générée par un générateur basses fréquences (GBF).

Les tensions d'entrée  $e$  et  $s$  peuvent être visualisées sur un oscilloscope.

$R$  est une résistance réglable. On utilisera les boîtes à décades à disposition.

On place un ampèremètre en série avec la boîte à décades.

**16)** Exprimer  $I_s$  en fonction de  $e$  et  $R$ .



**17)** Réaliser le circuit précédent. En partant d'une valeur initiale de  $R$  suffisamment grande (environ  $10\text{ k}\Omega$ ), diminuer petit à petit sa valeur tout en observant la valeur du courant donné par l'ampèremètre.

**18)** En déduire la valeur de la saturation de l'intensité du courant de sortie. Evaluer l'incertitude sur cette mesure.

**19)** Lorsque l'on a atteint la saturation en courant, mesurer la tension de sortie. Commenter.

**2.1.4.2 Vitesse de balayage**

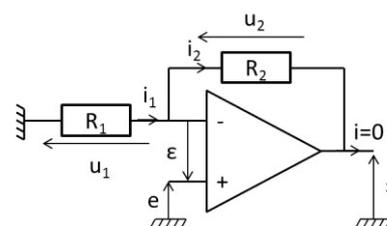
20) On reprend le montage du suiveur (Q10). On augmente maintenant progressivement la fréquence du signal d'entrée. Observer la déformation du signal de sortie sur l'oscilloscope si on augmente trop la fréquence. Proposer une autre méthode possible pour observer la limitation précédente.

21) En déduire la valeur de la vitesse limite de balayage. Evaluer l'incertitude sur cette mesure.

## 2.2 Montage amplificateur non inverseur (TP-cours 2)

### 2.2.1 Schéma

Ce montage est conçu pour amplifier la tension d'entrée. On raisonne sur le circuit suivant.



### 2.2.2 Modèle idéal de l'ALI

22) Comment peut-on savoir que ce montage sera stable en régime linéaire ?

23) Donner la relation liant  $s$  à  $e$  en régime linéaire. On utilisera les hypothèses simplificatrices du modèle **idéal** en régime linéaire.

24) Donner la caractéristique entrée-sortie,  $s = f(e)$ , de l'amplificateur. On fera apparaître les zones de saturation.

25) Quelles sont les valeurs des impédances d'entrée et de sortie de ce montage ?

26) Réaliser le circuit précédent. Observer sa tension d'entrée  $e(t)$  d'amplitude  $E_0 = 0,1V$  et de fréquence  $f = 1kHz$ , ainsi que sa tension de sortie  $s(t)$  sur l'oscilloscope. On prendra pour résistances  $R_1 = 1k\Omega$  et  $R_2 = 100k\Omega$ . Vérifier le comportement amplificateur prévu.

27) En augmentant l'amplitude du signal d'entrée, observer la saturation du signal de sortie. En passant en mode XY, retrouver la caractéristique entrée-sortie de l'amplificateur.

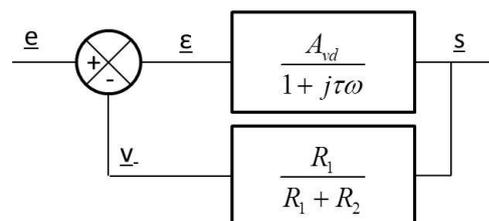
### 2.2.3 Fonction de transfert du circuit (ALI non idéal)

28) En revenant dans la zone de régime linéaire du montage, augmenter maintenant la fréquence du signal d'entrée. Le signal de sortie est-il toujours amplifié ? Qu'observe-t-on ? Mesurer la fréquence pour laquelle  $|s(t)| = \frac{s_{\max}}{\sqrt{2}}$ . Comment pourrait-on appeler cette fréquence ? Définir alors la bande passante du montage.

Rappel : On définit la bande passante de l'amplificateur comme la gamme de pulsation pour laquelle :  $|H| > \frac{|H|_{\max}}{\sqrt{2}}$ , soit pour un passe-bas du premier ordre :  $BP = [0, \omega_c]$ .

29) Rappeler la fonction de transfert reliant l'entrée différentielle  $\varepsilon$  de l'ALI à sa tension de sortie  $s$ . Commenter alors ce que vous avez observé expérimentalement en Q28.

Il est d'ailleurs possible de représenter le circuit par un schéma-bloc typique d'un système bouclé avec rétroaction (voir SII).



#### Stabilité du montage :

Imaginons qu'une perturbation électromagnétique provoque une augmentation de la tension de sortie  $s$ . La valeur du potentiel  $v_-$  se trouve instantanément accrue. Et par l'intermédiaire du pont diviseur de tension,  $\varepsilon$  décroît. Donc cela induit une diminution de  $s$ . Le système bouclé a réagi spontanément pour corriger l'effet de la perturbation.

Ceci est dû à la rétroaction sur la borne inverseuse.

On dira qu'une rétroaction négative est stabilisatrice.

### 3 ALI idéal en régime saturé (TP-cours 3)

#### 3.1 Fonction comparateur simple

##### 3.1.1 Caractéristique

Il est souvent utile de comparer la valeur instantanée d'un signal  $e(t)$  à un niveau de référence.

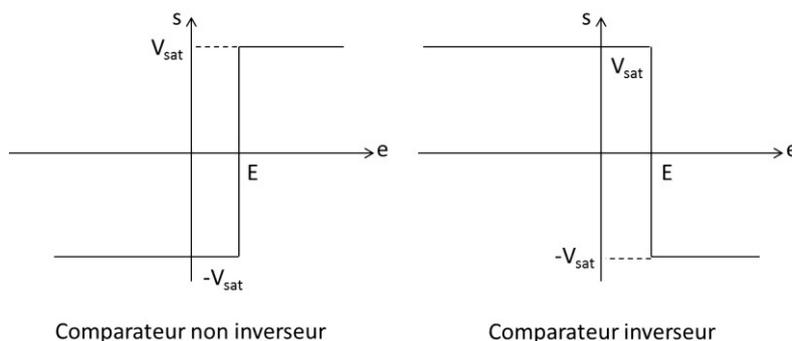
Exemple : détecteur de lumière qui commande un dispositif d'éclairage.

Le signal issu du capteur est comparé à une valeur correspondant à la pénombre et déclenche le relais alimentant les lampes, en fonction du résultat de cette comparaison.

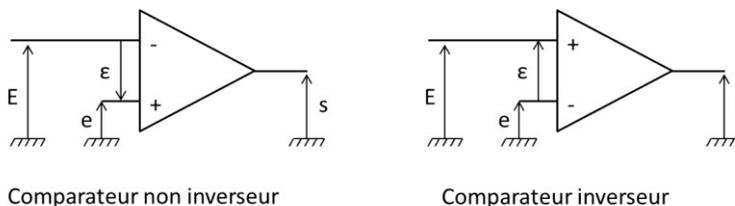
Lien utile : <https://famillecoq.pagesperso-orange.fr/physique/tp/applets/electrnsignal/compsimple.htm>

On note  $E$ , la tension de seuil du comparateur simple.

La caractéristique entrée-sortie d'un tel opérateur est donnée dans la figure suivante :



Ces comparateurs simples peuvent être réalisés à l'aide des circuits suivants :



**30)** En supposant les ALI idéaux en régime saturé, retrouver les caractéristiques entrée-sortie des deux comparateurs.

**31) Vérifier par un montage la caractéristique du comparateur simple non inverseur. On pourra prendre une tension de seuil de 0 V. On spécifiera les réglages utilisés à l'oscilloscope. En faisant varier l'offset de la tension d'entrée, observer le changement de rapport cyclique.**

### **3.1.2 Génération d'harmoniques**

Pour un système linéaire, on peut définir la notion de fonction de transfert. Le signal de sortie a alors exactement le même nombre d'harmoniques que le signal d'entrée, bien qu'elles puissent être atténuées ou amplifiées.

Ce système non linéaire enrichit le spectre du signal de sortie de fréquences absentes du signal d'entrée.

**32) Pour le comparateur non inverseur précédent, quel est le signal de sortie si le signal d'entrée est sous la forme  $e(t) = E_0 \cos(\omega t)$ : avec  $E = 0V$  ? Observer le spectre des deux signaux.**

## 3.2 Fonction comparateur à hystérésis

(vient du mot grec qui veut dire retard)

### 3.2.1 Caractéristiques

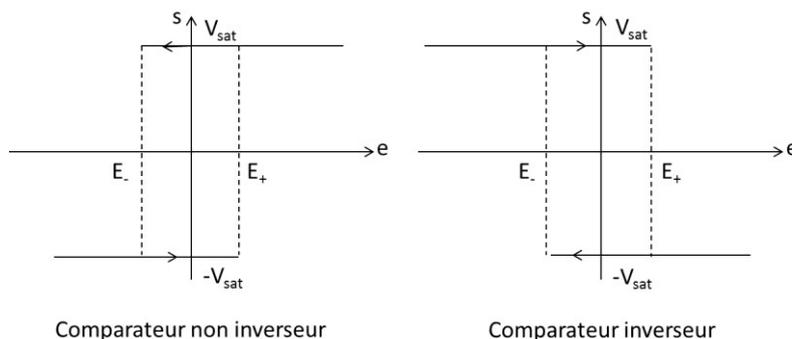
Les comparateurs simples peuvent se révéler insuffisants pour assurer certaines comparaisons.

Exemple : dispositif de commande d'éclairage

S'il a son capteur de lumière placé dans une zone où la luminosité varie autour de la valeur ambiante, le dispositif risque de déclencher l'allumage puis l'extinction plusieurs fois de suite. Il est alors judicieux de recourir à un comparateur à deux seuils, appelé comparateur à hystérésis.

Lien utile : <https://famillecoq.pagesperso-orange.fr/physique/tp/applets/electronsinal/comphyst.htm>

La caractéristique entrée-sortie d'un tel opérateur est donnée dans la figure suivante.



Deux tensions de seuil sont utilisées :  $E_-$  et  $E_+$

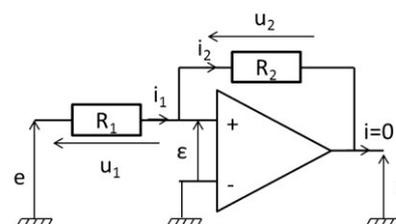
- si  $e \leq E_-$ , la sortie du comparateur non inverseur est  $-V_{sat}$

- si  $e \geq E_+$ , la sortie du comparateur non inverseur est  $V_{sat}$

- si  $E_- < e < E_+$ , la sortie du comparateur non inverseur dépend de l'évolution antérieure du signal d'entrée, comme l'indique les flèches sur la caractéristique.

### 3.2.2 Montage comparateur à hystérésis non inverseur

On raisonne sur le circuit suivant comparateur non inverseur. Attention l'ALI ne fonctionne pas en régime linéaire.



33) Montrer que :  $\varepsilon = \frac{R_1}{R_1+R_2} s + \frac{R_2}{R_1+R_2} e$

### 3.2.3 Stabilité du montage

Imaginons qu'une perturbation électromagnétique provoque une augmentation de la tension de sortie  $s$ . La valeur du potentiel  $v_+$  se trouve instantanément accrue et  $\varepsilon$  croît. Donc si le montage est en régime linéaire, cela induit une augmentation de  $s$ . Le système bouclé entrainera ainsi une saturation de la tension de sortie. Le montage ne peut plus alors être considéré comme linéaire, car la sortie étant bloquée à  $\frac{+}{-}V_{sat}$  n'est plus proportionnelle à l'entrée.

On dira qu'une rétroaction positive est déstabilisatrice.

### 3.2.4 Modèle idéal d'ALI

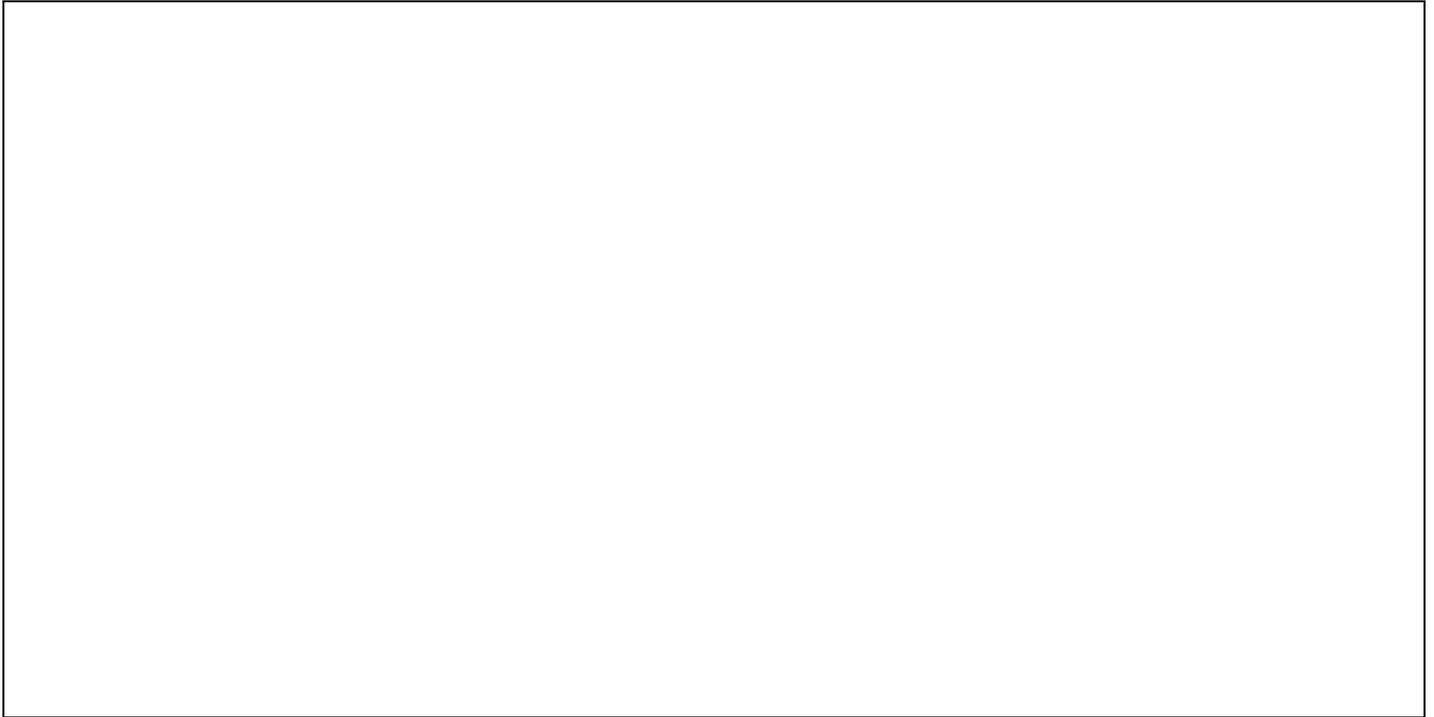
**34)** En supposant l'ALI idéal en régime saturé, trouver les deux tensions de seuil du cycle d'hystérésis du comparateur non inverseur. Tracer alors le cycle du comparateur.

### 3.2.5 Manipulations

**35)** En réalisant le montage du comparateur à hystérésis non inverseur pour  $R_1 = 1\text{k}\Omega$   $R_2 = 10\text{k}\Omega$ , vérifier les tensions de seuil déterminées précédemment. Observer les tensions en mode temporel et en mode XY. Dans quel sens le cycle est-il parcouru ?

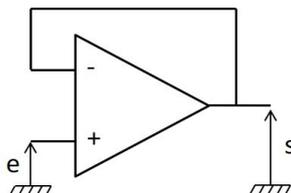
### 3.2.6 Vitesse de balayage

36) En zoomant sur le signal de sortie, observer l'effet de la vitesse de balayage. Faire une mesure de la vitesse de balayage.

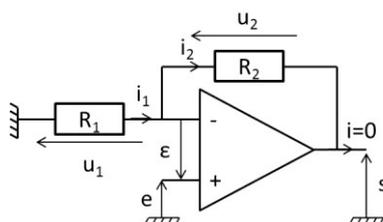


## 4 Questions de cours

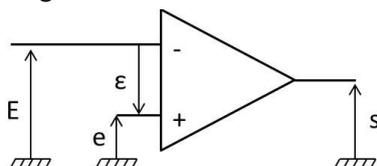
- 1) Donner les hypothèses du modèle de l'ALI parfait.
- 2) Donner la fonction de transfert régissant le comportement d'un ALI en régime linéaire. On donnera des ordres de grandeur du gain différentiel statique et du temps de réponse d'un ALI en régime linéaire.
- 3) Tracer la caractéristique de l'ALI. Comment est-elle modifiée si on fait l'hypothèse d'un ALI idéal ? On justifiera son tracé.
- 4) Donner deux limites au modèle de l'ALI parfait et expliquez-les.
- 5) Comment peut-on savoir si un montage à ALI est stable en régime linéaire ?
- 6) Etablir la relation entrée-sortie du montage suivant. Comment le nomme-t-on ?



- 7) Etablir la relation entrée-sortie du montage suivant. Comment le nomme-t-on ?

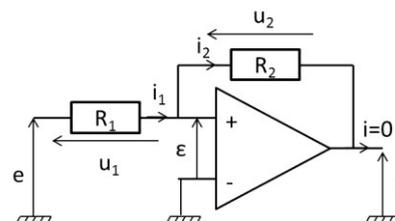


- 8) Etablir la relation entrée-sortie du montage suivant. Comment le nomme-t-on ?



- 9) Pour une entrée sinusoïdale sur un comparateur, quelle est la forme du signal de sortie ? Que peut-on dire de son spectre ?
- 10) Établir le cycle d'un comparateur à hystérésis.

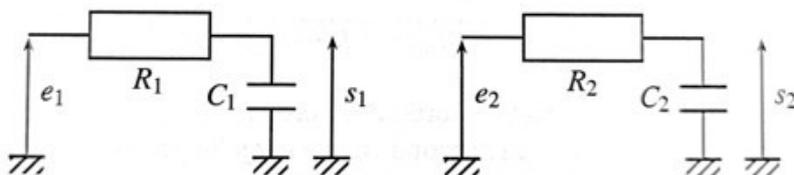
On raisonne sur le circuit suivant comparateur non inverseur. En supposant l'ALI idéal en régime saturé, trouver les deux tensions de seuil du cycle d'hystérésis du comparateur non inverseur. Tracer alors son cycle d'hystérésis.



## 5 Exercices

### 5.1 Mise en cascade

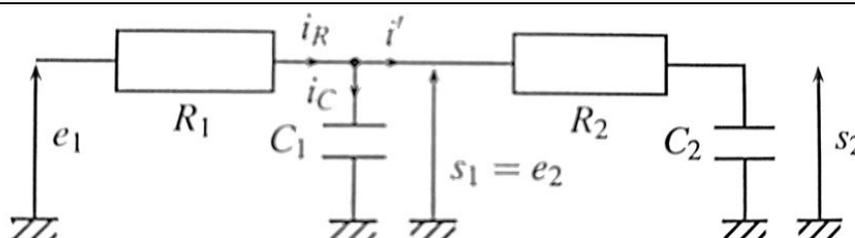
On s'intéresse à la mise en cascade de deux filtres RC.



Document 1. Filtres RC

1) Rappeler la fonction de transfert de chacun des filtres. On notera :  $\underline{H}_1 = \frac{S_1}{E_1}$  et  $\underline{H}_2 = \frac{S_2}{E_2}$

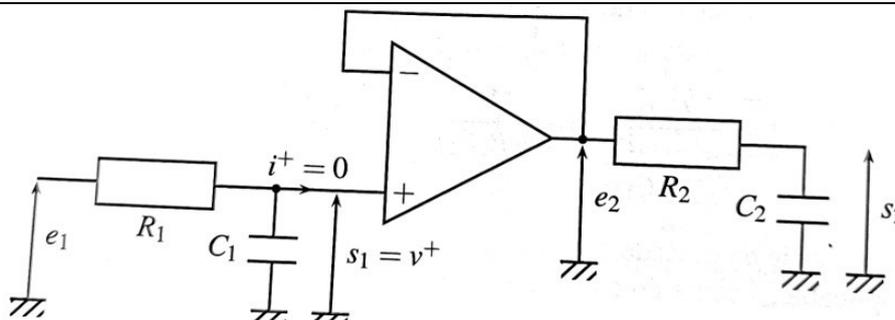
On met maintenant ces deux filtres en cascade (document 2).



Document 2. Filtres RC mis en cascade

2) Déterminer la fonction de transfert  $\underline{H} = \frac{S_2}{E_1}$ . Commenter.

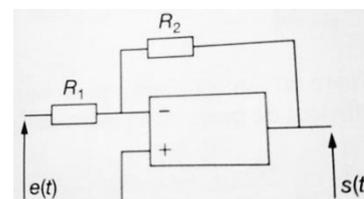
On se propose maintenant d'intercaler entre les deux filtres un suiveur (document 3).



3) Déterminer la nouvelle fonction de transfert  $\underline{H}' = \frac{S_2}{E_1}$ . Commenter.

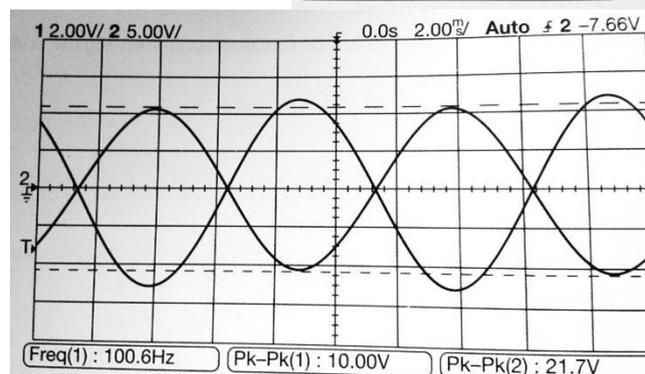
### 5.2 Etude d'un amplificateur inverseur

Un amplificateur intégré linéaire est associé à deux résistors  $R_1 = 33k\Omega$  et  $R_2 = 68k\Omega$  comme indiqué sur la figure suivante.

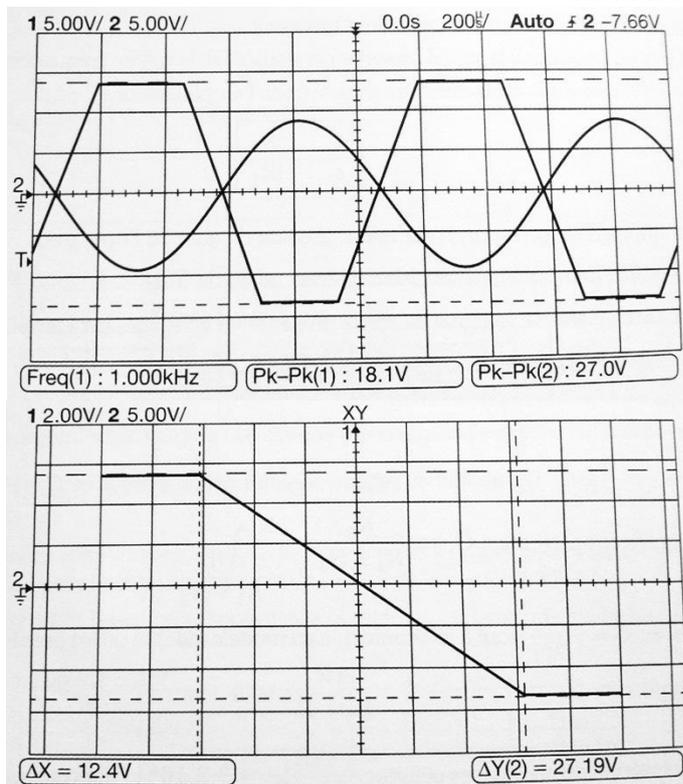


En appliquant un signal sinusoïdal d'amplitude crête à crête égale à 10,0 V de fréquence 100 Hz à l'entrée de cet opérateur, on obtient les oscillogrammes de la figure suivante. L'amplitude crête à crête du signal de sortie s'avère égale à 21,7V.

1) Commenter la forme des signaux et leur déphasage. Les observations quantitatives sont-elles conformes aux attentes, compte tenu des valeurs de résistances utilisées ?



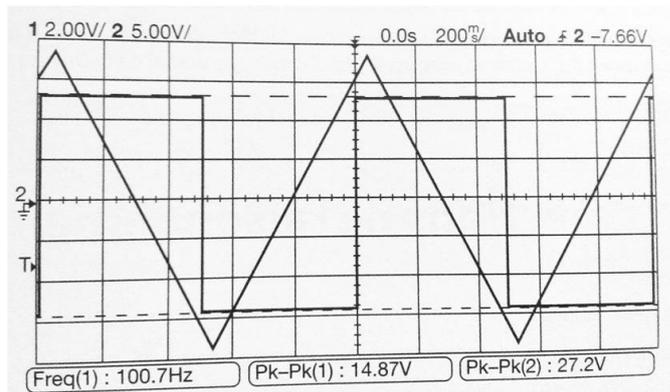
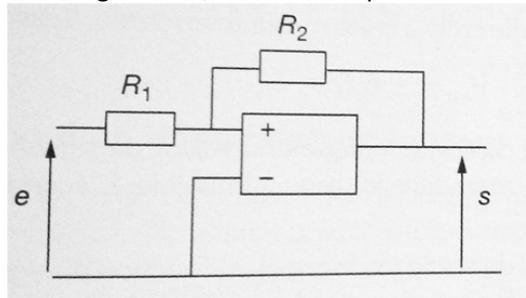
2) Dans un deuxième temps, l'utilisateur applique un signal sinusoïdal d'amplitude crête à crête égale à 18,1 V, de fréquence 1,0 kHz à l'entrée du même dispositif et obtient les oscillogrammes suivants. L'amplitude crête à crête du signal de sortie s'avère égale à 27,0 V. Quel phénomène est apparu ? Que peut-on en déduire comme renseignement de l'amplitude crête à crête relevée en sortie ?



3) Avec les mêmes signaux, mais en sélectionnant le mode XY, le manipulateur obtient la trace représentée à la figure suivante. Expliquer. Quelle propriété de l'opérateur peut-on déduire de l'indication des curseurs :  $\Delta X = 12,4V$  et  $\Delta Y = 27,2V$  ?

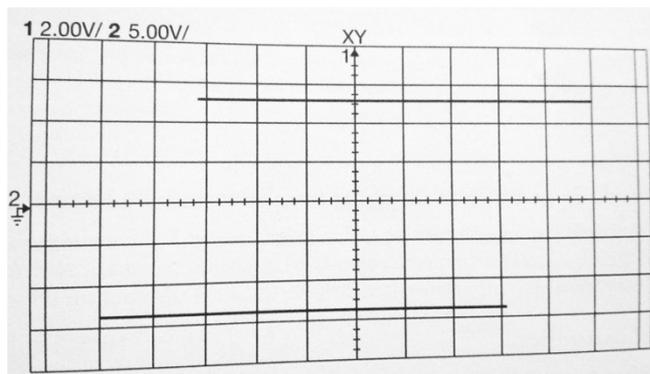
### 5.3 Manipulation d'un comparateur à hystérésis

Un comparateur à hystérésis a permis le relevé des oscillogrammes des figures suivantes, lorsque le signal d'entrée est un signal de forme triangulaire d'amplitude crête à crête égale à 14,9 V et de fréquence 100Hz.

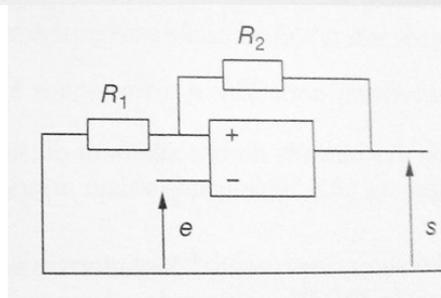


1) Les valeurs de résistances utilisées sont  $R_1 = 33k\Omega$  et  $R_2 = 68k\Omega$ . Les observations sont-elles cohérentes avec ce choix, sachant que l'amplitude crête à crête mesurée en sortie est égale à 27,2 V ?

2) En mode XY, l'utilisation d'un signal d'entrée sinusoïdal aurait-elle donné le même relevé ?



3) Le comparateur a été câblé en inversant la masse et l'entrée  $e$  comme sur le schéma ci-contre. Quelles sont les modifications observées ?



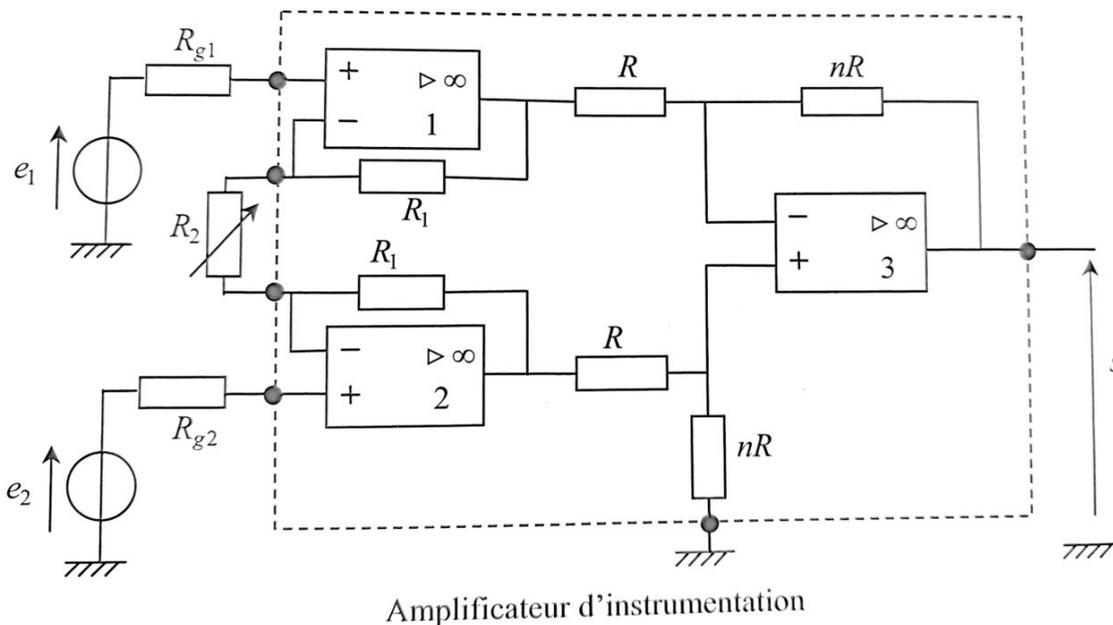
## 5.4 Montage à plusieurs ALI : l'ampli d'instrumentation

L'amplificateur d'instrumentation existe sous forme de circuit intégré (en pointillé sur le schéma). Il a de nombreuses utilisations : il est appliqué par exemple à l'électrocardiographe pour mesurer la différence de potentiel entre 2 électrodes placées sur le corps humain. Le but est d'effectuer une amplification différentielle de tension de la forme :

$$s = A_0(e_2 - e_1)$$

L'ALI seul effectue déjà cette opération entre  $V_+$  et  $V_-$ , mais avec un facteur d'amplification  $A_0$  beaucoup trop important, ce qui le fait sturer.

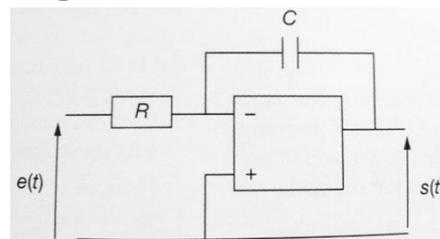
- 1) Les ALI sont considérés idéaux de gain infini. Exprimer  $s$  en fonction de  $e_1$ ,  $e_2$  et des résistances. Que vaut  $A_0$  ?
- 2) Le facteur d'amplification dépend-il de  $R_{g1}$  et  $R_{g2}$  ? Commentez.
- 3) Quelle est l'utilité de rendre la résistance  $R_2$  variable ?



## 5.5 Intégrateur réalisé à l'aide d'un amplificateur linéaire intégré

On considère l'opérateur de la figure suivante couramment appelé intégrateur-inverseur. On se propose de déterminer l'influence, sur sa fonction de transfert, de la variation de gain différentiel de l'amplificateur linéaire intégré avec la fréquence.

On utilisera les valeurs  $R = 1 \text{ k}\Omega$  et  $C = 100 \text{ nF}$ .



- 1) Dans le modèle d'ALI idéal, quelle est la fonction de transfert  $\underline{H} = \frac{s}{e}$  de l'opérateur ?
- 2) Quel type d'opération effectue ce circuit ? Retrouver l'équation différentielle reliant l'entrée à la sortie.

## 6 DM pour le 08/01/2024

La problématique est la suivante :

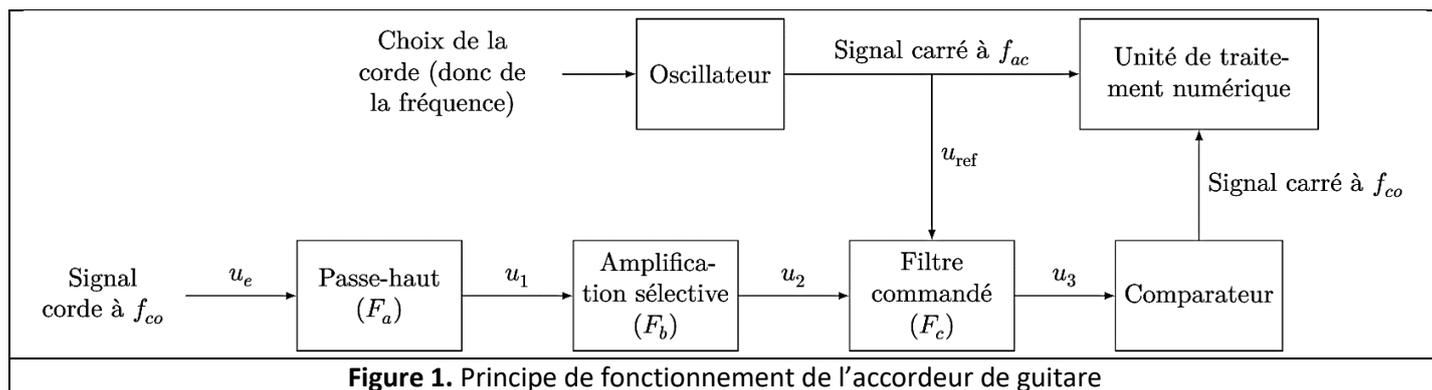
- La guitare comporte six cordes : Mi grave, La, Ré, Sol, Si, Mi aigu.
- Les fréquences fondamentales théoriques de vibration de ces cordes, notées  $f_{ac}$  sont données dans le tableau 1.
- On souhaite accorder une corde légèrement désaccordée : on notera  $f_{co}$  la fréquence fondamentale de vibration de la corde en question.

Corde	Fréquence ( $f_{ac}$ )
Mi grave	82,4 Hz
La	110,0 Hz
Ré	146,8 Hz
Sol	196 Hz
Si	246,9 Hz
Mi aigu	329,6 Hz

**Tableau 1.** Fréquences fondamentales de vibration des cordes de guitare.

Il faut alors réaliser les étapes suivantes :

- Sélection de la corde à accorder (donc  $f_{ac}$  est fixée).
  - Création d'un signal carré de référence de fréquence  $f_{ac}$  avec un oscillateur de type astable (non étudié).
  - Enregistrement (à l'aide d'un microphone étudié en partie I.2) du signal  $u_e(t)$  provenant de l'excitation de la corde à accorder : signal quelconque, d'amplitude assez faible, de fréquence  $f_{co}$ .
  - Amplification et filtrage de ce signal.
  - Extraction de la fondamentale du signal : obtention d'un signal sinusoïdal de fréquence  $f_{co}$  par l'utilisation d'un filtre à fréquence caractéristique réglable par le signal extérieur de référence.
  - Mise en forme de ce signal : obtention d'un signal carré de fréquence  $f_{co}$ .
  - On a donc à disposition deux signaux carrés (signaux logiques) de fréquences respectives  $f_{ac}$  et  $f_{co}$ . Dans les accordeurs récents le traitement est numérique : les signaux sont envoyés dans un calculateur numérique intégré qui calcule l'écart de fréquence et indique à l'utilisateur quand la corde est accordée, c'est-à-dire quand  $f_{co} = f_{ac}$ .
- Ce principe général est schématisé sur la Figure 1.



### 6.1.1.1 Généralités

Tous les amplificateurs linéaires intégrés (ALI) de ce problème sont supposés idéaux.

- 1) Rappeler les hypothèses du modèle de l'ALI parfait.
- 2) On appelle ALI idéal, un ALI parfait de gain infini. Expliquer. On représentera en particulier la caractéristique de l'ALI idéal en identifiant les différents régimes de fonctionnement.

### 6.1.1.2 Le signal

La figure 2 montre un exemple de signal électrique à la sortie du micro d'une guitare électrique de période 3,2 ms.

- 3) Donner une valeur approchée de la valeur moyenne de ce signal.

- 4) Donner une estimation de la valeur de la fréquence de ce signal. De quelle corde de guitare s'agit-il ?  
 5) L'analyse spectrale de ce signal fera-t-elle apparaître des harmoniques ? Justifier.

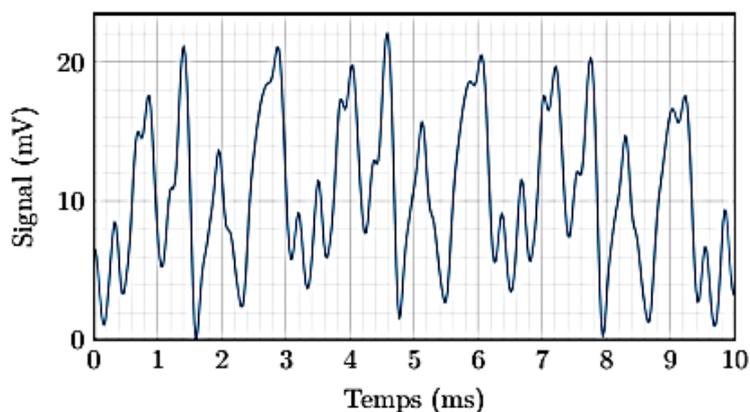


Figure 2. Signal de la guitare

### 6.1.1.3 Premier filtre ( $F_a$ )

Avant toute chose, le signal électrique provenant du micro de la guitare est envoyé sur le filtre de la figure 3 (Filtre ( $F_a$ )).

- 6) En supposant l'entrée sinusoïdale, définir et exprimer la fonction de transfert  $\underline{H}_1(j\omega) = \frac{U_1}{U_e}$  de ce filtre en fonction de  $R_1$ ,  $C_1$  et de la pulsation  $\omega$  du signal. De quel type de filtre s'agit-il ? Faire apparaître une pulsation caractéristique  $\omega_1$  en fonction de  $R_1$  et  $C_1$  et préciser sa signification.  
 7) Au vu de l'allure du signal de la figure 2, quel est le rôle de ce premier filtre ?

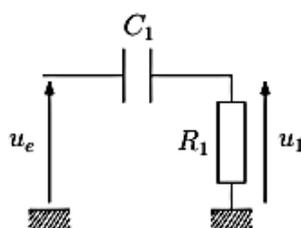


Figure 3. Filtre ( $F_a$ )

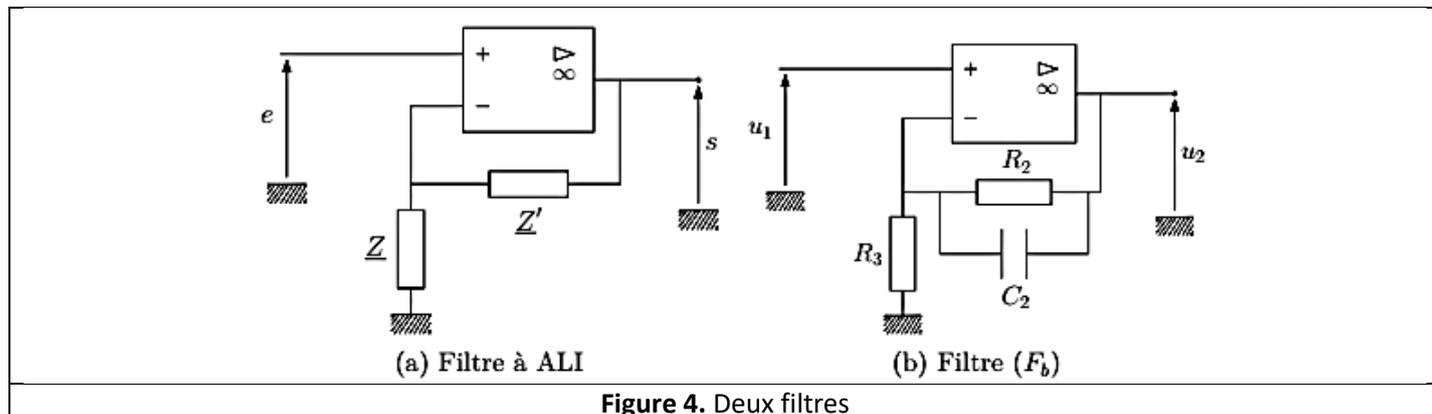
### 6.1.1.4 Deuxième filtre ( $F_b$ )

Dans cette sous-partie, les signaux sont sinusoïdaux.

#### 6.1.1.4.1 Préambule

Soit le filtre de la figure 4(a).

- 8) Qu'est-ce qui permet d'être certain que l'ALI fonctionne en régime linéaire ? Que peut-on dire de ses impédances d'entrée et de sortie ? Quel intérêt cela présente-t-il ?  
 9) Exprimer sa fonction de transfert  $\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{S}}{\underline{E}}$  en fonction de  $\underline{Z}$  et  $\underline{Z}'$ .  
 10) Que devient  $\underline{H}$  si  $\underline{Z}$  et  $\underline{Z}'$  sont des résistances ( $\underline{Z} = R$ ,  $\underline{Z}' = R'$ ) ? Quel est, dans ce cas, l'intérêt du montage ?



#### 6.1.1.4.2 Amplification (légèrement) sélective

En sortie du filtre de la figure 3 le signal  $u_1(t)$  est envoyé sur le filtre de la figure 4(b) (Filtre ( $F_b$ )).

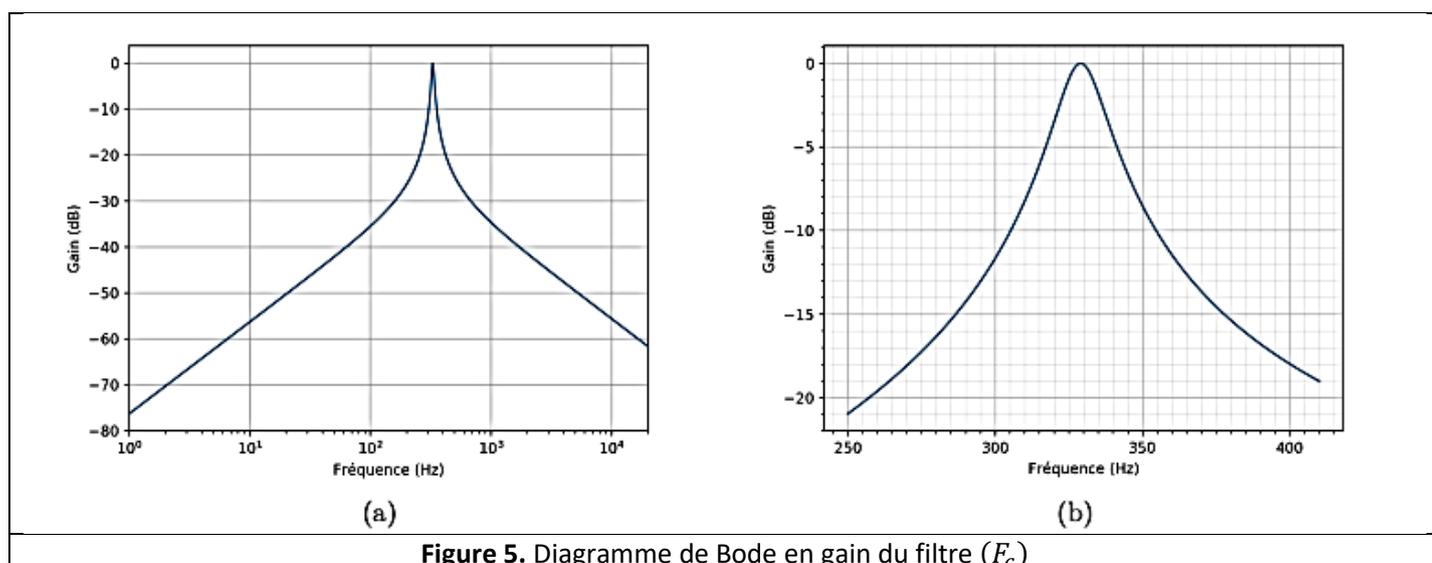
- 11) Quelle est l'impédance  $Z_{eq}$  de la branche constituée par  $R_2$  en parallèle avec  $C_2$  ?
- 12) Dédire de la question 9 l'expression de la fonction de transfert  $\underline{H}_2(j\omega) = \frac{U_2}{U_1}$  de ce filtre en fonction de  $R_2$ ,  $R_3$  et  $C_2$ . La mettre sous la forme :  $\underline{H}_2 = 1 + \frac{G_0}{1+j\omega/\omega_2}$  et donner les expressions de  $G_0$  et  $\omega_2$ .
- 13) Quelle est la limite de  $|\underline{H}_2|$  en basse fréquence ? en haute fréquence ?
- 14) Calculer numériquement la fréquence caractéristique  $f_2$  correspondant à  $\omega_2$  si  $R_2 = 680k\Omega$ ,  $R_3 = 6k\Omega$  et  $C_2 = 470pF$  ainsi que son gain  $G_0$ . Expliquer quel est le rôle de ce second filtre.

#### 6.1.1.5 Filtre (très) sélectif commandé ( $F_c$ )

On souhaite maintenant sélectionner la fréquence fondamentale  $f_{co}$  du signal  $u_2$ , dont la valeur est a priori voisine de celle de la fréquence fondamentale théorique de vibration de la corde sélectionnée sur l'accordeur ( $f_{ac}$ ) (on suppose que la corde est légèrement désaccordée). On suppose pour la suite que c'est la corde Mi Aigüe que l'on souhaite accorder.

Le principe du filtre ( $F_c$ ) est que sa fréquence caractéristique soit réglée par le signal de référence de fréquence  $f_{ac}$ . Ce type de commande ne sera pas étudiée dans ce problème.

La figure 5 représente le diagramme de Bode relatif au gain du filtre ( $F_c$ ) tracé à deux échelles différentes.



- 15) Dire en le justifiant rapidement, de quel type de filtre il s'agit. Quelle est sa fréquence centrale caractéristique ?

### 6.1.1.6 Mise en forme

À la sortie de l'étage précédent, le signal est donc proche d'un signal sinusoïdal de fréquence  $f_{co}$  et d'amplitude dépendant de la force avec laquelle on a gratté la corde, mais de l'ordre du volt. Pour effectuer un traitement numérique qui permettra de comparer  $f_{co}$  à la fréquence théorique  $f_{ac}$ , on souhaite fabriquer à partir du signal précédent un signal créneau de fréquence  $f_{co}$ . Pour cela, on utilise un comparateur à hystérésis, représenté Figure 6.

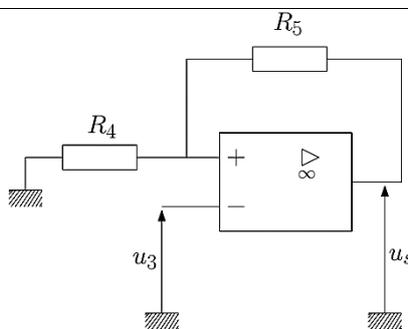


Figure 6. Comparateur à hystérésis

On note  $U_{sat}$  la tension de saturation de l'ALI et on suppose que l'ALI est idéal. Le signal  $u_3$  est sinusoïdal alternatif d'amplitude 1 V et de fréquence  $f_{co}$  (c'est le signal sortant du filtre sélectif ( $F_c$ )).

**16)** Qu'est-ce qui permet d'être certain que l'ALI fonctionne en régime saturé ? En pratique le signal créneau obtenu n'est pas parfait. A quoi cela est-il dû ?

**17)** Exprimer  $V_+$  le potentiel de la borne non inverseuse de l'ALI en fonction de  $R_4$ ,  $R_5$  et  $u_s$ . En déduire l'expression de  $\varepsilon = V_+ - V_-$ .

**18)** Comment varie  $\varepsilon$  quand  $u_3$  varie ( $u_s$  étant fixé) ?

Supposons que  $u_3$  soit suffisamment faible pour que  $\varepsilon > 0$ .

**19)** Quelle est la valeur de  $u_s$  ? A partir de cette situation,  $u_3$  augmente : exprimer en fonction des données la valeur  $U_{seuil}$  de  $u_3$  pour laquelle on observera le basculement de  $u_s$ . Quelle est alors la nouvelle expression de  $\varepsilon$  ?

**20)** À partir de cette nouvelle situation, traiter le cas où  $u_3$  diminue.

**21)** Représenter finalement le cycle d'hystérésis de ce montage :  $u_s = f(u_3)$ .

Dans le cadre de l'accordeur de guitare,  $R_4 = 1k\Omega$ ,  $R_5 = 10k\Omega$  et  $U_{sat} = 5V$ .

**22)** Tracer sur le document réponse (Annexe 1) l'allure du signal de sortie  $u_s(t)$  correspondant aux deux exemples de signal  $u_3(t)$  proposés.

**23)** Que peut-il se passer si la corde est vraiment trop désaccordée ?

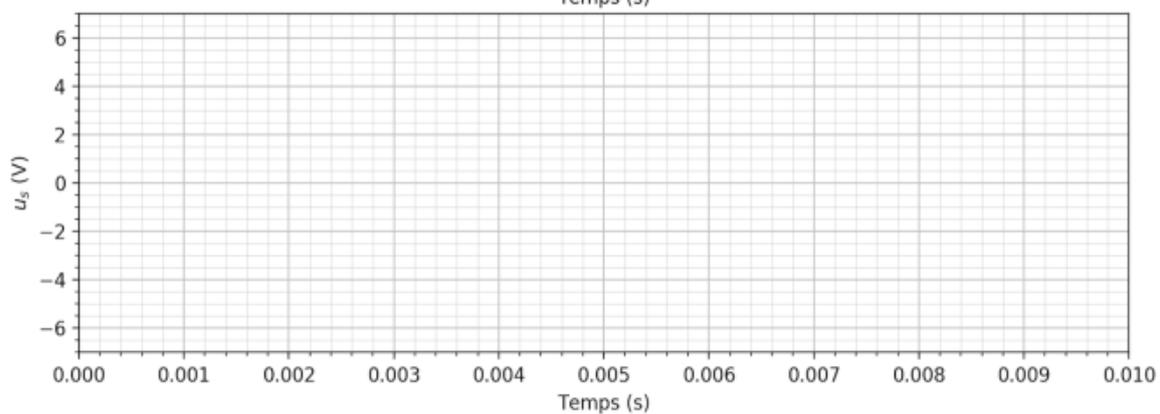
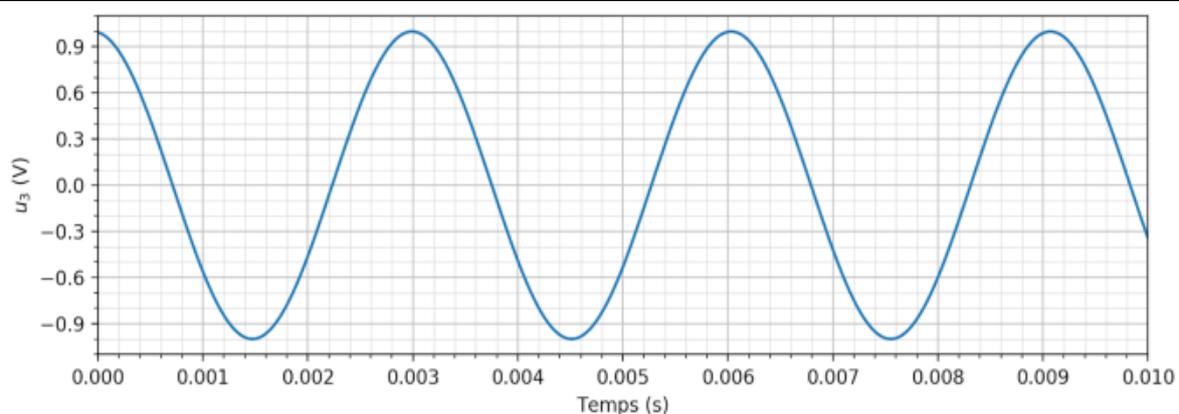
### Aide aux applications numériques

$\frac{1}{3,2} = 0,315$	$\frac{1}{2\pi} = 0,16$	$\frac{1}{2\pi \times 6,8 \times 4,7} = 5,0 \times 10^{-3}$
$20 \log 3 = \frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{6,8}{6} = 1,1$	$\frac{6}{6,8} = 0,88$
$\frac{1}{6,5} = 0,15$	$\frac{1}{1,65} = 0,60$	

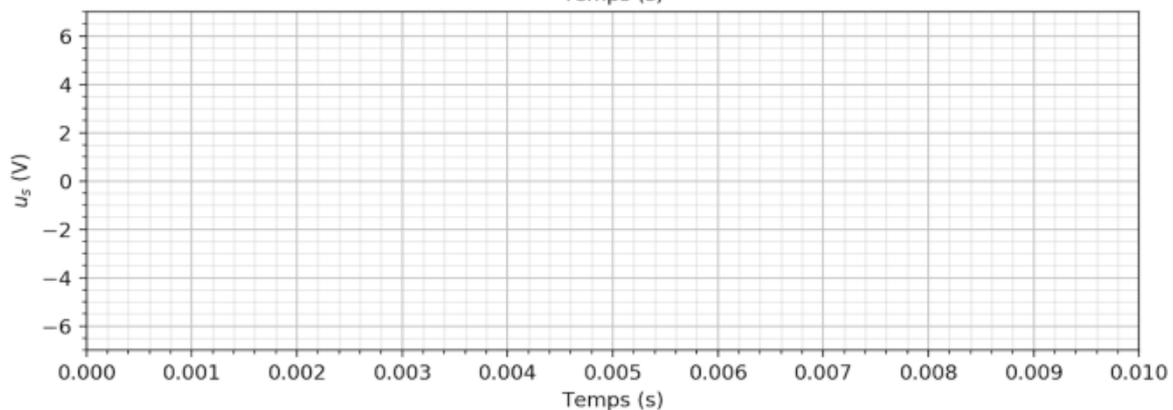
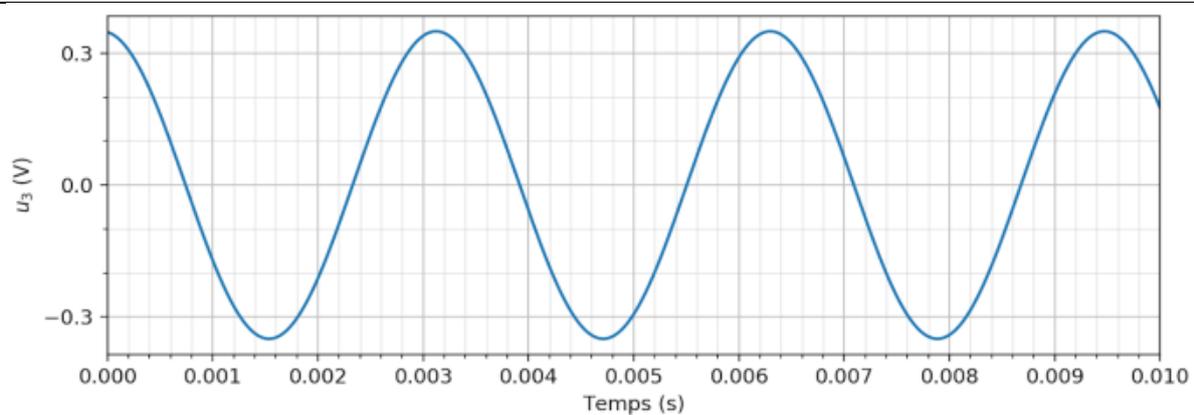
## Annexe à rendre avec la copie

Nom :

## Question 22 – Exemple 1



## Question 22 – Exemple 2



# 7 Annexe : Notice du TL081

Schematic diagram TL081

## 1 Schematic diagram

Figure 1. Schematic diagram

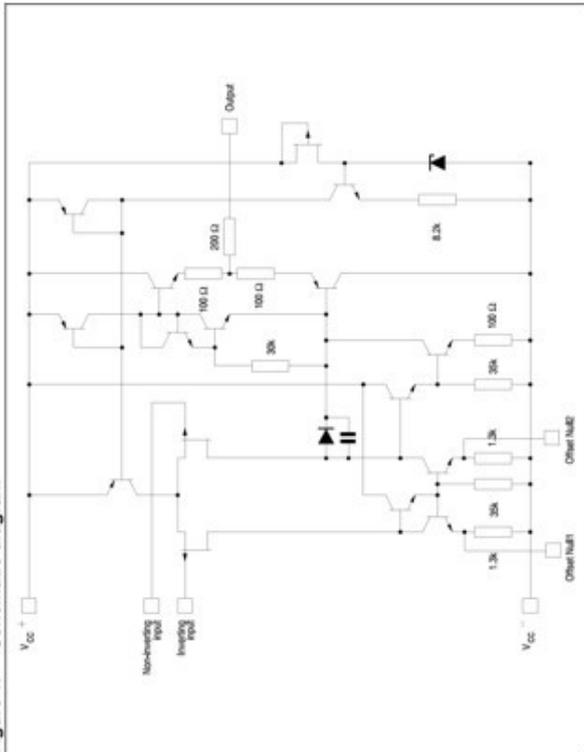
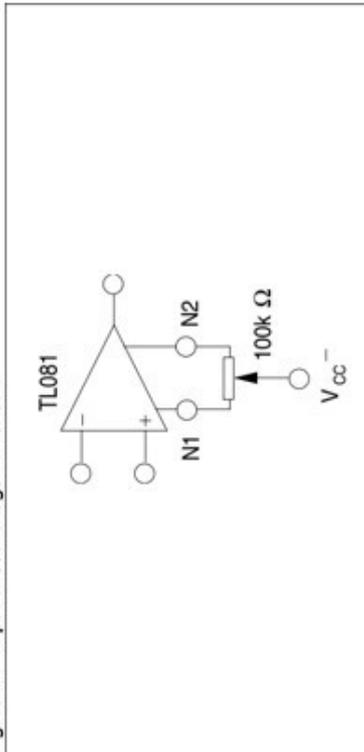


Figure 2. Input offset voltage null circuit



2/15



# TL081

## General purpose JFET single operational amplifiers

### Features

- Wide common-mode (up to  $V_{CC}^+$ ) and differential voltage range
- Low input bias and offset current
- Output short-circuit protection
- High input impedance JFET input stage
- Internal frequency compensation
- Latch-up free operation
- High slew rate: 16 V/ $\mu$ s (typ)

### Description

The TL081, TL081A and TL081B are high-speed JFET input single operational amplifiers incorporating well matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

**N**  
DIP8  
(Plastic package)

**D**  
SO-8  
(Plastic micropackage)

**Pin connections**  
(top view)

- 1 - Offset null 1
- 2 - Inverting input
- 3 - Non-inverting input
- 4 -  $V_{CC}^-$
- 5 - Offset null 2
- 6 - Output
- 7 -  $V_{CC}^+$
- 8 - N.C.

June 2008

Rev 3

1/15

www.st.com

Electrical characteristics

TL081

Table 3.  $V_{CC} = \pm 15V, T_{amb} = +25^{\circ}C$  (unless otherwise specified) (continued)

Symbol	Parameter	TL081I, AC, AI, BC, BI			TL081C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
$t_r$	Rise time ( $T_{amb} = +25^{\circ}C$ ) $V_{in} = 20mV, R_L = 2k\Omega, C_L = 100pF$ , unity gain		0.1			0.1		$\mu s$
$K_{ov}$	Overshoot ( $T_{amb} = +25^{\circ}C$ ) $V_{in} = 20mV, R_L = 2k\Omega, C_L = 100pF$ , unity gain		10			10		%
GBP	Gain bandwidth product ( $T_{amb} = +25^{\circ}C$ ) $V_{in} = 10mV, R_L = 2k\Omega, C_L = 100pF, F = 100kHz$	2.5	4	2.5	4	2.5	4	MHz
$R_i$	Input resistance				$10^{12}$		$10^{12}$	$\Omega$
THD	Total harmonic distortion ( $T_{amb} = +25^{\circ}C$ ) $F = 1kHz, R_L = 2k\Omega, C_L = 100pF, A_v = 20dB, V_o = 2V_{pp}$				0.01		0.01	%
$e_n$	Equivalent input noise voltage $R_S = 100\Omega, F = 1kHz$				15		15	$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
$\varnothing_m$	Phase margin				45		45	degrees

1. The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every  $10^{\circ}C$  increase in the junction temperature.

Electrical characteristics

TL081

3 Electrical characteristics

Table 3.  $V_{CC} = \pm 15V, T_{amb} = +25^{\circ}C$  (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL081I, AC, AI, BC, BI			TL081C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
$V_{io}$	Input offset voltage ( $R_S = 50\Omega$ ) TL081 TL081A TL081B $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		3 3 1	10 6 3		3 3 13	10	mV
$DV_{io}$	Input offset voltage drift		10			10		$\mu V/^{\circ}C$
$I_o$	Input offset current <sup>(1)</sup> $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		5	100		5 100	5 100	pA nA
$I_b$	Input bias current <sup>(1)</sup> $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		20	200		20 200	20 200	nA
$A_{vd}$	Large signal voltage gain ( $R_L = 2k\Omega, V_o = \pm 10V$ ) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	50	200		25	200		V/mV
SVR	Supply voltage rejection ratio ( $R_S = 50\Omega$ ) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80	86		70	86		dB
$I_{CC}$	Supply current, no load $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		1.4	2.5		1.4 2.5	2.5	mA
$V_{icm}$	Input common mode voltage range	$\pm 11$			$\pm 11$		$\pm 15$ $-12$	V
CMR	Common mode rejection ratio ( $R_S = 50\Omega$ ) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80	86		70	86		dB
$I_{os}$	Output short-circuit current $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	10	40	60	10	40	60	mA
$\pm V_{opp}$	Output voltage swing $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	10 12 10	12 13.5 10		10 12 10	12 13.5 10		V
SR	Slew rate ( $T_{amb} = +25^{\circ}C$ ) $V_{in} = 10V, R_L = 2k\Omega, C_L = 100pF$ , unity gain	8	16		8	16		V/ $\mu s$

