

---

# Amplificateurs Opérationnels

**DORLAND Paul - THEODON Leo - BRAHIME Aldric,**  
Rapport de TP n°3

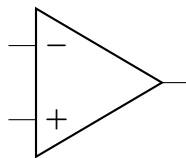
---

Vendredi 14 décembre 2018

Le but de ce TP est d'étudier différents montages basés sur les amplificateurs opérationnels. Nous nous intéresserons à plusieurs montages différents (inverseur, suiveur, intégrateur, ...) et chercherons à comprendre l'intérêt que peuvent avoir les amplificateurs opérationnels dans ces montages.

## 1 Rappels

Un amplificateur opérationnel est un composant disposant de deux entrées (**non inverseuse**, notée +, et **inverseuse**, notée -) et d'une sortie. Il doit par ailleurs être alimenté par un courant continu (+12V et -12V). Il s'agit par conséquent d'un composant actif, nécessitant une alimentation externe afin de fonctionner.



**Figure 1** – Symbole d'un amplificateur opérationnel dans un montage.

Sur la figure 1, on peut voir la représentation symbolique d'un AOP (**A**mplificateur **O**pérationnel) dans un circuit. On notera que l'on omet de représenter les entrées +12V et -12V.

### Amplificateur opérationnel idéal

Un AOP est considéré comme idéal si l'on peut effectuer un certain nombre d'approximations. En particulier :

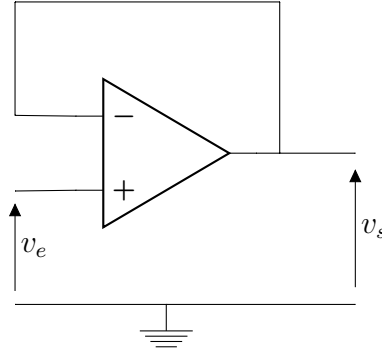
$$V^+ = V^- \text{ et } I^+ = I^- = 0 \quad (1)$$

Les courants  $I^+$  et  $I^-$  étant les courants entrants dans les entrées non inverseuses et inverseuses.

## 2 Amplificateur suiveur

### 2.1 Circuit et théorie

Nous allons réaliser le montage de la figure 2 à l'aide du logiciel *LTSPICE*.



**Figure 2** – Montage suiveur.

L'amplificateur étant supposé idéal, on a  $V^+ = V^-$ , c'est à dire  $V_e = V_s$  puisque  $V_e = V^+$  et que  $V_s = V^-$ . La fonction de transfert est alors :

$$\underline{H} = \frac{V_s}{V_e} = 1, \quad (2)$$

et le gain est donné par l'expression :

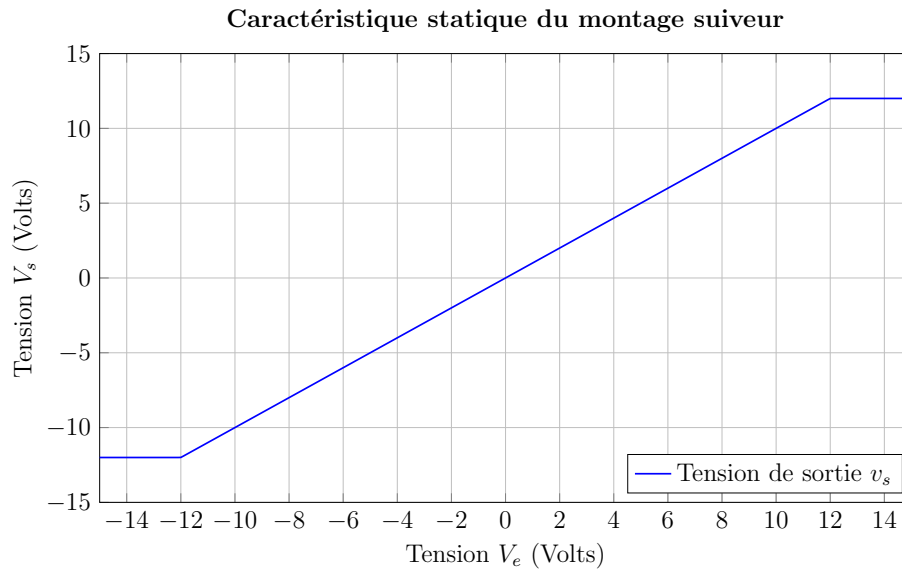
$$G(dB) = 20 \log(|\underline{H}|) = 0. \quad (3)$$

Le gain théorique en tension est donc nul (0dB). On doit récupérer le même signal en sortie qu'en entrée, d'où le nom de montage "suiveur". La simulation numérique confirme ce résultat. En effet, pour une tension  $V_e = 5V$  en entrée, on récupère une tension  $V_s = 4,99999V$  en sortie. La différence vient du fait que l'amplificateur n'est pas idéal.

### 2.2 Caractéristique statique

Pour obtenir la caractéristique statique du montage suiveur de la figure 2, on applique un gradient de tension en entrée, avec  $V_e$  variant de  $-15V$  à  $+15V$ , et on observe les variations de la tension de sortie  $V_s$ .

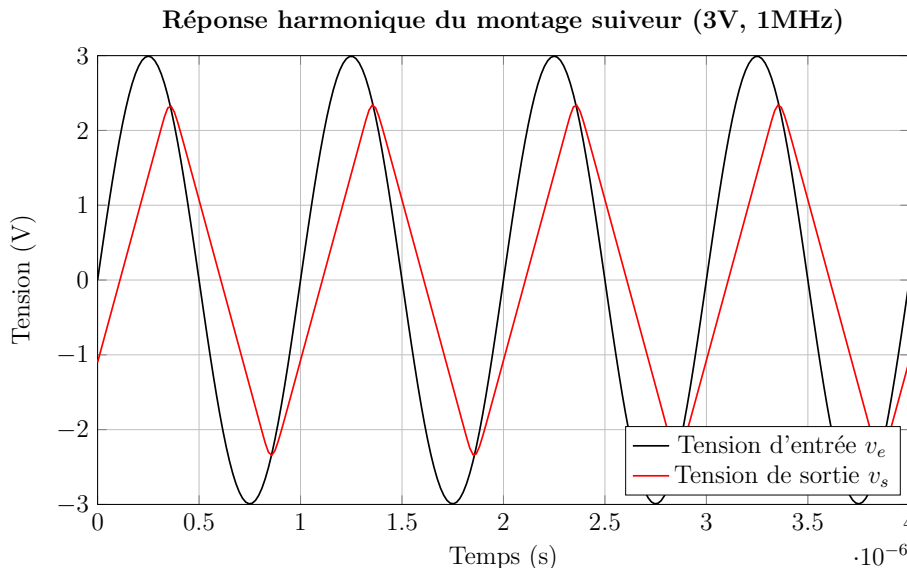
On observe sur la figure 3 que, conformément aux prédictions théoriques, on a bien  $V_s = V_e$ , au moins tant que  $|V_e| < 12V$ . cela est dû au fait que l'amplificateur opérationnel ne peut pas délivrer une tension supérieur à celle qui l'alimente. De fait, lorsque  $|V_e| > 12V$ , l'amplificateur sature la sortie, et la tension  $V_s$  devient constante, égale à  $+12V$  ou  $-12V$ .



**Figure 3** – Tension de sortie  $V_s$  en fonction de  $V_e$ , soit  $V_s = f(V_e)$  pour  $V_e$  variant de  $-15V$  à  $+15V$ .

## 2.3 Réponse harmonique

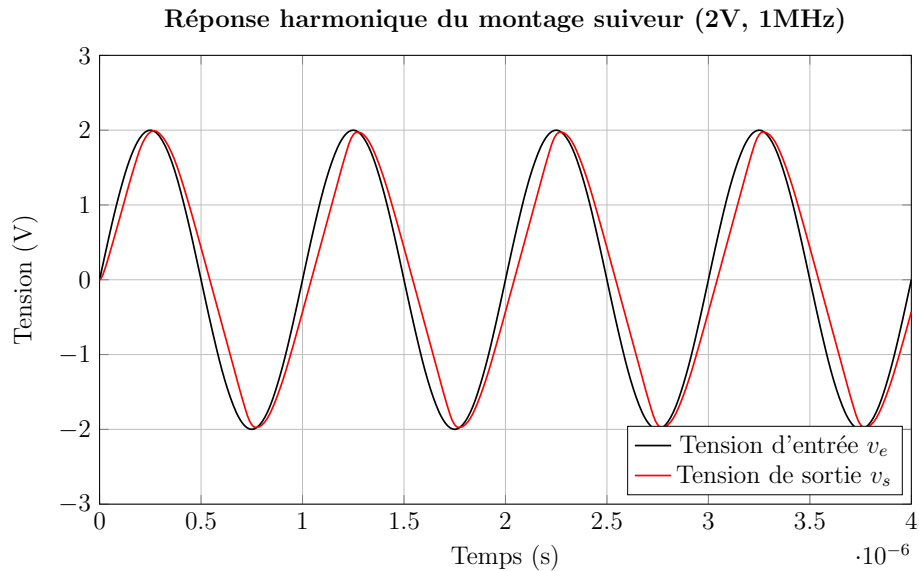
Nous allons à présent nous intéresser à la réponse harmonique du circuit. Pour ce faire, nous allons appliquer en entrée un signal sinusoïdal de  $3V$  d'amplitude et de fréquence égale à  $1MHz$ .



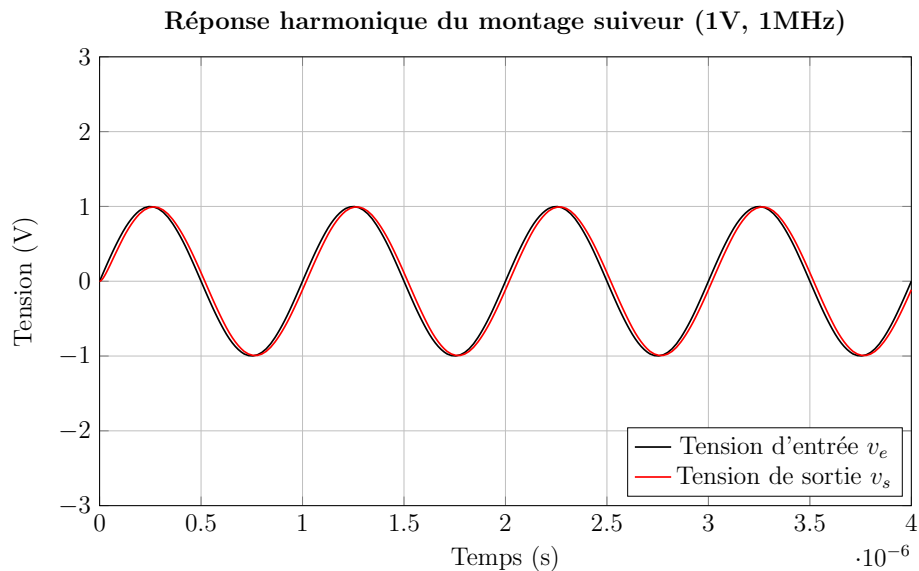
**Figure 4** – Réponse harmonique du montage suiveur pour un signal sinusoïdal d'amplitude  $3V$  et de fréquence  $1MHz$  en entrée.

Sur la figure 4, on peut constater que le signal obtenu en sortie n'est plus égal au signal d'entrée. Il s'agit en effet d'un signal triangulaire. Cela signifie que l'AOP ne fonctionne plus en régime linéaire. Cela signifie également que l'on a transformé un

signal d'entrée ne comportant qu'une seule harmonique (la fréquence fondamentale) en un signal en contenant une infinité, un signal triangulaire se décomposant sur la base des  $\sin(\omega t)$  où les harmoniques non nulles sont les multiples impairs de la fréquence fondamentale. Pour retrouver le signal d'origine et revenir en régime linéaire, nous allons faire décroître l'amplitude du signal.



**Figure 5** – Réponse harmonique du montage suiveur pour un signal sinusoïdal d'amplitude 2V et de fréquence 1MHz en entrée.



**Figure 6** – Réponse harmonique du montage suiveur pour un signal sinusoïdal d'amplitude 1V et de fréquence 1MHz en entrée.

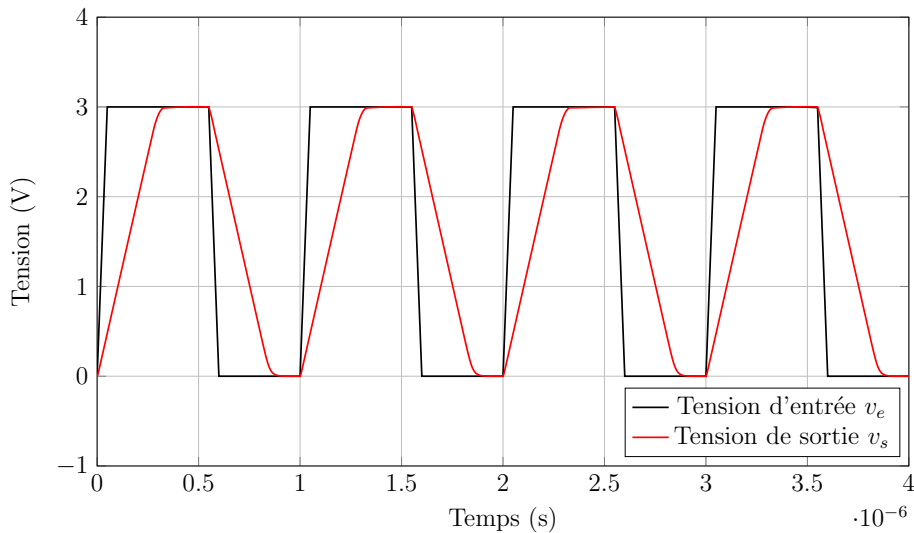
Sur les figures 5 et 6, on peut observer que la diminution de l'amplitude du signal permet de revenir en régime linéaire. En particulier sur la figure 6 où l'amplitude est

de 1V, on a presque à nouveau  $V_s = V_e$ . Les effets non-linéaires de l'AOP peuvent à nouveau être négligés.

**Définition :** Le *Slew-rate*, ou *vitesse de balayage*, est la vitesse maximale que peut reproduire l'amplificateur opérationnel.

Le fait que la vitesse de balayage de l'AOP ne soit pas infinie implique que lorsque la fréquence est très élevée, le fait d'augmenter l'amplitude du signal implique que l'on augmente aussi la pente du signal. Si cette pente est supérieure à la pente maximale que l'AOP peut reproduire, alors on observe une déformation du signal et l'apparition d'harmoniques. On peut mettre cet effet en évidence en observant le signal en sortie lorsque l'on envoie un signal en créneaux d'amplitude 3V et de fréquence 1MHz.

Réponse harmonique du montage suiveur (3V, 1MHz) pour un signal en créneaux



**Figure 7** – Réponse harmonique du montage suiveur pour un signal en créneaux d'amplitude 3V et de fréquence 1MHz en entrée.

La réponse du montage à un signal en créneaux de 1MHz de fréquence, illustré par la figure 7, nous permet de mesurer le **Slew-rate**. En effet, ce dernier est donné par :

$$SR = \max \left( \frac{dv_s(t)}{dt} \right). \quad (4)$$

Il nous suffit donc de mesurer la pente maximale qu'il est possible d'obtenir en sortie pour mesurer le **Slew-rate**. Avec les valeurs expérimentales, on obtient :

$$SR \approx 60V/\mu s. \quad (5)$$

Le fait d'avoir utilisé un signal en créneaux permet de mettre clairement le **Slew-rate** en évidence. En effet, le signal d'entrée étant théoriquement discontinu, on demande alors à l'AOP de reproduire des pentes infinies. On obtient ainsi immédiatement la pente maximale. On notera de plus que sur la figure 7, le signal

n'est pas parfaitement en créneaux. cela vient du fait que le générateur n'est lui non-plus pas parfait.

## 3 Amplificateur inverseur

### 3.1 Circuit et théorie

On réalise le montage de la figure 8. Il s'agit d'un montage inverseur. En effet, la tension de sortie est égale à l'opposé de la tension d'entrée à un facteur près, en régime linéaire. On réalise le montage de la figure 8 avec  $R_1 = 5\text{k}\Omega$ ,  $R_2 = 100\text{k}\Omega$  et avec un signal d'entrée sinusoïdal de fréquence 1kHz et de 100mV d'amplitude.

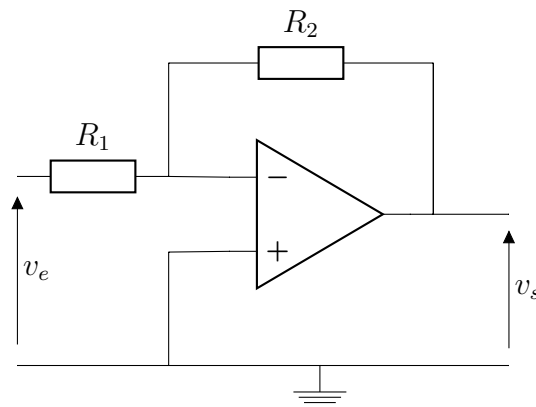


Figure 8 – Montage inverseur.

Comme l'AOP est supposé idéal, on a  $V^- = V^+$ . Or, on peut constater que sur le montage de la figure 8, on a :

$$V^+ = 0 \text{ et donc } V^- = 0. \quad (6)$$

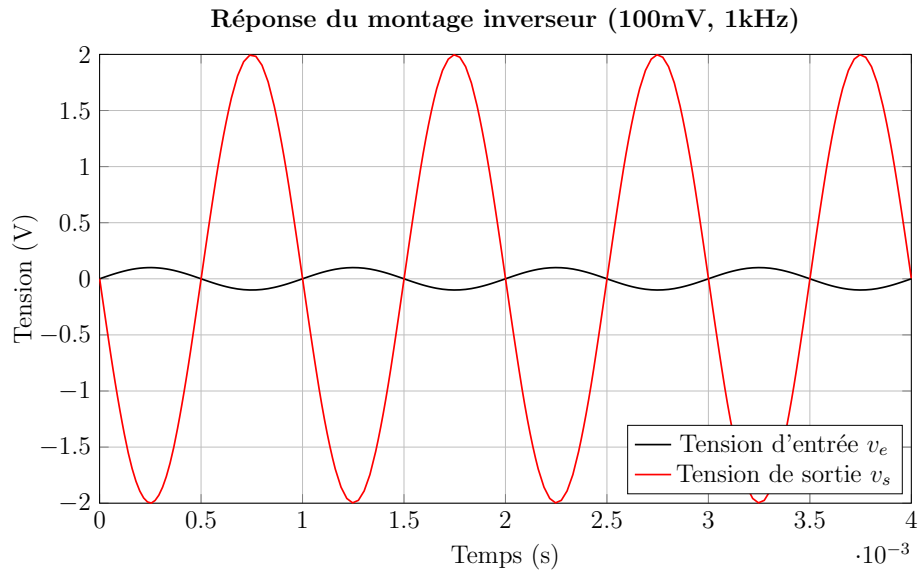
On en déduit les égalités suivantes :

$$\frac{V_e}{R_1} = -\frac{V_s}{R_2}, \text{ ie } \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (7)$$

Avec les valeurs numériques du montage, on obtient alors que  $V_s = -20V_e$ . Le montage est donc bien inverseur, et le gain est :

$$G(\text{dB}) = 20 \log \left( \frac{R_2}{R_1} \right) \approx 26\text{dB}. \quad (8)$$

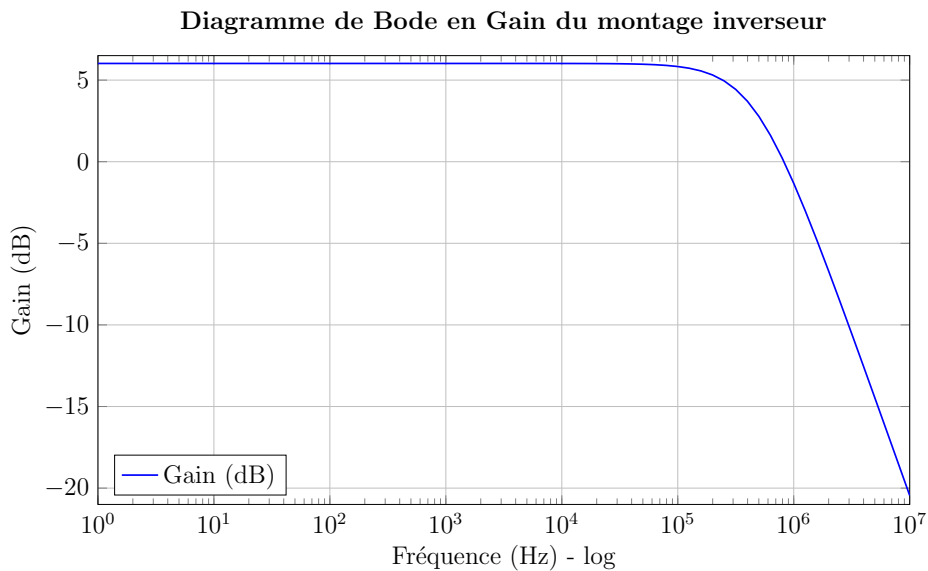
Sur la figure 9, on peut constater que les signes de la tension d'entrée et de sortie sont bien opposés. De plus, l'amplitude maximale du signal de sortie (2V) est bien 20 fois plus élevée que celle du signal d'entrée (100mV). La simulation confirme bien les calculs théoriques.



**Figure 9** – Réponse du montage inverseur pour un signal sinusoïdal d'amplitude 100mV et de fréquence 1kHz en entrée.

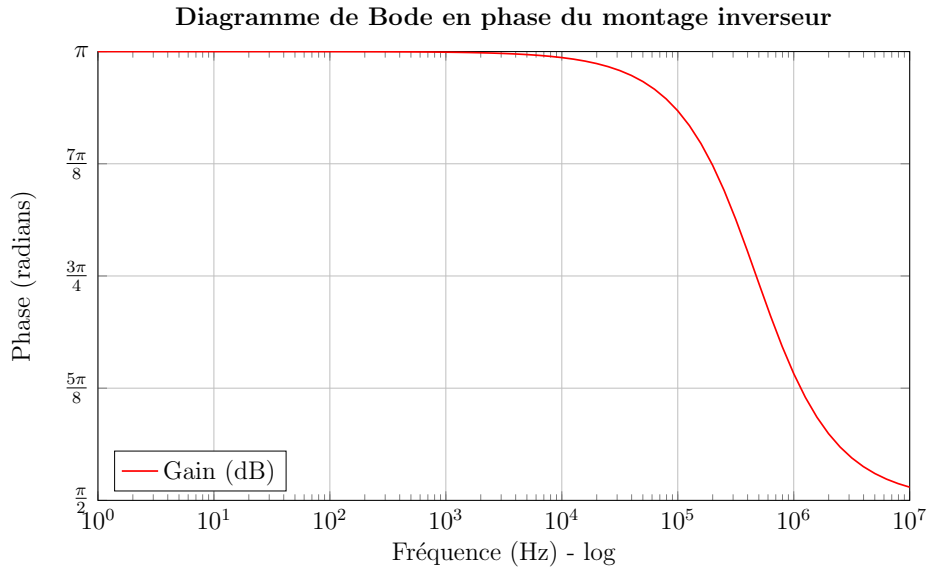
### 3.2 Réponse en fréquence

Nous allons à présent analyser la réponse en fréquence du montage inverseur pour des fréquences allant de 1Hz à 10MHz, avec une amplitude de 100mV afin de s'assurer que l'on travaille en régime linéaire, et tracer le diagramme de Bode correspondant.



**Figure 10** – Diagramme de Bode du gain du montage inverseur (semi-log) pour des fréquences allant de 1Hz à 10MHz et une amplitude de 100mV.

On peut constater sur la figure 10 que le montage inverseur se comporte comme un filtre passe-bas. En effet, les hautes fréquences sont atténuées au-delà de 100kHz. Avant cela, le signal est amplifié, le gain étant égal à 6dB.



**Figure 11** – Diagramme de Bode de la phase du montage inverseur (semi-log) pour des fréquences allant de 1Hz à 10MHz et une amplitude de 100mV.

Pour ce qui est de la phase, et de la figure 11, on peut constater que tant que l'on ne dépasse pas les 10kHz, le signal en sortie est bien déphasé de  $\pi$  par rapport au signal d'entrée, ce qui correspond à l'inversion (puisque  $e^{i\pi} = -1$ ). En revanche, lorsque les fréquences deviennent trop élevées, le déphasage diminue pour n'être plus que de  $\frac{\pi}{2}$ . Le montage perd sa propriété d'inversion. On peut donc conclure que l'AOP fonctionne en régime linéaire et inverse correctement le signal tant que l'on fonctionne en dessous de 10kHz.

## 4 Additionneur

### 4.1 Circuit et théorie

On réalise à présent le montage additionneur de la figure 12 avec  $R_1 = 10\text{k}\Omega$ ,  $R_2 = 20\text{k}\Omega$  et  $R_3 = R_4 = 100\text{k}\Omega$ . Le signal d'entrée est sinusoïdal de fréquence 1kHz et d'amplitude 1V pour les trois entrées  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_3$ .

Comme précédemment, l'AOP est supposé idéal. On obtient alors immédiatement la relation suivante en appliquant le théorème de Millman, sachant que  $V^+ = V^- = 0$ .

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \frac{V_s}{R_4} = 0 \quad (9)$$

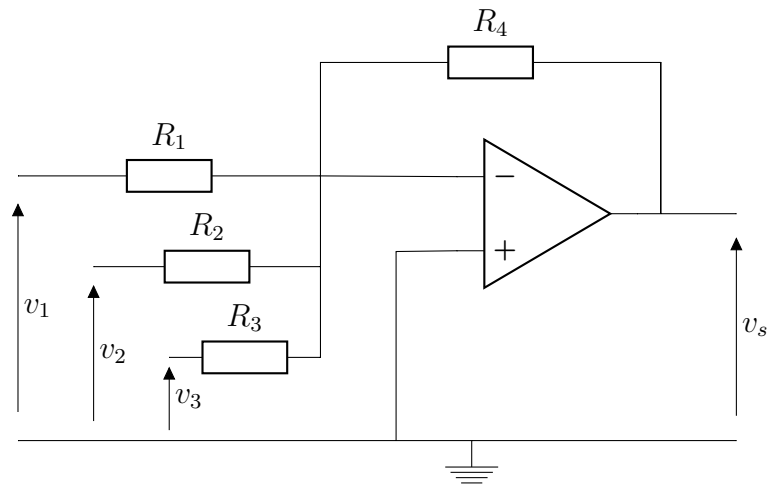
De l'équation (9), on peut déduire l'expression suivante :

$$V_s = -R_4 \times \left( \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} \right). \quad (10)$$

Comme on a ici  $V_1 = V_2 = V_3 = V_e$ , on a donc l'expression suivante du gain :

$$G = \frac{V_s}{V_e} = -R_4 \times \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right). \quad (11)$$



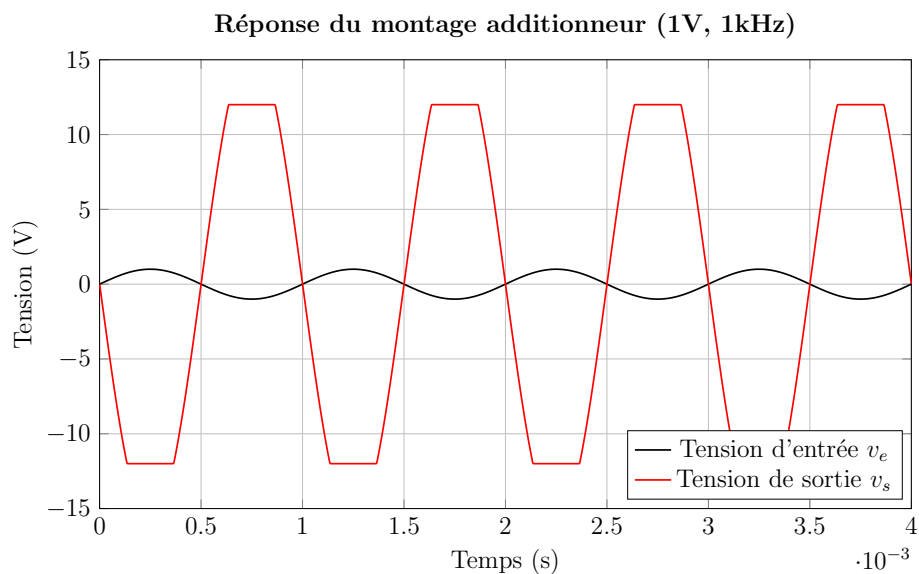


**Figure 12** – Montage additionneur.

Enfin, avec les valeurs numériques proposées, on a :

$$G = \frac{V_s}{V_e} = -16. \quad (12)$$

Le montage additionneur permet donc d'additionner les tensions d'entrée, à un signe près, et à un coefficient près, décidés par la valeur des résistances utilisées.



**Figure 13** – Réponse du montage additionneur pour trois signaux sinusoïdaux d'amplitude 1V et de fréquence 1kHz en entrée.

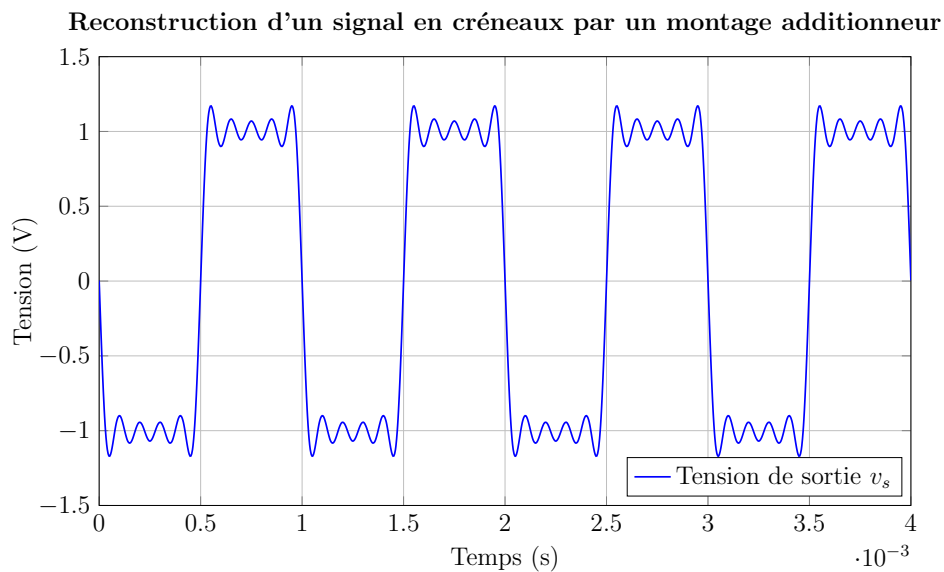
Sur la figure 13, on peut voir la réponse du montage à ces trois signaux identiques. Le signal en sortie est bien multiplié par 16 par rapport au signal d'entrée, au signe près. De plus, on observe également un écrêtement du signal en sortie lorsque  $|V_s| > 12V$ , ce dernier devenant alors constant. Ce phénomène a déjà été expliqué précédemment.

## 4.2 Somme de sinus

On va maintenant réaliser le montage de la figure 12 avec cinq signaux en entrée (et donc cinq résistances) au lieu de trois. Toutes les résistances vaudront  $100\Omega$ . les sinusoides vérifieront les fréquences et amplitudes suivantes :

Fréquence (Hz)	Amplitude (V)
1000	1,28
3000	0,42
5000	0,25
7000	0,18
9000	0,14

Le signal observé en sortie est illustré par la figure 14.



**Figure 14** – Réponse du montage additionneur pour cinq signaux sinusoidaux de fréquences et amplitudes différentes correspondants aux harmoniques et coefficients de Fourier d'un signal en créneaux.

Le signal de la figure 14 ressemble à un signal en créneaux. Et pour cause, puisqu'il s'agit simplement de l'addition des premières harmoniques de la décomposition en série de Fourier de ce signal, avec les amplitudes correspondant aux coefficients de Fourier que l'on peut calculer par projection orthogonale sur la base de l'espace de Fourier.

## 5 Soustracteur

On réalise le montage de la figure 15. Il s'agit d'un montage soustracteur comme nous allons le voir après l'étude théorique. On prendra  $R_1 = 5\text{k}\Omega$ ,  $R_2 = 100\text{k}\Omega$  et  $R_3 = 10\text{k}\Omega$ . De plus, les signaux  $V_1$  et  $V_2$  seront sinusoïdaux avec une fréquence de 1kHz et une amplitude respective de 1V et 2V.

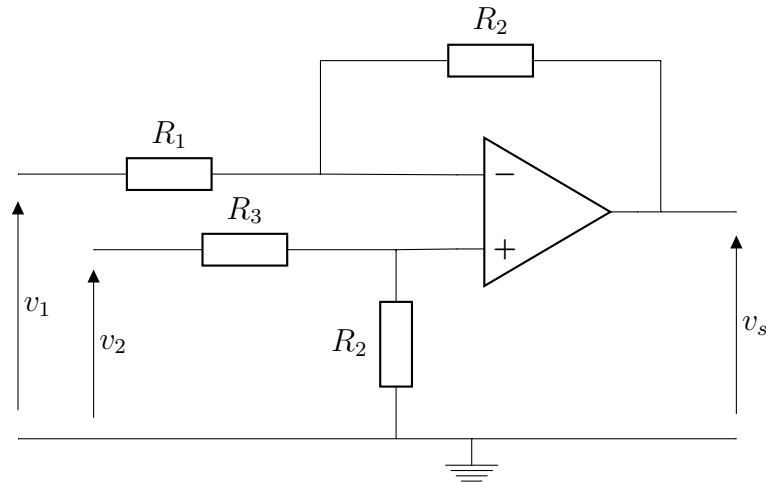


Figure 15 – Montage soustracteur.

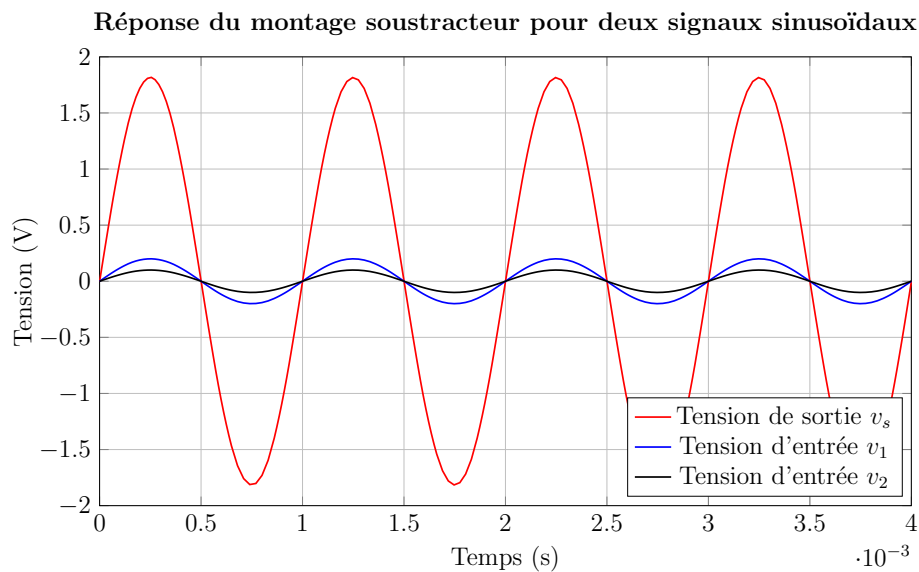


Figure 16 – Réponse du montage soustracteur pour une tension  $V_1$  d'amplitude 100mV et de fréquence 1kHz et une tension  $V_2$  d'amplitude 200mV et de fréquence 1kHz également.

Nous pouvons tout d'abord commencer par écrire un certain nombre d'égalités.

$$V^+ = \frac{R_2 V_2}{R_3 + R_2} \text{ et } V^- = \frac{R_2 V_1 + R_1 V_s}{R_1 + R_2} \quad (13)$$

Comme  $V^+ = V^-$ , on en déduit l'égalité suivante :

$$V_s = V_2 \frac{R_2 R_1 + R_2}{R_1 R_3 + R_2} - V_1 \frac{R_2}{R_1}. \quad (14)$$

Ainsi, si  $R_3 = R_1$ , on a  $V_s = \frac{R_2}{R_1} \times (V_2 - V_1)$ , ce qui justifie l'appellation de soustracteur de ce montage.

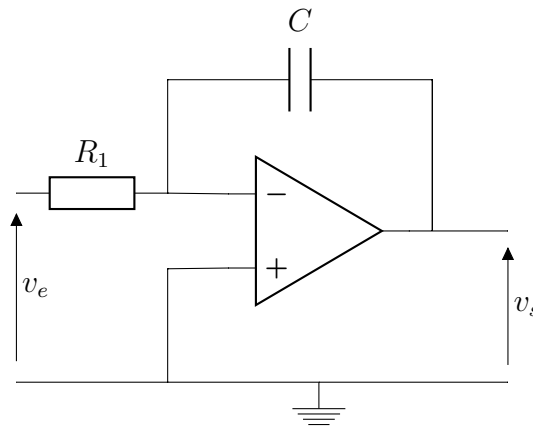
Comme on a ici  $R_2 = 10 \times R_1$ , on a donc  $V_s \approx 10 \times (V_2 - V_1)$ . Cela explique la courbe obtenue sur la figure 16.

**Remarque :** Afin de rester en régime linéaire et de ne pas saturer la sortie de l'amplificateur opérationnel, le choix aura été fait de diviser les tensions proposées par un facteur 10. Ainsi, on aura une amplitude de 100mV pour  $V_1$  et de 200mV pour  $V_2$ .

## 6 Amplificateur intégrateur

### 6.1 Circuit et théorie

On réalise le montage de la figure 17 avec  $R_1 = 100\text{k}\Omega$  et  $C = 100\text{nF}$ .



**Figure 17** – Montage amplificateur intégrateur.

On peut constater que l'on a la relation suivante :

$$\frac{V_e}{R_1} = -jC\omega V_s. \quad (15)$$

L'équation (15) peut encore s'écrire :

$$j\omega V_s = -\frac{1}{RC} V_e. \quad (16)$$

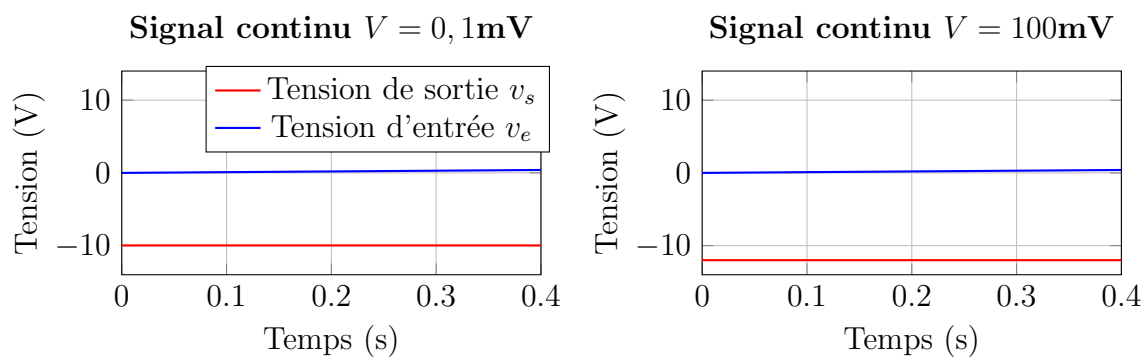
Dans l'espace de Fourier, la dérivation se traduit par la multiplication par un facteur  $j\omega$ . Ainsi, on en déduit que  $V_e(t) = Cte \times V_s'(t)$ , c'est-à-dire que  $V_e$  est égal à la dérivée de  $V_s$  à une constante près.

Plus trivialement, on peut modéliser un signal alternatif  $V_e$  de la façon suivante :

$$V_e(t) = V_e(0)e^{j\omega t}. \quad (17)$$

Il vient immédiatement que  $\int V_e(t) = \frac{V_e(t)}{j\omega}$ , c'est-à-dire que  $V_s = j\omega \int V_e$ . Tout cela revient à dire que  $V_s(t)$  est égal à l'intégrale du signal  $V_e(t)$  à une constante près, d'où l'appellation de montage *intégrateur*.

La figure 18 représente le résultat en sortie lorsque le signal d'entrée est continu et très faible. On peut constater que le signal en sortie est de 10V pour une amplitude de 0,1mV en entrée (18a) et que l'amplificateur sature (12V) pour une amplitude de 100mV (18b). Cela vient du fait que pour un signal continu mais non nul, la tension de sortie doit théoriquement être infinie, d'après la relation (15).



(a) Réponse du montage intégrateur à une tension d'entrée de 0,01mV. (b) Réponse du montage intégrateur à une tension d'entrée de 100mV.

**Figure 18** – Réponse du montage amplificateur intégrateur à une tension continue de 0,1mV (18a) et 100mV (18b).

Pour éviter ce genre d'effet, on va placer une résistance  $R_2 = 100k\Omega$  en parallèle du condensateur. L'impédance équivalente est alors :

$$Z_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + jC\omega} = \frac{R_2}{1 + jR_2C\omega}. \quad (18)$$

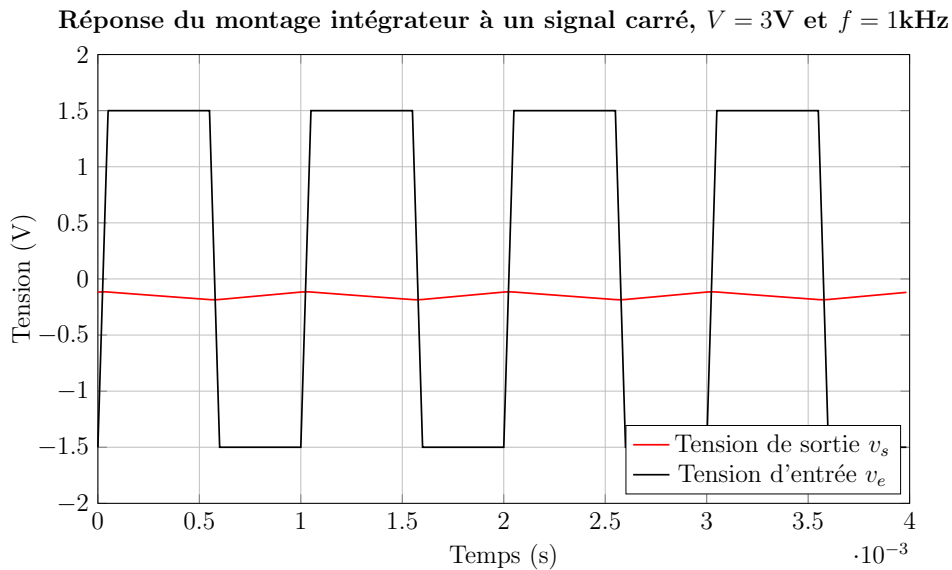
Cette modification a deux avantages :

1. Premièrement, on a  $Z_{eq} \approx 1/jC\omega$  pour  $\omega \gg 1/R_2C$ . On retrouve l'impédance du montage intégrateur de base, d'où l'intérêt d'avoir  $R_2$  très élevée.
2. Deuxièmement, pour  $\omega \ll 1/R_2C$ , on a  $Z_{eq} \approx R_2$ , ce qui évite au signal en sortie de devenir infini et de saturer l'amplificateur. On retrouve un simple montage inverseur.

L'ajout d'une résistance en parallèle est indispensable. En effet, il existe toujours un bruit résiduel au sein d'un circuit électrique. Ainsi, ce signal, même très faible, pourrait endommager le montage et ses composants. Cette résistance permet donc de protéger l'amplificateur.

## 6.2 Signaux carrés

Nous allons maintenant utiliser en entrée un signal carré d'amplitude 3V et de fréquence 1kHz à valeur moyenne nulle.



**Figure 19** – Réponse du montage intégrateur à un signal carré  $V_e$ , d'amplitude 3V et de fréquence 1kHz à valeur moyenne nulle.

Sur la figure 19, on peut constater que le signal en sortie est bien l'intégrale du signal d'entrée, à une constante et au signe près. En effet, l'intégrale d'un signal carré est un signal triangulaire. C'est bien ce que l'on observe. De plus, les variations sont contraires, du fait du caractère inverseur du montage (qui implique l'apparition du signe *moins* dans l'expression du gain). Enfin, l'amplitude du signal est réduite d'un facteur  $RC\omega = 10$ . On rappelle que l'expression du gain pour ce montage est :

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{1}{jRC\omega}. \quad (19)$$

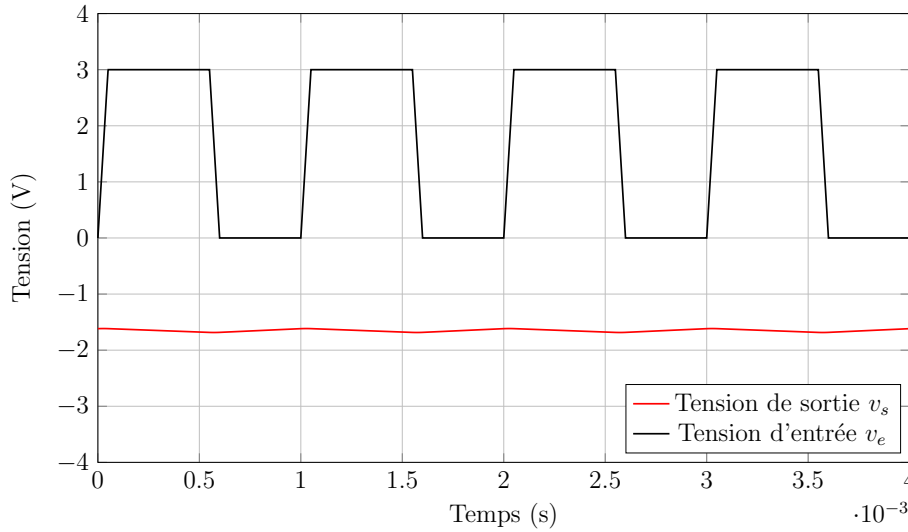
On peut constater qu'effectivement, l'amplitude de  $V_s$  est 10 fois moindre que celle de  $V_e$ , ce qui confirme à nouveau la théorie.

### Cas d'une valeur moyenne non-nulle

Nous allons à présent envoyer le même signal mais avec une valeur moyenne non-nulle (et  $\min(V_e(t)) = 0V$ ).

Sur la figure 20, on peut constater que le signal de sortie est toujours un signal triangulaire qui a la même forme et amplitude que précédemment. En revanche, il aura été translaté à l'opposé du signal d'entrée. Jouer sur la valeur moyenne du signal d'entrée n'a donc d'influence que sur la valeur moyenne du signal de sortie.

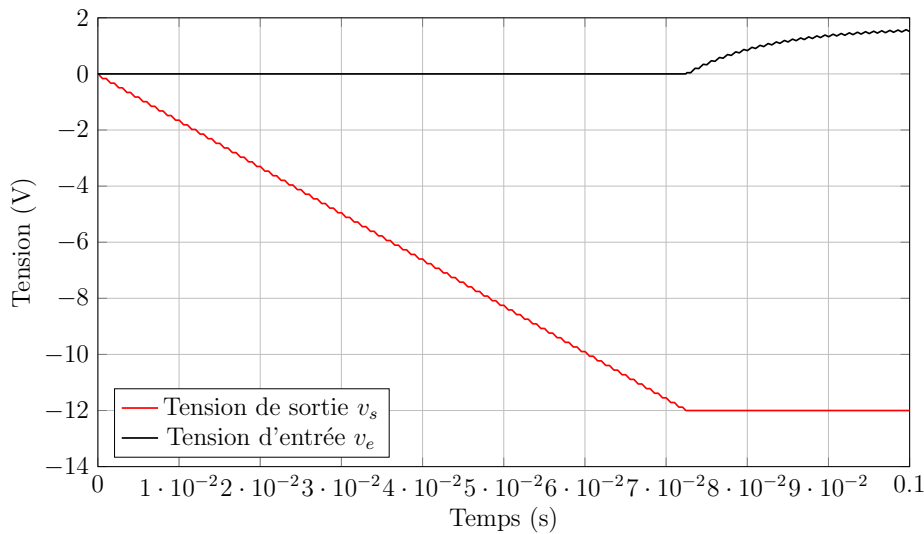
Réponse du montage intégrateur à un signal carré,  $V = 3V$  et  $f = 1kHz$



**Figure 20** – Réponse du montage intégrateur à un signal carré  $V_e$ , d’amplitude 3V et de fréquence 1kHz à valeur moyenne non-nulle.

Nous allons maintenant conserver le même signal d’entrée (avec valeur moyenne non-nulle) mais retirer la résistance  $R_2$  que nous avons placé en parallèle du condensateur.

Réponse du montage intégrateur à un signal carré,  $V = 3V$  et  $f = 1kHz$



**Figure 21** – Réponse du montage intégrateur à un signal carré  $V_e$ , d’amplitude 3V et de fréquence 1kHz à valeur moyenne non-nulle sans résistance de protection.

Nous pouvons observer sur la figure 21 que sans la résistance pour protéger le circuit, l’amplificateur sature en moins d’un dixième de seconde. Le montage réalise en réalité correctement l’intégration du signal. On voit bien que le signal de sortie est une fonction en escalier, comme l’est l’intégrale d’une fonction en créneaux dont le minimum est 0. La tension de sortie devient constante lorsqu’elle atteint la tension de saturation, à savoir  $-12V$ .

## Conclusion

Nous avons pu voir tout au long de ce TP de nombreux montages mettant en œuvre des amplificateurs opérationnels. On peut tout d'abord constater qu'à l'aide de ces composants, il est possible de réaliser des filtres, qu'il s'agisse de passe-haut, passe-bas, passe-bande ou encore réjecteur de bande, actifs, qui permettent non seulement d'atténuer certaines fréquences ou bandes de fréquences, mais également d'en amplifier d'autres.

De plus, l'amplificateur opérationnel permet de réaliser nombre d'opérations sur un signal : l'inverser, l'intégrer, le dériver, l'amplifier, ou encore d'additionner ou soustraire plusieurs signaux indépendants. Le fait de pouvoir réaliser des opérations arithmétiques sur des signaux permet de traiter le signal au niveau analogique. Nous avons également pu voir comment reconstruire un signal en créneaux en additionnant ses différentes harmoniques à l'aide d'un montage additionneur. Nous pouvons étendre cette méthode à n'importe quelle forme de signal, qu'il soit triangulaire, en dent de scie, ou bien plus complexe.

Enfin, nous avons vu que sortir du régime linéaire pouvait également avoir quelques propriétés intéressantes, comme le fait par exemple de transformer un signal sinusoïdal en signal triangulaire de même fréquence grâce au slew-rate.

L'amplificateur opérationnel est par conséquent un composant actif qui permet de réaliser des opérations dans le domaine analogique parfois plus efficacement et avec plus de précision que dans le domaine numérique ou qu'un montage passif pourrait le faire. Comme son nom l'indique, il est capable d'amplifier un signal, et d'effectuer des opérations.