

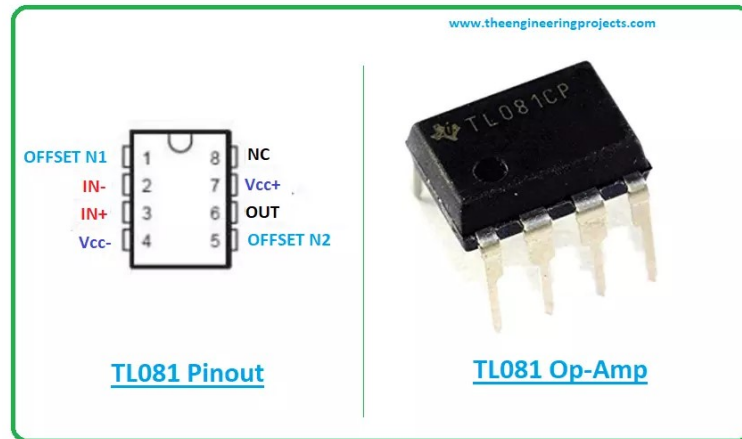
CH 1 ALI. Rétroaction

Plan de la séquence

1	Présentation de l'ALI	2
2	Montages à rétroaction négative	3
3	Filtrage actif	6
3.1	Exemple	6
3.2	Filtres passe-bande	7
3.3	Effet d'une fonction de transfert sur un signal périodique	8
4	Les saturations de l'ALI (avec expérience)	11
5	ALI sans rétroaction négative : comparateurs (avec expériences)	13
5.1	ALI en boucle ouverte	13
5.2	Comparateur simple	14
5.3	Comparateur à hystérésis	15
5.3.1	Etude expérimentale	15
5.3.2	Etude théorique	16
6	ALI non idéal en régime linéaire	17
6.1	Modèle d'ordre 1	17
6.2	Application au montage non inverseur	17
6.3	Mise en oeuvre expérimentale	19

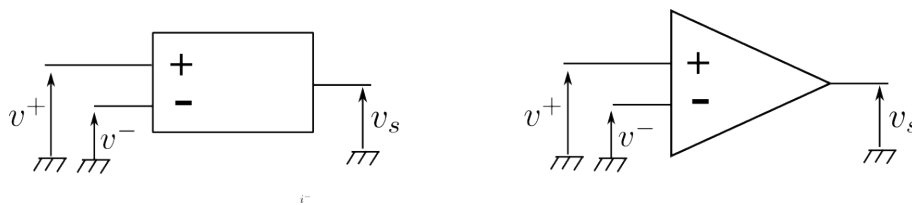
1 Présentation de l'ALI

L'ALI est un composant électronique mesurant environ 1 cm, contenant de nombreux transistors, et se présentant sous forme d'un circuit intégré à 8 pattes. Il est principalement utilisé pour l'amplification en tension de petits signaux électriques issus de capteurs (accéléromètre, microphone..), mais peut aussi servir à plein d'autres choses, comme nous le découvrirons. Il existe de nombreux modèles différents d'ALI, qui ont des performances différentes. Nous utiliserons en TP le modèle TL081.



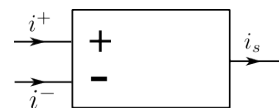
L'ALI est un composant actif : pour fonctionner il doit être alimenté par une alimentation stabilisée délivrant deux tensions opposées $V_{cc}^+ = +15\text{ V}$, et $V_{cc}^- = -15\text{ V}$, que l'on relie aux pattes 7 et 4.

Sur les schémas électriques, ces alimentations continues ne sont pas représentées. On place seulement les deux entrées et la sortie. L'entrée + est appelée entrée non inverseuse (patte 3), et l'entrée - est appelée entrée inverseuse (patte 2). Voici les deux schémas que l'on peut rencontrer :



v^+ est la tension d'entrée non inverseuse, v^- la tension d'entrée inverseuse, et v_s est la tension de sortie.

Les deux entrées et la sortie de l'ALI sont parcourus par des courants, notés i^+ , i^- et i_s .



Les ALIs sont conçus pour absorber très très peu de courant en entrée (quelques microampères.. cela dépend du modèle du composant). Ils délivrent un courant de sortie non nul, mais limité à quelques dizaines de milliampères. Ce n'est donc pas un composant utilisé pour transformer de la puissance électrique, mais plutôt pour traiter des signaux (de l'information).

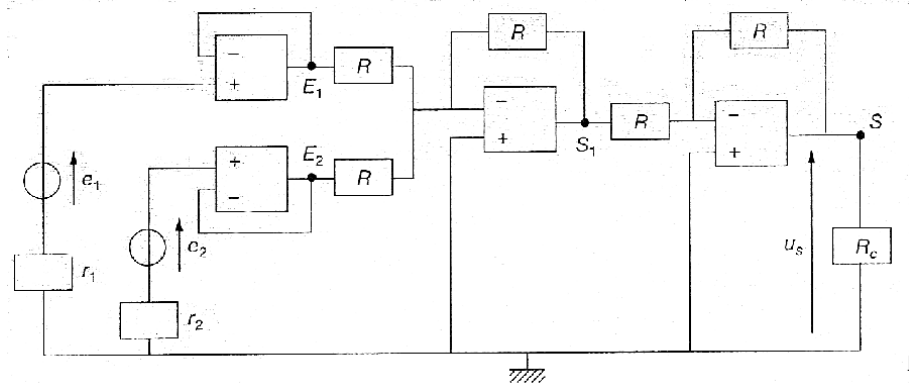
Le plus souvent, on se placera dans le modèle de l'ALI idéal fonctionnant en régime linéaire :

- les courants d'entrée sont nuls : $i^+ = 0$, $i^- = 0$
- la tension de sortie v_s est indépendante du courant de sortie i_s .
- le comportement de l'ALI est indépendant de la fréquence et de l'amplitude des signaux.

Nous mettrons en évidence en TP des comportements non linéaires et/ou non idéaux, en travaillant avec des signaux d'entrée de grande amplitude et/ou de haute fréquence : saturations en tension et en courant, comportement passe-bas et déformation du signal aux fréquences élevées..

2 Montages à rétroaction négative

Le plus souvent, les ALIs présents dans les circuits électriques comportent une **rétroaction négative**, c'est à dire que la sortie et l'entrée inverseuse sont reliées, directement ou par l'intermédiaire d'un ou plusieurs dipôles.



➤ Sur le circuit ci-dessous, surligner les rétroactions négatives sur les ALIs.

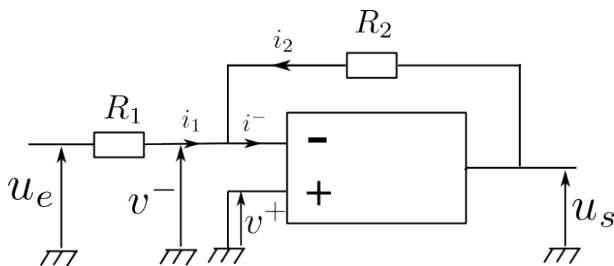
Nous admettons pour l'instant la propriété suivante :

Lorsqu'un ALI comporte une rétroaction négative, il peut fonctionner en régime linéaire. Si, de plus, il est idéal, ses deux tensions d'entrée sont égales : $v^+ = v^-$.

A présent, voyons certains montages classiques impliquant un ALI. Tous les ALIs de cette partie seront supposés idéaux et fonctionnant en régime linéaire.

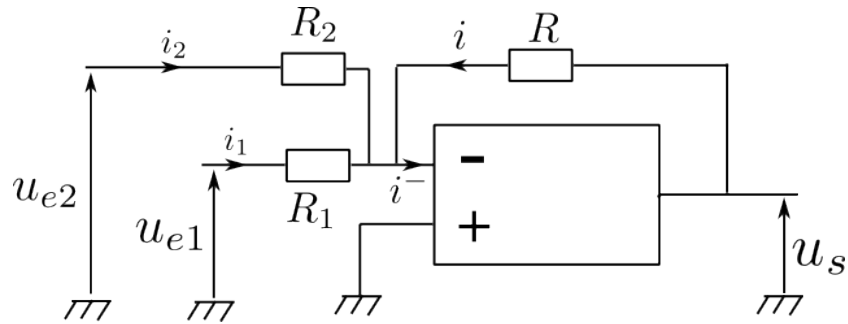
• Montage amplificateur-inverseur

L'objectif est de trouver la relation d'entrée-sortie : u_s en fonction de u_e , R_1 et R_2 .



1. Ecrire la loi des noeuds à l'entrée inverseuse.
2. Exprimer i_1 et i_2 en fonction de u_e , v^- , u_s .
3. Que vaut v^+ ? En déduire la valeur de v^- .
4. Remplacer dans la loi des noeuds et obtenir la relation entre u_e , u_s , R_1 et R_2 .

- Montage sommateur inverseur

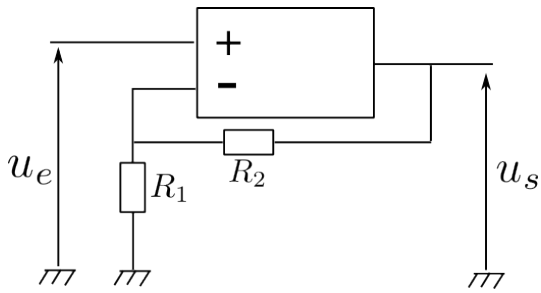


Cette fois il y a deux entrées.

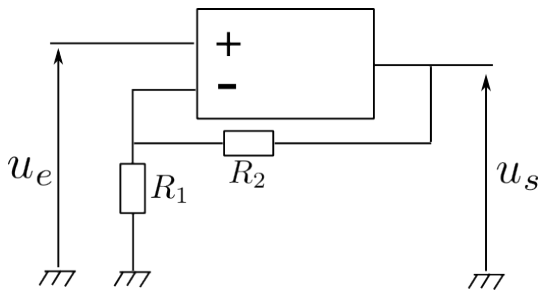
✎ En suivant la même méthode (loi des noeuds à l'entrée inverseuse), déterminer la relation entre u_s , u_{e1} et u_{e2} . Vérifier que pour $R_1 = R_2 = R$ on a $u_s = -(u_{e1} + u_{e2})$ (sommateur inverseur).

- **Montage amplificateur non-inverseur**

Souvent, le but est d'amplifier un signal, sans le perturber avec les problèmes d'impédance d'entrée. Le montage ci-dessous, appelé amplificateur non inverseur, permet de remplir cette fonction : la tension d'entrée est appliquée directement sur l'entrée non inverseuse, ce qui assure un courant d'entrée nul.



Première méthode : loi des noeuds à l'entrée inverseuse

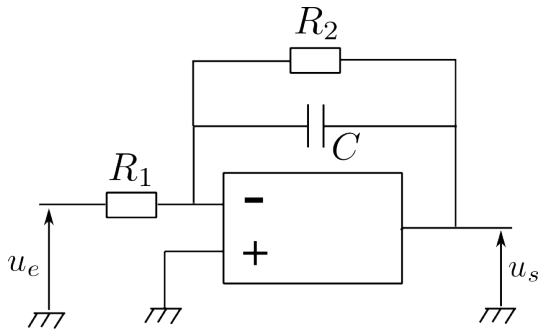


Deuxième méthode : diviseur de tension

3 Filtrage actif

Les ALIs permettent également de réaliser des filtres qui sélectionnent une gamme de fréquences, tout en amplifiant. Ce sont des filtres **actifs**.

3.1 Exemple



1. Déterminer l'impédance équivalente à $R_2 // C$. On la nomme $\underline{Z}_2$.
2. Dessiner le circuit équivalent ci-dessus à droite du circuit de départ.
3. En suivant les étapes utilisées pour l'étude du montage inverseur, montrer que $\underline{u}_s = -\frac{Z_2}{R_1} \underline{u}_e$.
4. Exprimer la fonction de transfert et la mettre sous la forme canonique d'un filtre passe-bas d'ordre 1.

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

Identifier le gain statique H_0 et la pulsation de coupure ω_c en fonction des composants.

5. Comment peut-on contrôler le gain statique et la pulsation de coupure ?

3.2 Filtres passe-bande

Il est également possible de concevoir des filtres analogiques passe-bande dont les caractéristiques sont réglables, avec davantage de possibilités qu'en utilisant uniquement des composants passifs. Ces filtres ont une structure un peu compliquée. Ils n'utilisent pas de bobines, car ces dernières ont une résistance interne souvent gênante.

On rappelle la fonction de transfert canonique d'un filtre passe-bande :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{H_0 j \frac{\omega}{Q\omega_0}}{1 + j \frac{\omega}{Q\omega_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

ω_0 est la pulsation centrale, H_0 est le gain à la pulsation centrale, et Q est le facteur de qualité.

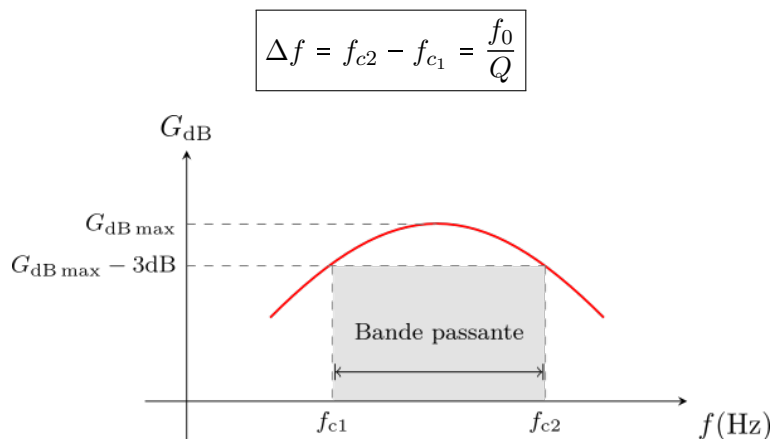
 Montrer que

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{H_0}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

Les pulsations de coupures à -3 dB sont notées ω_{c1} et ω_{c2} . La bande passante $\Delta\omega = \omega_{c2} - \omega_{c1}$ vérifie la relation

$$\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q}$$

Expérimentalement, on travaille plutôt en fréquences : $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$, $f_{c1} = \frac{\omega_{c1}}{2\pi}$, $f_{c2} = \frac{\omega_{c2}}{2\pi}$.
La bande passante en fréquence est

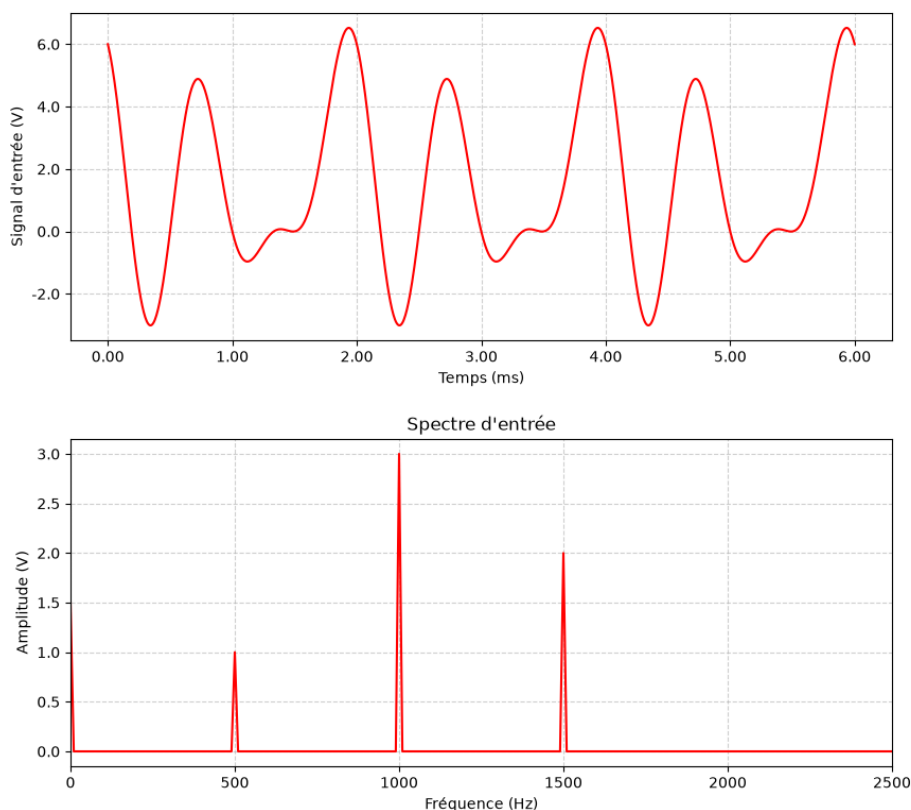


3.3 Effet d'une fonction de transfert sur un signal périodique

Un signal périodique de période T non sinusoïdal a plusieurs pics dans son spectre en amplitude :

- un éventuel pic de fréquence nulle qui correspond à
- le premier pic de fréquence non nulle est à la fréquence $f_1 = \dots\dots\dots$. Cette fréquence est appelée
- les pics suivants sont à des fréquences multiples de f_1 . Il s'agit des

Considérons le signal d'entrée suivant $e(t)$, ainsi que son spectre.



✎ Déterminer par lecture graphique les grandeurs suivantes :

- la valeur moyenne $\langle e(t) \rangle =$
- La période $T =$
- Les fréquences des 3 pics $f_1 = \dots\dots\dots$; $f_2 = \dots\dots\dots$; $f_3 = \dots\dots\dots$
- Les amplitudes associées $E_1 = \dots\dots\dots$; $E_2 = \dots\dots\dots$; $E_3 = \dots\dots\dots$

✎ On donne ci-dessous l'expression mathématique de ce signal d'entrée. Identifier dans cette expression mathématique la valeur moyenne du signal, les fréquences et amplitudes des 3 pics et les phases à l'origine associées que l'on notera ϕ_1 , ϕ_2 et ϕ_3 .

$$e(t) = 1.5 + 1 \cos(2\pi 500t) + 3 \cos(2\pi 1000t + \pi/3) + 2 \cos(2\pi 1500t)$$

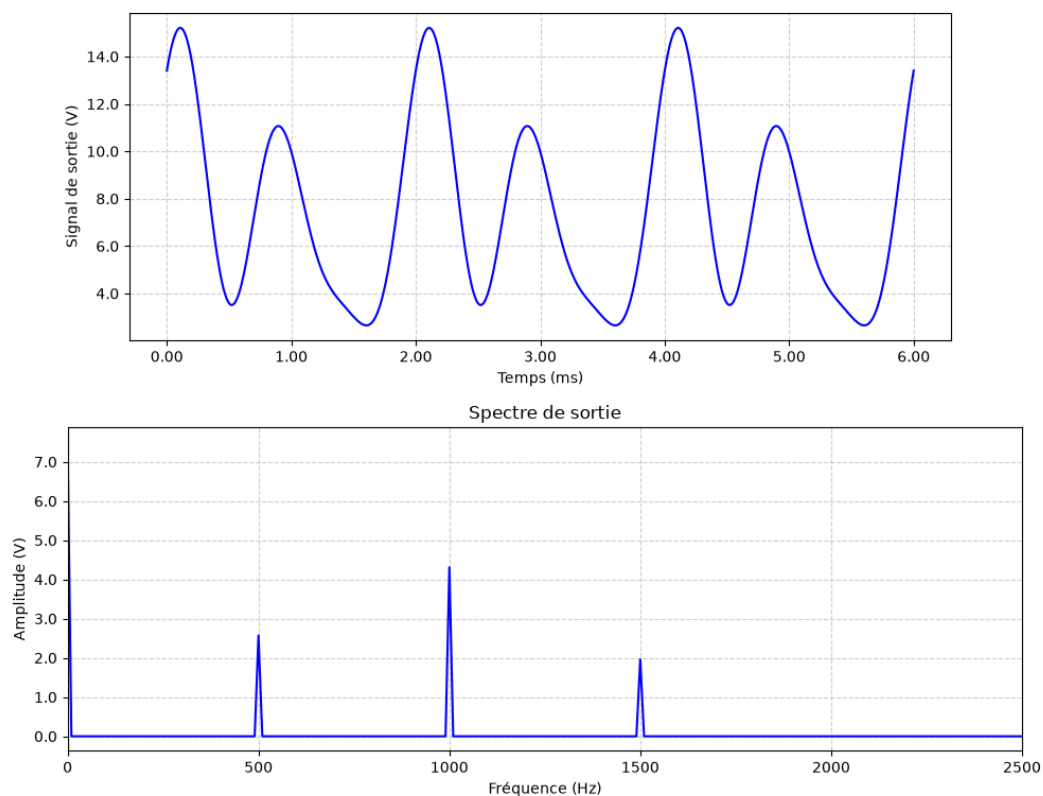
Considérons un filtre linéaire de fonction de transfert $\underline{H}(j\omega)$. On note $G = |\underline{H}|$ son gain, et $\Phi = \arg(\underline{H})$ sa phase. Le signal de sortie possède les propriétés suivantes :

- Les fréquences des pics présents dans son spectre sont les mêmes que celles des pics du signal d'entrée. C'est une conséquence de la linéarité du filtre.
- L'amplitude du pic de sortie de fréquence f_i est $S_i = G(f_i)E_i$.
- La phase à l'origine de la composante sinusoïdale de fréquence f_i est décalée de $\Phi(f_i)$.

Exemple : Le signal périodique précédent est le signal d'entrée d'un filtre passe-bas d'ordre 1 de gain statique 5 et de fréquence de coupure 300 Hz.

✎ Donner l'expression de la fonction de transfert $\underline{H}$ en régime sinusoïdal forcé à la fréquence f . En déduire le gain $G(f)$ et la phase $\Phi(f)$. Calculez leurs valeurs numériques à la fréquence nulle, et aux fréquences des 3 pics.

Voici le signal de sortie obtenu et son spectre



✎ Donner l'expression mathématique littérale du signal de sortie $s(t)$.

✎ Calculer les valeurs numériques des amplitudes et déphasages intervenant dans cette expression signal de sortie. Vérifier l'accord par lecture graphique du spectre.

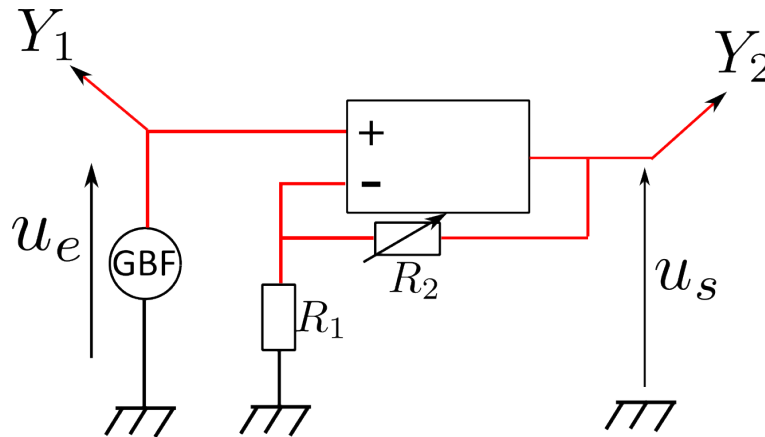
4 Les saturations de l'ALI (avec expérience)

Dans cette partie nous revenons dans le monde réel, avec notre composant TL081. Les prévisions que nous pouvons faire en le modélisant par un ALI idéal fonctionnant en régime linéaire vont être vérifiées dans la plupart des situations, mais mises en défaut lorsque le composant est mis dans des situations de stress :

- signaux d'amplitudes élevées : la tension de sortie d'un ALI est bornée entre deux valeurs V_{sat}^+ et V_{sat}^- . Ces deux valeurs, appelées **tensions de saturation**, sont presque opposées. Dans le monde de la théorie, on considèrera que $V_{sat}^+ = V_{sat} = 15\text{ V}$ et $V_{sat}^- = -V_{sat} = -15\text{ V}$. Expérimentalement il peut y avoir une légère dissymétrie et les tensions sont plutôt autour de $\pm 13\text{ V}$ pour le TL081 alimenté par une alimentation stabilisée symétrique $V_{cc}^+ = +15\text{ V}$, et $V_{cc}^- = -15\text{ V}$.
- signaux variant très rapidement : **saturation en vitesse de balayage**. Cela signifie que la pente des signaux de sortie est bornée par une certaine valeur $\sigma \approx 1\text{ V}/\mu\text{s}$, appelée **slewrate**.
- courant de sortie élevé : le courant de sortie d'un ALI est borné $|i_s| < i_{sat} \approx 20\text{ mA}$. On parle de **saturation en courant** de l'ALI.

Mise en oeuvre du montage amplificateur non inverseur

Dans cette première expérience, nous allons tester et valider le modèle idéal sur le montage non inverseur, et rencontrer deux des limites présentées ci-dessus : saturations en tension et en vitesse de balayage.



Une alimentation auxiliaire à 3 fils non représentée sur le schéma permet l'alimentation symétrique de l'ALI. La tension d'entrée u_e est délivrée par un GBF. Par défaut, le GBF disponible en salle de TP délivre une tension sinusoïdale de tension crête à crête $V_{pp} = 5\text{ V}$ et de fréquence 1 kHz . Nous pouvons garder ces valeurs pour commencer. On visualise la tension délivrée par le GBF sur la voie 1 (Y_1) de l'oscilloscope. La tension de sortie u_s est visualisée sur la voie 2 (Y_2) de l'oscilloscope. La sortie de l'ALI est "ouverte". La résistance R_1 a une valeur fixe $1\text{ k}\Omega$. La résistance R_2 est variable, choisie à $1\text{ k}\Omega$ pour commencer.

1. Réaliser le montage, en respectant les couleurs de fils (surligner les fils rouges sur votre document), et en utilisant le moins de fils possible.
2. Visualiser les signaux sur les deux voies de l'oscilloscope. Mesurer la tension crête à crête de chacun ($measures > V_{cc}$) pour les valeurs de R_2 indiquées dans le tableau. Prenez soin d'afficher à l'écran des signaux qui occupent toute la hauteur de l'écran de l'oscilloscope en utilisant un réglage fin de l'échelle verticale : cela améliore la précision des mesures numériques d'amplitude en utilisant tous les pixels de l'écran. Compléter le tableau de mesures.

R_2 en $\text{k}\Omega$	1	2	3	4	5	6
gain mesuré $G_{mes} = V_{cc2}/V_{cc1}$						
gain théorique $G_{exp} = 1 + R_2/R_1$						
écart relatif $ G_{exp} - G_{mes} /G_{exp}$						
modèle validé ?						

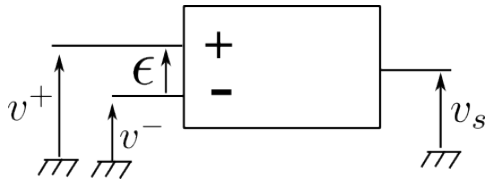
3. Pour $R_2 = 6 \text{ k}\Omega$, la saturation du signal de sortie est bien visible. Représenter l'allure du signal en mettant en évidence les saturations positive et négative. Tracer les axes avec soin à la règle. Bien nommer vos axes des abscisses et des ordonnées. Mesurer les tensions de saturation positive et négative V_{sat}^+ et V_{sat}^- (*measures > min , max*) et les indiquer sur votre courbe.
4. On prend maintenant $R_2 = 0$ et $V_{pp} = 20 \text{ V}$ au GBF. Si tout va bien, on a $u_s = u_e$. En augmentant la fréquence jusqu'à 300 kHz environ, observer la distorsion du signal de sortie : il prend une allure triangulaire. Représenter l'allure du signal. A l'aide des carreaux de l'oscilloscope, estimer la pente du triangle. Exprimer le résultat en $\text{V}/\mu\text{s}$. Il s'agit du slewrate σ .

5 ALI sans rétroaction négative : comparateurs (avec expériences)

Lorsqu'un montage à ALI ne comporte pas de rétroaction négative, le fonctionnement en régime linéaire est impossible. Cela mène à une utilisation différente du composant : comparateur simple seuil ou double seuil (hystérésis).

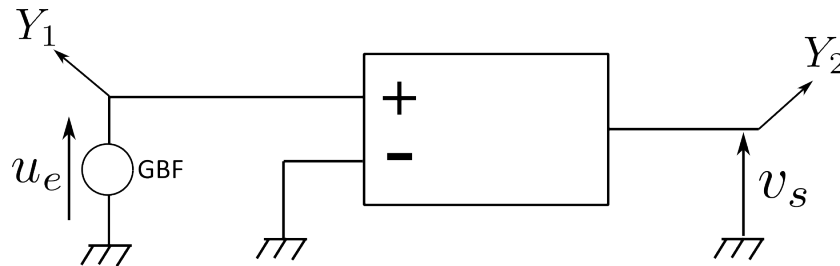
5.1 ALI en boucle ouverte

Les montages sans rétroaction fonctionnent directement en boucle ouverte.



On définit la tension différentielle d'entrée $\epsilon = v^+ - v^-$

Observation de la caractéristique d'entrée-sortie d'un ALI en boucle ouverte



🔧 Sur le montage ci-dessus, que valent v^+ et v^- et ϵ ?

🔧 Réaliser le montage avec en entrée le GBF qui délivre une tension u_e de fréquence 1 kHz et d'amplitude crête à crête 10 Volts. Observer v_s en fonction de u_e en mode $X - Y$ à l'oscilloscope (*Utility* : *affichage* : *Mode* $Y(t) \rightarrow XY$).

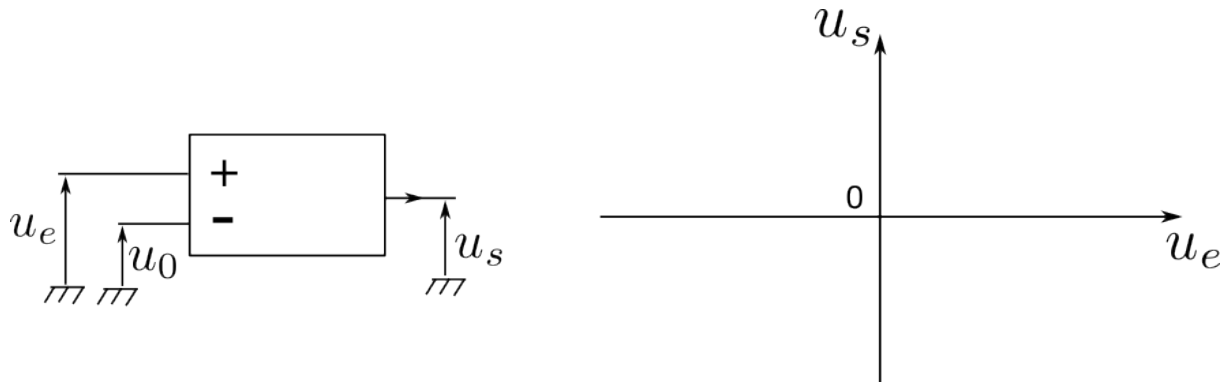
🔧 Tracer ci-dessous à gauche les allures du signal d'entrée et de sortie en mode temporel $Y(t)$ et l'allure de la caractéristique v_s en fonction de $u_e = \epsilon$.

Règles de fonctionnement d'un ALI en régime saturé (systématique en l'absence de rétroaction négative)

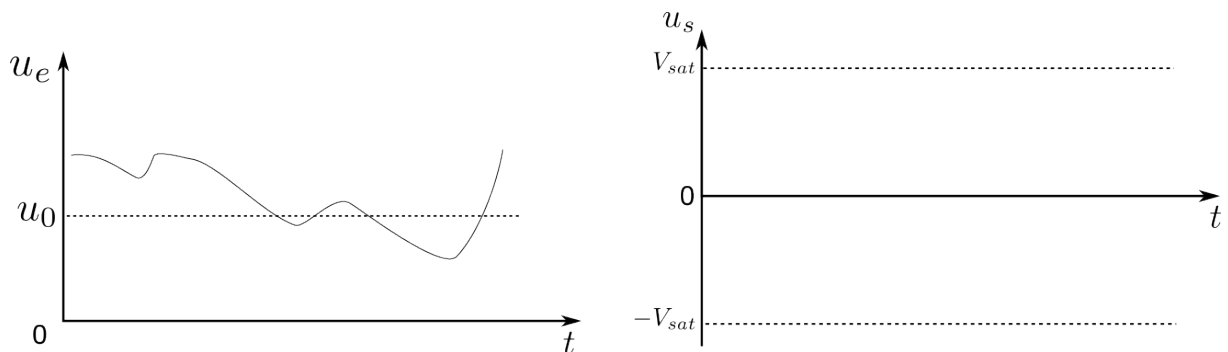
$$\begin{aligned}\epsilon > 0 &\Leftrightarrow v_s = +V_{sat} \\ \epsilon < 0 &\Leftrightarrow v_s = -V_{sat}\end{aligned}$$

5.2 Comparateur simple

Ci-dessous le montage comparateur simple seuil. Dans un premier temps on l'étudie théoriquement :



1. Supposons que $u_s = V_{sat}$. A-t-on $u_e < u_0$ ou $u_e > u_0$?
2. Même question en supposant que $u_s = -V_{sat}$.
3. Compléter la caractéristique de fonctionnement théorique u_s en fonction de u_e , à droite du schéma du montage ci-dessus. On considèrera que $u_0 > 0$.
4. Représenter la courbe de $u_s(t)$ obtenue pour le signal d'entrée $u_e(t)$ ci-dessous.



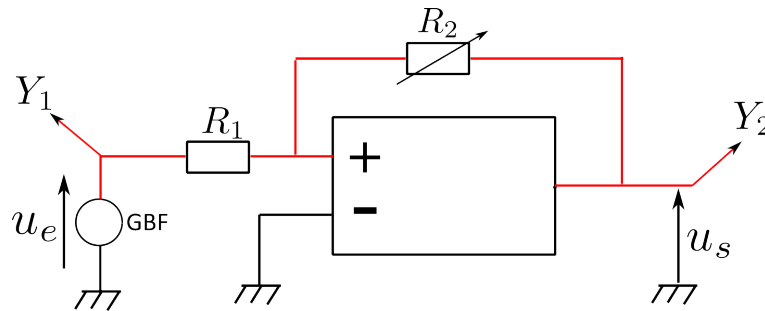
Expérience

✚ Modifier le montage précédent "ALI en boucle ouverte" en ajoutant une tension constante réglable u_0 à l'aide de l'alimentation stabilisée. Observer la caractéristique en mode X-Y se traduire lorsqu'on modifie la valeur de u_0 en réglage fin.

5.3 Comparateur à hystérésis

Il s'agit d'un comparateur à deux seuils. Il permet, par exemple, de déclencher le chauffage lorsque T passe en dessous de 18°C et d'arrêter le chauffage lorsque T dépasse 20°C .

Voici un exemple d'un tel comparateur. Nous allons observer son comportement expérimentalement avant de modéliser son fonctionnement.

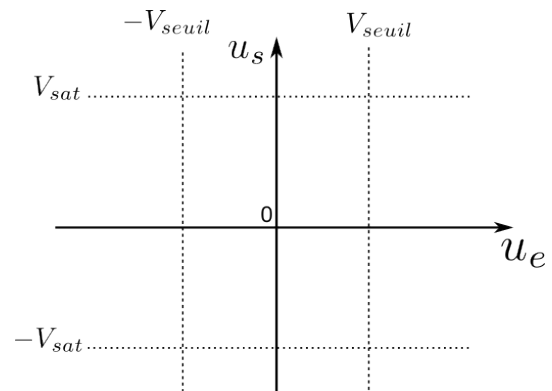
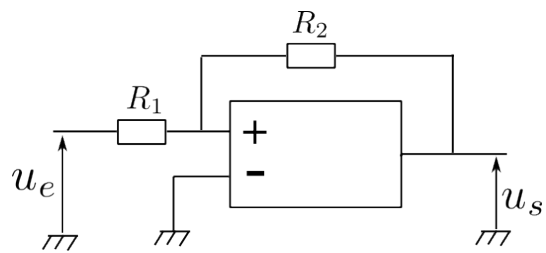


5.3.1 Etude expérimentale

✚ Réaliser le montage avec $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ et $R_2 = 5\text{ k}\Omega$ (variable) et on alimente en entrée par un signal sinusoïdal d'amplitude crête à crête 5 V et de fréquence 1 kHz. Observer en mode $Y(t)$ et en mode $X - Y$. Quelle est l'influence de R_2 sur la forme du cycle ? Quelle est l'influence de l'amplitude du signal d'entrée ?

✚ Représenter les signaux observés en temporel et en XY.

5.3.2 Etude théorique



L'expérience a montré que lorsqu'un ALI n'a pas de rétroaction négative, il fonctionne en régime saturé. On rappelle la règle de fonctionnement dans ce cas :

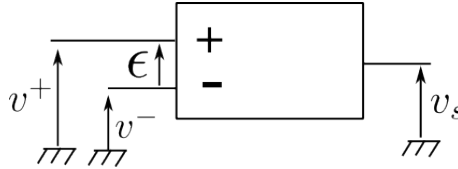
$$\begin{aligned} v_s &= +V_{sat} \iff \epsilon > 0 \\ v_s &= -V_{sat} \iff \epsilon < 0 \end{aligned}$$

6 ALI non idéal en régime linéaire

Dans cette partie, les courants d'entrée i^+ et i^- sont toujours nuls, mais l'égalité $v^+ = v^-$ est remplacée par un modèle plus fin, appelé modèle d'ordre 1 de l'ALI.

6.1 Modèle d'ordre 1

On rappelle que tension différentielle d'entrée est définie par $\epsilon = v^+ - v^-$.



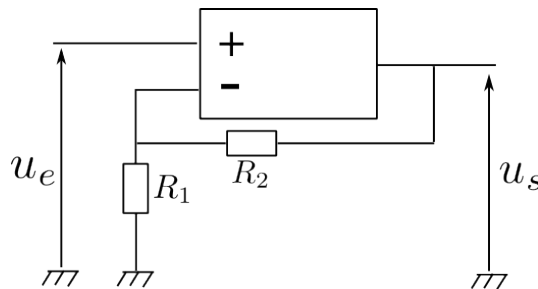
En régime linéaire, la fonction de transfert de l'ALI non idéal peut être modélisée par une fonction de transfert de type passe-bas d'ordre 1 :

$$\underline{\mu} = \frac{v_s}{\underline{\epsilon}} = \frac{\mu_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}}$$

avec un gain statique $\mu_0 \approx 10^5$, et une fréquence de coupure $f_c \approx 10$ Hz (ou une constante de temps $\tau \approx 20$ ms).

6.2 Application au montage non inverseur

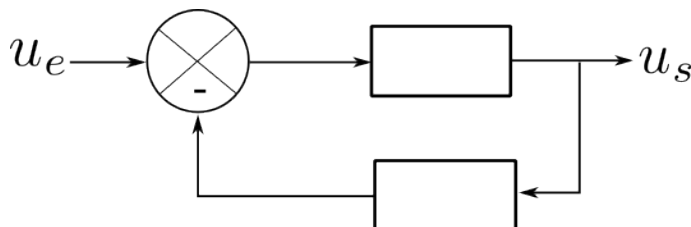
Voyons ce que donne le modèle d'ordre 1 présenté ci-dessus appliqué au montage non inverseur.



1. Déterminer la relation entre u_s et v^- . On notera $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

En régime linéaire, la relation $\underline{u}_s = \underline{\mu} \underline{\epsilon}$ est vérifiée.

2. Montrer que le système peut être représenté par le schéma bloc ci-dessous (à compléter) :



3. En déduire l'expression de la fonction de transfert en boucle fermée $\underline{H} = \frac{u_s}{u_e}$.

4. Mettre $\underline{H}$ sous la forme canonique d'un filtre passe-bas d'ordre 1, dont on déterminera le gain statique μ'_0 et la fréquence de coupure f'_c .

5. Montrer que $\mu'_0 f'_c = \mu_0 f_c$. Cette propriété est appelée "conservation du produit gain $\times$ bande passante".

6. Simplifier l'expression de μ'_0 en tenant compte du fait que $\mu_0 \gg 1$. Donner le résultat en fonction de R_1 et R_2 .

Bilan :

- pour $f \ll f_c^I$, on retrouve la relation d'entrée-sortie du montage amplificateur non inverseur, obtenue pour un ALI idéal

$$u_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_e$$

- en augmentant la fréquence, le caractère passe-bas de l'ALI se manifeste. Plus le gain du montage non inverseur $\frac{R_1+R_2}{R_2} = \frac{1}{\beta}$ est élevée, plus le phénomène est perceptible, car la fréquence de coupure diminue.

6.3 Mise en oeuvre expérimentale

1. Réaliser le montage avec $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ et R_2 variable. Pour une tension d'entrée sinusoïdale de tension crête à crête 5V et de fréquence 1 kHz, observer u_e et u_s à l'oscilloscope et vérifier que le fonctionnement est correct pour quelques valeurs différentes de R_2 .

L'objectif de ce qui suit est de mettre en évidence un **comportement passe-bas** pour le montage. Pour cela, nous allons monter à haute fréquence et utiliser un gain élevé. Pour éviter d'être perturbé par le Slew-Rate et la saturation en tension, il est nécessaire d'utiliser un signal de faible amplitude en entrée.

2. Régler l'amplitude du signal d'entrée à 100 mV.
3. Régler le gain du montage à la valeur 100. Quelle est l'amplitude de sortie attendue ? Montrer qu'à haute fréquence, l'amplitude diminue, et réaliser une mesure de la fréquence de coupure (pour laquelle l'amplitude du signal de sortie a diminué d'un facteur $\sqrt{2}$).
4. Procéder de même avec un gain du montage à 50.
5. En déduire la valeur du produit gain $\times$ fréquence de coupure dans les deux cas. Comparer. (La théorie développée avec le modèle d'ordre 1 de l'ALI prévoit qu'on obtienne la même valeur).