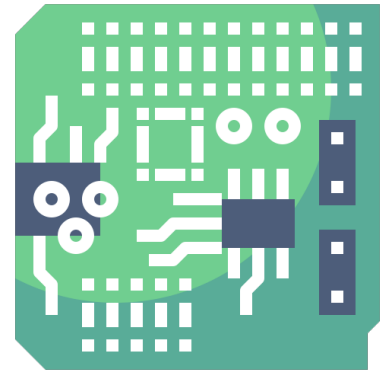
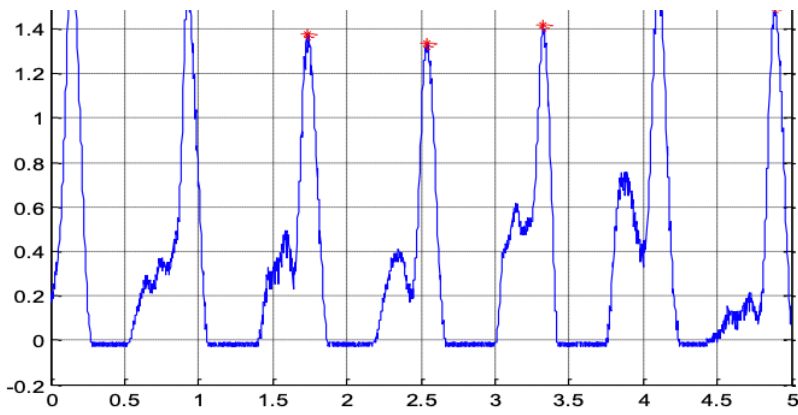
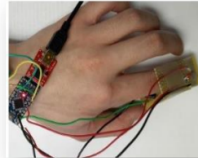
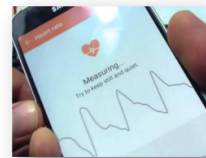


PCB



Acquisition sur le doigt



Visualisation sur Smartphone

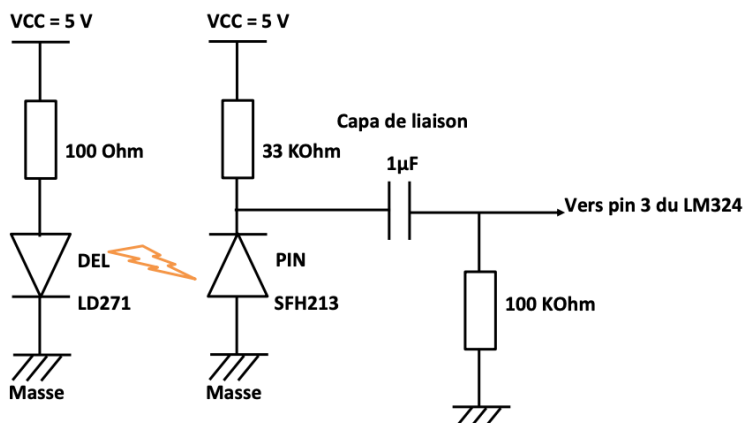
Ateliers - AT15

Oxymétrie

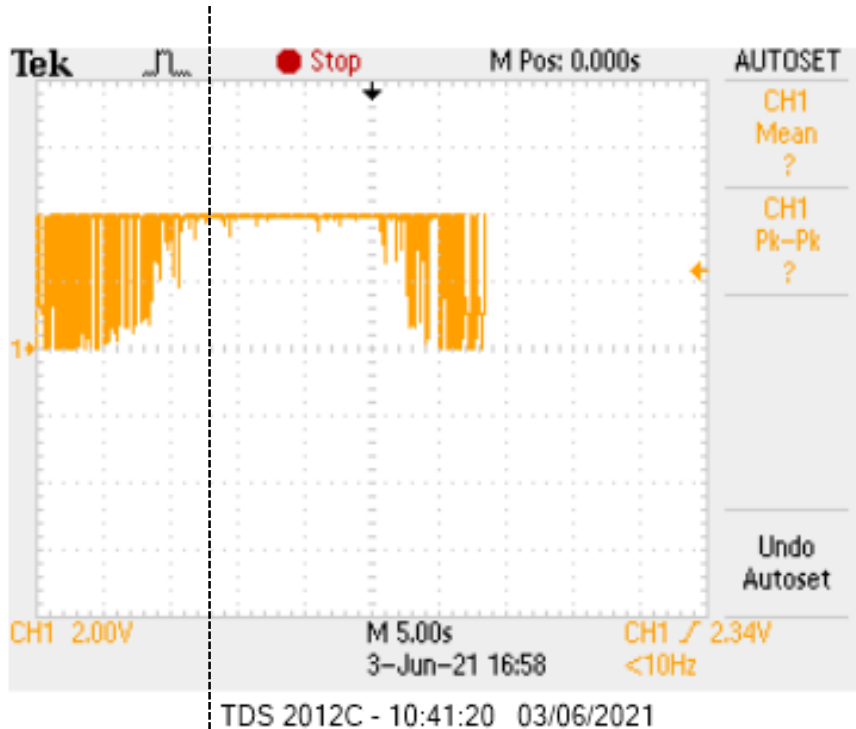
Alban FERRACANI, Awais CHAUDHRY, Marie ESTIVALS, Inès DJERIDI

E1- 2020/2021

ESIÉE
PARIS



Fréquence de coupure expérimentale



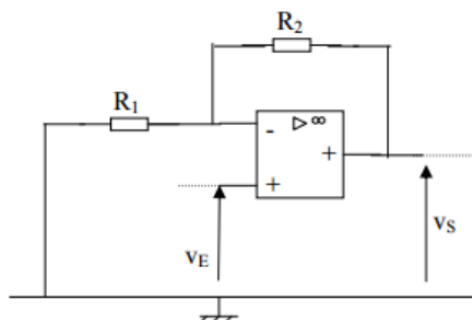
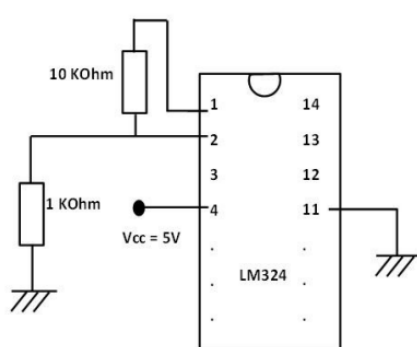
Fréquence de
coupure f_c

Par expérimentation, on relève $f_c \approx 80 \text{ Hz}$.

Détermination de la fonction de transfert théorique et pratique de l'AO n°1

Circuit amplificateur : montage non inverseur

A. Fonction de transfert théorique



L'ampli opérationnel est supposé idéal, et fonctionne en régime linéaire ($V_+ = V_-$).
Cela suppose alors que $V_- = V_e$.

D'après la formule du pont diviseur, on a : $V_- = V_S \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = V_+ = V_e$.

$$\Leftrightarrow V_S \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = V_e$$

$$\Leftrightarrow \frac{V_S}{V_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Ainsi, si l'on note A_v le coefficient d'amplification :

$$A_v = \frac{V_S}{V_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Ici, $R_1 = 1\text{ K}\Omega$ et $R_2 = 10\text{ K}\Omega$.

On peut donc calculer numériquement la valeur de $A_v =$

$$\frac{V_S}{V_e}.$$

$$A_v = \frac{V_S}{V_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{1 \times 10^3 + 1 \times 10^4}{1 \times 10^3} = 11$$

B. Fonction de transfert expérimentale

Expérimentalement, nous avons vu lors du TP n°1 (consacré à la caractérisation des composants optoélectroniques) que la tension de sortie v_{S1} était très faible (de l'ordre de quelques millivolts).

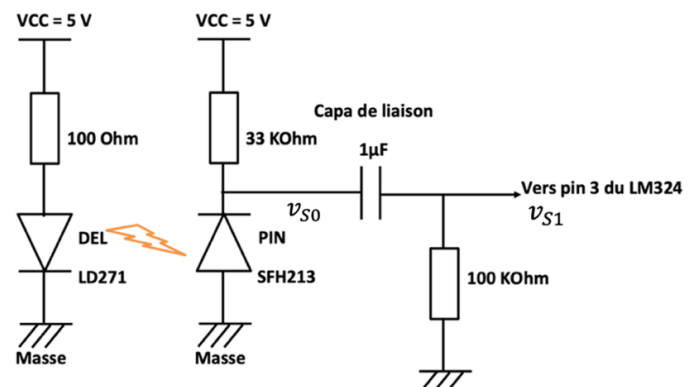
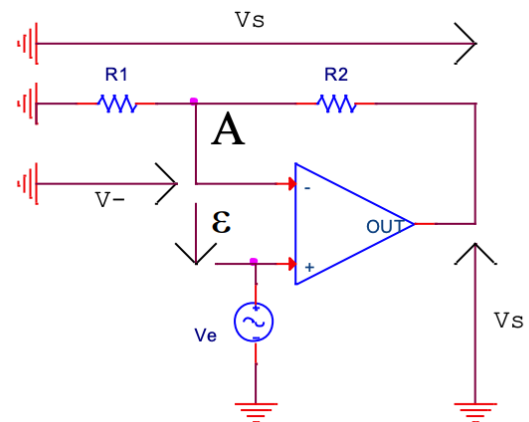
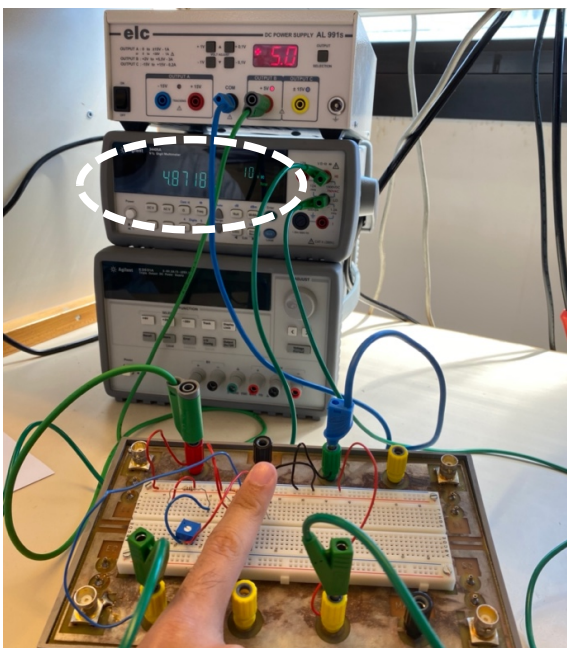


Figure 4

Avec un doigt posé sur la photodiode, $v_{S0} \approx 4,87\text{ V}$. En annulant la composante continue, $|v_{S1}| \approx 0,13\text{ V} = 13\text{ mV}$.

Remarque : ici v_{S0} et v_{S1} sont les tensions de sortie de la photodiode respectivement sans puis avec offset. Néanmoins, ces tensions (v_{S0} et v_{S1}) ne sont pas amplifiées.

Maintenant, si l'on ajoute l'amplificateur opérationnel non inverseur (composant LM324 ajouté et câblé lors du TP n°2), et que l'on relève la tension de sortie amplifiée une seule fois (car elle le sera de nouveau lors du filtrage donc au niveau du pin 1 du composant), on retombe approximativement sur le coefficient d'amplification A_v que nous avons calculé précédemment.



On peut également refaire cette expérience, en n'injectant cette fois-ci plus v_{s1} sur l'entrée de l'amplificateur opérationnel, mais un signal sinusoïdal issu d'un générateur de fréquences (GBF). Il faut évidemment générer un signal d'entrée issu du GBF de très faible amplitude car la tension de saturation des quatre amplificateurs opérationnels présents dans le composant LM324 est $V_{sat} = \pm V_{cc} = \pm 5V$.

En réalisant le montage précédemment cité avec le GBF dont la sinusoïde est parfaite et dont sa tension crête à crête est bien connue (contrairement à la photodiode où celle-ci dépend de la position du doigt, de ses propriétés physiques ainsi que de son mouvement), on retombe également sur le coefficient d'amplification A_v que nous avons calculé précédemment.

Ici, la marge d'erreur est beaucoup plus minime qu'avec la photodiode et avoisine les $\pm 2\%$, pour la raison expliquée ci-dessus.

Ainsi, on peut en conclure que la première partie d'amplification de notre oxymètre est largement acceptable. Néanmoins, le signal reste toujours inexploitable. En effet, il est composé d'une amplitude toujours trop faible et d'un bruit trop important.

Détermination de la fonction de transfert théorique et pratique de l'AO n°2 et étude du filtre passe bas.

Pour corriger ces problèmes, la solution est alors de ré amplifier le signal une deuxième fois (cela est en plus possible sur le même composant LM324 qu'utilisé précédemment car il est composé de quatre AO [cf. figure 5 ci-dessous]). Durant cette deuxième amplification, on va aussi s'occuper de filtrer le signal amplifié sortant du pin 1 du LM324.

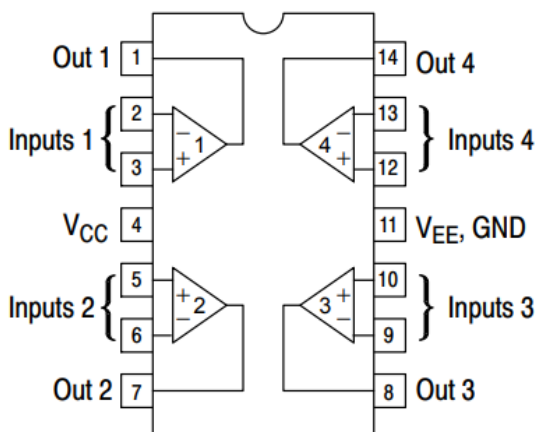


Figure 5 : Datasheet du LM324

Source : <https://urlz.fr/f6Hg>

utiliserons pour ce qui est de l'équivalent de R_2 dans la 1^{ère} partie une résistance $R_2 = 470\text{ K}\Omega$ et un condensateur d'impédance $Z_2 = \frac{1}{j\omega\omega}$ en parallèle avec $R_2 = 470\text{ K}\Omega$.

Afin de comprendre l'utilité du condensateur de 100 nF (que l'on nommera par son impédance complexe Z_2), qui est en parallèle avec $R_2 = 470\text{ K}\Omega$, on va utiliser le logiciel de simulation PSIM.

Avant de déterminer le coefficient d'amplification de cette 2nde partie, il est déjà nécessaire de savoir quel type de fréquences on souhaite filtrer.

Comme nous avons pu le voir dans le compte-rendu de la PERS du 01/06/2021 (disponible sur notre page personnelle ESIEE : <https://urlz.fr/fOwW>), le cœur a une fréquence de battement qui varie de 1 à 4 Hertz (Hz) environ. Le signal sortant de la photodiode (puis amplifié une première fois) aura donc une très basse fréquence. On est ainsi aptes à éliminer les bruits parasites de moyenne et haute fréquences grâce à un filtre passe bas.

Pour ce qui est de l'amplification, on utilisera comme pour la 1^{ère} étape un montage non inverseur. La seule différence pour la partie amplification est que nous

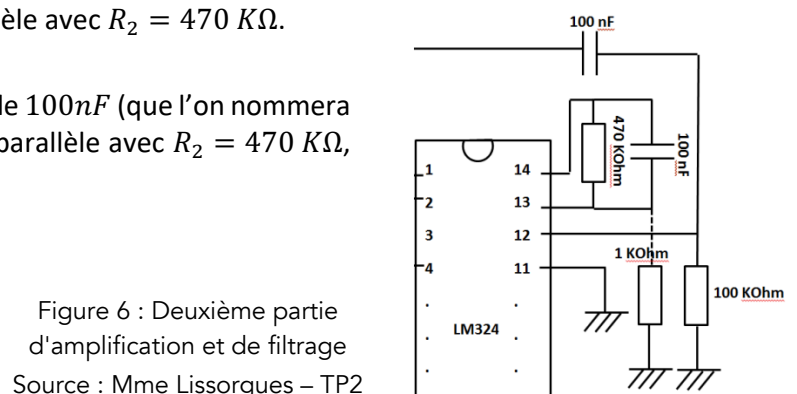


Figure 6 : Deuxième partie d'amplification et de filtrage
Source : Mme Lissorgues – TP2

En simulant sur PSIM la 2^{ème} étape d'amplification, on s'est rendu compte que le condensateur avait pour objectif de créer un filtre passe-bas. Cela permet, comme nous l'avons détaillé précédemment d'éliminer les bruits parasites liés aux bruits parasites liés aux hautes fréquences.

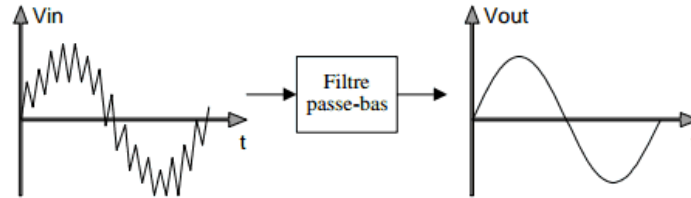
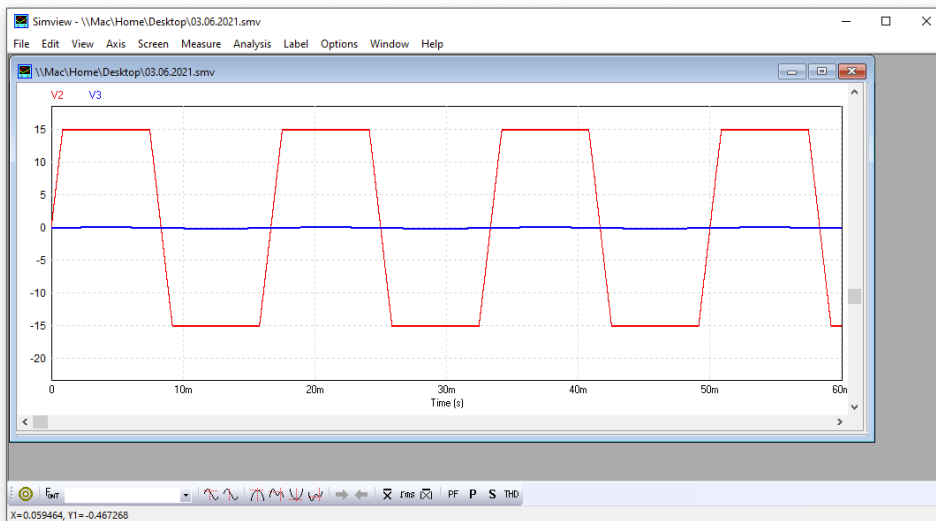


Figure 7 : Réduction des bruitages parasites de haute fréquence avec un filtre passe-bas

Source : <https://urlz.fr/fODY>

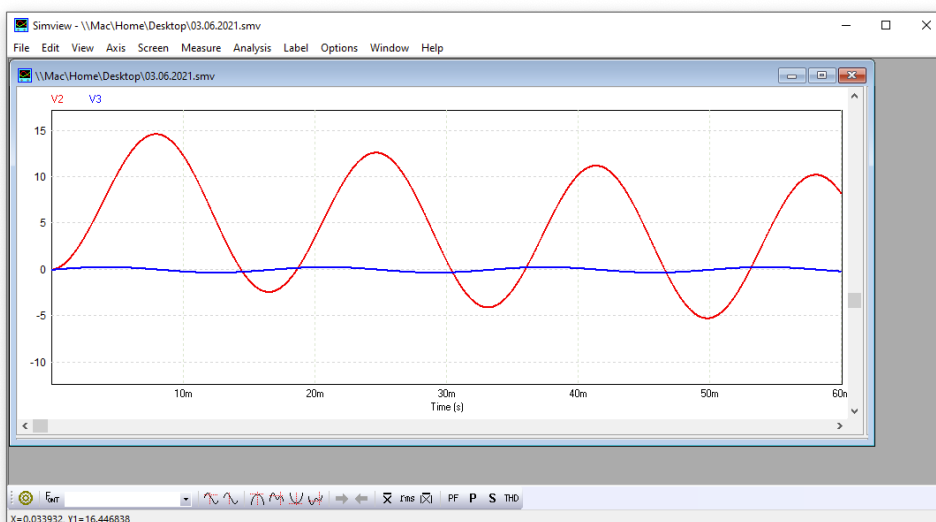
Simulation sans le condensateur :



On notera ici que la fréquence du signal est de 50 Hz donc $\leq f_c$. L'échelle de temps sur l'axe des abscisses est donc déformée.

Par contraintes de simulation les tensions sur l'axe des ordonnées sont très élevées par rapport à la réalité.

Simulation avec le condensateur :



L'objectif initial de cette simulation étant seulement de voir l'influence de ce condensateur, ce qui nous a permis d'en déduire que ce dernier était utile au filtre passe-bas.

Pour déterminer la fonction de transfert de ce filtre passe-bas, nous avons calculé $A_v = \frac{V_s}{V_e}$. Néanmoins, la présence des deux condensateurs implique des impédances complexes car $Z_{Condensateur} = \frac{1}{j\omega}$. La partie complexe (j) ne se simplifie alors pas et ne nous permet pas de trouver A_v .

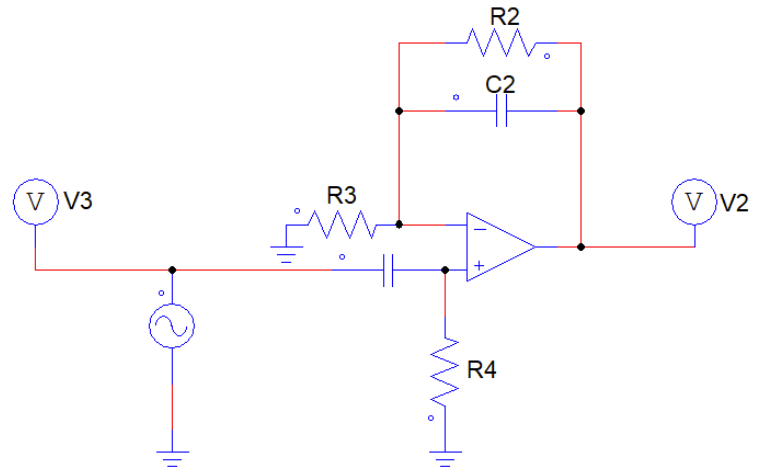


Figure 8 : Partie 2 (amplification et filtrage)

On peut donc en conclure que cette deuxième partie du montage (reliée aux pins 14, 13 et 12 du LM324) permet d'amplifier le signal une 2^{de} fois mais également de constituer un filtre passe bas afin de réduire au maximum les bruits parasites. Cela permet d'avoir à la sortie du deuxième amplificateur opérationnel d'avoir un signal beaucoup plus clair qui sera donc exploitable au traitement par un algorithme.

Cet algorithme viendra par la suite détecter les « pics » du signal et mesurer la période entre ceux-ci. Cela permettra d'en déduire la fréquence du battement cardiaque donc le nombre de battements par minute.

Enfin, sans cette deuxième étape d'amplification mais surtout de filtrage, le signal n'aurait pas été exploitable ; cette étape est donc primordiale avec celle de l'amplification.

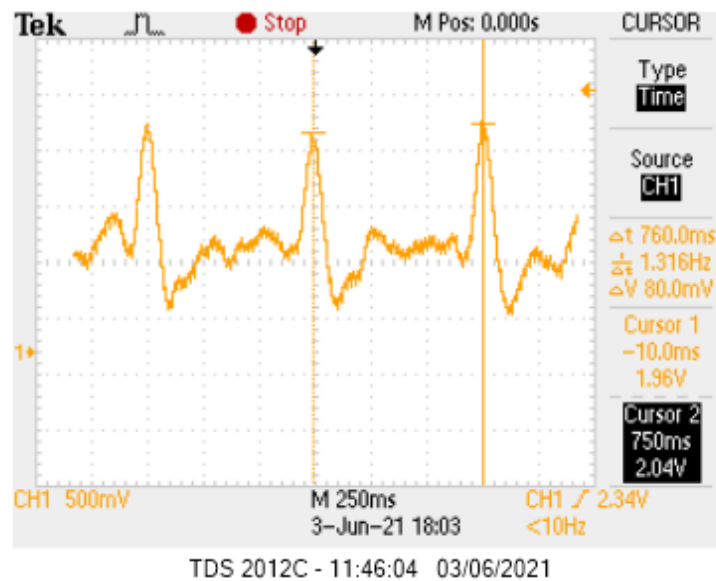


Figure 9 : Signal relevé sur oscilloscope après amplification et filtrage des bruits parasites

Détermination de la fonction de transfert globale (AO1 + AO2)

Pour déterminer expérimentalement la fonction de transfert globale du circuit d'amplification et de filtrage, on cherche à relever le coefficient d'amplification global $A_{v\ global} = \frac{V_s}{V_e}$

Ici : $V_e = V_{S1}$ (cf. figure 4 – partie B). En effet, notre entrée dans l'amplificateur opérationnel non inverseur (V_e) correspond à la sortie de la photodiode avec l'annulation de la composante continue (V_{S1}).

V_s correspond ici à la sortie du 2^{ème} amplificateur (filtre passe bas) à savoir le pin 14 du LM324 ou V_2 sur la simulation PSIM de la figure 8.

Figure 1 : Datasheet d'une DEL	3
Figure 2 : Code couleurs des résistances	3
Figure 3 : Visualisation du signal sans composante continue sur oscilloscope	8
Figure 4	31
Figure 5 : Datasheet du LM324	32
Figure 6 : Deuxième partie d'amplification et de filtrage	32
Figure 7 : Réduction des bruitages parasites de haute fréquence avec un filtre passe-bas	33
Figure 8 : Partie 2 (amplification et filtrage)	34
Figure 9 : Signal relevé sur oscilloscope après amplification et filtrage des bruits parasites	34