

3.2 Passe bande

Etude théorique

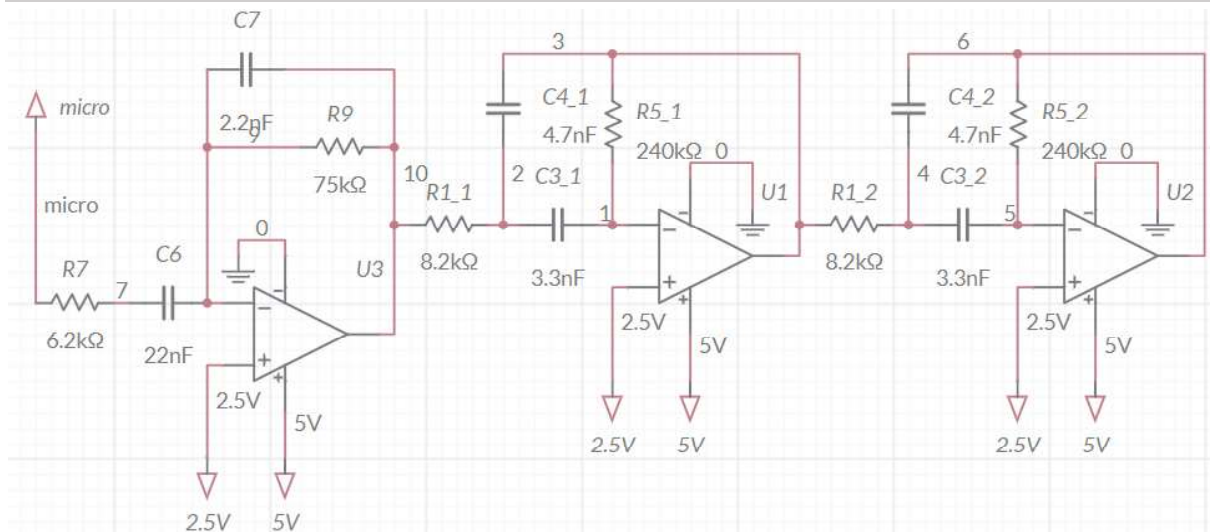


Figure 22 - Schéma de la partie réception devant amplifier

Le cahier des charges impose que la partie réception, dont on retrouve le schéma en Figure 22, amplifie le signal reçu de 1000 à la fréquence à recevoir et d'atténuer les fréquences adverses d'au moins 60 dB. Ici, la fréquence à atténuer est 3.2 kHz.

Pour réaliser cela, il faut utiliser deux passes bandes qui seront identiques, atténuants de 20 dB/décade chacun, qu'il faudra câbler en série avec le pré-ampli pour atteindre les -60 dB souhaités.

Le passe bande utilisé pour le montage sera une structure de Rauch dont voici le schéma :

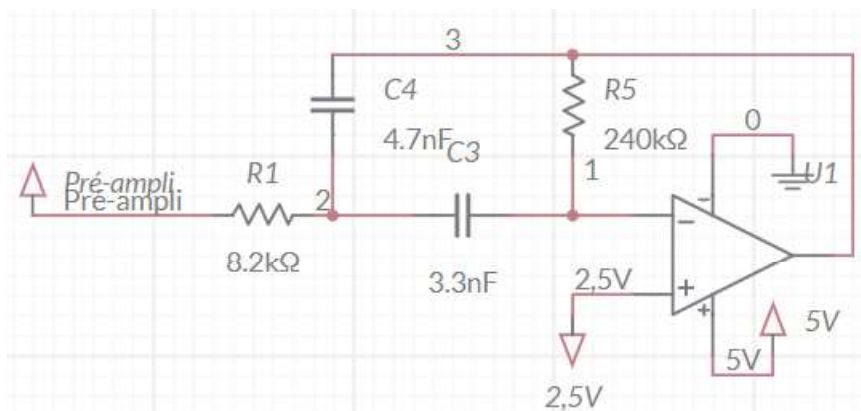


Figure 23 - Schéma du BPF

Dans le cours R2.o8, l'équation de transfert de ce BPF est donnée :

$$H(s) = - \frac{R_5 C_3 s}{1 + R_1 (C_3 + C_4) s + R_1 R_5 C_3 C_4 s^2}$$

Pour simplifier l'équation, les condensateurs sont fixés à la même valeur, soit $C = C_3 = C_4$. Alors :

$$H(s) = - \frac{R_5 C s}{1 + 2 C R_1 s + R_1 R_5 C^2 s^2}$$

Or, pour un BPF du 2^e ordre :

$$H = K \times \frac{\frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_0}}{1 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}$$

La forme canonique permet de trouver les valeurs des grandeurs du filtre par identification :

- $\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_1 R_5}}$
- $\frac{1}{Q} \frac{1}{\omega_0} = 2CR_1 \Leftrightarrow Q = \frac{1}{2CR_1\omega_0} = \frac{C\sqrt{R_1 R_5}}{2CR_1} = \frac{\sqrt{R_5}}{2\sqrt{R_1}}$
- $K \times \frac{1}{Q} \frac{1}{\omega_0} = -R_5 C \Leftrightarrow K \times 2CR_1 = R_5 C \Leftrightarrow K = -\frac{R_5}{2R_1}$

Il faut maintenant passer la fonction de transfert dans le régime fréquentiel et déterminer son module pour pouvoir étudier l'atténuation à la fréquence adverse. En posant $s = i\omega$ et $F = \frac{f}{f_0}$, l'équation de transfert devient :

$$H(F) = K \times \frac{i \frac{F}{Q}}{1 - F^2 + i \frac{F}{Q}} \text{ soit } m(F) = \frac{K}{Q} \times \frac{F}{\sqrt{(1 - F^2)^2 + \frac{F^2}{Q^2}}} = \frac{F}{\sqrt{F^4 + F^2 \left(\frac{1}{Q^2} - 2\right) + 1}}$$

Les deux BPF étant en série, il est possible de multiplier les fonctions de transferts, ce qui équivaut à multiplier les modules entre eux. Alors, le module pour les deux BPF en série est :

$$m(F) = \frac{K^2}{Q^2} \times \frac{F^2}{F^4 + F^2 \left(\frac{1}{Q^2} - 2\right) + 1}$$

Pour déterminer la valeur des composants, le plus simple est de partir de l'expression de la bande passante :

$$BW = \frac{f_0}{Q} = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{\frac{1}{2\pi C\sqrt{R_1 R_5}}}{\frac{\sqrt{R_5}}{2\sqrt{R_1}}}$$

$$\text{Soit } \frac{f_0}{Q} = \frac{\frac{1}{2\pi C\sqrt{R_1 R_5}}}{\frac{\sqrt{R_5}}{2\sqrt{R_1}}} = \frac{2\sqrt{R_1}}{2\pi C\sqrt{R_1 R_5}} \text{ donc } R_5 = \frac{Q}{f_0 \pi C}$$

Dans l'équation de R_5 , il y a deux inconnues, Q et C . Pour simplifier la détermination de la valeur de la résistance, C sera fixé à 4.7 nF. Il ne reste plus que Q à calculer.

Dans les expressions trouvées plus haut, Q apparaît uniquement dans l'expression du module. En partant de cette expression, il sera possible de trouver la valeur de Q en partant de cette égalité :

$$A = \frac{m(F)}{m(F_0)} = \frac{1}{\beta} \text{ où } \beta = 10^{\frac{x}{20}} \text{ et } x \text{ est la différence de gain entre les fréquences } f \text{ et } f_0.$$

Donc, pour déterminer la valeur de Q , il faut commencer par calculer les valeurs des modules :

- $m(F_0)$

$$F_0 = \frac{f_0}{f_0} = 1 \text{ donc } m(1) = \frac{K^2}{Q^2} \times \frac{1^2}{1 + \frac{1}{Q^2} - 2 + 1} = K^2$$

- $m(F)$

$$F = \frac{f}{f_0} = \frac{3.2}{1} = 3.2 = \alpha \text{ donc } m(\alpha) = \frac{K^2}{Q^2} \times \frac{\alpha^2}{\alpha^4 + \alpha^2 \left(\frac{1}{Q^2} - 2 \right) + 1}$$

Ainsi, il est possible de poser l'égalité suivante :

$$\begin{aligned} \frac{1}{\beta} &= \frac{K^2 \times \frac{\alpha^2}{Q^2 \left(\alpha^4 + \alpha^2 \left(\frac{1}{Q^2} - 2 \right) + 1 \right)}}{K^2} \Leftrightarrow \alpha^2 = \frac{1}{\beta} \times (Q^2 \alpha^4 + \alpha^2 - 2Q^2 \alpha^2 + Q^2) \\ &\Leftrightarrow \frac{\alpha^4 - 2\alpha^2 + 1}{\beta} \times Q^2 + \frac{\alpha^2}{\beta} = \alpha^2 \Leftrightarrow \frac{\alpha^4 - 2\alpha^2 + 1}{\beta} \times Q^2 = \alpha^2 - \frac{\alpha^2}{\beta} \\ &\Leftrightarrow Q^2 = \frac{\alpha^2 \times \beta - \alpha^2}{\alpha^4 - 2\alpha^2 + 1} \Leftrightarrow Q^2 = \frac{\alpha^2(\beta - 1)}{(\alpha^2 - 1)^2} \\ \text{Donc } Q &= \frac{\alpha \sqrt{\beta - 1}}{|\alpha^2 - 1|} \end{aligned}$$

Dans cette expression de Q les valeurs de α et de x sont connues. En effet $\alpha = 3.2$ et $x = 40$ car le pré-ampli du micro amplifie déjà de 20 dB le signal à la fondamentale par rapport à la fréquence adverse en théorie. Alors :

$$Q = \frac{3.2 \sqrt{10^{\frac{40}{20}} - 1}}{|3.2^2 - 1|} = 3.45$$

En utilisant la valeur de Q dans l'expression de R_5 trouvée plus haut, R_5 vaut :

$$R_5 = \frac{3.45}{1000 \times \pi \times 4.7 \times 10^{-9}} = 233.7 \text{ k}\Omega \text{ soit } 240 \text{ k}\Omega \text{ en valeur normalisée.}$$

Maintenant que la valeur de R_5 est connue, il ne reste que R_1 à déterminer. Pour cela, il faut partir de l'expression de K trouvée plus haut en prenant $K = -20$:

$$K = \frac{R_5}{2R_1} \Leftrightarrow R_1 = \frac{R_5}{2K} = \frac{240}{40} = 6 \text{ k}\Omega \text{ soit } 6.2 \text{ k}\Omega \text{ en valeur normalisée.}$$

Avec cette valeur de R_1 , le diagramme de Bode du montage est :

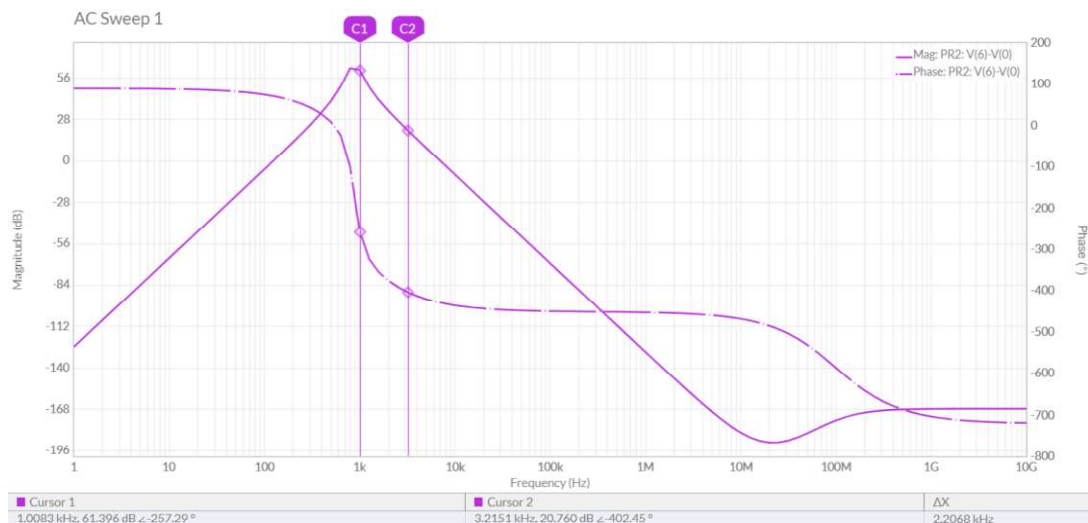


Figure 24 - Diagramme de Bode de la Figure 22 avec $R_1 = 6.2 \text{ k}\Omega$

Mais, avec cette valeur de K , en mesurant avec le curseur C_1 , il s'avère que le gain est supérieur à 60 dB soit une amplification supérieure à 1000. Dans le cahier des charges, il est indiqué que la sortie du micro est de l'ordre du millivolt. Avec un gain de 61.4 dB, l'amplification sera $A = 10^{\frac{61.4}{20}} = 1175$. La sortie va donc saturer à partir de 4.26 mV. Il est donc préférable de baisser K pour passer sous la barre des 60 dB. En prenant $K = -15$, la nouvelle valeur de R_1 est :

$$R_1 = \frac{R_5}{2K} = \frac{240}{30} = 8 \text{ k}\Omega \text{ soit } 8.2 \text{ k}\Omega \text{ en valeur normalisée.}$$

Le diagramme de Bode devient alors :

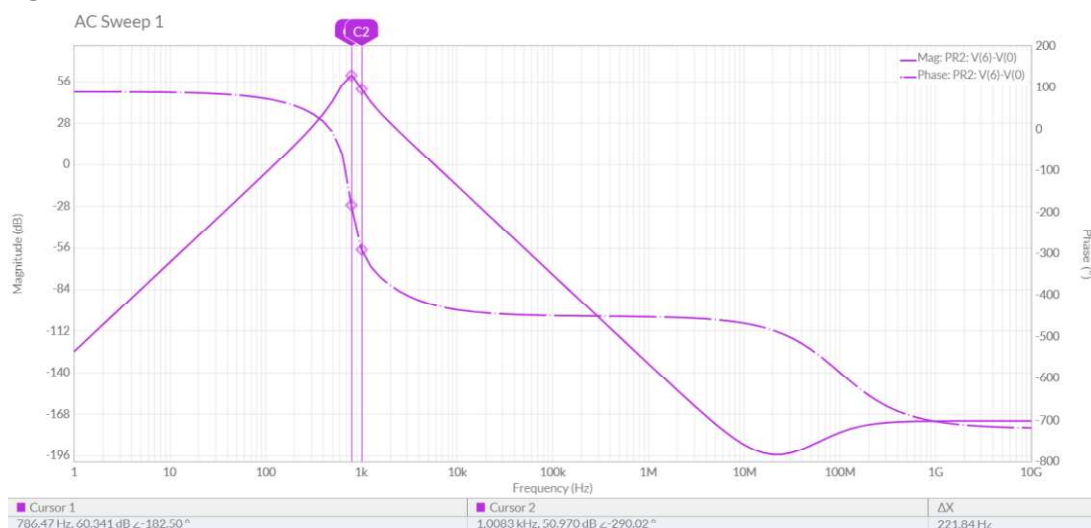


Figure 25 - Diagramme de Bode de la Figure 22 avec $R_1 = 8.2 \text{ k}\Omega$

A la fréquence de centrale, l'amplification est maintenant égale à 60 dB, comme le cahier des charges le demande. Cependant, le filtre passe bande n'est plus centré sur 1 kHz mais sur 786 Hz. En effectuant des tests sur Multisim, il s'avère que la fréquence centrale du BPF augmente lorsque la valeur de C_3 diminue. En fixant C_3 à 3.3 nF, le diagramme de Bode est :

En simulation, la fréquence adverse est atténuée de seulement 40 dB, ce qui ne correspond pas au cahier des charges. Cependant, il n'est pas possible d'augmenter cette valeur sans augmenter l'amplification K du circuit, car Q et K dépendent des mêmes grandeurs. Alors, si jamais Q augmente, K augmente aussi, l'amplification à la fondamentale dépasserait donc les 60 dB, ce qui est problématique.

De plus, bien que la bande passant soit plus large que souhaité, elle s'étend vers les basses fréquences. Etant donné qu'aucune des fréquences adverses se situe en dessous de 1 kHz, il est décidé d'en faire abstraction, en considérant que les bruits ambiants ne génèrent pas un signal trop important. Cette supposition devra être vérifiée en pratique.

Ainsi, en théorie, le filtre passe bande fonctionne comme le cahier des charges l'impose pour les valeurs des composants suivantes :

$$R_1 = 8.2 \text{ k}\Omega ; R_5 = 240 \text{ k}\Omega ; C_3 = 3.3 \text{ nF} ; C_4 = 4.4 \text{ nF}$$

Etude pratique

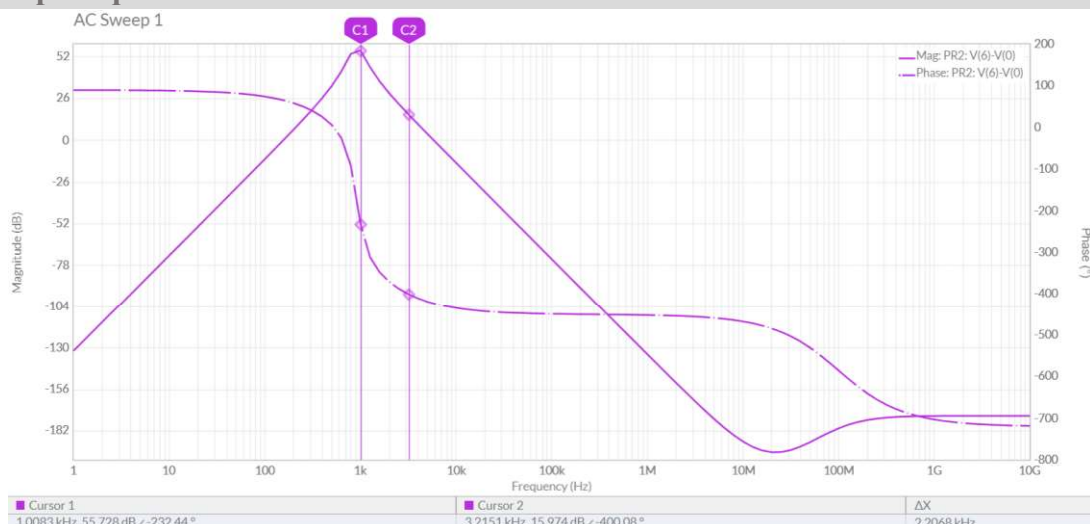


Figure 26 - Diagramme de Bode la Figure 22 avec $R_1 = 8.2 \text{ k}\Omega$ et $C_3 = 3.3 \text{ nF}$

Le BPF marche en théorie, il faut maintenant le câbler pour s'assurer qu'il marche aussi en pratique.

Pour commencer, le pont diviseur qui servira à fournir 2.5V aux bornes + de nos AOP est câblé comme ceci :

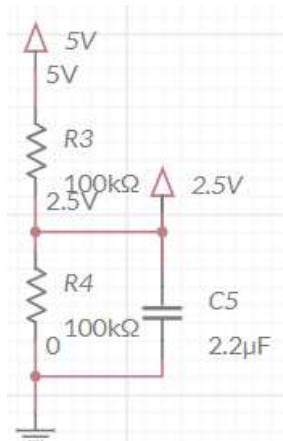


Figure 27 - Pont diviseur de tension

Pour le pont diviseur, le condensateur placé en parallèle de la résistance sert à filtrer la tension et d'en assurer une meilleure stabilité.

Maintenant que les AOP sont correctement alimentés, il faut câbler les deux BPF en série comme ceci :

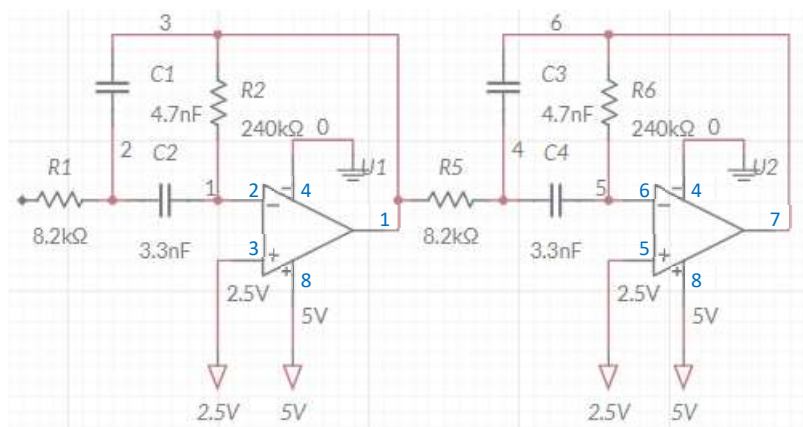


Figure 28 - 2 BPF en série

Pour les deux AOP, on utilisera un seul MC33202, dont le brochage est le suivant, sera utilisé :

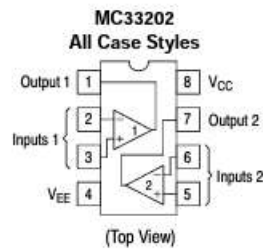


Figure 29 - Brochage du MC33202

Sur la Figure 28 les broches correspondant au schéma ci-dessus sont indiquées en bleu aux endroits concernés.

Une fois le montage correctement câblé, il est vérifié petit à petit en commençant par le premier BPF. Pour vérifier son fonctionnement, la sortie d'un GBF est injectée en entrée du montage. Le GBF est réglé comme ceci :

- Sortie en mode Sweep
- Fréquence de départ : 100 Hz
- Fréquence de fin : 4 kHz
- Sweep time : 20 secondes

Ensuite, il faut configurer l'oscilloscope. Grâce au mode Sweep du GBF, il est possible de visualiser la réponse fréquentielle du BPF. Pour cela, il faut visualiser la sortie de l'AOP (broche 1) en lui appliquant la fonction mathématique FFT de l'oscilloscope. En activant le mode persistance de ce dernier, il est possible de visualiser le spectre en balayage de fréquence du filtre. La courbe obtenue pour un seul BPF est la suivante :

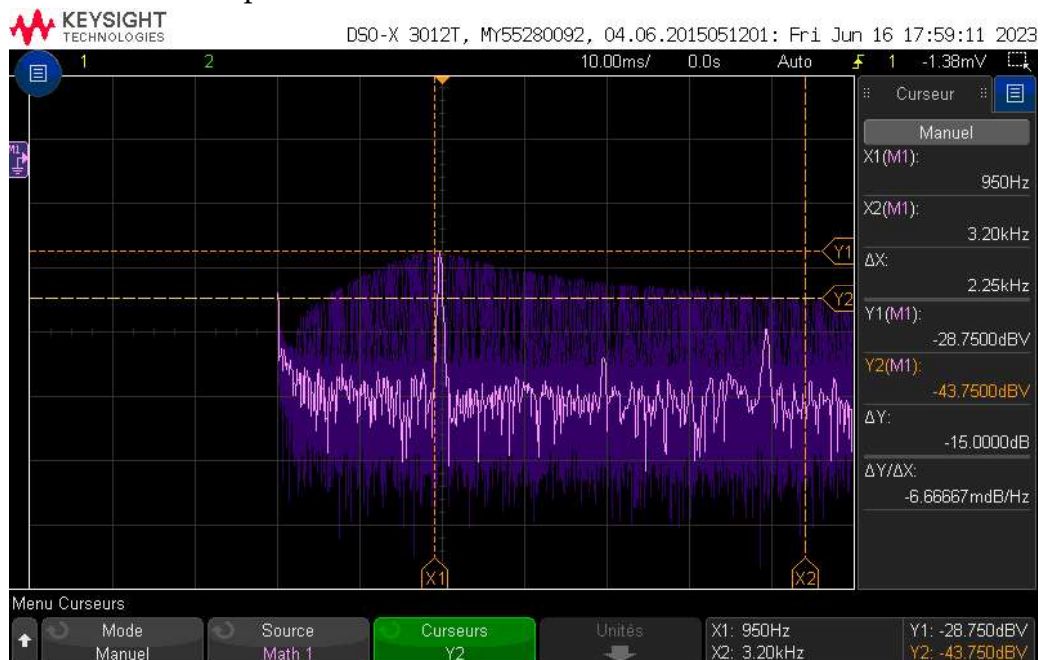


Figure 30 - Spectre en balayage de fréquence d'un seul BPF

Sur le spectre des mesures sont effectuées à l'aide de deux curseurs, le premier à 950 Hz² et le second à 3.2 kHz. Ces curseurs nous indiquent qu'à 3.2 kHz, une différence de 15 décibels est relevée par rapport à la fondamentale. Ce résultat est satisfaisant puisqu'avec un seul BPF, l'amplification à la fréquence adverse par rapport à la fondamentale est déjà de $10^{-\frac{15}{20}} = 0.18$.

Le BPF seul fonctionne, il faut maintenant relier les deux pour vérifier s'ils fonctionnent aussi. Pour cela il faut appliquer le même signal en entrée que sur le test précédent. Cette fois, la sortie est lue par l'oscilloscope sur la broche 7 :

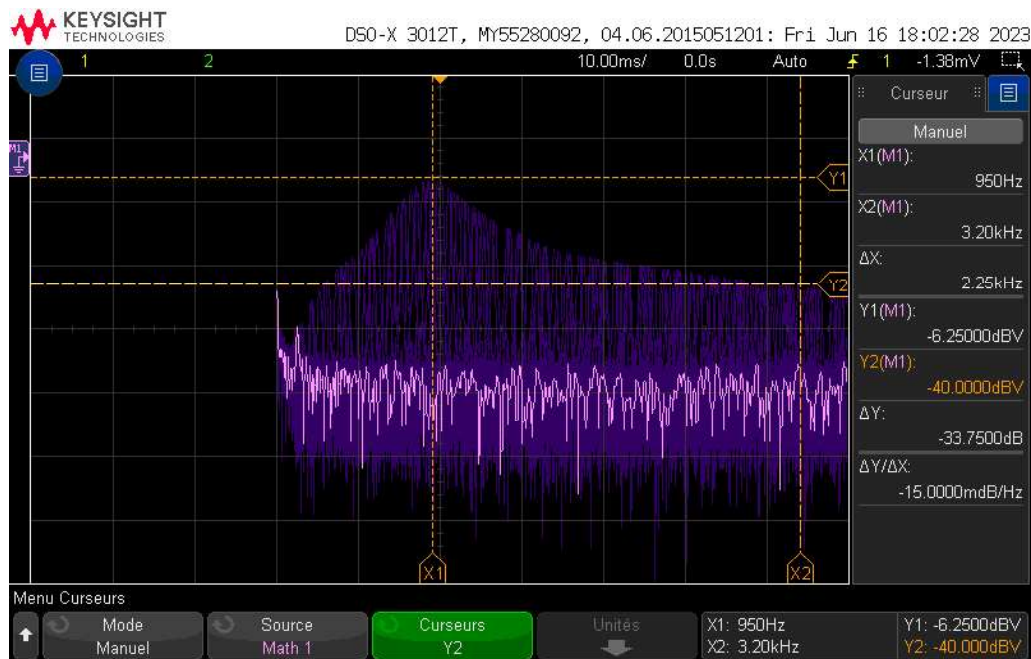


Figure 31 - Spectre en balayage de fréquence des deux BPF en série

Avec les deux BPF en série, le spectre obtenu est beaucoup plus fidèle à celui de l'étude théorique. En effet, à 3.2 kHz, la différence de gain avec la fondamentale est de 33.75 dB. Ce résultat est satisfaisant puisque la valeur attendue en étude théorique est de -40 dB avec le pré-amplificateur.

² Voir page 29

Maintenant, les mêmes tests sont effectués en câblant le pré-amplificateur en entrée du filtre passe bande :

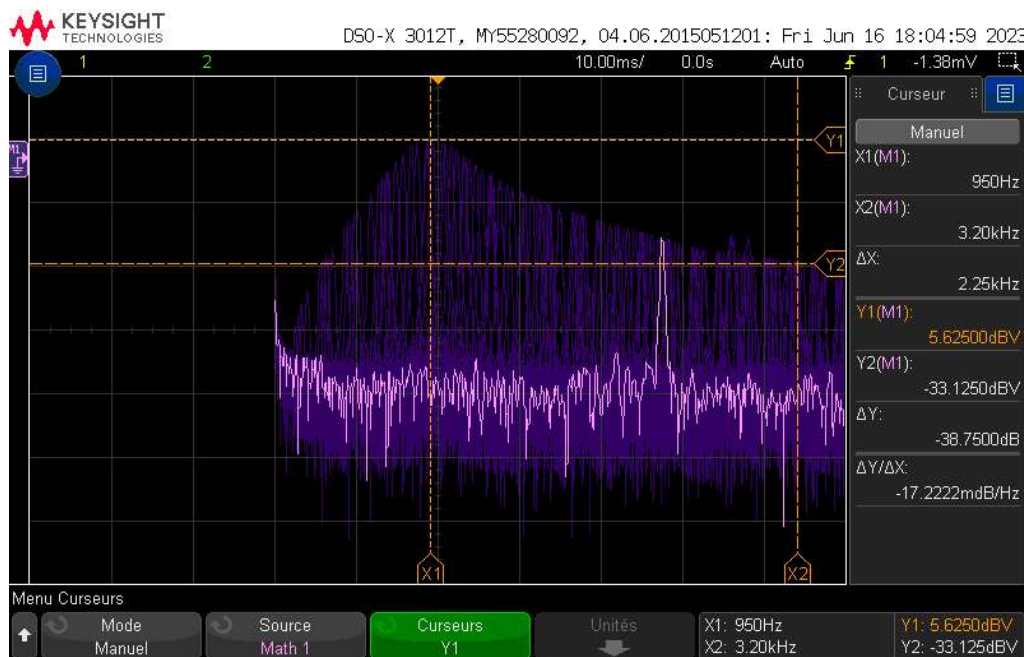


Figure 32 - Spectre en balayage de fréquence des deux BPF et du pré-amplificateur en série

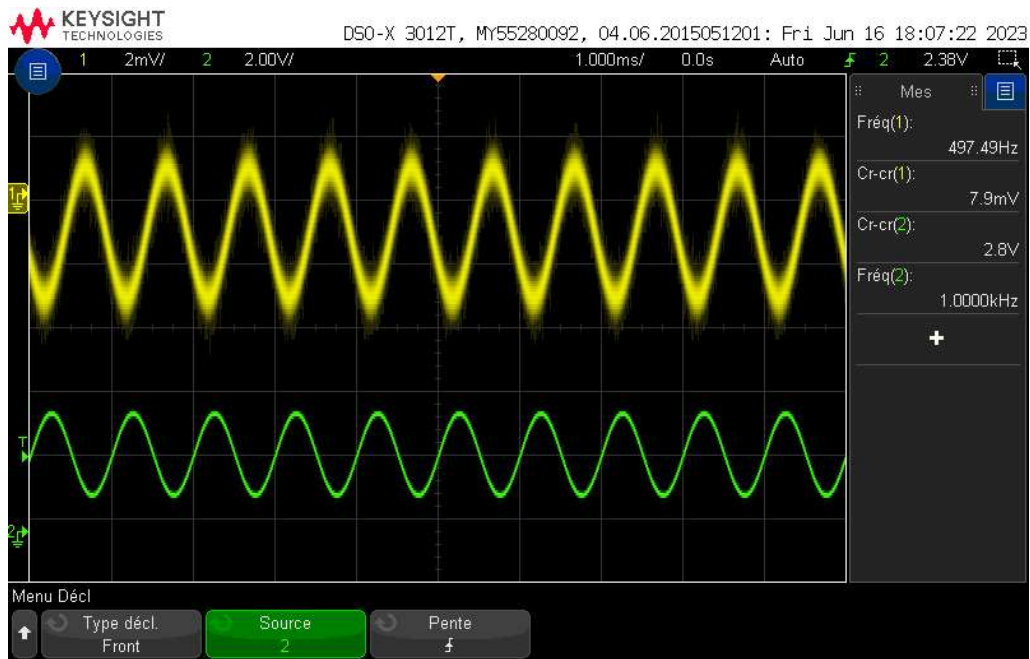
Cette fois, le gain mesuré à la fondamentale est supérieur au gain mesuré sans le pré-amplificateur. De plus, l'atténuation à 3.2 kHz est elle aussi plus importante que précédemment. Ici, elle atteint les -38.75 dB ce qui correspond à un pourcentage d'erreur de :

$$\frac{|-40 - (-38.75)|}{|-40|} \times 100 = 3,125\%$$

Donc, la réponse fréquentielle de notre filtre est plus que satisfaisante puisque l'erreur est inférieure à 5%.

Il faut maintenant visualiser le chronogramme de la sortie pour la fréquence fondamentale et la fréquence adverse afin de mesurer le gain exact lorsque la sortie pour s'assurer que les signaux adverses ne risquent pas d'activer le robot par erreur. Pour réaliser ces tests, un signal de 10 mV crête à crête généré par un GBF sera injecté en entrée du pré-amplificateur.

Le premier test est effectué à une fréquence de 1 kHz et le chronogramme suivant est relevé :



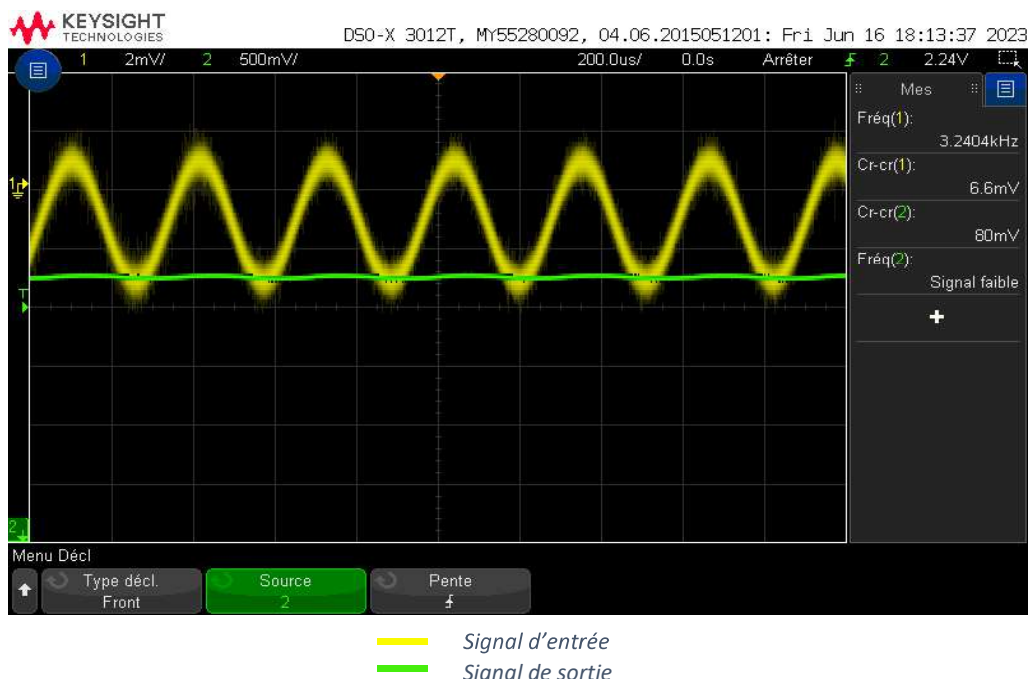
— Signal d'entrée
— Signal de sortie

Figure 33 - Chronogrammes du signal d'entrée du pré-amplificateur et de la sortie du deuxième BPF à 1 kHz

A 1 kHz, la sortie du deuxième BPF est une sinusoïde pure. De plus le signal est correctement amplifié. En effet, à cette fréquence le gain mesuré est :

$$G = 20 \log \left(\frac{2.8}{10 \times 10^{-3}} \right) \approx 49 \text{ dB}$$

Bien que ce gain soit inférieur aux 56 dB attendus en partie théorique, cette amplification reste satisfaisante puisqu'elle sera lisible par le comparateur. Il faut maintenant refaire la mesure pour le même signal mais avec une fréquence égale à 3.2 kHz, la fréquence adverse. En sortie du filtre le signal de sortie est :



— Signal d'entrée
— Signal de sortie

Figure 34 - Chronogrammes du signal d'entrée du pré-amplificateur et de la sortie du deuxième BPF à 3.2 kHz

A 3.2 kHz, la tension de sortie est bien inférieure à celle mesurée dans la Figure 33. En effet, elle est de 80 mV contre 2.8 V à 1 kHz pour une même tension en entrée du montage, ce qui équivaut à un gain de :

$$G = 20 \log \left(\frac{80}{10} \right) \approx 18 \text{ dB}$$

Comme sur le test précédent, cette valeur de gain n'est pas celle attendue. Dans l'étude théorique, le gain été censé être d'environ 16 dB à la fréquence triple. Ce double écart entraîne une grosse différence d'atténuation de la fréquence adverse. En effet, la différence de gain en pratique est seulement de :

$$\Delta G = 49 - 18 = 31 \text{ dB}$$

Bien que cet écart soit important, la tension de sortie à 3.2 kHz n'est pas problématique pour la suite. Il est donc décidé de ne pas essayer d'améliorer l'atténuation car le reste du montage fonctionne de manière très satisfaisante.

En revanche, en balayant les fréquences, il s'est avéré que l'amplification maximale du circuit n'était pas à 1 kHz mais à 950 Hz :

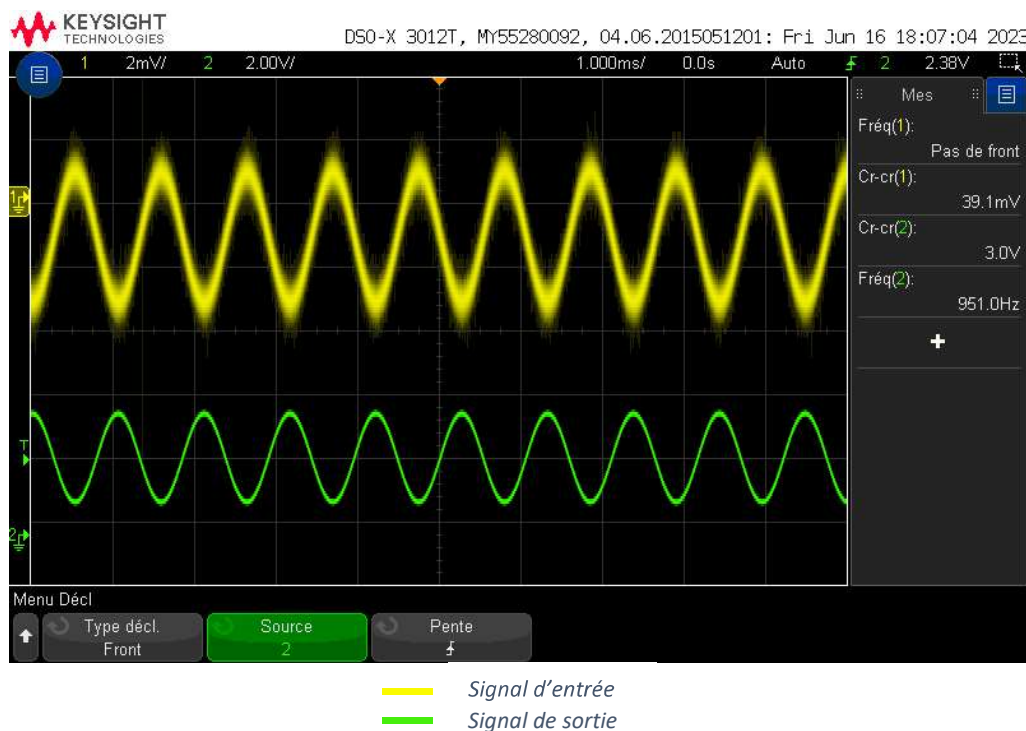


Figure 35 - Chronogrammes du signal d'entrée du pré-amplificateur et de la sortie du deuxième BPF à 950 Hz

Alors, plutôt que de régler ce problème au niveau du passe bande, c'est la chaîne d'émission qui va être modifiée. En effet en jouant sur la valeur du potentiomètre, il est possible de faire varier la fréquence de la sortie de l'astable. Ainsi, la fréquence utilisée par le robot est maintenant 950 Hz.

3.3 Redresseur

Le signal envoyé par le haut-parleur est reçu correctement par le micro et amplifié à une valeur de l'ordre du volt. Cependant, le signal de commande n'est pas continu, le comparateur risque donc de commuter sans cesse entre $+V_{SAT}$ et 0. Sa sortie ne permettra alors pas d'allumer le robot. Un redresseur sera donc utilisé pour rendre la sortie du passe bande continue.

Etude théorique

Le redresseur sera construit sur la base d'un détecteur d'enveloppe en série avec un filtre passe bas dont voici le schéma :

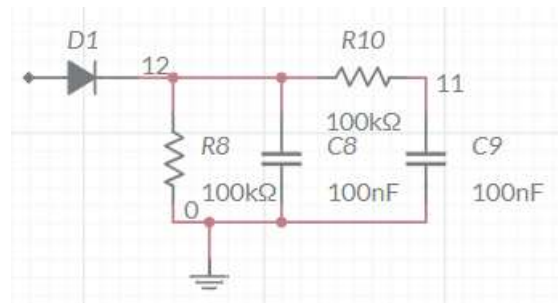


Figure 36 - Redresseur

Pour déterminer les valeurs des composants, il faut partir de la constante de temps $\tau = RC$. Pour que le signal soit presque continu, on doit prendre $T \ll \tau$ où T est la période de notre signal et $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{1000} = 1$ ms. Cependant, si τ est trop grand, dans le cas où le signal d'entrée fluctue, la sortie du redresseur doit pouvoir suivre l'entrée. Alors, $T \ll \tau \ll T_F$ où T_F est la période des fluctuation potentielles qui sera de 100 ms.

Donc τ est le « milieu » entre T et T_F en échelle logarithmique. Ainsi :

$$\tau = \sqrt{T \times T_F} = \sqrt{1 \times 10^{-3} \times 100 \times 10^{-3}} = 10 \text{ ms}$$

Donc $\tau = RC = 10$ ms où C est fixé à 47 nF. Ainsi :

$$R = \frac{\tau}{C} = \frac{10 \times 10^{-3}}{47 \times 10^{-9}} = 212.8 \text{ k}\Omega \text{ soit } 220 \text{ k}\Omega \text{ en valeur normalisée.}$$

Sachant que les valeurs des composants du détecteur d'enveloppe sont les même que celles du filtre passe bas, il est maintenant possible de tester le redresseur en simulation sur Multisim. Le chronogramme suivant est obtenu :

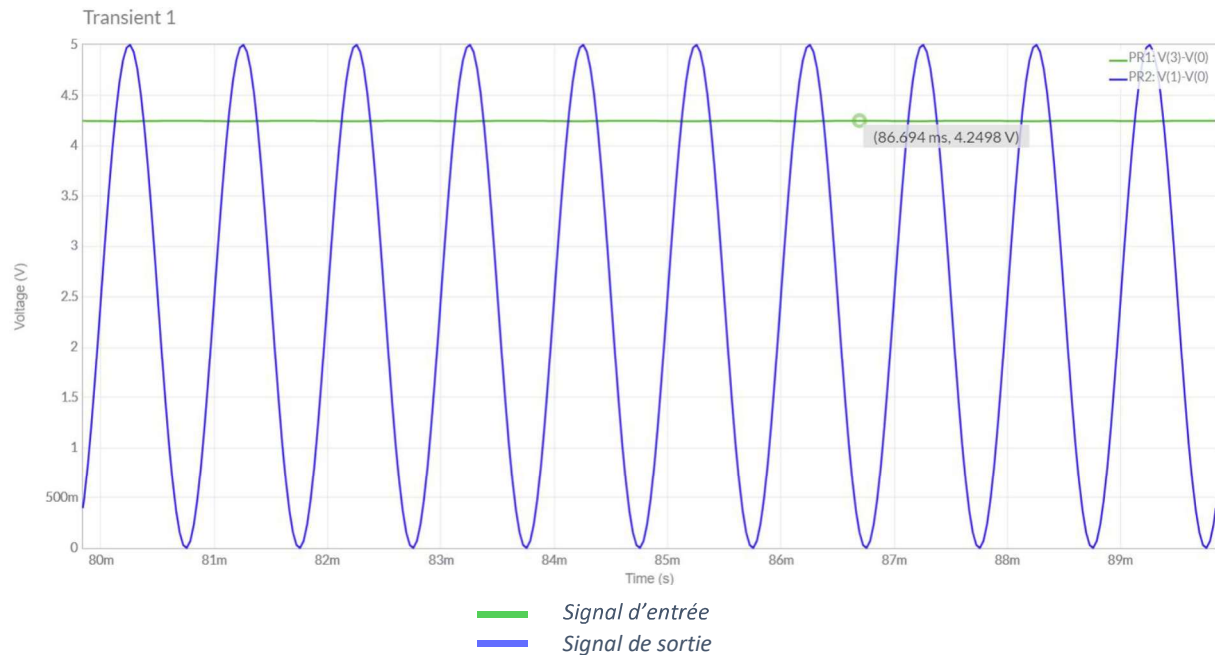


Figure 37 - Chronogramme des signaux d'entrée et de sortie du redresseur

Pour la simulation le signal d'entrée du redresseur est réglé à 5V crête à crête avec un offset de 2.5V pour simuler la sortie du filtre passe bande. Le chronogramme est étudié à partir de 80 ms car avant, le condensateur est en charge, donc la sortie du redresseur n'est pas continue. Quand le condensateur est chargé, elle atteint 4.25V, ce qui est conforme au cahier des charges puisqu'il y a une perte d'environ 0.6V aux bornes de la diode.

Etude pratique

Le montage est maintenant câblé sur plaque avec les mêmes valeurs. La sortie est relevée au niveau du point 11 (Figure 36). Après avoir correctement câblé et alimenté le redresseur, le chronogramme de la sortie est relevé à l'oscilloscope :

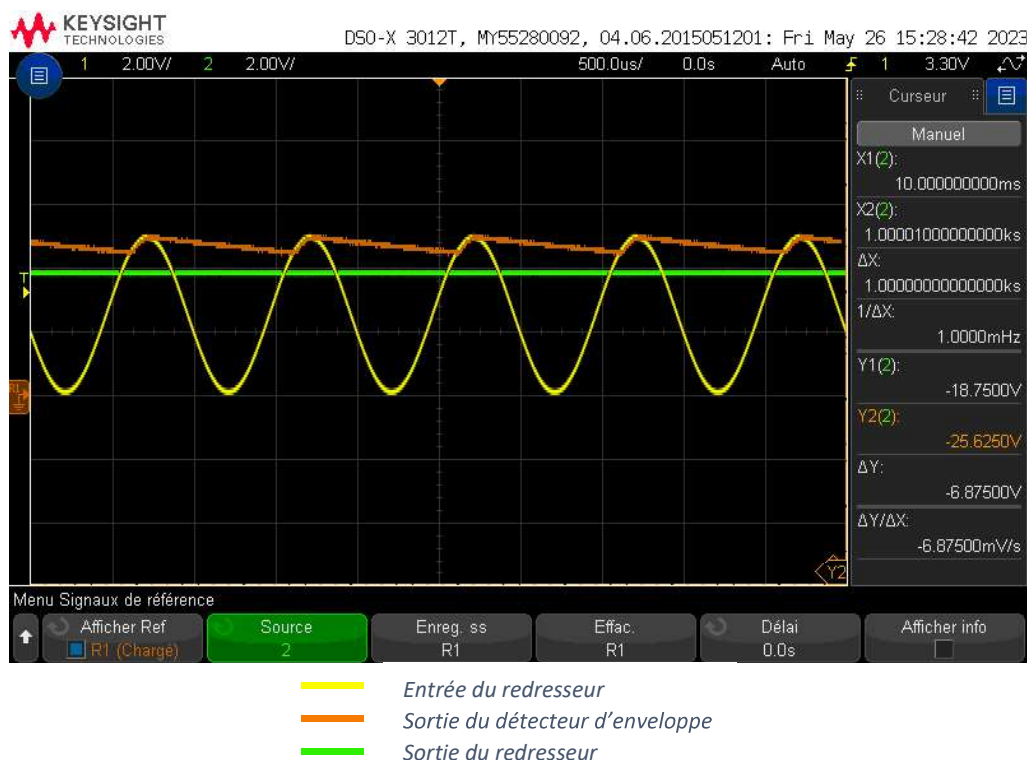


Figure 38 - Chronogramme des signaux du redresseur

Avec ces valeurs de composants, la sortie du redresseur n'atteint pas le niveau de tension souhaité. L'explication la plus plausible étant que la valeur de la résistance soit trop importante, entraînant une chute de tension à ses bornes, la nouvelle valeur de la résistance est fixée à 100 kΩ. Avec cette valeur de R, la nouvelle valeur de C est :

$$C = \frac{\tau}{R} = \frac{10 \times 10^{-3}}{100 \times 10^3} = 100 \text{ nF}$$

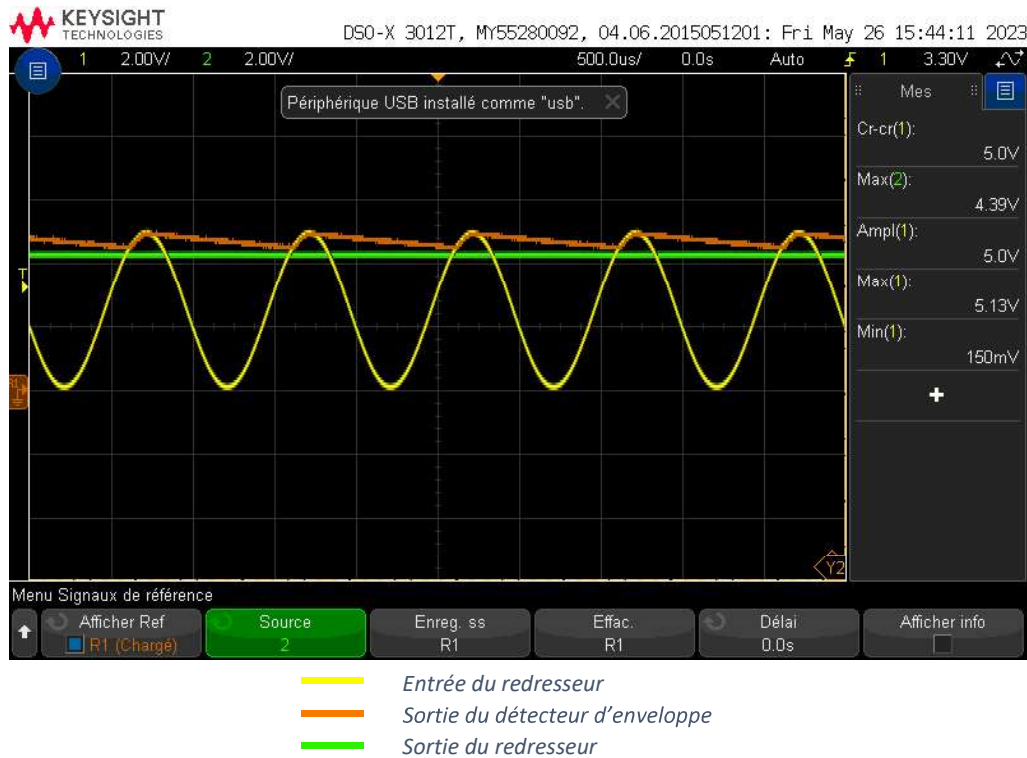


Figure 39 - Chronogrammes des signaux du redresseur avec R=100 kΩ

Le montage est modifié pour correspondre aux nouvelles valeurs qui ont été calculées, la nouvelle sortie du redresseur est alors :

Cette fois, la sortie du redresseur correspond aux attentes, son fonctionnement est donc validé.