

P19 – Amplification de tension en électronique

Un amplificateur est un dispositif offrant une puissance moyenne en sortie supérieure à celle en entrée. Un tel dispositif demande donc une alimentation extérieure. On peut citer plusieurs dispositifs répondant à cette propriété. Les transistors et amplificateurs opérationnels en font partie. C'est ce dernier que l'on choisit d'étudier. Il est lui-même constitué – entre autres – de plusieurs transistors.

Au cours de ce montage le principe de fonctionnement du transistor sera mis en évidence. On verra aussi les limites du dispositif et différents montages permettant de l'utiliser (pour une amplification d'un signal d'entrée).

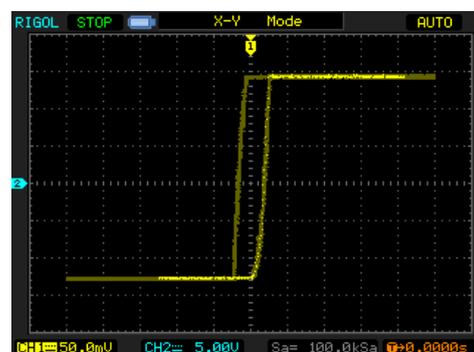
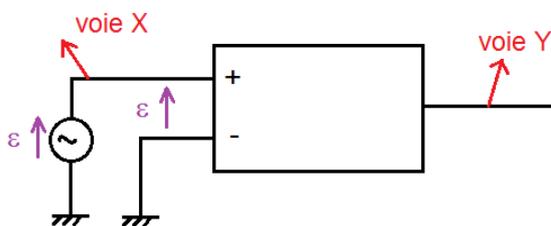
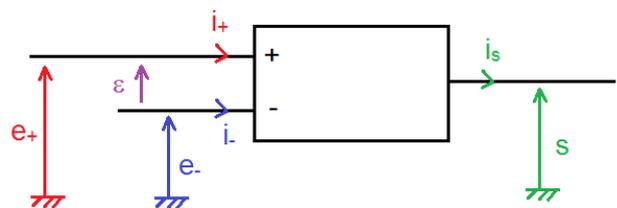
1. Modèle de l'amplificateur opérationnel



L'amplificateur opérationnel est un composant électronique constitué de huit pattes. Deux d'entre elles servent à l'alimentation électrique du dispositif par un générateur délivrant deux tensions continues de ± 15 V. Le système comporte deux entrées e_+ et e_- et une sortie s . Les trois dernières pattes permettent de connecter d'autres éléments du circuit chargés de compenser les défauts du modèle que l'on va par la suite présenter. L'amplificateur opérationnel est représenté par le schéma ci-dessous.

1.1. Modèle réel

La tension en sortie va dépendre de la différence de potentiel entre les deux entrées (non-inverseuse + et inverseuse -). Pour s'en rendre compte, on place un GBF entre les deux voies d'entrée et on utilise l'oscilloscope en mode XY pour visualiser la sortie en fonction de la tension ε .



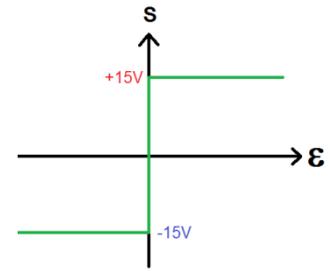
La courbe tracée est composée de deux parties. La zone où la tension varie correspond au **régime linéaire** du dispositif. La tension de sortie est donnée par $s(t) = A \cdot \varepsilon = A \cdot [e_+(t) - e_-(t)]$. On constate que la pente est très élevée. Pour un AO du type de celui employé ici, le facteur A de l'amplification est de l'ordre de 10^5 .

On constate cependant que la tension de sortie atteint rapidement une limite à +15 et -15V : c'est le **régime saturé**. La saturation est due à l'alimentation de l'AO qui permet d'amplifier le signal mais en est aussi la

limite. On observe aussi un phénomène d'hystérésis dû au fait que l'AO ne sort pas instantanément de son état de saturation.

1.2. Modèle idéal

Dans le cas où l'on considère l'amplificateur opérationnel suivant un modèle idéal, on peut considérer sa courbe caractéristique comme ci-contre.

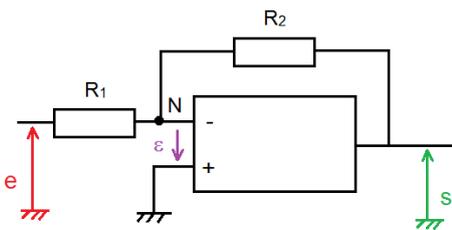


On considère alors l'amplification A comme infinie. Ceci implique que lorsque l'on se place en régime linéaire, la différence de potentiel $\epsilon=0$. On considère aussi que l'impédance d'entrée du système est infinie. Les courants d'entrée sont alors $i_+ = i_- = 0$.

2. Montages amplificateurs

Les amplificateurs opérationnels entrent dans l'élaboration de montages qui vont permettre d'amplifier un signal d'entrée. Pour ce faire, on fait en sorte de se placer en régime linéaire.

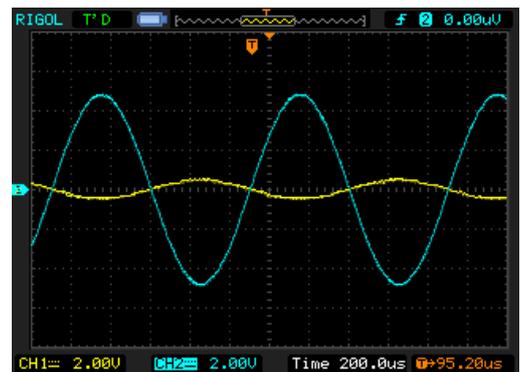
2.1. Montage inverseur



On réalise le circuit ci-contre avec les résistances $R_1=1k\Omega$ et $R_2=10k\Omega$. Le circuit comporte une contre réaction sur l'entrée inverseuse. Concrètement si la tension en sortie augmente, le potentiel de l'entrée inverseuse aussi. Cela entraîne une diminution de la tension ϵ et donc une diminution de la tension en sortie. Cette boucle permet de stabiliser l'amplificateur dans

son mode linéaire de fonctionnement. On prend aussi soin de ne pas saturer l'AO en prenant une tension d'entrée suffisamment faible.

On affiche à l'oscilloscope les signaux d'entrée $e(t)$ et de sortie $s(t)$. On constate que le signal d'entrée est nettement plus faible que celui de sortie. Qui plus est les deux signaux sont en opposition de phase. C'est ceci qui explique le nom d'inverseur donné au montage.



On mesure les tensions pic-à-pic : $S_{pp} = 9,6V$ et $E_{pp} = 1V$.

On en déduit donc un gain $G = \frac{S_{pp}}{E_{pp}} = 9,6$

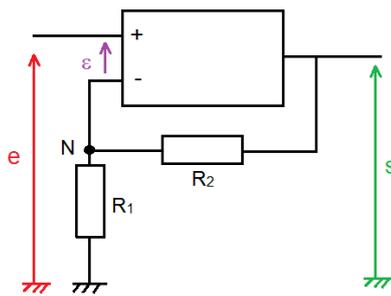
Mathématiquement :

Etant en régime linéaire, on a $\epsilon = 0$. Le potentiel en N est donc nul. On y applique le théorème de Millman :

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

On en déduit donc l'expression du gain $G = -\frac{R_2}{R_1} = 10$

2.2. Montage non-inverseur



Le montage non-inverseur est très similaire à l'inverseur. On compare à nouveau tensions d'entrée et de sortie. On retrouve encore une fois une importante amplification. Cette fois-ci, les signaux sont par contre en phase.

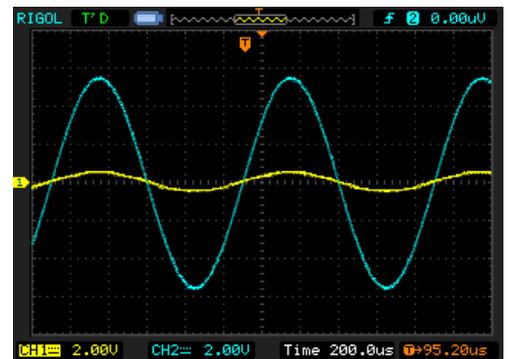
On mesure les tensions pic-à-pic : $S_{pp} = 11,4V$ et $E_{pp} = 1 V$.
On en déduit donc un gain $G = 11,4$

Mathématiquement

On est toujours en régime linéaire grâce à la contre réaction.
Comme $\varepsilon = 0$, le potentiel au point N est égal à la tension $e(t)$. Si on applique le théorème de Millman en ce point, on aura :

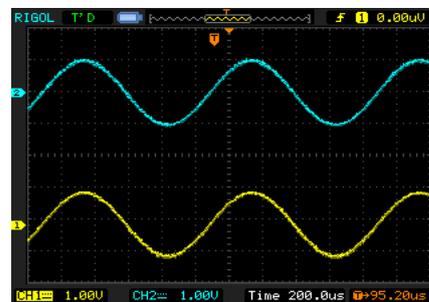
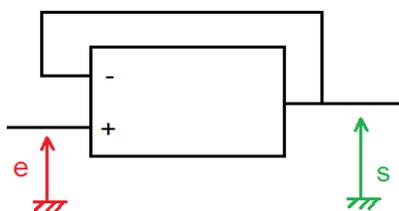
$$e \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{s}{R_2} \leftrightarrow \frac{s}{e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

On en déduit donc l'expression du gain $G = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 11$



Cas particulier : le montage suiveur

Le montage suiveur revient à prendre $R_1 = \infty$ et $R_2 = 0$.



3. Limites du modèle idéal de l'amplificateur opérationnel

On étudie les limites de l'AO en continuant l'étude du montage non-inverseur.

3.1. Limite en fréquence

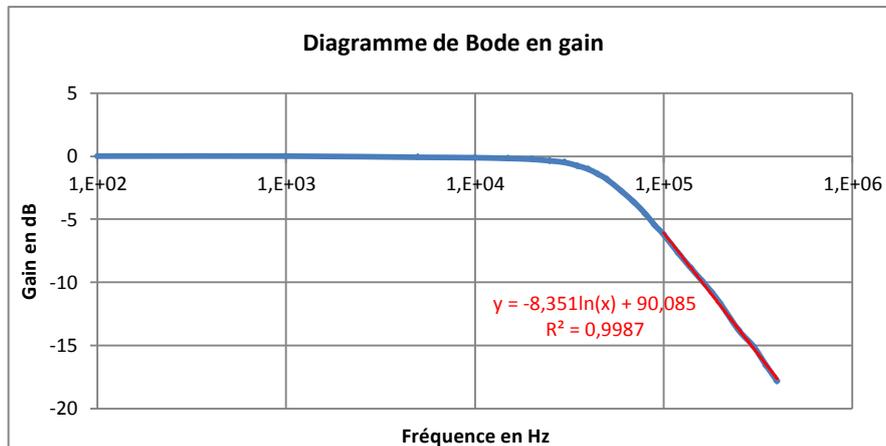
A des fréquences relativement élevées (au-delà de 10kHz), on observe que l'amplitude chute et qu'un déphasage apparaît entre le signal d'entrée et celui de sortie. Ceci montre une limite au modèle idéal de l'amplificateur opérationnel.

Pour différentes fréquences (de 100Hz à 400kHz), on relève la valeur de l'amplitude de sortie en maintenant celle d'entrée à 0,5V. On peut réaliser tracer le diagramme de Bode en gain du montage (les fréquences de mesures doivent donc être espacées en prenant en compte l'échelle logarithmique).

Le diagramme obtenu est similaire à celui d'un filtre passe-bas. Aux hautes fréquences, une régression logarithmique permet de mesurer une pente de -19,2dB/décade (soit environ -20dB/décade).

A partir du diagramme, on peut modéliser l'amplificateur opérationnel. Dans le plan complexe, sa fonction de

transfert dans ce montage (et dans d'autres) est donnée par
$$H(jf) = \frac{s}{\varepsilon} = \frac{H_0}{1 + j\frac{f}{f_c}}$$

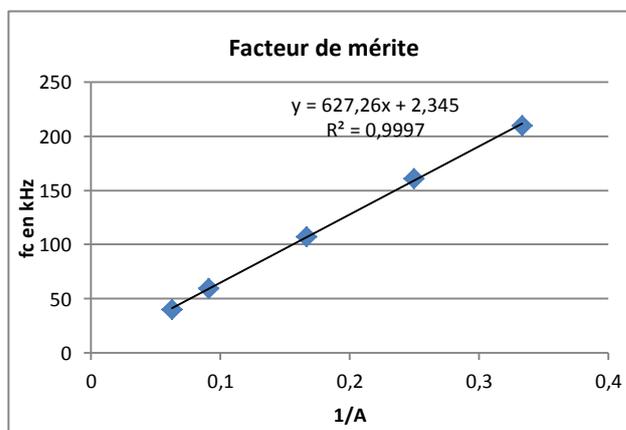


3.2. Facteur de mérite

On veut à présent connaître l'influence du facteur A d'amplification sur la largeur de la bande passante. Celle-ci est délimitée par la fréquence de coupure f_c correspondant à une chute de -3dB du gain. Dans le montage, on remplace la résistance R_2 par une résistance variable. Les mesures sont réalisées avec un voltmètre réglé en décibel. Il permet ainsi de mesurer le gain suivant la formule $G = -20 \cdot \log\left(\frac{U}{U_0}\right)$ où U_0 est une tension de référence paramétrable sur l'appareil. Pour chaque valeur de la résistance, on commence donc par se placer à une fréquence suffisamment faible pour observer l'amplification maximale. On fixe alors le gain à 0 avant de commencer les mesures.

Pour différentes valeurs de R_2 on calcule l'amplification puis mesure la fréquence de coupure. On peut alors tracer f_c en fonction de $1/A$. On obtient un droite de pente 627Hz. On qualifie cette valeur de facteur de mérite f_m . La fréquence de coupure est liée à l'amplification par la relation $f_m = f_c \cdot A$.

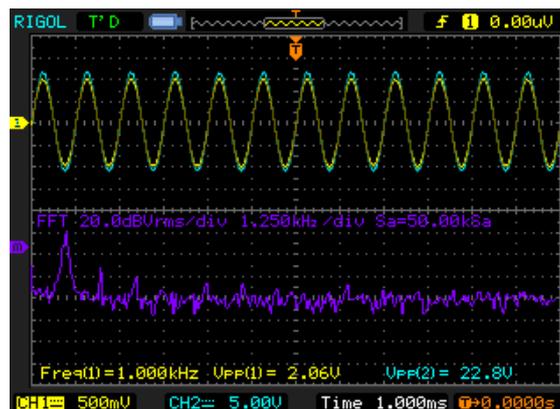
Le facteur de mérite est une des caractéristiques de l'amplificateur opérationnel. Il varie d'un modèle à l'autre.

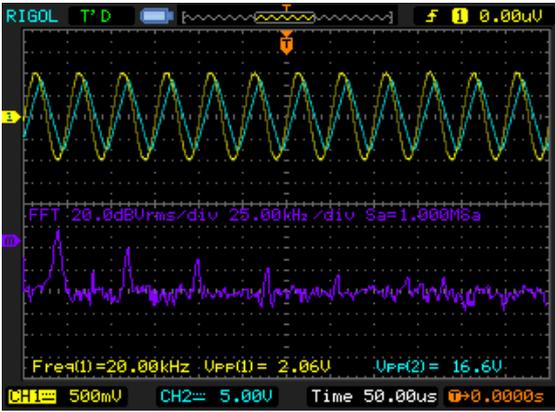


3.3. Vitesse de balayage (slew-rate)

On règle à présent la tension d'entrée à une amplitude pic-à-pic de 2V. A la fréquence de 1kHz, le signal en sortie est sinusoïdal comme celui d'entrée. On peut le mettre en évidence en réalisant une transformée de Fourier. Celle-ci indique un unique pic correspondant à la fréquence des oscillations.

Signal d'entrée : 2 V_{pp} et 1 kHz





Signal d'entrée : 2 V_{pp} et 20 kHz

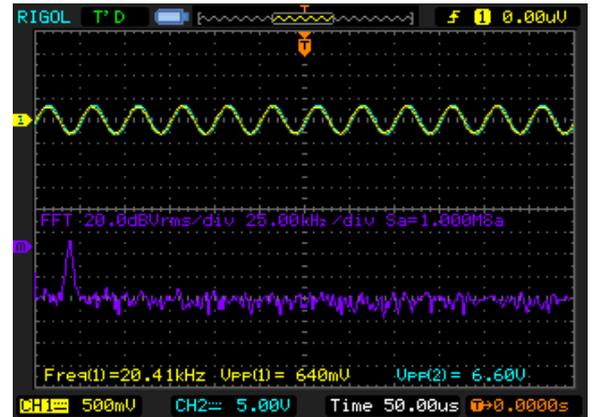
Lorsqu'on augmente la fréquence, on retrouve les défauts mentionnés auparavant (chute du gain et déphasage) mais on constate aussi que le signal se déforme et devient plus triangulaire. A 20kHz, on réalise à nouveau une transformée de Fourier. La fréquence des oscillations est toujours caractérisée par un pic mais on observe aussi plusieurs harmoniques de cette fréquence.

Ce phénomène est dû au fait que la tension de sortie de l'AO ne peut pas varier aussi rapidement que celle en entrée. Ceci est dû à sa constitution. Il existe donc une vitesse maximale de balayage.

Si on diminue à présent la tension, on observe que le signal retrouve sa forme sinusoïdale bien que la fréquence n'ait pas changée. La vitesse maximale de balayage augmente donc quand la tension diminue.

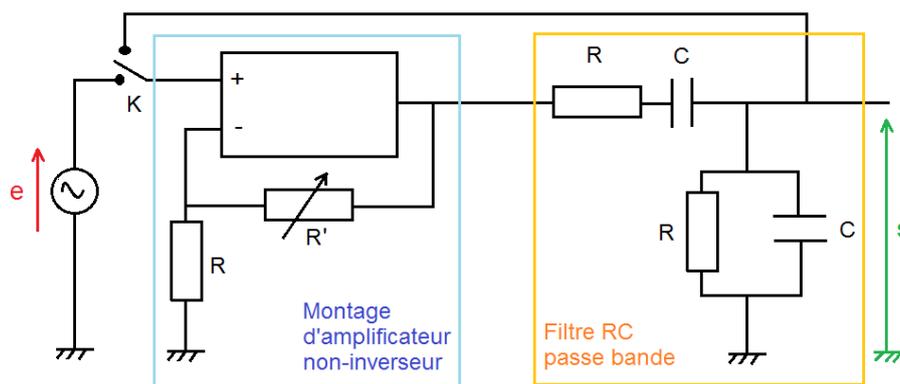
Signal d'entrée : 0,6 V_{pp} et 20 kHz

Le slew-rate doit être pris en compte lorsque l'on travaille avec un amplificateur opérationnel. En plus d'un problème de saturation, si la tension d'entrée est trop élevée, le domaine de fréquence sur lequel on peut utiliser le dispositif est considérablement réduit.



4. Application : l'oscillateur quasi-sinusoïdal de Wien

L'oscillateur de Wien est composé de deux parties distinctes. La première est un montage non-inverseur qui va servir à l'amplification et le second un filtre RC visant à sélectionner une fréquence bien particulière. On prend C = 33 nF et R = 10 kΩ. On prend une valeur de la résistance variable R' = 30 kΩ.



4.1. Etude mathématique du filtre dans le plan complexe :

On a $\underline{Z}(R \parallel C) = \frac{R}{1+RC \cdot j\omega}$. On pose alors $\omega_0 = \frac{1}{RC}$. Cela donne $\underline{Z}(R \parallel C) = \frac{R}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}$.

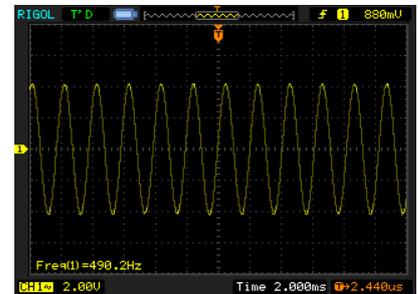
$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\frac{R}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}}{\frac{R}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} + R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{1}{1 + \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_0}\right) + \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}{jC\omega}} = \frac{1}{3 + j\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_0}}}$$

$$\leftrightarrow \underline{H}(j\omega) = \frac{1}{3 + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

Dans un premier temps, on alimente le circuit avec un GBF. En faisant varier la fréquence (première position de l'interrupteur K), on constate que l'amplitude de sortie est maximale pour une certaine fréquence. La résonance est atteinte à $f_0 = 490 \text{ Hz}$. On peut comparer cette valeur à $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot RC} = 482 \text{ Hz}$

4.2. Oscillateur quasi-sinusoidal

A présent on fait basculer l'interrupteur sur sa seconde position. Le circuit n'est donc plus alimenté par un GBF mais il existe une boucle renvoyant le signal de sortie à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel. On observe pourtant des oscillations en sortie du circuit et on constate que leur fréquence correspond à la fréquence de résonance du filtre RC.



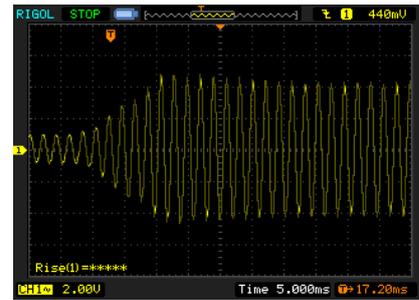
On peut expliquer cela par l'existence d'un bruit blanc dans les câblages. Il s'agit d'un phénomène lié à l'agitation thermique. Le bruit est donc amplifié par le montage non-inverseur. Il existe une multitude de fréquences mais elles sont toutes atténuées sauf celle du filtre. C'est grâce à la boucle et aux passages successifs du signal à travers l'amplificateur et le filtre qu'on obtient un signal quasi-sinusoidal en sortie. Il est qualifié ainsi car le filtre n'est pas parfait et sélectionne toute une bande passante autour de sa fréquence de résonance.

Condition de fonctionnement de l'oscillateur

Lorsque l'on diminue la valeur de la résistance variable R' , on constate que, en dessous d'une certaine valeur, les oscillations disparaissent. En effet si on regarde la fonction de transfert du filtre, on constate une atténuation, à la résonance, de l'amplitude par un facteur 3. Si on veut que la boucle amplifie la fréquence désirée, l'amplification liée au montage non-inverseur doit être strictement supérieure à cette valeur. Par contre si l'amplification est trop importante, on risque de saturer le système. Quand cela se produit, on observe un signal déformé en sortie. Il est donc important de prendre R' aussi petite que possible tout en permettant à l'oscillateur de fonctionner.

4.3. Régime transitoire

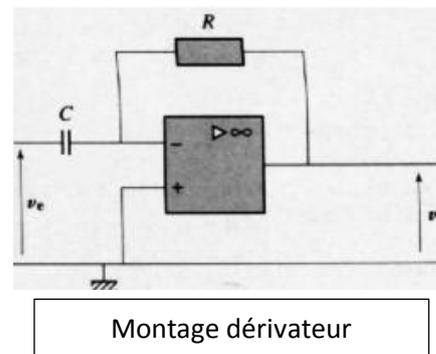
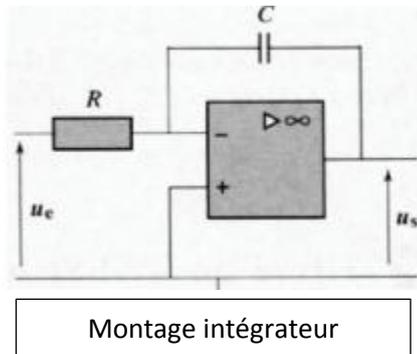
Pour bien mettre en évidence le phénomène d'amplification, on peut observer le démarrage des oscillations. Pour cela il faut diminuer la résistance en dessous du seuil limite des oscillations. On fait alors passer l'oscilloscope en mode single puis on remet la résistance à sa valeur initiale. L'opération doit généralement être répétée plusieurs fois pour avoir le bon réglage de l'échelle de temps.



Conclusion

Dans ce montage sur l'amplification en électronique, nous nous sommes contentés d'étudier le cas de l'amplificateur opérationnel déjà très riche. Les montages et circuits étudiés sont principalement utilisés dans le cadre de l'amplification en tension. On préférera l'utilisation des transistors pour l'amplification en courant. Eventuellement, pour une amplification en puissance, les deux systèmes peuvent être couplés.

On pourrait citer de nombreux autres montages amplificateurs faisant entrer en jeu des amplificateurs opérationnel. C'est le cas par exemple des montages intégrateur et dérivateur.



Ces montages sont couramment utilisés en électronique même si on leur préfère des systèmes plus complexes permettant de s'émanciper des défauts que l'on a pu étudier ici.