

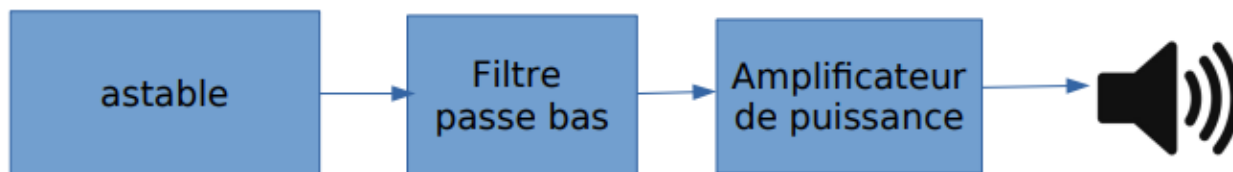


Ce projet est composé de deux parties. Une partie réception (RX) et une partie émission (TX). Le but du projet est de pouvoir allumer un radio conçu précédemment au cours d'un autre projet à une distance allant jusqu'à 7m à l'aide d'un signal sonore audible. Les contraintes sont que notre chaîne de réception devra répondre uniquement à un signal sonore continu à une fréquence de 1kHz tandis que 2 autres robots seront allumés en simultanés à des fréquences de 3kHz et 9 kHz. Il faut donc que notre robot ne réponde pas aux fréquences de 3kHz et 9kHz. La partie émettrice sera commandée grâce à un bouton qui servira à émettre le signal sonore et la partie récepteur interceptera le signal grâce à un microphone à électret.

## Sommaire

Chaîne TX	p.3
Astable	p.3
Filtre Passe-Bas	p.8
Amplificateur de puissance	p.11
Chaîne RX	p.13
Microphone à électret et pré amplification	p.13
Filtre BPF Ordre 4	p.16
Déecteur crête	p.21
Comparateur à hystérésis	p.24
Indicateur à LED	p.26

## Chaine TX



L'objectif est de réaliser une télécommande sonore afin piloter l'allumage ou l'extinction d'un robot situé jusqu'à 7m de distance. Cette télécommande devra émettre un son audible lors de l'appui sur un bouton poussoir.

### Astable :

Le circuit astable produit un signal carré à une fréquence propre de 1kHz.

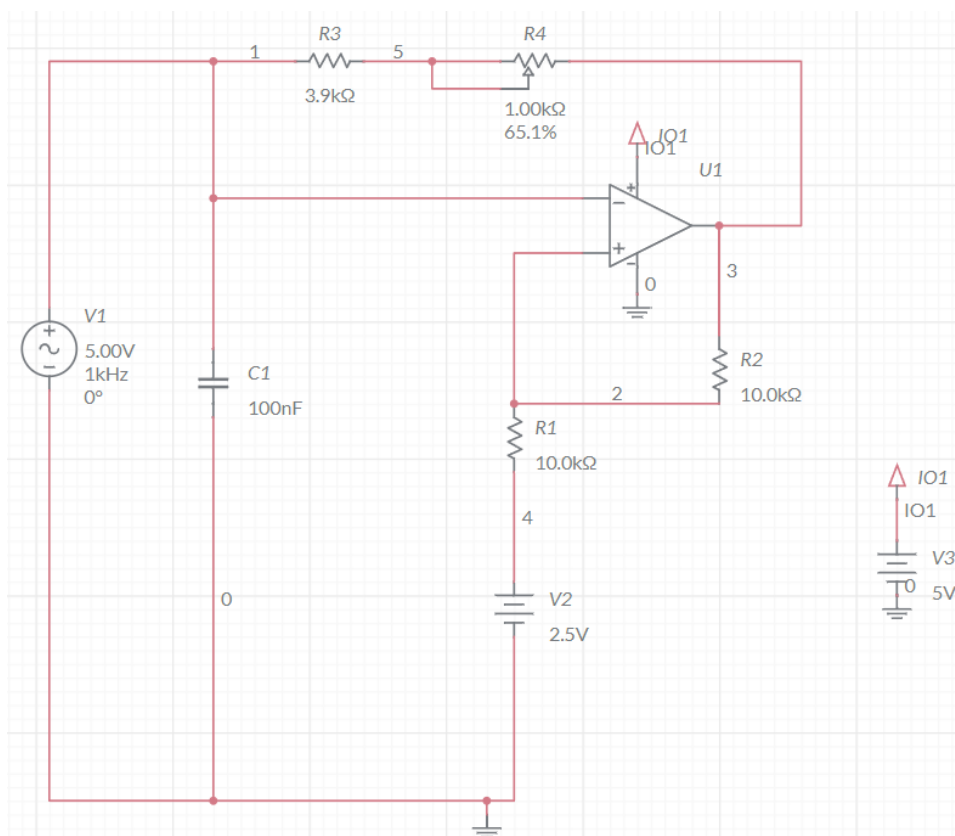


Figure 1 : Schéma de montage de l'astable

Nous utilisons un AOP MCP6541

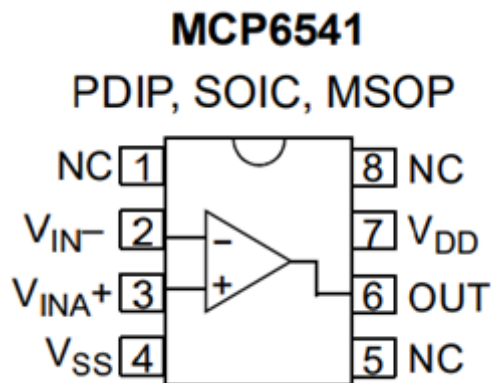


Figure 2 : Schéma du MCP6541

Pour trouver la valeur de la résistance R, on utilise la formule de la période T :

$$T = 2RC * \ln \left( 1 + \frac{2R1}{R1} \right)$$

On en déduit la formule de la fréquence F :

$$F = \frac{1}{2RC * \ln \left( 1 + \frac{2R1}{R1} \right)}$$

On passe R de l'autre côté :

$$R = \frac{1}{2FC * \ln \left( 1 + \frac{2R1}{R1} \right)}$$

On passe aux valeurs numériques :

$$R = \frac{1}{2 * 1000 * 100 * 10^{-9} * \ln \left( 1 + \frac{20000}{10000} \right)}$$

On obtient comme valeur théorique :

$$R = 4551.2\Omega$$

Étant donné qu'une résistance de 4551Ω n'existe pas, nous prenons une résistance inférieure à laquelle nous mettons un potentiomètre en série : dans la série E12, la valeur de résistance inférieure à 4551Ω est de 3900Ω. Pour trouver la valeur du potentiomètre, nous faisons :

$$R_v = 4551 - 3900 = 651\Omega$$

Nous utilisons donc un potentiomètre de 1kΩ réglé à 651Ω. L'utilisation d'un potentiomètre est nécessaire afin d'avoir précisément la résistance souhaitée. Pour régler ce dernier, on utilise un ohmmètre. Malgré les erreurs de mesures, cette méthode reste la plus précise dans notre cas.

Après avoir trouvé la valeur numérique de R et du potentiomètre RV, nous pouvons câbler l'astable.

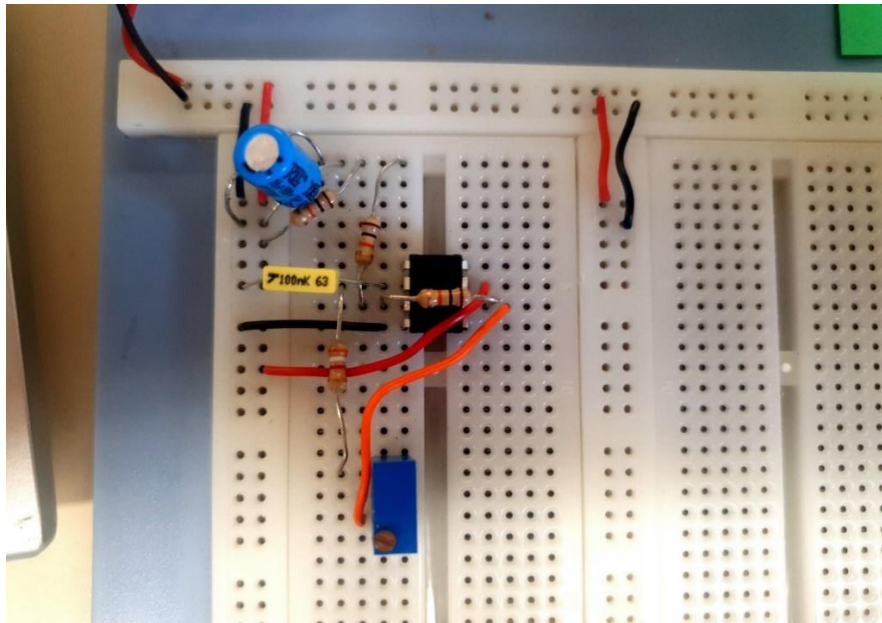


Figure 3 : Photo du câblage de l'astable

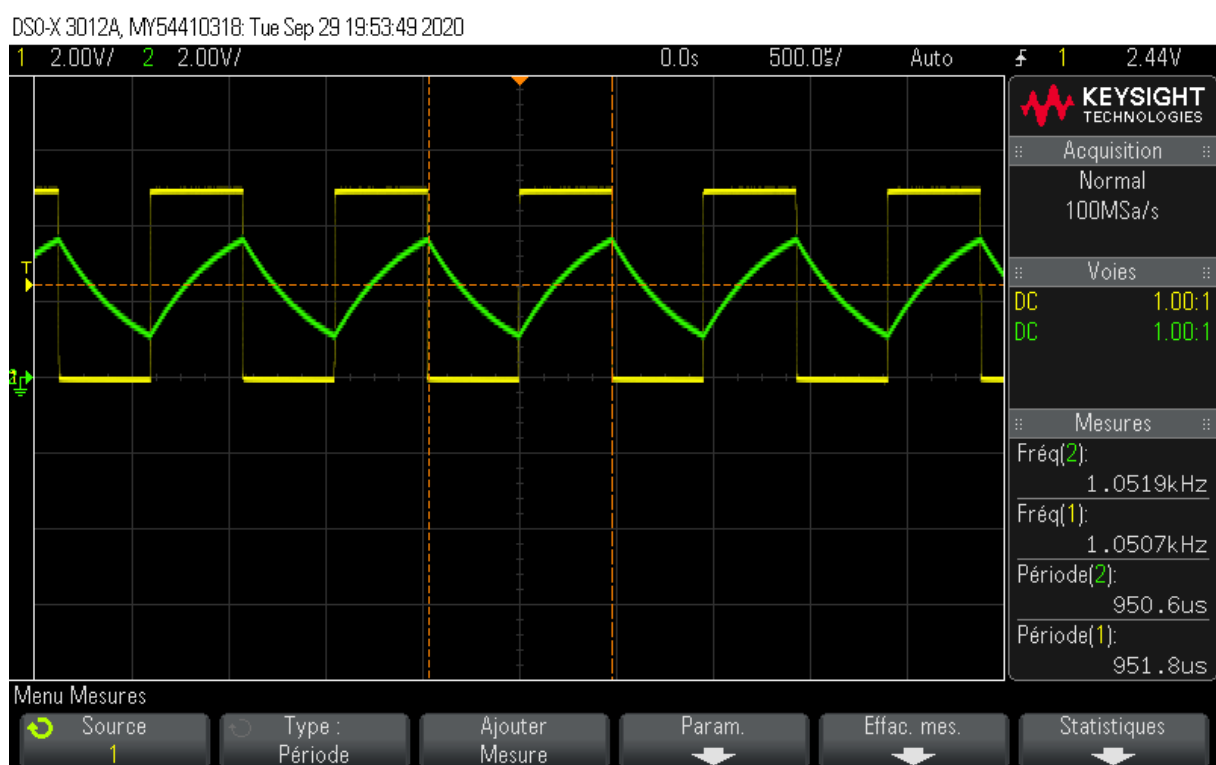


Figure 4 : Relevé à l'oscilloscope du montage astable en fonctionnement

Signal jaune = signal d'entrée ; signal vert = signal de sortie

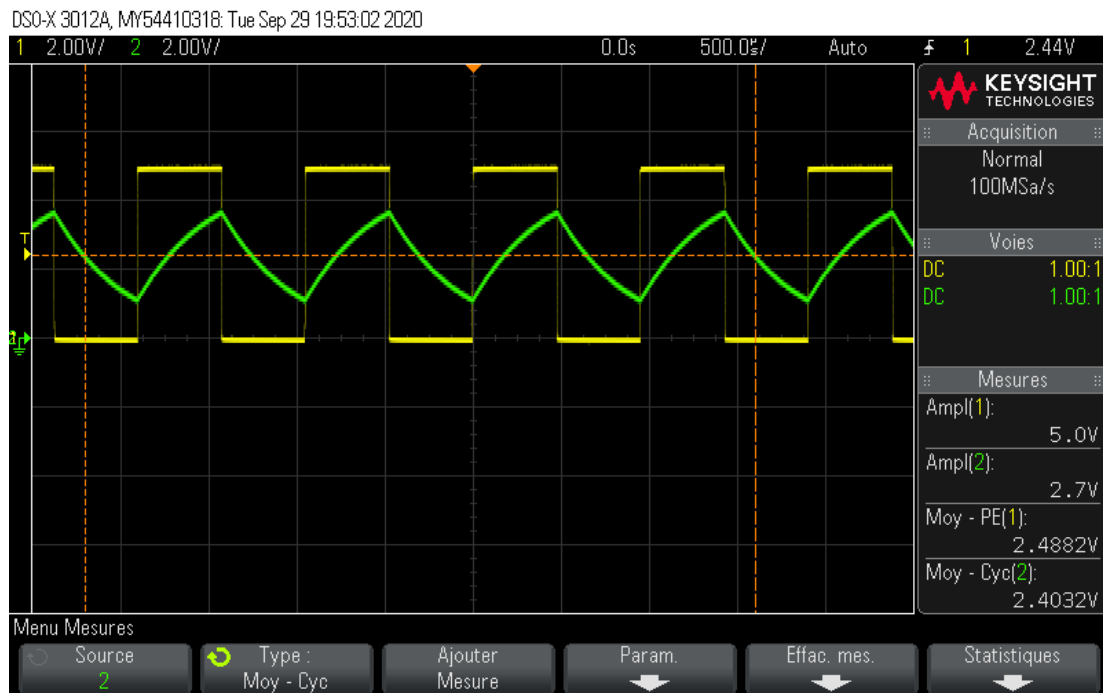


Figure 5 : Relevé n°2 à l'oscilloscope du montage astable en fonctionnement avec d'autres mesures

Nous pouvons voir que nous avons bien une fréquence d'environ 1kHz avec une période d'environ 1000 $\mu$ s.

Nous pouvons également observer que, en entrée du montage, nous avons un signal carré d'amplitude de 5V et qu'en sortie, nous relevons un signal triangulaire d'amplitude 2.7V.

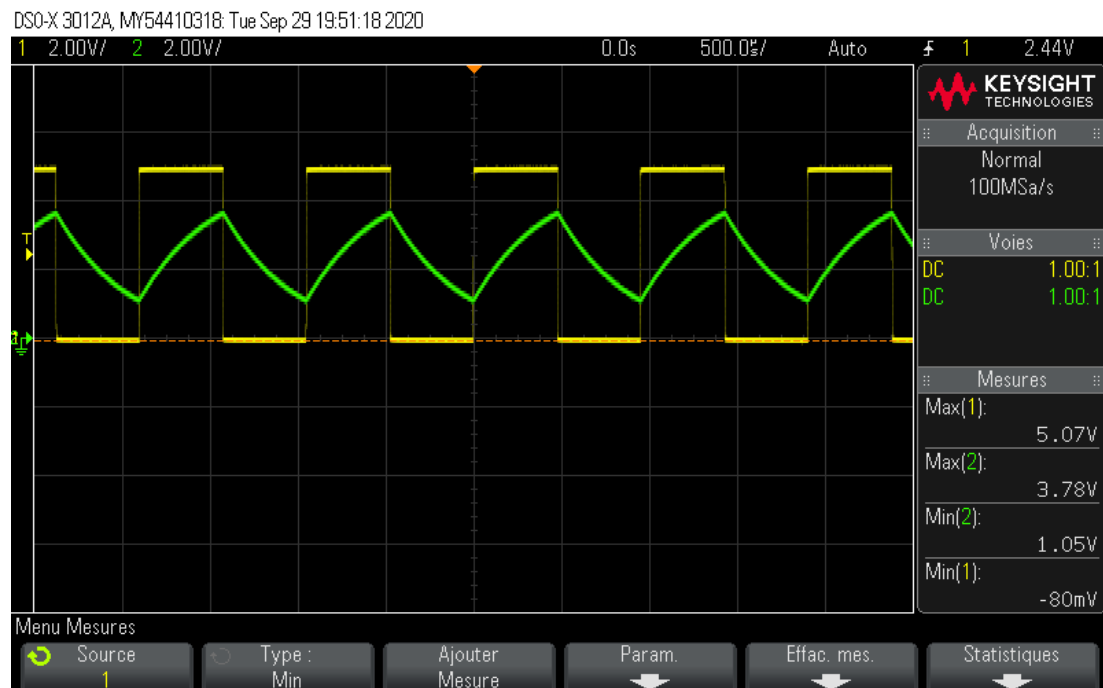


Figure 6 : Relevé n°3 à l'oscilloscope du montage astable en fonctionnement avec d'autres mesures

Nous effectuons un dernier relevé de nos signaux d'entrées et de sorties sur lesquels nous pouvons voir les valeurs minimales et maximales de l'astable : 0-5V pour l'entrée et 1.05-3.75V pour la sortie, ce qui représente les tensions seuils du montage  $V_{TL} = 1.05V$  et  $V_{TH} = 3.75V$ .

À présent, nous pouvons passer à l'étude en domaine fréquentiel.

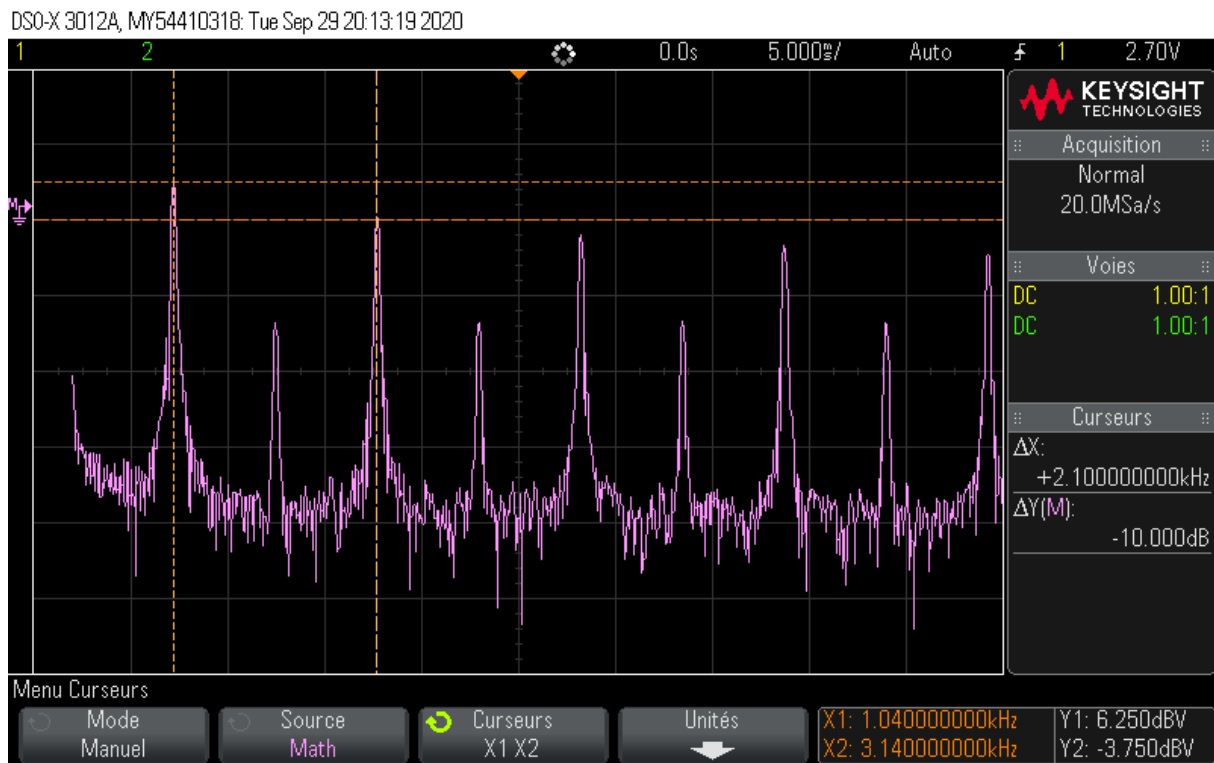


Figure 7 : Relevé n°2 à l'oscilloscope du montage astable en fonctionnement dans le domaine fréquentiel

Les curseurs sont positionnés sur les harmoniques de rang 1 et de rang 3. Nous pouvons observer un écart de 2.1kHz (1kHz pour la 1<sup>ère</sup> harmonique et 3kHz pour la 3<sup>ème</sup> harmonique) et un écart de -10db.

## Filtre passe-bas

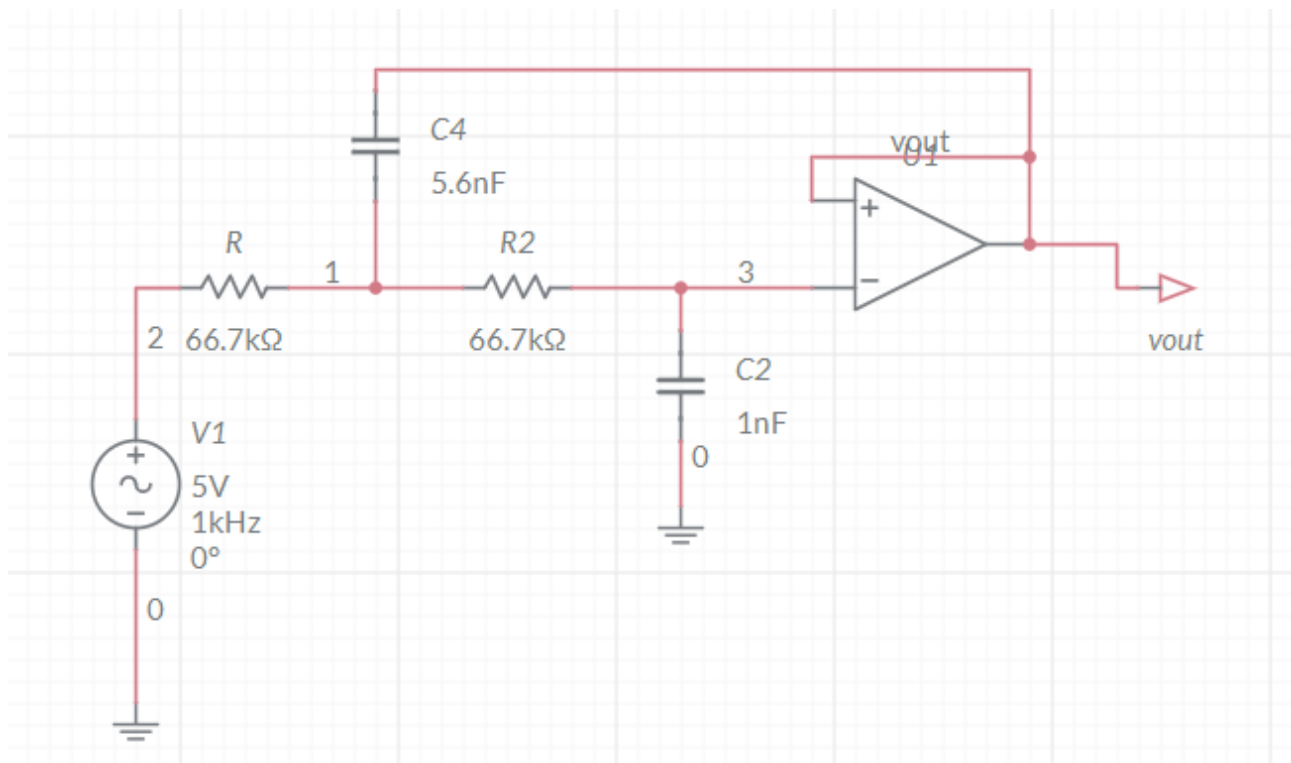


Figure 8 : schéma du montage du passe-bas avec structure Sallen & Key

Forme canonique de la fonction de transfert d'un filtre passe-bas du second ordre :

$$H(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{Q} \frac{s}{w_0} + \left(\frac{s}{w_0}\right)^2}$$

$$H(jw) = \frac{K}{\sqrt{(1 - (\frac{jw}{w_0})^2)^2 + (\frac{1}{Q} \times \frac{jw}{w_0})^2}}$$

Détermination de Q  $\rightarrow \frac{|H(3f_0)|}{|H(f_0)|} = \frac{1}{10} = Q$

On remplace w et w<sub>0</sub> :

$$\frac{|H(3f_0)|}{|H(f_0)|} = \frac{\frac{K}{\sqrt{(1 - (3)^2)^2 + (\frac{1}{Q} \times 3)^2}}}{\frac{K}{\sqrt{(1 - (1)^2)^2 + (\frac{1}{Q} \times 1)^2}}} = \frac{\frac{K}{\sqrt{64 + \frac{9}{Q^2}}}}{\frac{K}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q^2}}}} = \frac{\sqrt{1 + \frac{1}{Q^2}}}{\sqrt{64 + \frac{9}{Q^2}}} = \frac{1}{64Q^2 + 9} = \frac{1}{100}$$



Calcul de Q :

$$64Q^2 + 9 = 100 \Leftrightarrow 64Q^2 = 91 \Leftrightarrow \frac{91}{64} = Q^2 \Leftrightarrow Q = \sqrt{\frac{91}{64}} = \frac{1}{2\sqrt{\frac{C2}{C4}}}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \text{ avec } f_0 = 1000 \text{ Hz}$$

On remplace dans la fonction de transfert les valeurs trouvées soit  $Q = \sqrt{\frac{91}{64}}$  et  $\omega_0 = 6283$  :

$$H(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{\sqrt{\frac{91}{64} \times \frac{s}{6283} + \left(\frac{s}{6283}\right)^2}}}$$

Calcul des valeurs de composants C2 et R :

On définit C4 = 1nF soit  $1 \times 10^{-9}$ F

$$\sqrt{\frac{91}{64}} = \frac{2 \times 1}{2} \sqrt{\frac{C2}{1 \times 10^{-9}}}$$

$$\Leftrightarrow \left(2\sqrt{\frac{91}{64}}\right)^2 = \left(\sqrt{\frac{C2}{1 \times 10^{-9}}}\right)^2$$

$$\Leftrightarrow 4 \times \frac{91}{64} = \frac{C2}{1 \times 10^{-9}}$$

$$\Leftrightarrow \frac{91}{64} \times 1 \times 10^{-9} = C2$$

$$\Leftrightarrow C2 = 5,6875 \times 10^{-9} \text{F}$$

Calcul de R :

$$R = \frac{1}{2\pi f C4} = \frac{1}{2\pi f \sqrt{C2 C4}} = 66735 \Omega$$

On a donc :

$$C2 = 5,6875 \text{nF} \quad C4 = 1 \text{nf} \quad R = 66,7 \text{ k } \Omega \quad Q = \sqrt{\frac{91}{8}} \quad K = 1$$

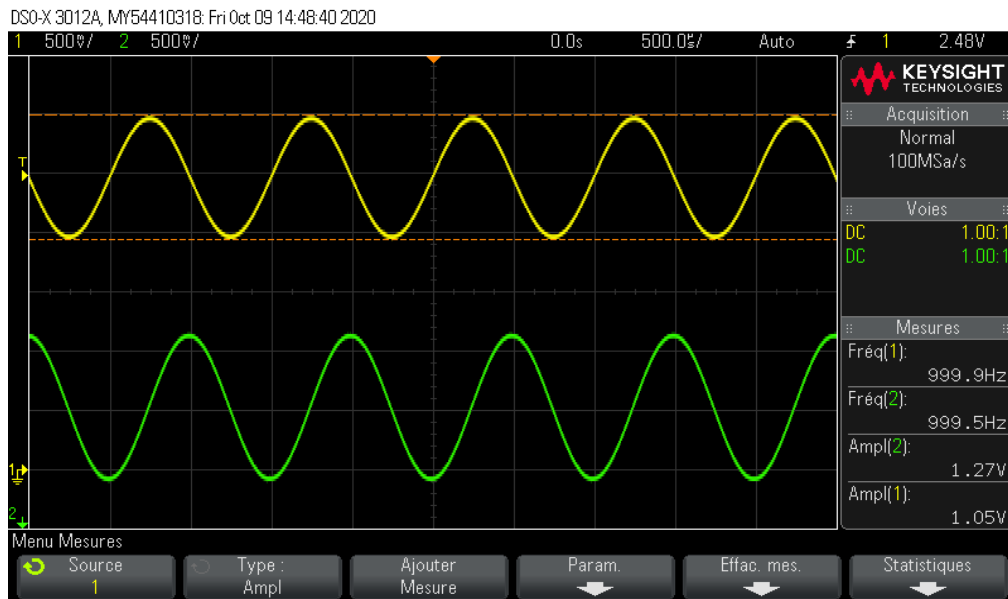


Figure 9 : Relevé à l'oscilloscope du montage passe-bas en fonctionnement.

On obtient deux sinusoïdes de 1kHz avec une amplitude presque similaire ainsi on peut en conclure que le montage du filtre passe bas a été bien réalisé.

#### Relever du passe bas en mode fréquentiel :

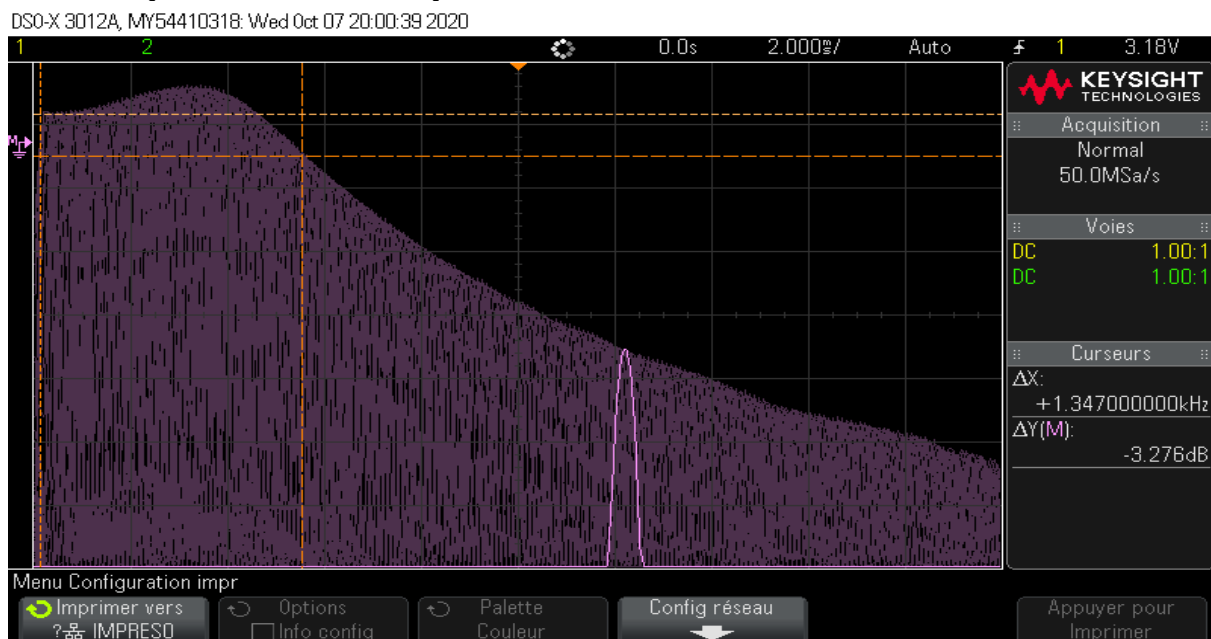


Figure 10 : Relevé n°2 à l'oscilloscope du montage passe-bas en fonctionnement dans le domaine fréquentiel.

On observe sur cette courbe de gain à la fréquence de 1kHz une perte de -3db. Ce qui correspond bien à la valeur souhaitée ainsi le montage est valide.

### Passage à la fondamentale :

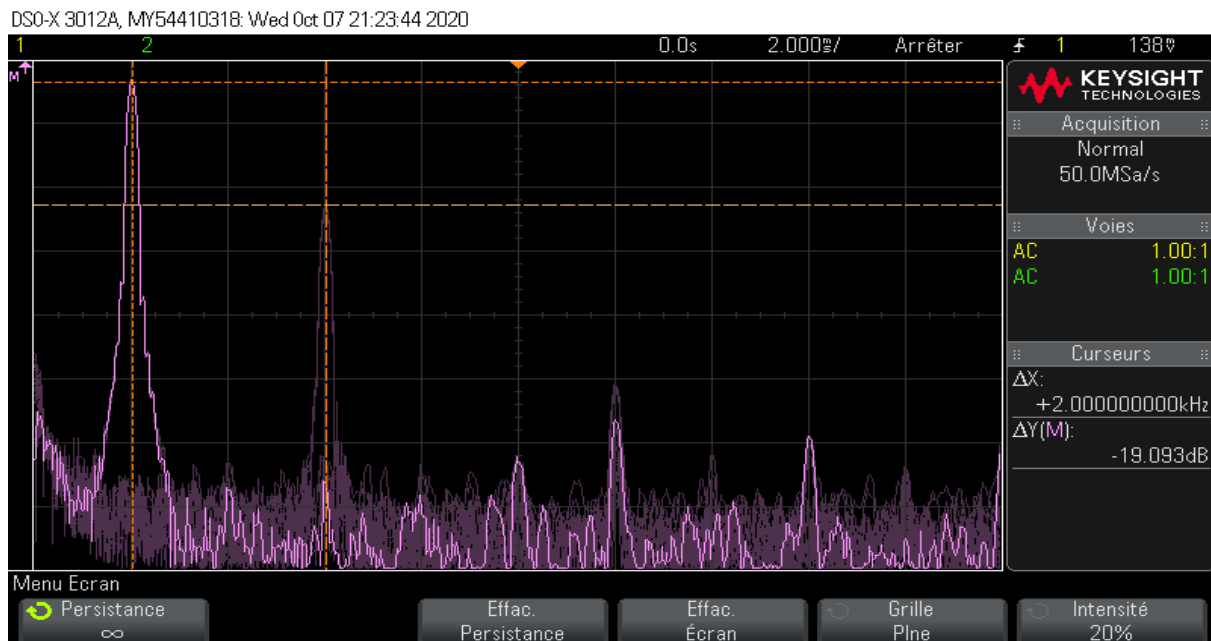


Figure 11 : Relevé n°3 à l'oscilloscope du montage passe-bas en fonctionnement dans le domaine fréquentiel.

On trouve sur cette fondamental une perte de -20db ce qui correspond à la valeur souhaiter qui nous était indiquée.

En conclusion, la réalisation de ce filtre passe bas permet donc de laisser passer les basses fréquences et ne pas laisser les hautes interférer le signal c'est-à-dire les fréquences supérieures à la fréquence de coupure. Le passe bas permet donc de filtrer l'astable pour réduire le niveau de l'harmonique afin de se rapprocher d'une sinusoïdale pure. De plus chacun possède une fréquence qui lui est propre et dans notre cas elle laisse passer jusqu'à 1kHz. Associer à l'astable puis plus tard à l'amplificateur de puissance qui convertira en signal sonore par un haut-parleur qui émettra du son pour le récepteur.

### Amplificateur de puissance

Le but d'un amplificateur de puissance est de rendre le signal suffisamment puissant afin de pouvoir l'exploiter avec un haut-parleur afin de rendre audible le signal.

Nous utilisons un amplificateur de puissance LM4818 :

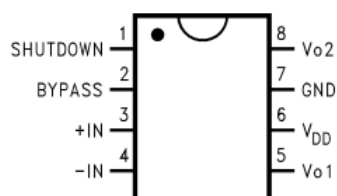


Figure 12 : Schéma de l'amplificateur LM4818.

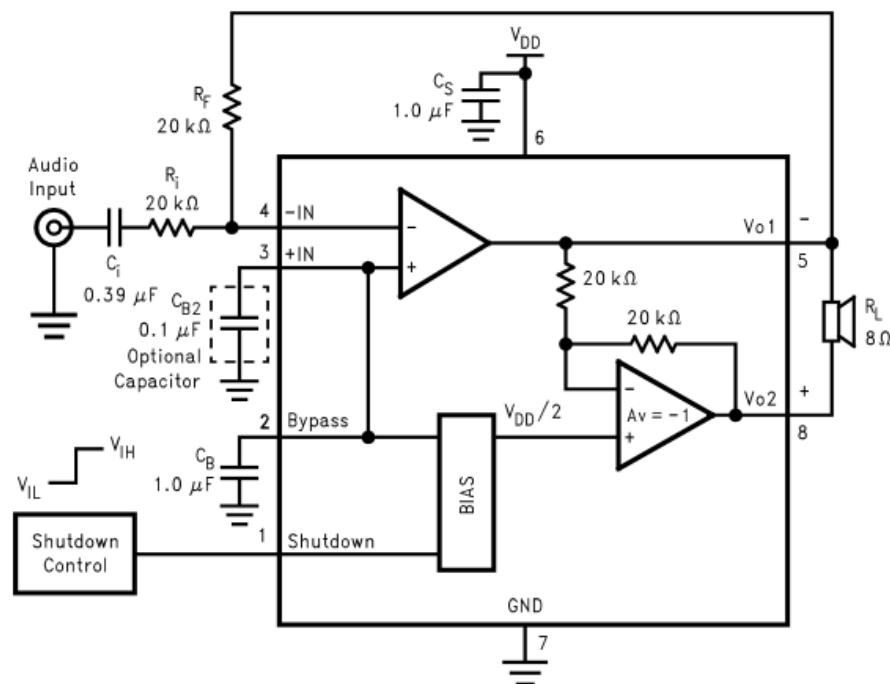
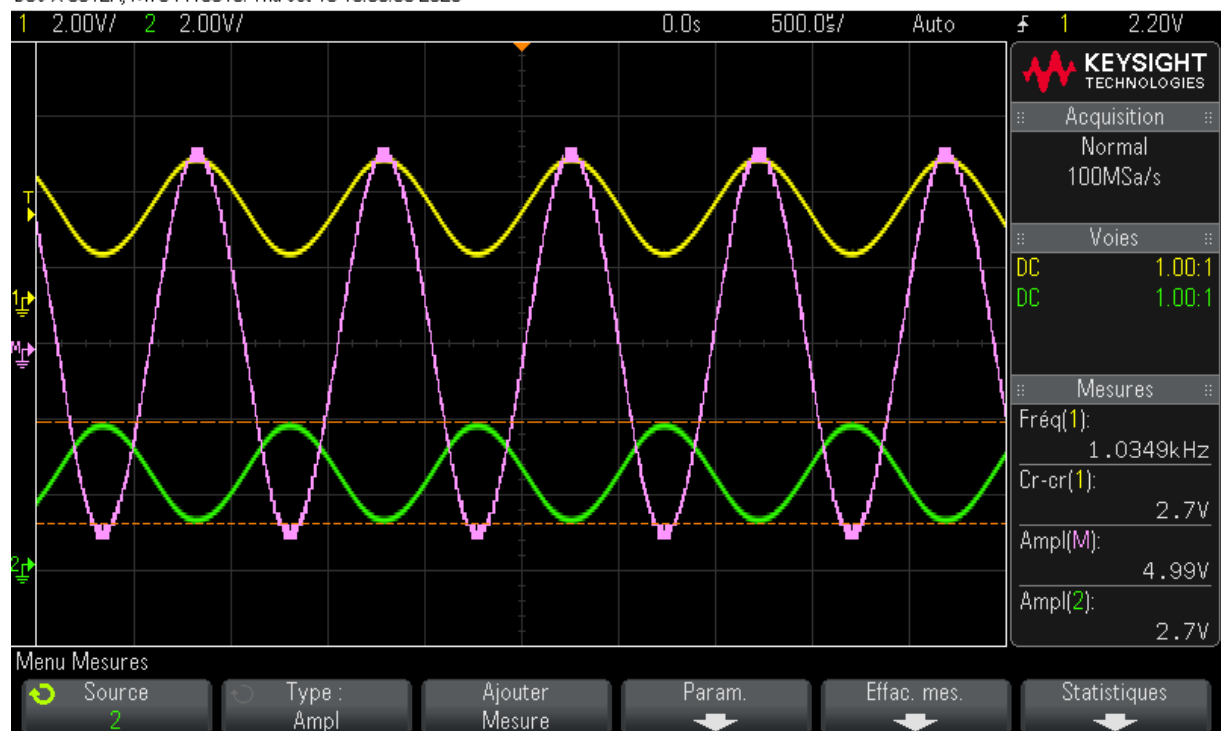


Figure 13 : Schéma de câblage donné dans la documentation de l'amplificateur LM4818.

Dans notre cas, le gain du montage = 1 car  $R_F = R_i = 20\text{k}\Omega$  (cf : figure 31).

DSO-X 3012A, MY54410318: Thu Oct 15 15:58:39 2020

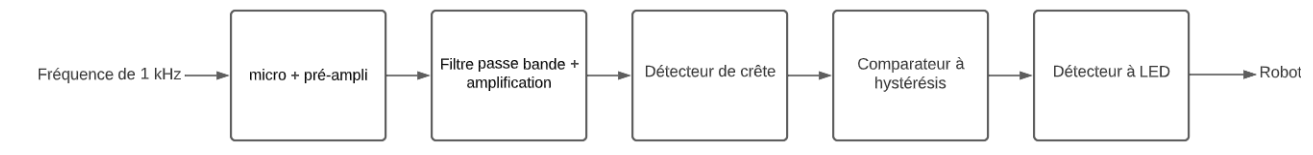


Sortie du haut-parleur

Figure 14 : Relevé à l'oscilloscope de l'amplificateur de puissance.

Ci-dessus, on aperçoit la sortie de l'amplificateur d'une amplitude de 5V avec un gain de 1 qui va de la tension minimale de l'entrée du montage à la tension maximale de la sortie du montage.

## Chaine RX



Le signal sonore est capté par un microphone électret qui délivre une très faible tension sinusoïdale de quelques mV. Ainsi, il doit d'abord être amplifié puis filtré par un filtre passe bande centrée sur la fréquence souhaitée de 1 kHz. Après le BPF on place un détecteur de crête afin de redresser et filtrer passe bas pour obtenir un signal le plus continu possible. Ensuite, un comparateur à hystérésis le compare à un seuil pour fournir le signal logique final et déclencher le robot/l'indicateur LED.

### Microphone à électret et pré amplification

Dans cette partie de l'étude, nous nous intéressons au circuit préamplificateur associé à notre microphone à électret. Le montage préamplificateur du micro est nécessaire pour effectuer une première amplification du signal très faible (quelques mV) en sorte du micro. Le schéma à réaliser est le suivant :

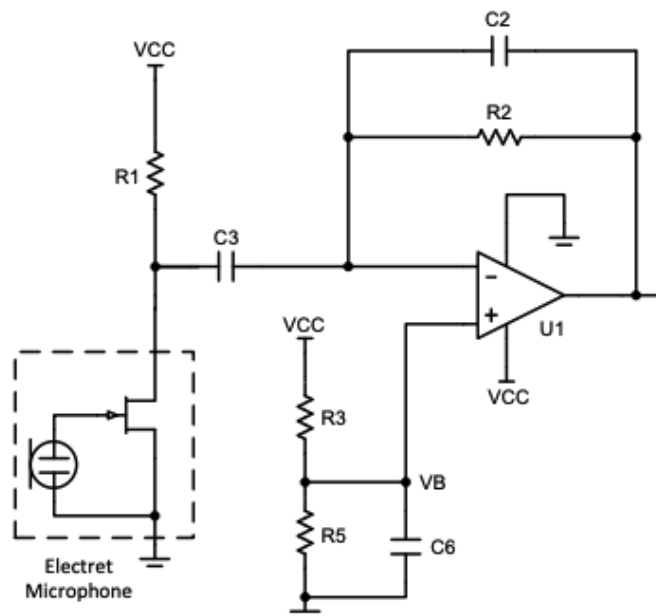


Figure 1 : schéma du circuit préamplificateur

Calcul de  $R_1$  :

$$R_1 = \frac{V_{cc} - V_{mic}}{I_s}$$

Dans notre cas,  $V_{cc} = 5V$ . Le microphone à électret utilisé est traversé par une intensité  $I_s = 0,5 \text{ mA}$  et une tension  $V_{dc} = 3V$ . Donc :

$$R_1 = \frac{5 - 3}{0,5 \times 10^{-3}} = 4 \text{ k}\Omega$$

On utilisera la valeur normalisée la plus proche dans la série E24, qui est de 3,9 kΩ.

#### Calcul de C3 :

$$C_3 = \frac{1}{2\pi R_1 f_c} \text{ avec } R_1 = 3900 \text{ et } f_c = 20\text{Hz, donc : } C_3 = \frac{1}{2\pi \times 3900 \times 20} \approx 2,04 \mu F \rightarrow C_3 = 2,2\mu F$$

#### Calcul de R2 :

$$R_2 = \frac{V_{OUT}}{I_{IN}} \text{ Avec } V_{OUT} = 1,228\text{V et } I_{IN} = 16,166\mu A. \text{ Donc } R_2 = \frac{1,228}{16,166 \times 10^{-6}} = 75\,961,1 \Omega$$

$$\rightarrow R_2 = 75k\Omega$$

#### Calcul de C2 :

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_p R_2} \text{ Avec } R_2 = 75k \text{ et } f_p \text{ qui a été calculé dans l'équation n°7, dont le résultat est}$$

$$f_p = 133\,725\text{Hz}$$

$$\text{Donc } C_2 = \frac{1}{2\pi f_p R_2} = 15,87 \text{ pF} \rightarrow C_2 = 15 \text{ pF}$$

Les deux résistances R3 et R5 sont placés de sortes à avoir un pont diviseur de tension et ainsi d'avoir une tension de 2,5V sur la patte + de l'AOP. Les valeurs choisis seront  $R_3 = R_5 = 100 \text{ k}\Omega$ . Ces deux résistances ont des valeurs assez hautes afin de limiter la consommation de courant de ce pont diviseur de tension.

L'ensemble R3, R5 et C6 forment un filtre passe bas de fréquence de coupure

$$f_c = \frac{1}{2\pi(R_3||R_5)C_6}. \quad C_6 = 2,2\mu F \text{ est donné par le constructeur.}$$

Ce filtre passe-bas sert à filtrer une partie du bruit n'étant pas dans la zone audible ( $<20\text{Hz}$ ) pour limiter les perturbations en sortie du micro. La fréquence de coupure de ce circuit est :  $f_c =$

$$\frac{1}{2\pi(100k||100k)2,2 \times 10^{-6}} \approx 1,45\text{Hz}.$$

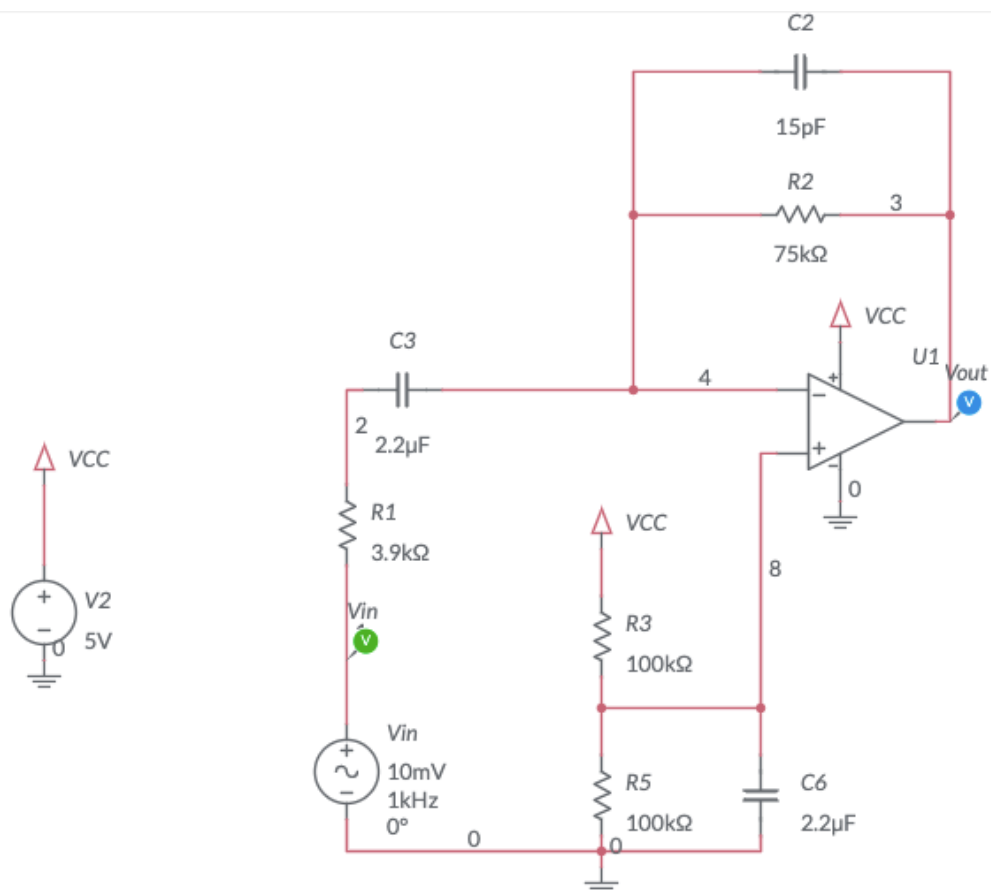


Figure 2 : schéma du circuit réalisé sur multisim

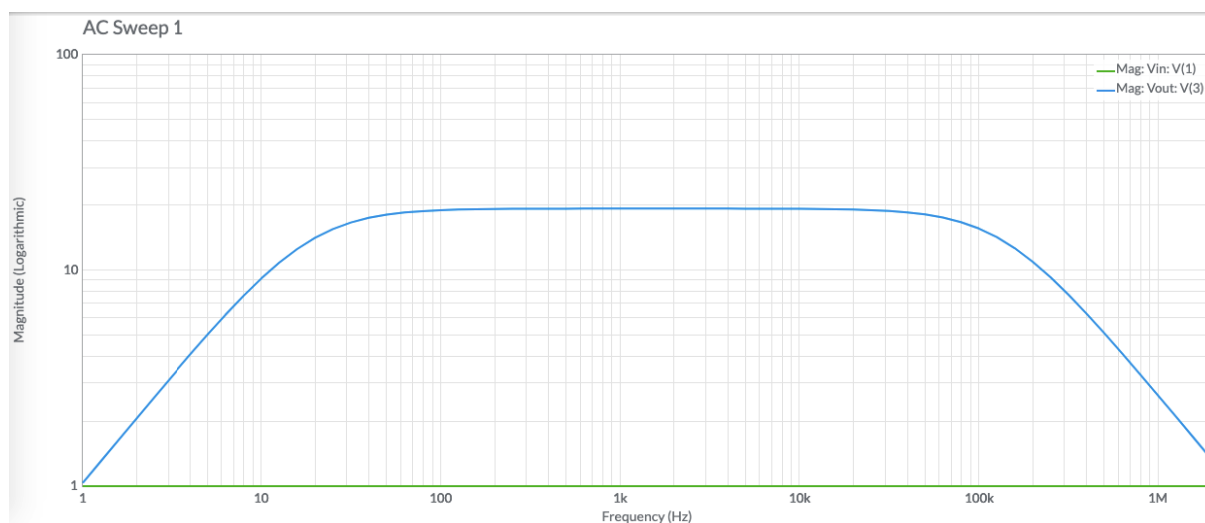


Figure 3 : courbe de gain de la sortie du circuit étudié

Entre 100 Hz et 20 kHz, notre préamplificateur amplifie le signal de 20dB. En dehors de cette plage, il amplifie de moins en moins notre signal jusqu'à ne plus l'amplifier. La courbe est caractéristique d'un filtre passe bande.

## Filtre BPF Ordre 4

Dans cette partie nous cherchons un filtre Passe-Bande d'Ordre 4 (BPF). Ce dernier est constitué de deux BPF d'Ordre 2 identiques utilisant la structure de Rauch et placés l'un à la suite de l'autre. Son rôle est d'isoler la fréquence de 1kHz et d'amplifier son amplitude qui est de l'ordre du mV en sortie du micro et de son préamplificateur. Cette étape est primordiale sachant que notre transmission ne doit pas être perturbée par d'autres fréquences tels que celle des autres équipes. L'atténuation aux fréquences des télécommandes des autres robots doit être de l'ordre de - 60dB, d'où la nécessité d'un BPF du 4<sup>ème</sup> Ordre qui atténue de - 80 dB par décade.

### Partie théorique :

Le cahier des charges fixe l'utilisation de la structure de Rauch pour les BPF d'Ordre 2 composants le BPF d'Ordre 4.

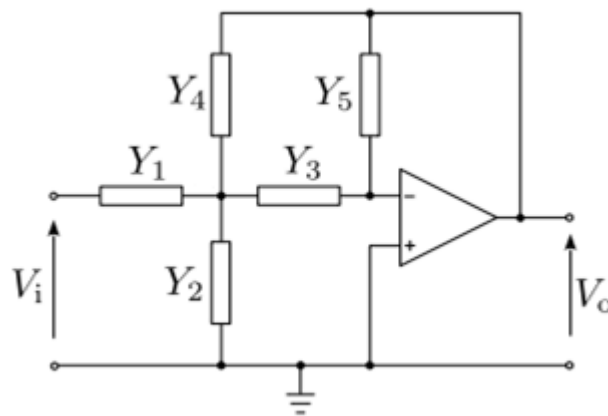


Figure 4 : Structure de Rauch

Le cahier des charges est le suivant :

- $F_0 = 1000 \text{ Hz}$
- $Q$  identique pour les 2 Filtres
- $K_1 \times K_2 = 1000$
- Atténuation :  $\frac{|H(3F_0)|}{|H(F_0)|} = \frac{1}{1000}$

Pour réaliser deux BPF d'Ordre 2 strictement identiques et simplifier les calculs on pose tout d'abord :

$$C_3 = C_4 = C = 10 \text{ nF et } K_1 = K_2 = K = 30 \text{ car } 30 \times 30 = 900 \approx 1000$$

On a ainsi sur la figure 4 :  $Y_1 = \frac{1}{R_1}$  ;  $Y_2 = \frac{1}{R_2}$  ;  $Y_3 = Y_4 = Cs$  et  $Y_5 = \frac{1}{R_5}$

On rappelle la f.d.t.  $H(s)$  générale de la structure de Rauch :  $H(s) = -\frac{Y_1 Y_3}{Y_5 \sum_{n=1}^4 Y_n + Y_3 Y_4}$



La Fonction de transfert de ce montage est donc :  $H(s) = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_{12}R_5C_s}{R_1(1+R_{12}2C_s+R_{12}R_5C^2s^2)}$  avec  $R_{12} = \frac{R_1R_2}{R_1R_2}$

Après avoir posé quelques conditions et établi la composition de la structure de nos BPF, nous déterminons le coefficient de qualité  $Q$  nécessaire afin de respecter l'atténuation souhaité. Pour cela nous partons de la forme canonique d'un BPF du 2<sup>nd</sup> Ordre exprimé dans le domaine de Laplace et/ou des harmoniques :

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

On cherche ensuite l'expression de la fonction de transfert du BPF du 4<sup>ème</sup> Ordre. Dans notre cas elle correspond à la forme canonique ci-dessus élevé au carré :

$$H(s) = K^2 \left( \frac{\frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_0}}{1 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \right)^2 \rightarrow H(F) = K^2 \left( \frac{j \frac{1}{Q} F}{(1 - F^2) + j \frac{1}{Q} F} \right)^2 \text{ avec } F = \frac{f}{f_0}$$

$$H(F) = \frac{K^2}{Q^2} \times \frac{-F}{\left[(1 - F^2) + j \frac{1}{Q} F\right]^2}$$

$$|H(F)| = \frac{K^2}{Q^2} \times \frac{F^2}{(1 - F^2) + \frac{F^2}{Q^2}}$$

Enfin, on détermine  $Q$  à partir de  $\frac{|H(3F_0)|}{|H(F_0)|} = \frac{1}{1000}$  et  $|H(F)|$  :

$$|H(3F_0)| = \frac{K^2}{Q^2} \times \frac{3^2}{(1 - 3^2) + \frac{3^2}{Q^2}} = \frac{9K^2}{64Q^2 + 9}$$

$$|H(F_0)| = \frac{K^2}{Q^2} \times \frac{1^2}{(1 - 1^2) + \frac{1^2}{Q^2}} = \frac{K^2}{Q^2} \times Q^2 = K^2$$

$$\frac{|H(3F_0)|}{|H(F_0)|} = \frac{\frac{9K^2}{64Q^2 + 9}}{K^2} = \frac{9}{64Q^2 + 9} = \frac{1}{1000}$$

$$\Leftrightarrow \frac{64Q^2 + 9}{9} = 1000 \Leftrightarrow Q = \sqrt{\frac{(1000 \times 9) - 9}{64}} = 11,85$$

$$Q = 12$$

Après avoir calculé  $Q = 12$  et posé  $K = 30$  ainsi que  $C_3 = C_4 = C = 10 \text{ nF}$ , on détermine par identification avec la forme canonique les expressions de  $\omega_0$ ,  $Q$  et  $K$ :

Rappel de la fonction de transfert :  $H(s) = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_{12}R_5C_s}{R_1(1+R_{12}2C_s+R_{12}R_5C^2s^2)}$  avec  $R_{12} = \frac{R_1R_2}{R_1R_2}$

$$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_{12}R_5}} \quad Q = \frac{\sqrt{R_{12}R_5}}{2R_{12}} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_5}{R_{12}}} \quad K = Q\omega_0 \left(-\frac{R_{12}R_5}{1}\right) = -\frac{1}{2R_{12}C} \times \frac{R_{12}R_5C}{R_1} = -\frac{R_5}{2R_1}$$

Enfin, on calcul à partir de ces expressions la valeur des composants  $R_5$ ,  $R_2$  et  $R_1$  :

$$R_5 = \frac{Q}{\pi \times F_0 \times C} = \frac{11,85}{\pi \times 1000 \times 10 \times 10^{-9}} = 377300 \Omega$$

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi \times F_0 \times C \times (2Q^2 - |K|)} = \frac{11,85}{2\pi \times 1000 \times 10 \times 10^{-9} \times (2 \times 11,85^2 - |30|)} = 751,65 \Omega$$

$$R_1 = \frac{R_5}{2K} = \frac{3,773 \times 10^5}{2 \times 30} = 6282 \Omega$$

Les valeurs normalisées en série E24 ou E12 de ces résistances sont :

$$R_1 = 6.2 \text{ k}\Omega ; R_2 = 750 \Omega ; R_5 = 360 \text{ k}\Omega$$

**Remarque :** Dans notre cas le comparateur est alimenté en mono-tension 0-5V. Ainsi, la tension limite en sortie de celui-ci est de 5V et il nécessaire d'appliquer une tension de 2,5V sur la broche - de l'AOP, soit  $\frac{V_{DD}}{2}$ . Cette tension est obtenue grâce à un pont diviseur de tension.

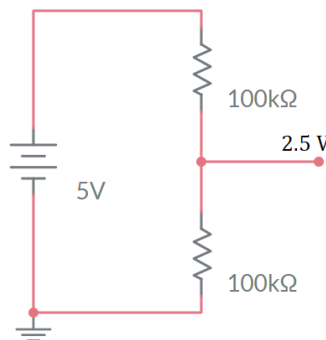


Figure 5 : Schéma du pont diviseur de tension

**De plus, le Gain dans la bande passante vaut :  $G = 20 \times \log(K) = 20 \times \log(900) = 59 \text{ dB}$**

Maintenant que les valeurs des composants sont connues, nous pouvons simuler le montage sur MultiSim avec les valeurs normalisées afin de relever les caractéristiques du filtre et les éventuelles marges d'erreurs :

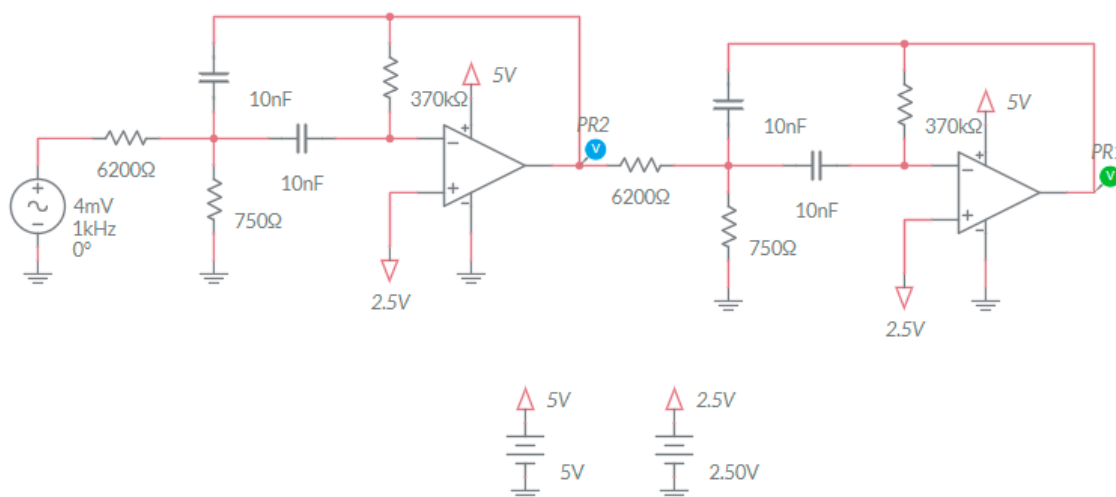


Figure 6 : Schéma du circuit BPF dur MultiSim

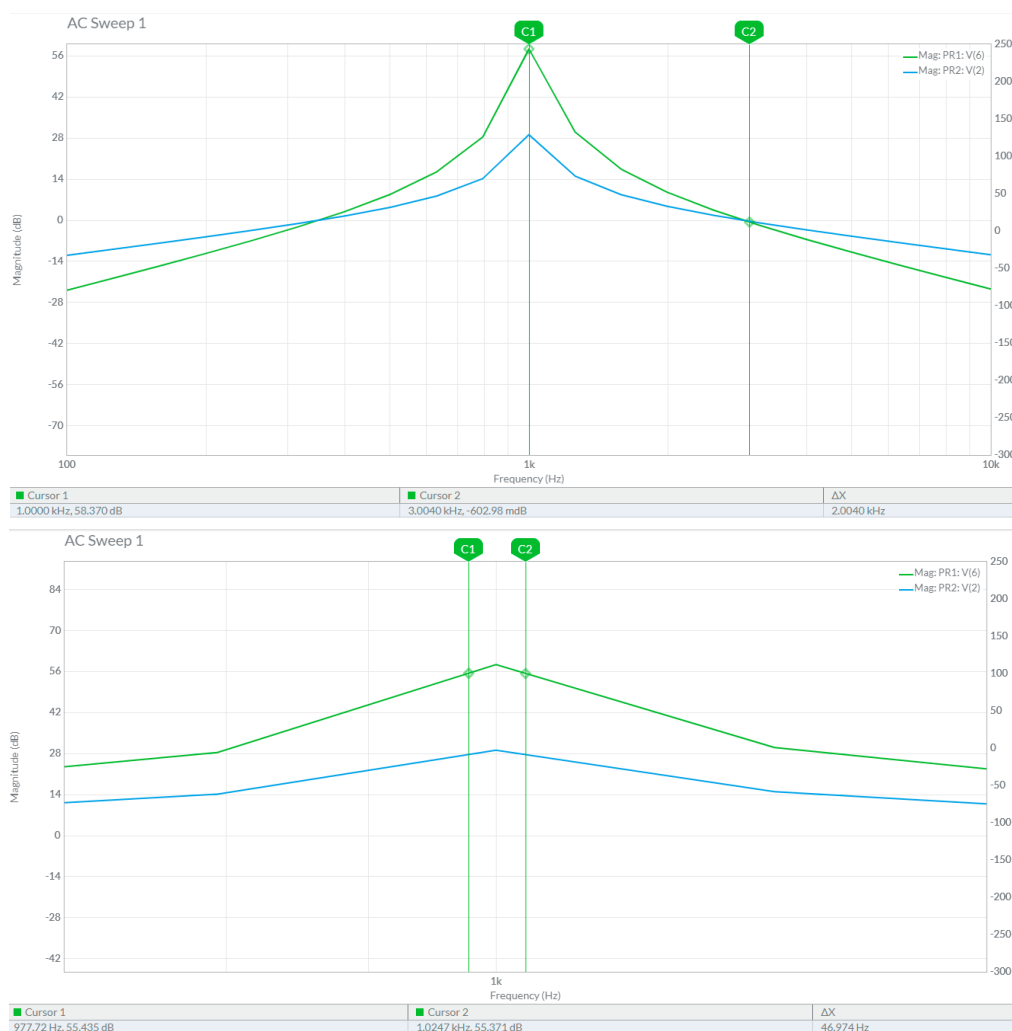


Figure 7 : Résultats de la simulation

Sur cette simulation, la courbe de Gain du BPF d'Ordre 4 est en vert et celle d'un des BPF d'Ordre 2 en bleu. On relève pour le BPF du 4<sup>ème</sup> Ordre une fréquence propre  $f_0 = 1\text{kHz}$  et une différence de -59

dB entre 1 kHz et 3 kHz. La bande passante est comprise dans l'intervalle [977 Hz ; 1025 Hz] à environs 55 dB (58-3). Enfin, on relève un gain de 59 dB à la fréquence propre.

### Partie expérimentale :

Afin de mener l'étude expérimentale nous réalisons le montage du BPF d'Ordre 4 sur plaque à essais autour d'un AOP de référence MC33202 :

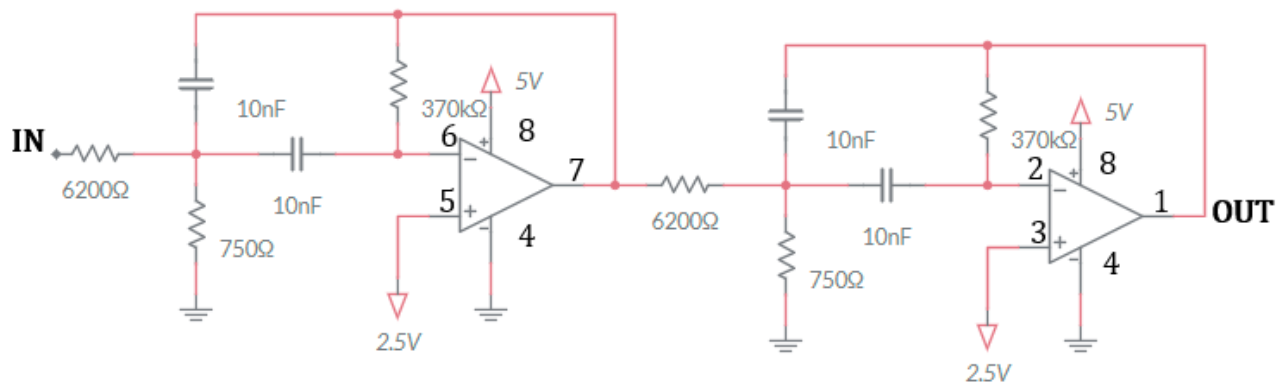


Figure 8 : Schéma de montage du BPF

On observe la courbe du Gain à l'aide de la configuration suivante :

Oscilloscope : Mod Maths, FFT Gain et persistance active.

GBF : Mod SWEEP avec une fréquence centrale de 1 kHz et un SWEEP Time égal à 30s.

Visualisation de la courbe du Gain :

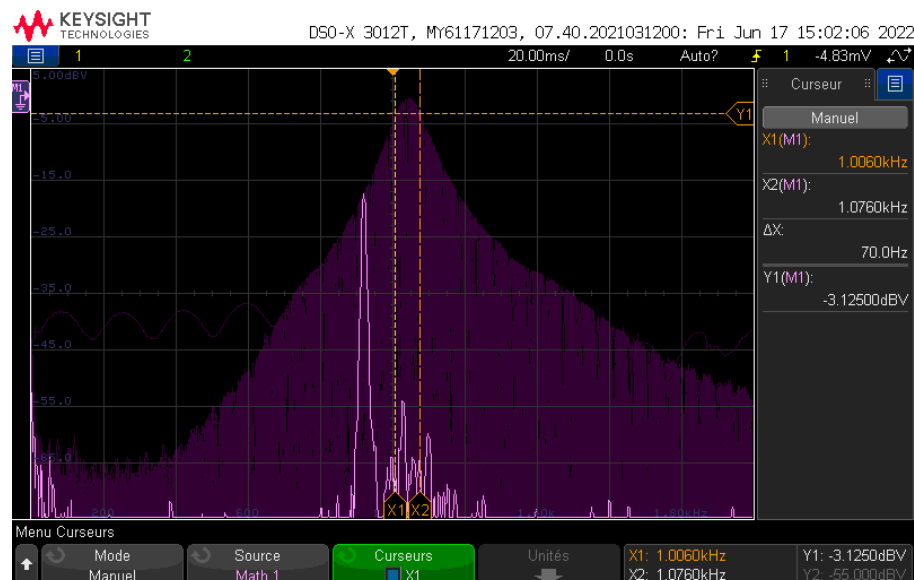
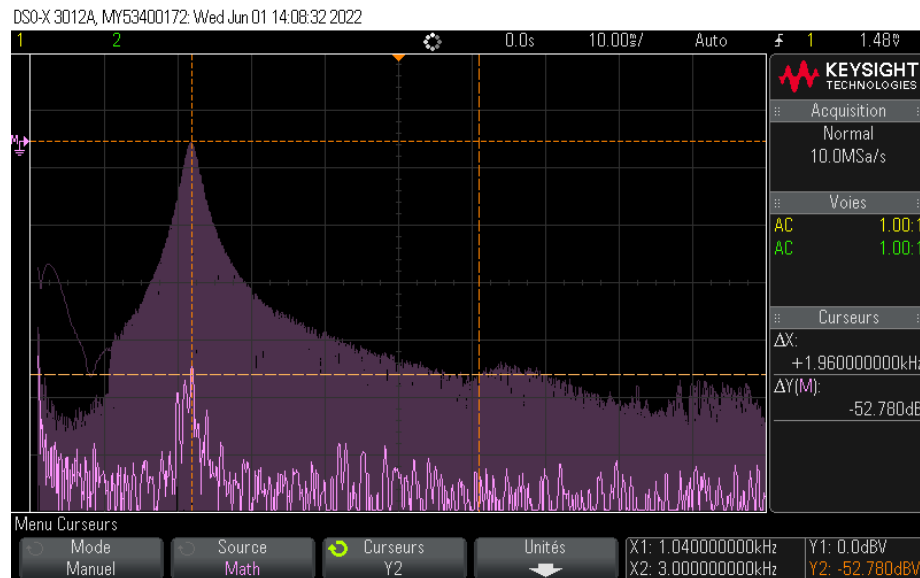


Figure 9 : Mesure de la bande passante

Sur cette capture, on relève la bande passante du filtre à -3 dB. Expérimentalement, celle-ci est comprise dans l'intervalle [1,006 kHz ; 1,076 kHz]. L'amplification de  $900 \approx 1000$  est respecté sachant que l'on retrouve une tension de l'ordre du V en sortie du BPF.



**Figure 10 : Mesure de l'atténuation**

La fréquence propre approximative est de 1,04 kHz à 0 dB et l'atténuation est de -52,78 dB à une fréquence de 3 kHz. Ainsi, le filtre expérimental répond au cahier des charges qui imposé une atténuation d'environ -60 dB et une fréquence propre  $f_0 = 1 \text{ kHz}$ .

#### Pourcentage d'erreur :

Atténuation :

$$\varepsilon = \frac{|-60 - -52.72|}{-60} \times 100 = 12.13 \%$$

Fréquence propre :

$$\varepsilon = \frac{|1 - 1.04|}{1} \times 100 = 4 \%$$

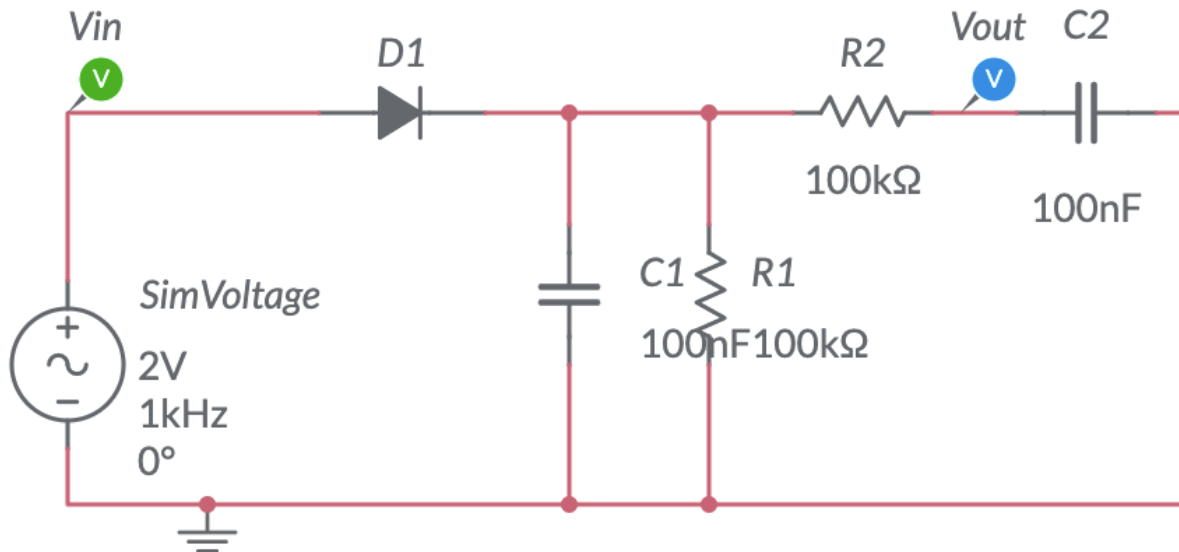
#### Détecteur crête

Un circuit détecteur de crête est un circuit redresseur à simple alternance. Il permet d'extraire une tension continue du signal sonore alternatif reçu (figure 13). Pour ce faire, la diode agit de sorte à supprimer les tensions négatives de notre signal d'entrée. Ensuite deux filtres passifs à fréquence de coupure très basses permettent d'extraire la composante continue du signal d'entrée. L'utilisation d'un filtre passe bas et d'un filtre passe haut est nécessaire afin de supprimer les éventuelles ondulations sur notre signal de sortie. Dans notre cas, le circuit est composé d'une diode, de deux condensateurs et de deux résistances.

Pour obtenir un détecteur crête, il faut que la constante de temps RC soit au moins 10x supérieur à une période. La valeur des condensateurs choisis est de 100nF.

Calcul de RC :

**Figure 11 : Schéma du circuit détecteur de crête réalisé sur Multisim**



$$RC \geq 10 \times \frac{1}{f} \rightarrow 100 \times 10^{-9} \times R \geq \frac{1}{1000} \rightarrow R \geq \frac{1}{100 \times 10^{-9}} \rightarrow R \geq 100\,000$$

**La valeur retenue de notre résistance sera donc de 100 kΩ.**

Calcul de la fréquence de coupure de nos filtres passe-bas :

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi} \times 100000 \times 100 \times 10^{-9} \rightarrow f_c = 15,59 \text{ Hz}$$

Le générateur de tension « SimVoltage » correspond au signal de sortie de notre filtre passe bande d'ordre 4.

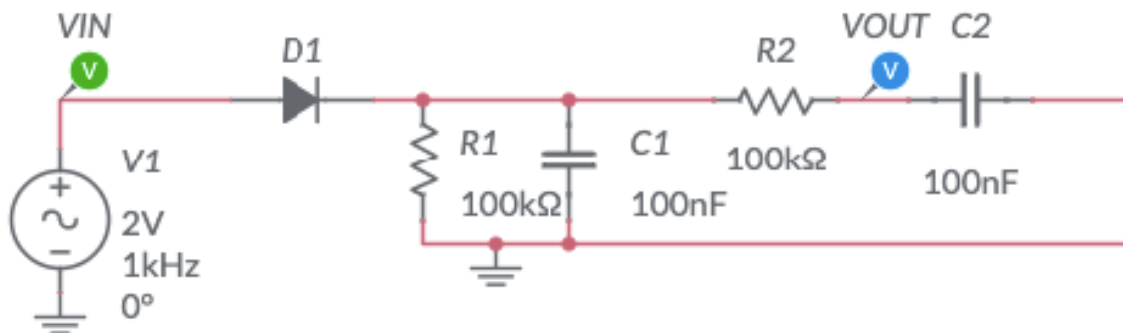
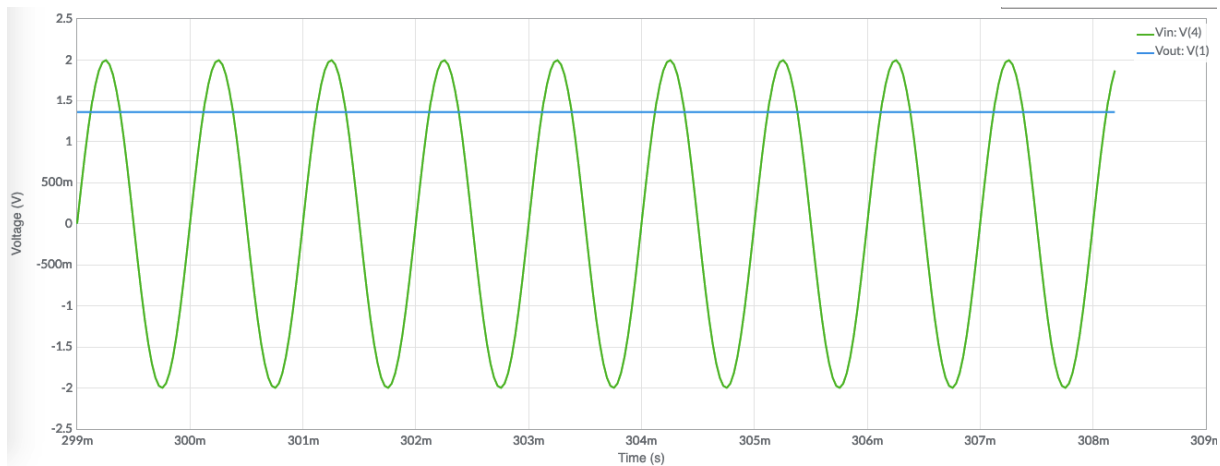
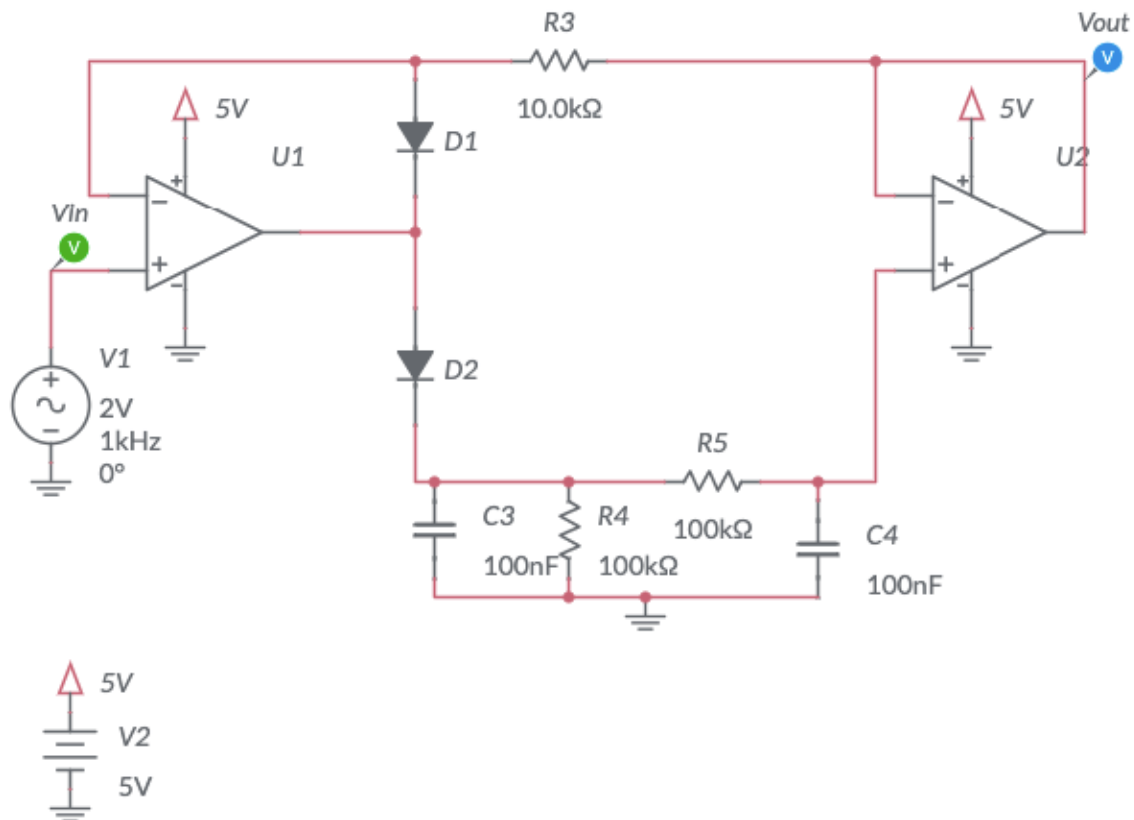


Figure 12 : circuit détecteur crête simple



**Figure 13 : simulation du fonctionnement du circuit sur multisim**

En vert, la tension d'entrée est alternative. En bleu, la tension de sortie est un signal continu. Le circuit fonctionne donc comme prévu, notre signal d'entrée alternatif est converti en un signal de sortie continu. Cependant, la tension du signal continu est inférieure à l'amplitude maximale de notre signal alternatif reçu. Ceci est causé par notre diode, qui n'est pas parfaite. Un circuit de diode parfaite est ainsi ajouté à notre circuit détecteur crête pour palier à ce problème.



**Figure 14 : circuit du détecteur crête monté avec un circuit de diode parfaite**

L'AOP U2 réalise un suiveur de tension dont la sortie effectue une rétroaction négative pour l'AOP U1 via la résistance  $R_2$ , ce qui permet à l'AOP U1 de rester en régime linéaire lorsque D2 est bloquante.

## Comparateur à hystérésis

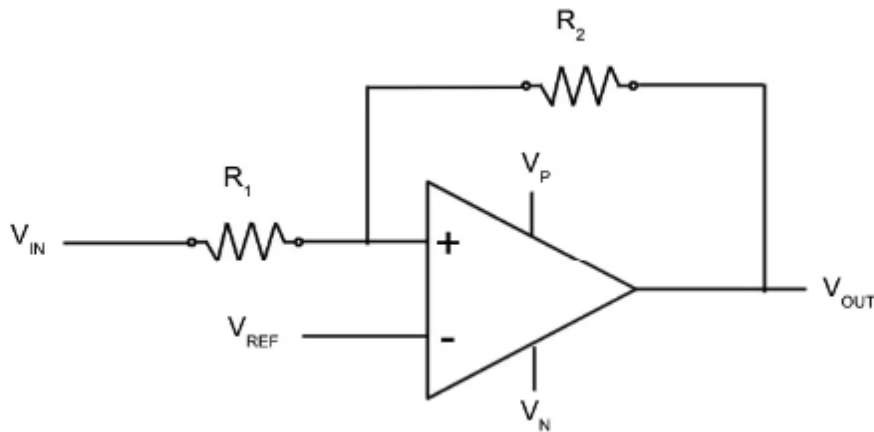


Figure 15 : montage du comparateur à hystérésis

Notre signal étant maintenant filtré et continu, nous avons besoin d'un comparateur à hystérésis de manière à piloter la sortie de notre montage en fonction d'un seuil. Les seuils sont choisis en fonction des niveaux de tensions que nous avons en sortie lors du fonctionnement de l'émetteur (Ici 4,5V) et du niveau de la tension que nous avons en sortie lors-ce qu'il y a des bruits parasites (Ici 3,8V dans le pire des cas). La tension de sortie que nous avons lors-ce qu'il y a des bruits parasites est assez élevée dans notre cas car la fréquence 1kHz est très fréquente, notre montage laisse ainsi passer les bruits parasites dans ces fréquences.

Prenons  $V_{TH} = 4,4V$  et  $V_{TL} = 4V$  de manière à avoir une certaine marge vis-à-vis de notre signal entrant.

La valeur des résistances est calculée selon un ratio  $R = R_2 / R_1$

Plusieurs conditions régissent le fonctionnement d'un comparateur à hystérésis :

Lors-ce que  $V_{IN}$  dépasse  $V_{TH}$ , alors  $V_{OUT} \approx V_{OH}$  avec  $V_{OH} \approx V_{DD}$

Lors-ce que  $V_{TH}$  a précédemment été dépassé, il faut que  $V_{IN}$  devienne inférieur à  $V_{TL}$  pour que  $V_{OUT} \approx V_{OL}$  avec  $V_{OL} \approx V_N$ .

$V_{OL}$  correspond à un signal logique 0 et  $V_{OH}$  correspond à un signal logique 1.

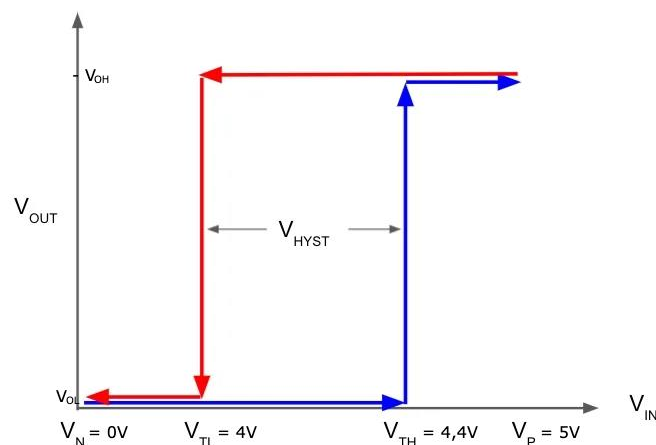


Figure 16 : fonctionnement d'un comparateur à hystérésis



Calcul du ratio  $R = R_2 / R_1$ :

$R = \frac{V_P - V_N}{V_{TH} - V_{TL}}$  avec  $V_P = 5V$  = Alimentation positive de l'AOP et  $V_N = 0$  = Alimentation négative de l'AOP, donc :

$$R = \frac{5-0}{4,4-0} = \frac{5}{0,4} = 12,5 \rightarrow R_2 = 12,5 \times R_1$$

Prenons  $R_1 = 1k\Omega \rightarrow R_2 = 12,5 k\Omega$

Calcul de  $V_{REF}$ :

$$V_{REF} = V_N + \left( \frac{R}{1+R} \right) \times (V_{TH} - V_N) = 0 + \left( \frac{12,5}{1+12,5} \right) \times (4,4 - 0) \approx 4,074$$

La tension de référence qui sera connectée à la patte - de l'AOP sera donc de 4,074V.

Vérification des seuils  $V_{TL}$  et  $V_{TH}$ :

$$V_{TL} = \left( \frac{1+R}{R} \right) \times V_{REF} - \left( \frac{1}{R} \right) V_P = \left( \frac{1+12,5}{12,5} \right) \times 4,074 - \left( \frac{1}{12,5} \right) \times 5 \approx 3,999V$$

Le seuil  $V_{TL}$  est bien celui désiré.

$$V_{TH} = \left( \frac{1+R}{R} \right) \times V_{REF} - \left( \frac{1}{R} \right) V_N = \left( \frac{1+12,5}{12,5} \right) \times 4,074 - \left( \frac{1}{12,5} \right) \times 0 \approx 4,399V$$

Le seuil  $V_{TH}$  est bien celui désiré.

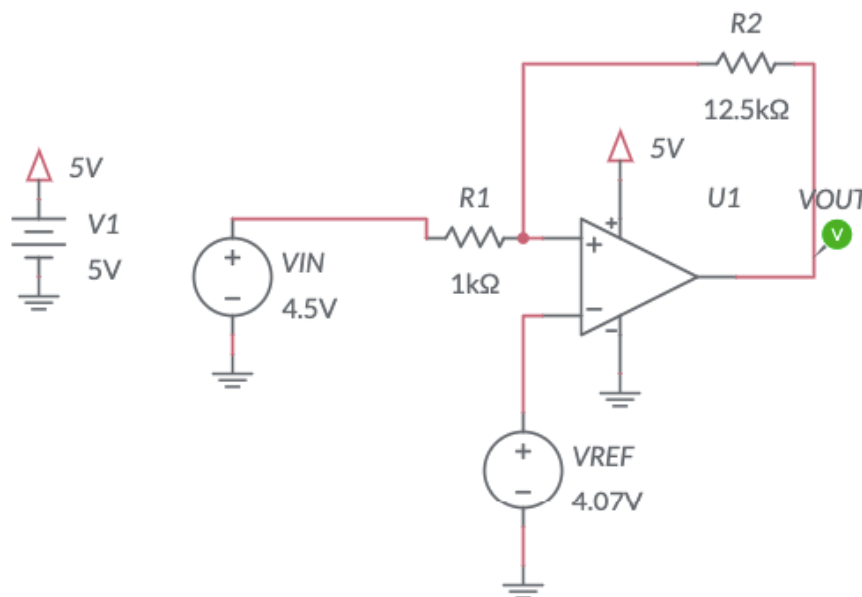


Figure 17 : schéma du montage comparateur à Hystérésis

Pour obtenir notre tension  $V_{REF}$  nous avons utilisé un potentiomètre que nous avons réglé pour obtenir une tension de 4,07V à l'aide d'un voltmètre lors-ce que ce dernier est alimenté en 5V.

## Indicateur à LED

Afin de visualiser la réception d'une fréquence de 1 kHz, on place un indicateur à LED en sortie du comparateur à hystérésis. Celui-ci est constitué d'un transistor MOSFET, d'une résistance, et d'une simple LED.

Fonctionnement :

Le transistor MOSFET canal N de référence BS170 commute quand il reçoit sur sa grille un signal logique '1'. Ce signal correspond ici au 5 V en sortie du comparateur lors de la réception d'une fréquence de 1 kHz. Afin de limiter la tension aux bornes de la LED rouge on place une résistance de 300Ω en série avec celle-ci, sachant que la tension typique aux bornes de la LED est  $V_F = 2\text{ V}$  et que le courant  $I_F = 10\text{ mA}$ .

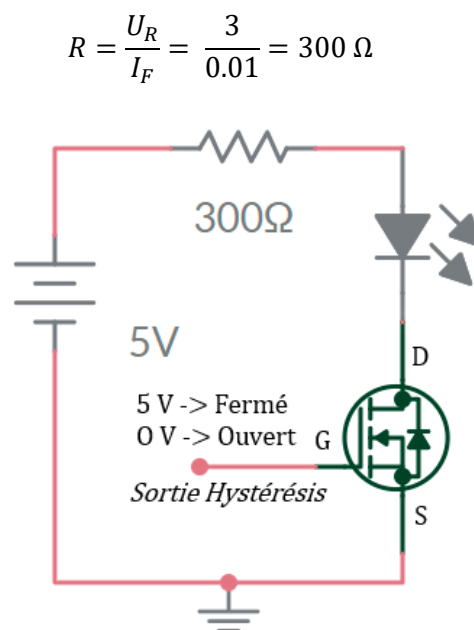


Figure 18 : Schéma de montage du détecteur à LED