

## TP 4 - Filtre actif passe-bas

### 1. Introduction

L'objectif de ces TP est la réalisation et l'étude d'un filtre passe-bas du deuxième ordre. Il est possible de réaliser un tel filtre en associant un condensateur et une bobine (filtre passif) mais ce type de filtre comporte deux inconvénients : une impédance de sortie grande et l'encombrement important de la bobine.

Les filtres actifs reposent sur l'utilisation d'un ou plusieurs amplificateurs linéaires intégrés (ALI). L'amplificateur est un élément actif car il a besoin d'une alimentation pour fonctionner. L'emploi des ALI permet de réaliser des filtres dont l'impédance de sortie est quasi nulle et permet de se passer complètement des bobines. Des filtres actifs de toute sorte (passe-bas, passe-bande, passe-haut, etc.) peuvent être réalisés avec des ALI, des condensateurs et des résistors. L'ALI permet aussi de réaliser des amplificateurs de tension.

Matériel :


- ▷ ALI (modèle TL081).
- ▷ Plaque d'essai.
- ▷ Fils avec embouts dénudés.
- ▷ Générateur de signaux.
- ▷ Oscilloscope.
- ▷ Alimentation -15/0/+15 V.
- ▷ Filtre passe-bas Sallen-Key.
- ▷ Résistances de  $10\ \Omega$ ,  $100\ \Omega$ ,  $1\ \text{k}\Omega$ .
- ▷ Boîte de résistances AOIP  $10\ \Omega$ .
- ▷ 2 condensateurs de  $10\ \mu\text{F}$  (électrolytiques).


Dans un premier temps, nous allons réaliser un circuit *suiveur de tension*, qui montre comment l'ALI permet d'obtenir une impédance de sortie très faible.


En seconde partie, nous étudierons un filtre actif passe-bas.

### 2. Résistance de sortie du générateur de signaux

La sortie du générateur de signaux a une résistance de sortie  $R_s = 50\ \Omega$ . On cherche à vérifier expérimentalement cette valeur, lorsque le signal généré est sinusoïdal. On utilise pour cela la boîte de résistances, qui permet d'obtenir des résistances égales à 1,2,...,10 fois  $10\ \Omega$ . On rappelle que la sortie du générateur est équivalent à une source de tension en série avec la résistance de sortie (générateur de Thevenin).

[1]  Faire le schéma du montage et expliquer comment se fait la détermination de la résistance de sortie.

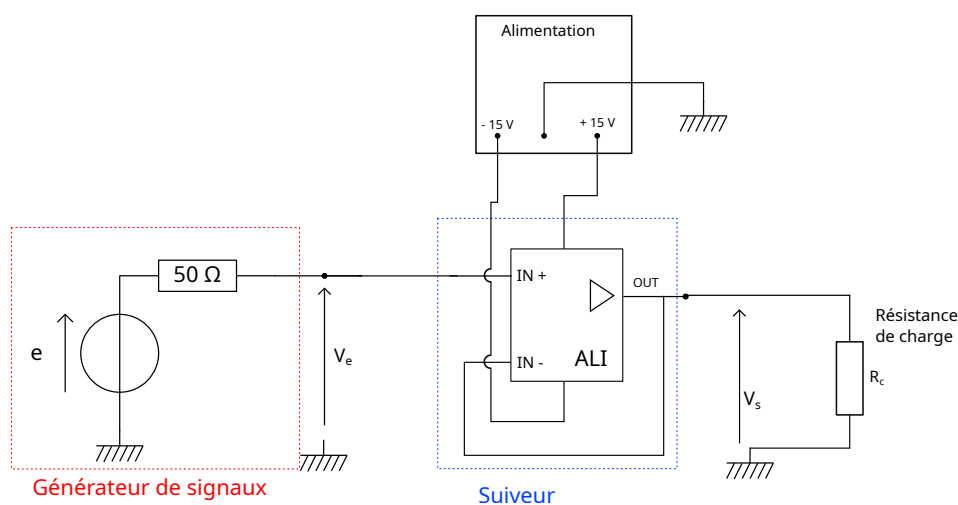
[2]  Réaliser la mesure.

[3]  Quelle est l'intensité du courant maximale que le générateur de signaux peut délivrer ?

### 3. Suiveur de tension

Le suiveur de tension permet de réaliser une sortie avec une résistance de sortie très faible (quelques milli-ohms).

Le suiveur de tension est présenté en annexe. On le réalise avec un TL081 (boîtier DIP8) sur une plaque d'essai. Les fiches bananes femelles placées sur le bord de la plaque doivent être reliées par des fils à la plaque. Pour réaliser le suiveur, il y a 5 bornes à mettre en place : IN+ (entrée du suiveur), OUT (sortie du suiveur), Vcc+ (+15 V) et Vcc-(-15 V) et la masse. Cette dernière n'est pas utilisée par le montage suiveur mais elle est nécessaire pour le branchement de la résistance de charge.



Le point zéro de l'alimentation double doit être relié à la masse du générateur de signaux et de l'oscilloscope car l'alimentation n'est pas reliée à la terre (comme toutes les alimentations).

[4] Réaliser le montage suiveur. Le générateur de signaux est branché en entrée. Dans un premier temps, aucune résistance de charge n'est placée en sortie.

[5] Le signal  $e(t)$  étant sinusoïdal, de fréquence 1000 Hz, vérifier que  $V_s(t) = V_e(t)$  pour différentes amplitudes jusqu'à 10 V.

[6] Placer une résistance de charge  $R_c = 1 \text{ k}\Omega$ . A-t-on toujours  $V_s(t) = V_e(t)$  jusqu'à l'amplitude maximale ?

[7] Placer une résistance de charge de  $100 \Omega$ . Augmenter l'amplitude de  $e(t)$  jusqu'à observer les saturations de la tension  $V_s(t)$ . En déduire les intensités maximale et minimale du courant de sortie de l'ALI (pour cette résistance de charge).

[8] Faire les mêmes mesures avec une résistance de charge de  $10 \Omega$ . Que remarque-t-on à propos des courants limites ?

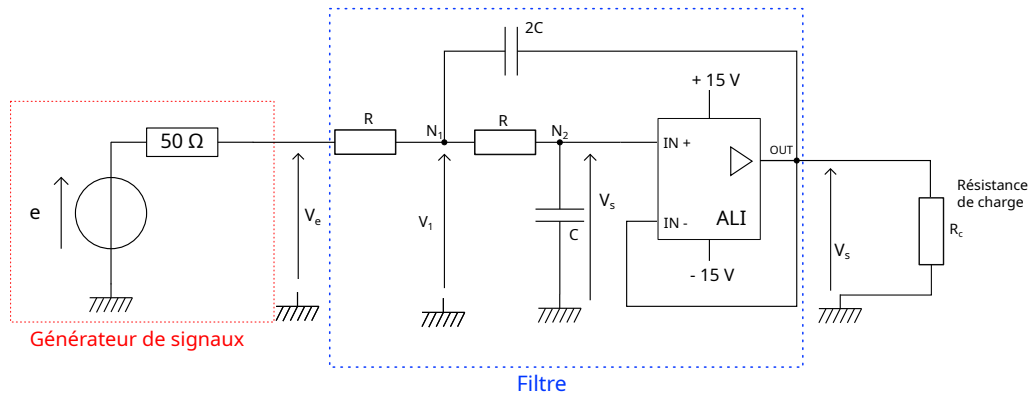
[9] D'après ces résultats, que peut-on dire de la résistance de sortie du suiveur lorsqu'il fonctionne en régime linéaire (sans saturation de la tension de sortie) ? Comparer à la résistance de sortie du générateur de signaux.

[10] Pour une résistance de charge  $R_c = 1 \text{ k}\Omega$  et un signal sinusoïdal d'amplitude 100 mV, augmenter la fréquence. À partir de quelle fréquence observe-t-on une différence entre  $V_s(t)$  et  $V_e(t)$  ? Le comportement de filtre passe-bas prévu par le modèle présenté en annexe semble-t-il valable ?

## 4. Filtre passe-bas

### 4.a. Étude théorique

Le filtre actif présenté ci-dessous comporte un ALI monté en suiveur :



La fonction de transfert de ce filtre est déterminée en utilisant le modèle d'ALI idéal (voir annexe). Les courants dans les entrées IN+ et IN- sont nuls et on a  $V_+ = V_-$ . Il s'en suit que  $V_+ = V_s$ . Écrivons la loi des nœuds en  $N_1$  en régime sinusoïdal : la somme des intensités des courants arrivant en ce nœud est nulle :

$$\frac{V_e - V_1}{R} + \frac{V_s - V_1}{R} + \frac{V_s - V_1}{\frac{1}{2jC\omega}} = 0$$

La loi des nœuds en  $N_2$  s'écrit :

$$\frac{V_1 - V_s}{R} + \frac{0 - V_s}{\frac{1}{jC\omega}} = 0$$

L'élimination de  $V_1$  de ces deux équations conduit à :

$$V_e = V_s(1 + 2jRC\omega - 2(RC\omega)^2)$$

d'où l'on déduit la fonction de transfert harmonique :

$$\underline{H}(\omega) = \frac{1}{1 + \sqrt{2}j\frac{\omega}{\omega_c} - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2} \tag{1}$$

avec :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{2}RC} \tag{2}$$

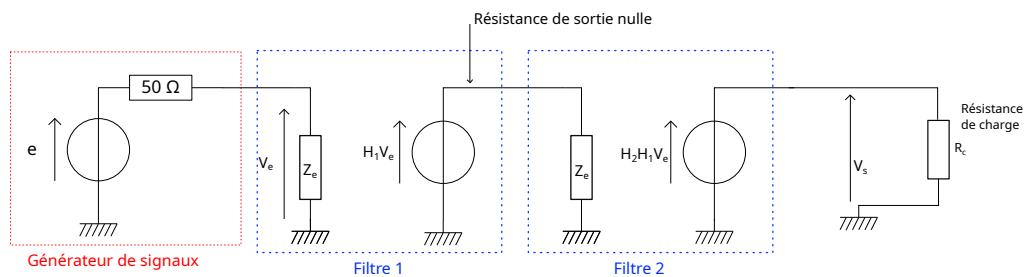
[11] Exprimer le gain  $G(\omega)$  et vérifier que  $\omega_c$  est la pulsation de coupure à -3dB.

[12] Tracer le diagramme de Bode de ce filtre pour  $f_c = 1000$  Hz (gain en décibel et déphasage).

[13] Tracer le gain et le déphasage en fonction de la fréquence (en échelle linéaire) pour  $f$  variant de 0 à  $2f_c$ .

Il est possible de réaliser un filtre passif ayant cette fonction de transfert (filtre passe-bas du deuxième ordre de Butterworth) mais cela nécessite l'emploi d'une bobine plus ou moins encombrante. L'utilisation d'un ALI permet de réaliser ce type de filtre avec seulement des condensateurs et des résistors. Le deuxième avantage d'un filtre actif est l'impédance de sortie quasi nulle.

L'impédance de sortie pratiquement nulle est une propriété remarquable des filtres actifs, qui facilite beaucoup la conception de filtres d'ordre élevé. Considérons par exemple un filtre d'ordre 4 construit en associant en série deux filtres actifs d'ordre 2. Le schéma équivalent d'un filtre vu de l'entrée est une impédance (son impédance d'entrée). Le schéma équivalent d'un filtre vu de la sortie est une source de tension car la résistance de sortie est nulle. Le schéma équivalent de l'association des deux filtres est donc le suivant :



La fonction de transfert de l'association en série des deux filtres actifs est donc :

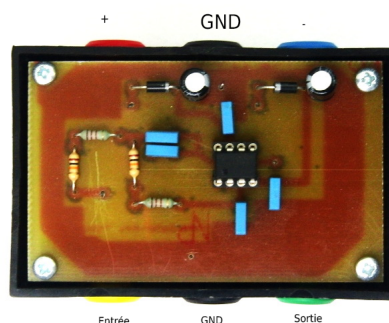
$$\underline{H}(\omega) = \underline{H}_2(\omega)\underline{H}_1(\omega)$$

Le premier filtre se comporte exactement comme si sa sortie était ouverte, c'est-à-dire sans le filtre 2. Cette propriété n'est pas du tout vérifiée pour les filtres passifs (filtres ne comportant que R,C et L), ce qui rend difficile la conception de filtres passifs d'ordre élevé.

Remarque : il faut bien sûr que l'impédance d'entrée d'un filtre soit assez grande pour que la sortie de l'ALI du filtre précédent ne présente pas de saturation. En pratique, une impédance d'entrée de l'ordre de 10 kΩ est largement suffisante et facile à réaliser.

#### 4.b. Étude expérimentale en régime sinusoïdal


Le filtre utilisé a une fréquence de coupure d'environ  $f_c = 1000$  Hz. Il est réalisé dans un boîtier (filtre passe-bas Sallen-Key) dont une photo est montrée ci-dessous :



Le circuit est alimenté avec une alimentation double  $\pm 15$  V. On utilise pour cela les bornes rouge (+ 15), noir (0) et bleue (-15). Sur l'autre côté du boîtier, on trouve l'entrée du filtre (borne jaune) et la sortie (borne verte), avec la masse (GND, borne noire). Bien évidemment, les deux bornes de masse sont reliées en interne (masse du circuit) mais elles doivent être reliées à la masse du générateur de signaux et de l'oscilloscope, et au point 0 de l'alimentation double.

[14] Réaliser le câblage. L'entrée  $V_e$  est observée sur la voie 1 de l'oscilloscope, la sortie  $V_s$  sur la voie 2. Pour l'étude du filtre, la résistance de charge n'est pas nécessaire, puisque la réponse du filtre en régime linéaire est indépendante de la valeur de cette résistance (résistance de sortie nulle).

[15] Vérifier le fonctionnement linéaire du filtre, pour toute amplitude jusqu'à 10 V. Vérifier le comportement passe-bas.


[16]  Pour une fréquence  $f = 5000$  Hz, mesurer la valeur efficace de  $V_e$ . Utiliser pour cela la mesure *CA EFF (plein écran)*, qui donne l'écart-type du signal échantillonné. Faire de même pour  $V_s$ .


La valeur efficace CA d'un signal périodique  $V(t)$  de période  $T$  est définie par :


$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (V(t) - V_m)^2 dt} \quad (3)$$

où  $V_m$  désigne la valeur moyenne du signal (nul dans le cas présent). Pour un signal échantillonné, la valeur efficace est l'écart-type des échantillons. Pour un signal sinusoïdal, il existe une relation simple entre la valeur efficace CA et l'amplitude :

$$A = \sqrt{2}V_{eff} \quad (4)$$

[17]  Déduire des mesures de valeurs efficaces le gain  $G$  du filtre à  $f = 1000$  Hz. Refaire la mesure pour plusieurs amplitudes.

[18]  Au moyen de la mesure de valeur efficace, ajuster la fréquence pour être sur la coupure à -3 dB. Noter cette fréquence. Mesurer le déphasage.

[19]  Mesurer le retard entre la sortie et l'entrée pour les fréquences suivantes : 10 Hz, 50 Hz, 100 Hz, 500 Hz. Que constate-t-on ?

#### 4.c. Étude expérimentale en régime périodique

On s'intéresse à la sortie  $V_s(t)$  lorsque le signal d'entrée  $V_e(t)$  est périodique et dans le cas où tous ces harmoniques importants sont dans la bande passante du filtre. Supposons que  $V_e$  soit à bande de fréquences limitée et considérons sa série de Fourier :

$$V_e(t) = \frac{C_0}{2} + \sum_{n=1}^P C_n \cos(n\omega_1 t + \Phi_n) \quad (5)$$

Un filtre passe-bas idéal doit posséder les deux propriétés suivantes :

- ▷ Un gain constant dans la bande passante, par exemple  $G = 1$ .
- ▷ Un retard constant dans la bande passante, c'est-à-dire un déphasage linéaire par rapport à la fréquence.

La seconde propriété s'écrit :

$$\varphi = -\tau\omega \quad (6)$$

où  $\tau$  est le retard de la sortie par rapport à l'entrée.

Si ces deux propriétés sont vérifiées, la série de Fourier de la sortie s'écrit :


$$\begin{aligned} V_s(t) &= G \frac{C_0}{2} + \sum_{n=1}^P GC_n \cos(n\omega_1 t + \Phi_n - \tau n\omega_1) \\ &= G \frac{C_0}{2} + \sum_{n=1}^P GC_n \cos(n\omega_1(t - \tau) + \Phi_n) \\ &= V_e(t - \tau) \end{aligned}$$


En conséquence, le signal de sortie est identique au signal d'entrée mais retardé de  $\tau$ .


Pour un filtre réel, les deux propriétés ne peuvent être qu'imparfaitement vérifiées donc il y a nécessairement une distorsion plus ou moins forte du signal, même si tous ces harmoniques sont dans la bande passante. Cependant, plus la fréquence fondamentale est basse, plus on s'approche du cas idéal et moins il y a de distorsions.


On se propose de tester le filtre avec un signal triangulaire de fréquence 100 Hz et d'amplitude 5 V.

[20]  Ce signal est-il à bande de fréquences limitée ?

[21]  La déformation du signal en sortie est-elle visible ? À quelle endroit de la forme d'onde ? Comment l'explique-t-on ?

[22]  Mesurer le retard de la sortie par rapport à l'entrée ? Est-il égal au retard mesuré en régime sinusoïdal ?

[23]  Au moyen de la fonction FFT de l'oscilloscope (voir annexe), comparer les spectres de  $V_e(t)$  et de  $V_s(t)$ . À partir de quel harmonique la différence est-elle visible ?

[24]  Abaisser la fréquence à 10 Hz. Comparer l'entrée et la sortie du filtre. Vérifier que le retard est le même que pour une fréquence de 100 Hz.

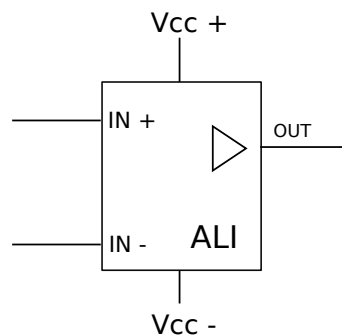
## 5. Annexe : amplificateur linéaire intégré

### 5.a. Fonctionnement en boucle ouverte

L'amplificateur linéaire intégré (ALI), aussi nommé *amplificateur opérationnel*, est un circuit intégré qui fonctionne avec une alimentation. Il comporte 5 bornes :

- ▷ Vcc+ : borne d'alimentation positive.
- ▷ Vcc- : borne d'alimentation négative.
- ▷ IN + : entrée non inverseuse.
- ▷ IN - : entrée inverseuse.
- ▷ OUT : sortie.

Voici le schéma d'un ALI :



La tension de sortie est comprise entre Vcc- et Vcc+. En conséquence, si l'on veut que la tension de sortie puisse prendre des valeurs négatives par rapport à la masse, la tension d'alimentation Vcc- doit être négative par rapport à la masse. On doit donc utiliser une alimentation double, par exemple une alimentation -15/0/+15 V. La borne -15 V de l'alimentation est connectée à la borne Vcc- de l'ALI, la borne +15 V à la borne Vcc+ et la borne 0 à la masse du circuit (mais l'ALI lui-même n'a pas de borne de masse).

L'ALI est un amplificateur différentiel : la tension de sortie (par rapport à la tension  $(V_{cc+} - V_{cc-})/2$ ) est égale à la différence des tensions entre IN+ et IN- multipliée par un gain. Le gain de l'ALI est très élevé (de l'ordre de 100 000) car l'ALI est conçu pour être utilisé avec une rétroaction. Par ailleurs, l'ALI se comporte comme un filtre passe-bas, c'est-à-dire que son gain diminue lorsque la fréquence augmente. Pour définir le gain de l'ALI, on introduit les tensions complexes en régime sinusoïdal :  $\underline{V}_s$  la tension de sortie,  $\underline{V}_-$  la tension de l'entrée inverseuse et  $\underline{V}_+$  celle de l'entrée non-inverseuse. Ces trois tensions sont des différences de potentiel par rapport à la masse. L'ALI est caractérisé par la relation linéaire suivante :

$$\underline{V}_s = V_0 + \frac{\mu}{1 + j\frac{f}{f_c}} (\underline{V}_+ - \underline{V}_-) \quad (7)$$

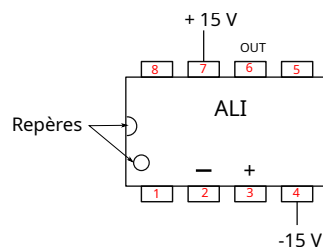
avec :

$$V_0 = \frac{V_{cc+} + V_{cc-}}{2} \quad (8)$$

Dans les montage étudiés ici, on a  $V_{cc-} = -V_{cc+}$  (l'alimentation est symétrique) donc  $V_0 = 0$ . L'ALI se comporte donc comme un filtre passe-bas du premier ordre.  $\mu$  est le gain à fréquence nulle, dont la valeur est de l'ordre de  $10^5$ . La fréquence de coupure  $f_c$  est de l'ordre de 10 Hz. Cette relation est valable lorsque l'ALI fonctionne en régime linéaire. Il peut arriver que l'ALI

soit en régime non linéaire : dans ce cas, la tension de sortie est égale soit à  $V_{cc+}$  (saturation positive), soit à  $V_{cc-}$  (saturation négative). En réalité, la tension de saturation est souvent légèrement inférieure en valeur absolue à la tension d'alimentation (d'environ 0,7 V). Dans le cas d'une utilisation de l'ALI pour la réalisation de filtres linéaires, la saturation devra être évitée car l'ALI doit fonctionner en régime linéaire. Par ailleurs, lorsqu'un courant sort de l'ALI, il peut arriver qu'une saturation se produise lorsque le courant limite est atteint (voir le montage suiveur ci-dessous). Dans tous les cas, la saturation de la tension de sortie indique que l'ALI ne fonctionne plus en régime linéaire et cette situation doit être évitée si l'ALI est utilisé comme élément d'un système linéaire.

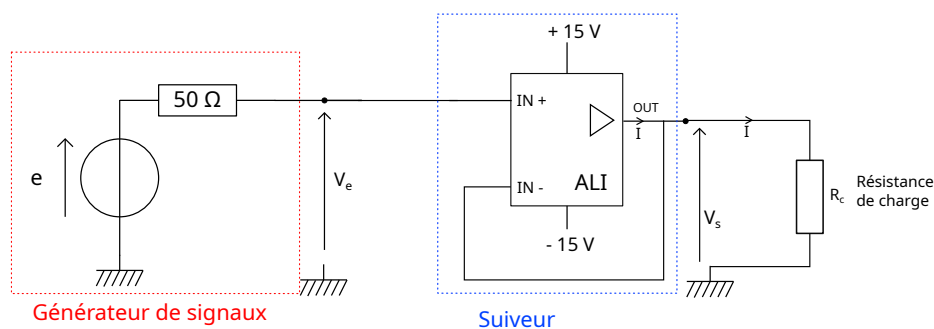
Voici le brochage d'un ALI intégré dans un boîtier DIP 8 broches :



### 5.b. Suiveur de tension

L'ALI ne peut être utilisé en boucle ouverte car son gain est beaucoup trop grand et sa fréquence de coupure beaucoup trop faible. On doit donc lui ajouter une *rétroaction*, qui consiste à renvoyer une partie de la tension de sortie vers une des entrées. Pour que le système soit stable et fonctionne en régime linéaire, la rétroaction doit se faire vers l'entrée inverseuse (IN-).

Le montage *suiveur de tension* (ou plus simplement *suiveur*) met en œuvre la forme la plus simple de rétroaction négative : la tension de sortie est directement appliquée sur l'entrée IN- :



Le générateur de signaux est représenté avec sa résistance de sortie ( $50 \Omega$ ). D'une manière générale, le circuit que l'on place avant le suiveur comporte une résistance de sortie plus ou moins grande. Le suiveur comporte un ALI et un fil reliant la sortie à l'entrée IN-. L'entrée



du suiveur est l'entrée IN+ de l'ALI. On a aussi placé une *résistance de charge* en sortie, qui représente la résistance du circuit que l'on place à la suite du suiveur. La possibilité de placer une résistance de charge relativement basse sans modifier la valeur de  $V_s$  constitue justement l'intérêt du suiveur.

La résistance d'entrée des entrées IN- et IN+ est très grande, de l'ordre de plusieurs  $G\Omega$  pour un ALI à transistors FET (par ex. le TL081). L'intensité qui entre dans l'entrée IN- est donc négligeable. En conséquence, l'intensité qui sort de OUT est celle qui traverse la résistance de charge. De même, l'intensité qui entre dans IN+ est négligeable et on a donc :

$$V_e(t) = e(t) \quad (9)$$

Considérons le fonctionnement en régime sinusoïdal permanent. On a évidemment :

$$\underline{V}_+ = \underline{V}_e \quad (10)$$

$$\underline{V}_- = \underline{V}_s \quad (11)$$

La relation (7), qui définit le fonctionnement de l'ALI en régime linéaire, conduit donc à :

$$\underline{V}_s = \frac{\mu}{1 + j\frac{f}{f_c}} (\underline{V}_e - \underline{V}_s) \quad (12)$$

On obtient ainsi la fonction de transfert harmonique du montage suiveur :

$$\underline{H}(f) = \frac{\underline{V}_s}{\underline{V}_e} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\mu} + j\frac{f}{f_c}}$$

Sachant que  $\mu \gg 1$ , on peut écrire :

$$\underline{H}(f) = \frac{1}{1 + j\frac{f}{\mu f_c}} \quad (13)$$

Le suiveur est donc un filtre passe-bas dont le gain à très basse fréquence est 1 et dont la fréquence de coupure est  $f'_c = \mu f_c \approx 1 \text{ MHz}$ . Pour les signaux dont tous les harmoniques sont dans la bande passante du filtre, on peut donc écrire :

$$V_s(t) = V_e(t - \tau) \quad (14)$$

où  $\tau = 1/(2\pi f'_c) \approx 0,16 \mu\text{s}$  est le retard de la sortie par rapport à l'entrée. Pour des fréquences inférieures à 10 kHz, ce retard est négligeable par rapport à la période.

La tension de sortie suit la tension d'entrée, d'où le nom de *suiveur* donné à ce circuit. L'intérêt du suiveur réside dans sa résistance d'entrée très grande et dans sa résistance de sortie très faible (quelques milli-ohms). Le calcul de ces résistances est exposé dans le document [Amplificateur de tension](#).

Le montage présenté ci-dessus permet donc d'obtenir un générateur de signaux de résistance de sortie quasi nulle alors que celle du générateur de laboratoire (GBF) est de  $50 \Omega$ . Cependant, le courant délivré par la sortie de l'ALI est limité :

$$I_{min} < I < I_{max} \quad (15)$$

Tant que cette inégalité est vérifiée, le suiveur fonctionne bien en régime linéaire avec une résistance de sortie quasi nulle. En revanche, si la résistance de charge est trop faible, le courant

de sortie sature à la valeur  $I_{max}$  ou  $I_{min}$  et on obtient en conséquence une limitation de la tension de sortie :

$$R_c I_{min} < V_s < R_c I_{max} \quad (16)$$

Lorsque la tension de sortie atteint soit la valeur minimale soit la valeur maximale, il se produit une saturation de cette tension. La présence d'une saturation indique que l'ALI ne fonctionne plus en régime linéaire.

Les valeurs de  $I_{min}$  et  $I_{max}$  sont à peu près opposées mais elles dépendent de la tension de sortie : plus la tension de sortie est grande, plus ces courants limites sont faibles. En conséquence, plus la résistance de charge est grande, plus les courants limites sont faibles. Par ailleurs, ces courants limites augmentent avec la tension d'alimentation.

Par exemple pour l'ALI TL081 alimenté en  $\pm 10V$ , l'intervalle de courant est  $[-7.2, 7.8]$  mA dans une résistance de charge de  $1000 \Omega$ ,  $[-25, 30]$  mA dans une résistance de charge de  $100 \Omega$   $[-30, 38]$  mA dans une résistance de charge de  $10 \Omega$ .

Pour un ALI de faible puissance (comme le TL081), le courant maximal qui peut être délivré en sortie est nettement plus faible que le courant maximal pouvant être délivré par le générateur de signaux. La résistance de sortie de ce dernier est d'ailleurs prévue pour éviter la saturation : la tension  $e$  maximale est 10 V, ce qui conduit précisément à un courant de 200 mA lorsqu'une résistance nulle est branchée en sortie du générateur.

Le montage présenté ci-dessus (générateur + suiveur) a donc une résistance de sortie quasi nulle (contrairement au générateur) mais le courant de sortie qu'il peut délivrer est nettement plus faible que celui que peut délivrer le générateur de signaux (200 mA).

### 5.c. L'ALI idéal

Le modèle d'ALI idéal permet de trouver rapidement le gain d'un circuit à fréquence nulle (ou à très basse fréquence). Ce modèle consiste à considérer que  $\mu \rightarrow \infty$ . Le fonctionnement linéaire impose que la tension de sortie  $V_s$  reste finie, ce qui conduit d'après la relation (7) à :

$$V_+ - V_- \rightarrow 0 \quad (17)$$

On écrit donc pour un ALI idéal :

$$V_+ = V_- \quad (18)$$

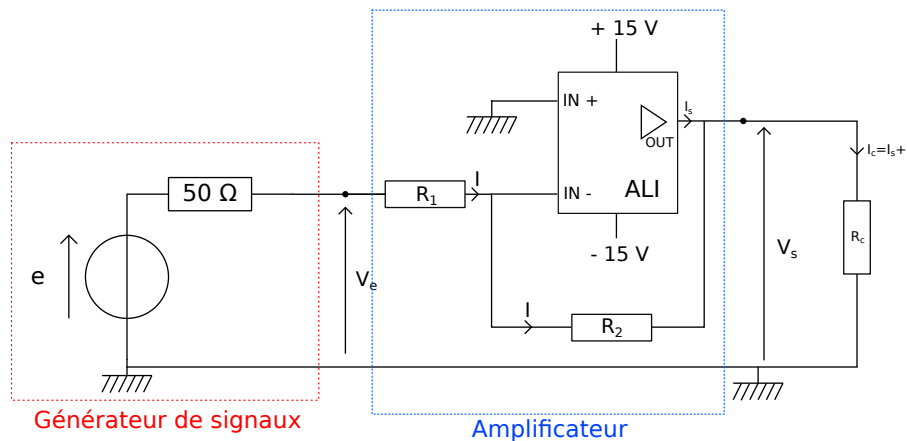
Dans le cas du montage suiveur, cette relation conduit immédiatement à :

$$V_s = V_e \quad (19)$$

Le modèle d'ALI idéal permet donc d'obtenir rapidement le gain dans la bande passante (ici 1) mais ne donne aucune information sur la fréquence de coupure. On peut utiliser le modèle d'ALI idéal en première approche, pour connaître le gain dans la bande passante, sachant que la fréquence de coupure est souvent très grande par rapport à la fréquence des signaux que l'on traite. Pour les filtres actifs, cette approche est généralement suffisante pour obtenir la bande passante car celle-ci est déterminée par le filtre lui-même et pas par le fonctionnement interne de l'ALI. En revanche, le comportement du filtre à très haute fréquence ne peut pas être calculé avec le modèle d'ALI idéal.

**5.d. Amplificateur de tension**

L'amplificateur de tension est un circuit qui permet d'augmenter une tension très faible. Il existe plusieurs manières de réaliser un amplificateur de tension avec un ALI. Le montage présenté ci-dessous est un *amplificateur inverseur* :



Ce circuit comporte une rétroaction de la sortie de l'ALI vers l'entrée IN-. Cette rétroaction est négative, ce qui est une condition nécessaire pour que l'ALI fonctionne bien en régime linéaire et que la relation (7) soit vérifiée.

Le courant qui entre dans IN- est négligeable, ce qui implique que l'intensité  $I$  du courant qui traverse  $R_1$  est aussi celle du courant qui traverse  $R_2$ . On a donc les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \underline{V}_e - \underline{V}_- &= R_1 I \\ \underline{V}_+ &= 0 \\ \underline{V}_s - \underline{V}_- &= -R_2 I \end{aligned}$$

Le modèle d'ALI idéal, qui consiste à écrire  $\underline{V}_+ = \underline{V}_-$ , conduit à :

$$\underline{H}^{ideal} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{20}$$

Si  $R_2$  est plus grande que  $R_1$ , on obtient un amplificateur de tension, avec un changement de signe de la tension (d'où le nom d'amplificateur inverseur). Il faut noter que le changement de signe est équivalent à un déphasage de  $\pi$ .

Pour connaître la bande passante de l'amplificateur, il faut utiliser la relation (7). On obtient ainsi :

$$\underline{H} = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1+j\frac{f}{f_c}}{\mu}} \tag{21}$$

Le rapport  $R_2/R_1$  est supposé inférieur à 1000 et  $\mu \approx 10^5$ . Lorsque  $f = 0$  on a donc :

$$\underline{H} \approx -\frac{R_2}{R_1} \tag{22}$$

ce qui correspond bien au gain obtenu avec le modèle d'ALI idéal. La fonction de transfert est celle d'un filtre passe-bas du premier ordre, de fréquence de coupure :

$$f'_c = \frac{\mu f_c}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \quad (23)$$

Le gain à fréquence nulle étant défini par :

$$G_0 = \frac{R_2}{R_1} \quad (24)$$

On voit que la fréquence de coupure est d'autant moins grande que  $G_0$  est grand. Pour  $G_0 = 10$ , la fréquence de coupure vaut environ 100 kHz. Pour  $G_0 = 100$ , elle vaut 10 kHz. Si on veut à la fois un gain élevé et une grande bande passante, il faut associer plusieurs amplificateurs en série.

Remarque : la résistance  $R_1$  doit être au moins de 10 k $\Omega$  car c'est la résistance d'entrée de l'amplificateur. Pour réaliser un amplificateur de gain  $G_0 = 10$ , on prendra donc  $R_1 = 10$  k $\Omega$  et  $R_2 = 100$  k $\Omega$ .

## 6. Annexe : fonction FFT de l'oscilloscope

La fonction FFT (Fast Fourier Transform) permet d'obtenir le spectre d'un signal. Le calcul du spectre par TFD se fait comme dans la partie 3 (sans complément par des zéros). L'oscilloscope trace le spectre pour des fréquences dans l'intervalle  $[0, \frac{f_e}{2}]$ , qui est le domaine de fréquence correspondant au spectre du signal analogique qu'on étudie.

- ▷ Appuyer sur FFT pour activer le calcul du spectre.
- ▷ Si le signal à analyser est sur la voie 1, sélectionner la voie 1 comme source.
- ▷ Il est conseillé de garder la trace du signal mais de la décaler vers le haut.
- ▷ L'échelle verticale du spectre (l'amplitude) est en décibel ou bien en Volts (RMS). Pour changer le type d'échelle, aller dans *Param*. Le bouton *Echelle* permet de modifier cette échelle.
- ▷ La durée  $T$  du signal échantillonné (signal dont la TFD est calculée) correspond à la totalité du signal visible sur l'écran. Si on augmente cette durée en tournant le bouton de réglage de l'échelle de temps, la résolution fréquentielle du spectre augmente (celle-ci est affichée sur l'écran).
- ▷ L'intervalle de fréquences du spectre tracé à l'écran se règle avec les boutons *Plage* et *Centre*.
- ▷ Le bouton *Décal* permet de décaler le spectre verticalement.