

## Rapport du BE CHTI – Jeu de tir laser

ELOUALI Abderrahman & ESPOSITO Cléa



## I. Présentation générale du bureau d'étude

L'objectif final du bureau d'étude est de créer un jeu de tir laser. Grâce aux 6 pistolets à notre disposition, le but du jeu est de viser une ou plusieurs cibles, et d'obtenir en fin de partie les scores de chaque joueur.

Pour cela, le travail se divise en 3 parties distinctes : une première partie théorique sur le traitement de signal, une partie électronique durant laquelle nous réalisons un montage permettant de faire le lien entre le laser sortant du pistolet, et le Cortex M3 traitant les données. Enfin, nous finirons par mettre au point le logiciel en assembleur, permettant de compter les points et émettre un son si victoire il y a.

## II. Traitement du signal

Le but de cette partie est d'analyser les signaux laser émis afin de distinguer quel joueur a tiré. Il s'agit là de définir les spécificités du filtre à mettre en place, et, de manière plus générale, du montage électronique à réaliser.

Les 6 pistolets du jeu de tir disposent d'une fréquence différente :

- F1 = 85 kHz
- F2 = 90 kHz
- F3 = 95 kHz
- F4 = 100 kHz
- F5 = 115 kHz
- F6 = 120 kHz

Pour distinguer chacun des pistolets, nous utiliserons la transformée de Fourier discrète, qui convertit le signal temporel en signal fréquentiel. Cette transformation permet au microcontrôleur de comprendre quel signal a été reçu par la photodiode sur la cible, pour bien identifier le tireur.

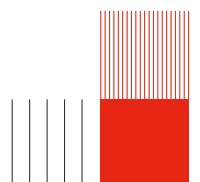
### 1. Caractérisation de notre DFT

Une transformée de Fourier discrète est caractérisée par 3 paramètres :

- Le **temps d'échantillonnage**  $T_e$  : ici,  $F_e$  est imposée à 320 kHz. On a donc  $T_e = \frac{1}{F_e} = \frac{1}{320\,000}$
- Le **temps d'observation**  $T$  : le PGCD de toutes nos fréquences étant 5 000, notre échantillonnage de fréquence s'élève donc à 5 000 Hz. Ainsi, on obtient  $T = \frac{1}{5\,000}$  s.
- Le **nombre d'échantillons**  $M$  : on sait que  $M = \frac{T}{T_e}$ , on obtient donc facilement  $M = 64$  points. Ce nombre étant une puissance de 2, cela risque, en plus, de nous faciliter la tâche lors du travail d'analyse informatique.

### 2. Critères à respecter afin d'éviter une mauvaise identification du signal

Notre analyse du traitement de signal nous a permis de mettre en évidence différents critères qu'il est nécessaire de respecter pour éviter toute erreur dans le traitement.



Tout d'abord, il est important de respecter le **critère de Shannon**  $F_e < 2 * F_{\max}$  lors du choix de notre fréquence d'échantillonnage. En effet, le non-respect de cette règle de base entraîne un phénomène de sous-échantillonnage, et il devient alors compliqué de reconstruire fidèlement le signal à partir des échantillons.

Dans notre cas,  $F_{\max} = F_0 = 120$  kHz et  $F_e = 320$  kHz. Le critère de Shannon est donc bien respecté, le signal peut être observé.

De plus, afin d'obtenir une raie unique, et donc atténuer le bruit, il est important d'utiliser un pas fréquentiel petit. Le contraire pourrait nous faire confondre 2 tireurs, et donc attribuer les points au mauvais. Pour cela, il faut satisfaire l'égalité  $F_{\sin} = k * \Delta f$ , avec  $k$  un entier. Cela revient donc à dire que  $\frac{1}{T_{\sin}} = \frac{k}{T}$ , soit  $T = k * T_{\sin}$ , avec  $T_{\sin}$  la période du signal de départ. Ainsi, il est très important d'observer le signal sur un **nombre entier de périodes**.

Par ailleurs, il n'est pas garanti que le signal envoyé soit calé sur le début de notre fenêtre d'analyse (figure ci-contre). Cela risque alors de fausser notre analyse et nos résultats, puisque notre signal vaut 0 durant un certain temps. C'est pour cette raison qu'il est plus sécurisé de **ne pas prendre en compte la première mesure**, qui risque d'être faussée. Notre fenêtre de mesure étant suffisamment grande par rapport à la durée d'émission du pistolet, nous avons accès à plusieurs mesures.

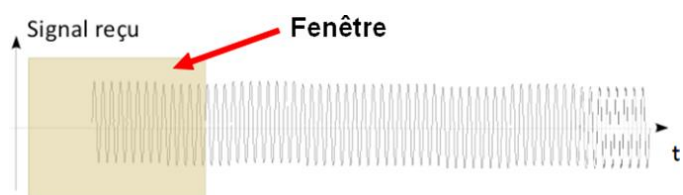


Figure 1 - Illustration d'une fenêtre décalée

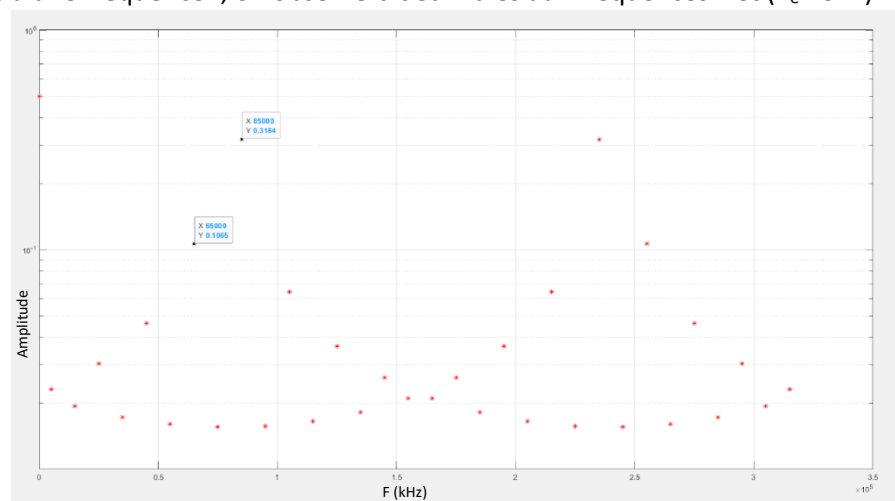
Enfin, on nous informe que le **signal** envoyé par le pistolet n'est pas sinusoïdal, comme traité depuis le début de l'étude, mais **carré**. Cela n'est pas sans conséquence sur notre spectre, puisqu'en effet, une raie critique apparaît. Cette dernière correspond à la 3ème harmonique, puisque la série de Fourier d'un signal carré est :

$$f(t) = \frac{4A}{\pi} \left[ \sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right]$$

Ainsi, pour un signal envoyé à une fréquence  $f$ , on observera deux raies aux fréquences  $F$  et  $(F_e - 3 * F)$ .

Ce phénomène peut être observé sur la figure ci-contre, représentant le spectre d'un signal envoyé à  $F_1 = 85$  kHz. On remarque que d'autres raies apparaissent à des fréquences correspondant à  $F_e - 3 * F_1$ ,  $F_e - 5 * F_1$ , etc.

Ces raies dites "critiques" risquent de perturber notre analyse par la suite, et de fausser les résultats lors de l'identification du tireur. C'est pour cette raison qu'il est nécessaire d'ajouter un filtre éliminant, ou limitant l'impact, de ces raies non désirées.



DFT du signal carré sans filtre, avec apparition de raies critiques



### 3. Filtre à mettre en place

Pour éviter une mauvaise identification dû à l'apparition de cette raie critique, il est nécessaire d'utiliser un **filtre passe-bas**. Celui-ci permettra d'atténuer la 3<sup>ème</sup> harmonique du signal, dont la fréquence est plus élevée, afin de faire diminuer la raie critique à  $(F_e - 3 \cdot F)$ . Nous n'aurons donc plus que notre raie principale à la fréquence  $F$ , grâce à laquelle nous serons capables d'identifier le tireur sans confusion.

Nous faisons donc le choix d'implémenter un filtre de Chebychev, de degré 4, dont la fonction de transfert est :

$$F(p) = \frac{1}{1,7483 \cdot 10^{-23} \cdot p^4 + 7,6663 \cdot 10^{-18} \cdot p^3 + 1,162 \cdot 10^{-11} \cdot p^2 + 3,0332 \cdot 10^{-6} \cdot p + 1}$$

Son diagramme de Bode peut être observé sur la figure ci-dessous. On remarque que le gain du filtre à l'harmonique  $3 \cdot F_1$  vaut 39,5 dB, soit environ  $10^{-2}$ . Il répond donc à nos attentes puisque les fréquences élevées seront diminuées d'un facteur 100 environ.

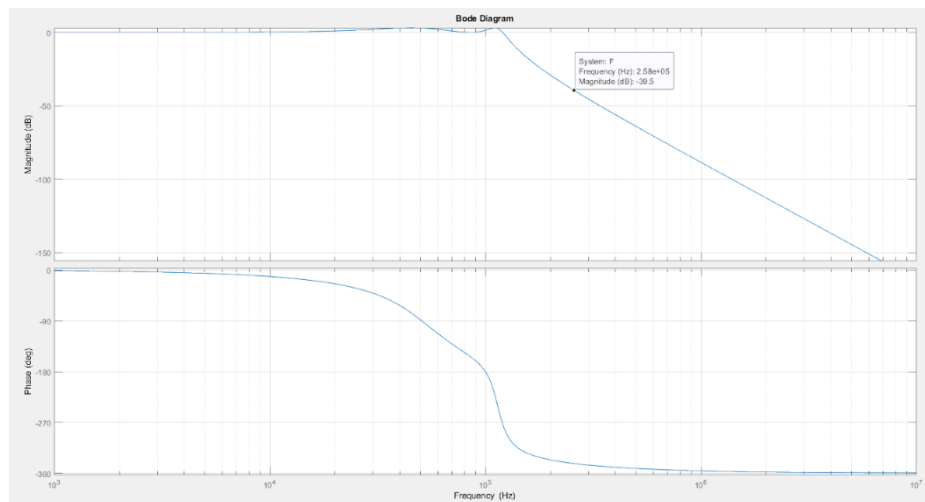
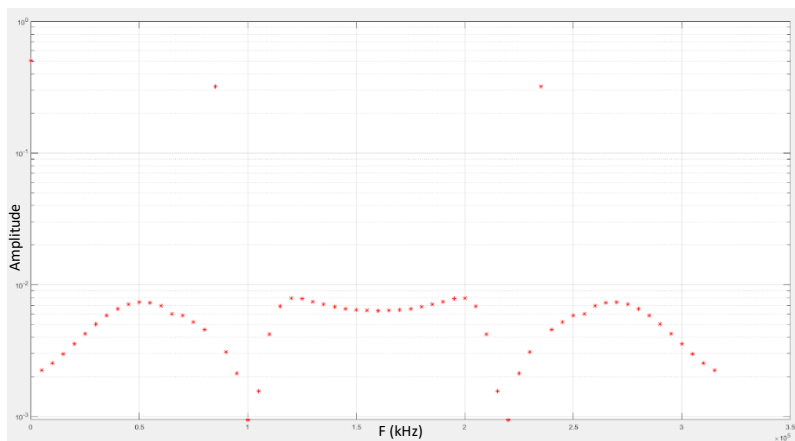


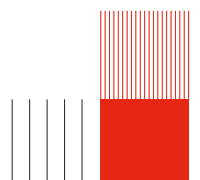
Diagramme de Bode du filtre mis en place

Enfin, la fréquence de coupure du filtre limite la fréquence du signal que l'on peut observer : ici,  $F_c$  vaut environ 110 kHz. Les fréquences  $F_5$  et  $F_6$  seront donc légèrement atténuées, mais cela reste supportable. Quant aux fréquences nettement plus élevées telles que la fréquence de notre 3<sup>ème</sup> harmonique, elles seront, elles, grandement réduites, ce qui permettra une identification non-fauscée du tireur.

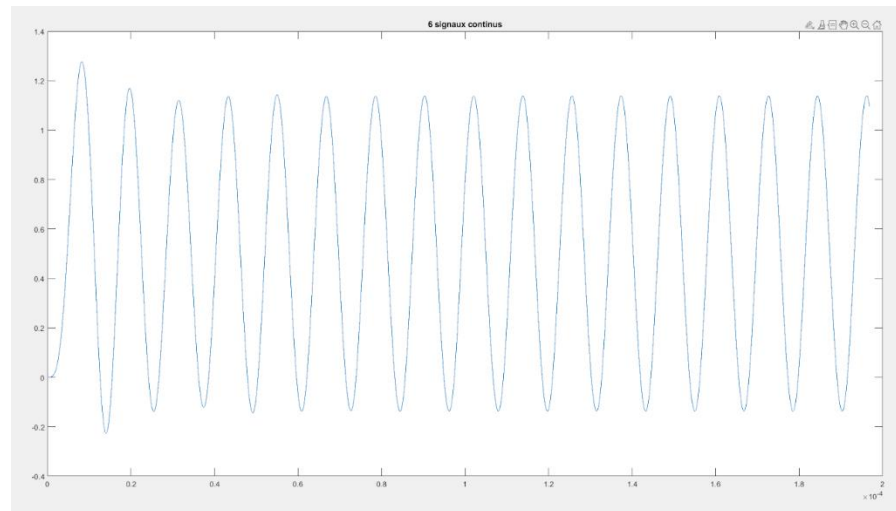


DFT du signal carré avec un filtre passe-bas

Ainsi, grâce à ce filtre, l'objectif de diminution des raies critiques est atteint, comme on peut le voir sur la figure ci-contre, représentant la DFT du signal carré résultant, et ci-dessous, représentant le signal sinusoïdal résultant.



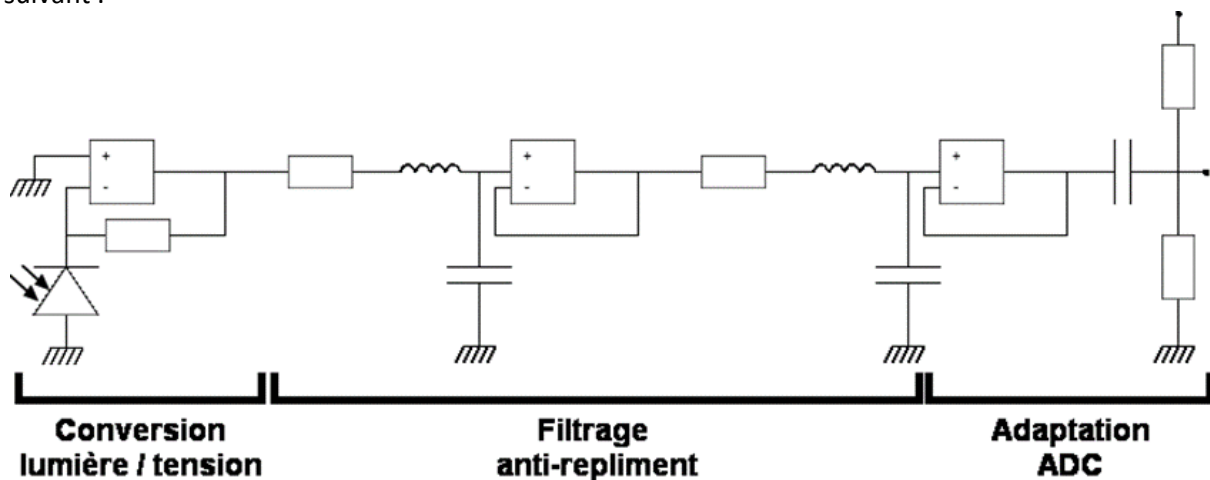
Signal sinusoïdal continu  
résultant



La figure ci-dessus illustre le signal continu après être passé par le filtre passe-bas. Ce dernier est sinusoïdal, bien que le signal de départ soit carré, car le filtre force le signal carré en signal sinusoïdal.

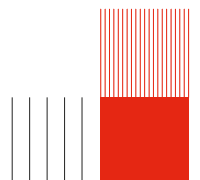
### III. Circuit électronique

L'objectif de cette partie est de mettre en pratique le traitement théorique du signal que nous venons de réaliser. Elle consiste à capturer le signal lorsqu'un joueur touche la cible et le numériser afin qu'il puisse être traité par un microcontrôleur. Le dispositif électronique à construire est le suivant :



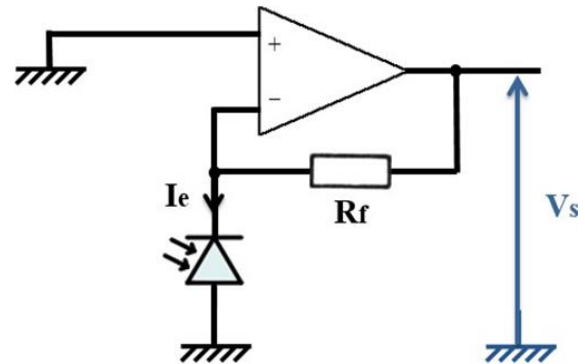
Il est composé de trois blocs alimentés par une tension de  $\pm 9V$  :

- Un **convertisseur laser/tension** qui transforme le signal émis par le laser en un signal de tension.
- Un **filtre anti-repliement** qui élimine toutes les harmoniques du signal et ne conserve que le fondamental (c'est-à-dire la signature).
- Un **bloc d'adaptation ADC** (convertisseur analogique-numérique) qui traduit le signal analogique en un signal numérique, permettant ensuite son analyse par le microcontrôleur.



## 1. Conversion du courant du capteur de lumière (captant le laser) en tension

Afin de pouvoir traiter le signal reçu du pistolet, il est nécessaire de produire des variations de tension. Pour ce faire, il est essentiel de concevoir un dispositif capable de convertir le courant reçu par le capteur (fonctionnant comme une diode) en tension. Le schéma de l'AOP transimpédance utilisé est présenté ci-contre.



La première étape consiste à déterminer la valeur de notre résistance. Or, nous savons que la sensibilité de la photodiode vaut  $S = 550 \text{ mA/W}$  et que la puissance du laser  $P$  est comprise entre  $700 \mu\text{W}$  et  $1 \text{ mW}$ . ( $P_{\text{max}} = 1 \text{ mW}$ ). Ainsi, pour une tension crête à crête  $V_s = 200 \text{ mV}$ , nous pouvons calculer la valeur de la résistance  $R$  à partir de la loi d'Ohm :  $I_e = S \cdot P_{\text{max}} = 550 \text{ mA/W}$  d'où  $R = \frac{V_s}{I_e} = 363 \Omega$ . Nous choisissons donc une résistance de  $390 \Omega$  pour réaliser le montage.

## 2. Filtre anti-repliement

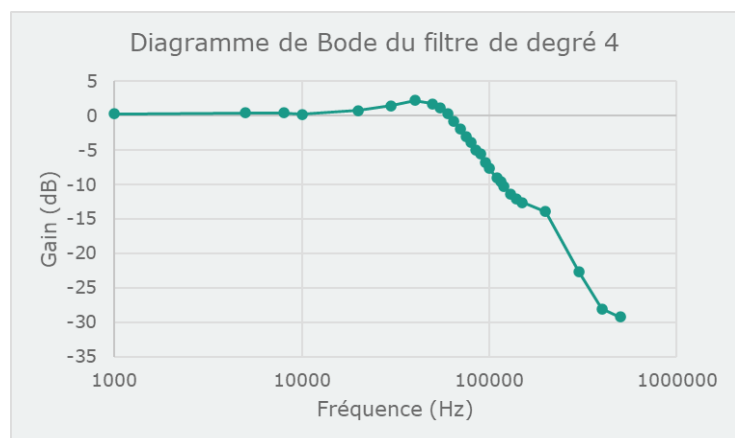
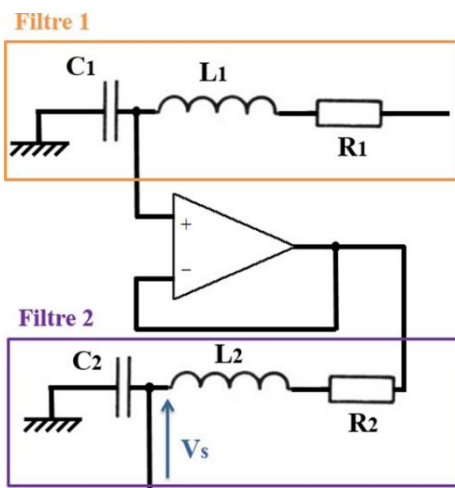
Dans notre cas, un filtre de Chebyshev est utilisé pour effectuer une opération de filtrage anti-repliement et pour ne conserver que le fondamental du signal (comme nous l'avons vu en partie II).

En pratique, le filtre d'ordre 4 s'avérant trop difficile à réaliser et dans un souci d'économie, nous proposons de le décomposer en deux filtres d'ordre 2, séparés par un AOP suiveur. Ce dernier possède une faible impédance et peut donc se comporter comme une source de tension. En conséquence, il évite toute interaction parasite non désirée entre les deux filtres  $F_1$  et  $F_2$ , dont les fonctions de transfert sont données ci-dessous.

$$F_1(p) = \frac{1}{1 + 2,783 \cdot 10^{-6} \cdot p + 8,976 \cdot 10^{-12} \cdot p^2}$$

$$F_2(p) = \frac{1}{1 + 2,502 \cdot 10^{-7} \cdot p + 1,948 \cdot 10^{-12} \cdot p^2}$$

Voici le schéma électrique du filtre de Chebyshev décomposé en deux filtres que nous avons dimensionné, ainsi que son diagramme de Bode, obtenu en pratique.



Le diagramme de Bode montre que la combinaison des deux filtres crée un filtre qui ressemble à celui de Chebyshev. Cependant, nous pouvons remarquer que notre signal semble subir une forte atténuation. Cela est dû à l'imprécision de nos mesures, qui nous empêchaient, à haute fréquence, d'obtenir la tension réelle.

Passons à présent à l'identification des caractéristiques de ces deux filtres. La forme générale d'un filtre passe-bas d'ordre 2 est la suivante :

$$T(p) = \frac{1}{1 + 2.m.\frac{p}{\omega_n} + \frac{p^2}{\omega_n^2}}$$

En utilisant cette expression, nous sommes en mesure de déterminer les caractéristiques des deux filtres, et notamment :

- La **pulsation propre**  $\omega_n$ , qui correspond au point d'intersection des deux tracés asymptotiques
- Le **facteur d'amortissement**  $m$ , qui indique l'importance de la résonance de la courbe et est plus faible lorsque la résonance est plus importante
- La **fréquence de coupure**  $f_n = \frac{\omega_n}{2\pi}$ .

Par identification et après calculs, nous obtenons donc :  $\omega_{n1} = 333\,780 \text{ rad/s}$  ;  $m_1 = 0,46$  ;  $f_{n1} = 53 \text{ kHz}$  ;  $\omega_{n2} = 716\,480 \text{ rad/s}$  ;  $m_2 = 0,089$  ;  $f_{n2} = 114 \text{ kHz}$ .

En prenant en compte ces valeurs et les formules qui suivent, nous avons pu en déduire les valeurs des résistances, condensateurs et bobines nécessaires pour construire ces deux filtres passe-bas.

$$T(p) = \frac{1}{1 + 2.m.\frac{p}{\omega_n} + \frac{p^2}{\omega_n^2}} \leftrightarrow T(p) = \frac{1}{1 + pRC + p^2LC}$$

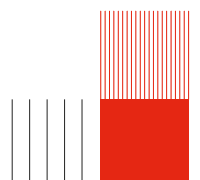
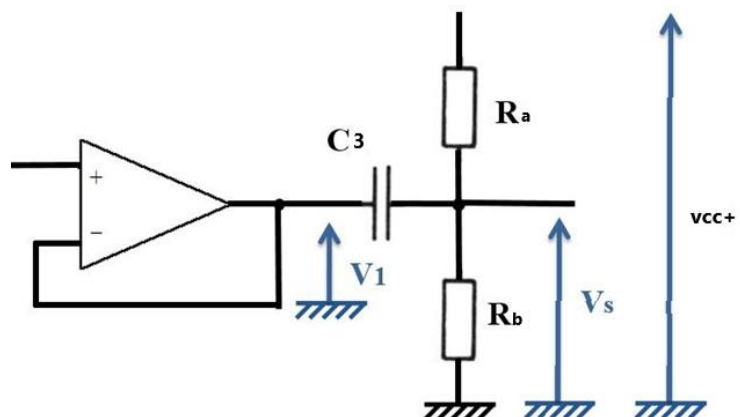
$$\leftrightarrow \frac{2.m}{\omega_n} = RC \text{ et } \frac{1}{\omega_n^2} = LC$$

Sachant que  $L_1 = 220 \mu\text{H}$  et  $L_2 = 1 \text{ mH}$ , nous obtenons après calculs :  $R_1 = 68,2 \Omega$  ;  $C_1 = 40,8 \text{ nF}$  ;  $R_2 = 128,4 \Omega$  ;  $C_2 = 1,95 \text{ nF}$ .

Grâce à ces valeurs, nous avons donc pu réaliser notre montage comme souhaité.

### 3. Adaptation ADC

Afin de s'adapter à la plage de l'ADC, nous avons ajusté la tension produite par notre système en supprimant sa composante continue et en la centrant autour de 1,65 V. Le schéma électrique ci-dessous illustre le montage que nous avons utilisé pour atteindre ces deux objectifs.





Il est constitué d'un AOP suiveur pour ne pas « tenir compte » du courant en amont, d'un **filtre passe-haut** pour supprimer la composante continue et d'un **pont diviseur de tension** pour avoir un signal centré autour de 1.65V environ.

On nous donne :  $V_{cc+} = 9\text{ V}$  ;  $V_s = 1,65\text{ V}$  ;  $R_b = 4,7\text{ k}\Omega$

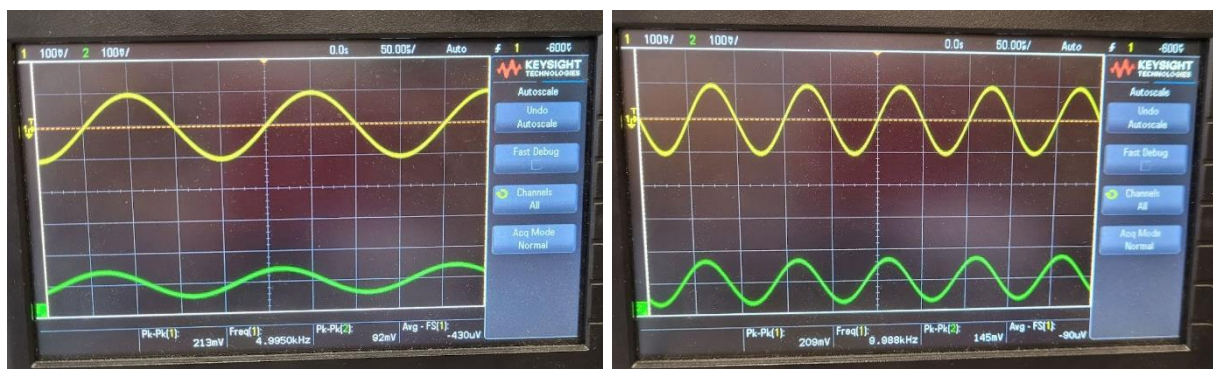
Pour dimensionner  $R_a$  et  $C_3$ , nous avons « éteint » l'AOP et laissé  $V_{cc+}$  à 9 V. Ainsi, nous obtenons :

$$V_{cc+} = \frac{R_b * V_e}{R_a + R_b} \Rightarrow R_a = R_b * \frac{V_e - V_{cc+}}{V_{cc+}} = 20,9\text{ k}\Omega$$

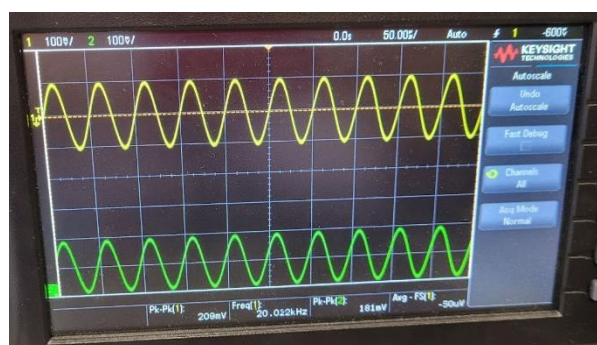
De plus, on désire que le condensateur et les deux résistances soient un filtre passe-haut. On cherche à obtenir un gain de 0 dB à 85 KHz avec une fréquence de coupure de 10 KHz.

On a :  $Req = \frac{R_a * R_b}{R_a + R_b}$  et  $Req * C_3 = \frac{1}{\omega_{critique}}$ . On en déduit donc  $C_3 = \frac{1}{2\pi * Req * f_c} = 4,15\text{ nF}$ .

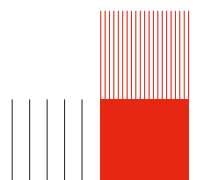
Une fois le montage effectué, nous avons procédé à 2 vérifications : tout d'abord, nous devons nous assurer que nous disposons bien d'un filtre passe-haut de fréquence de coupure 10 kHz. Nous avons pour cela observé nos signaux en entrée (en jaune) et en sortie (en vert) de notre ADC, aux fréquences 5 kHz, 10 kHz et 20 kHz (respectivement de droite à gauche). Nous voyons bien une atténuation du signal pour les fréquences en dessous de 10 kHz : notre 1er objectif est atteint.



Signaux d'entrée (jaune) et de sortie (verte) de notre ADC aux fréquences 5, 10 et 20 kHz



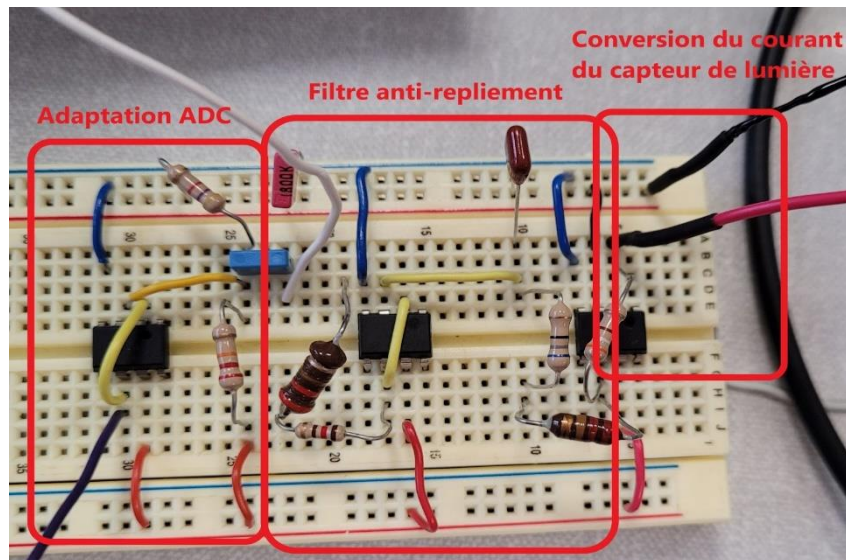
Enfin, nous nous sommes assurés que la valeur de la tension finale était bien autour de 1,65V. De cette manière, l'intégralité de notre cahier des charges a été atteint.





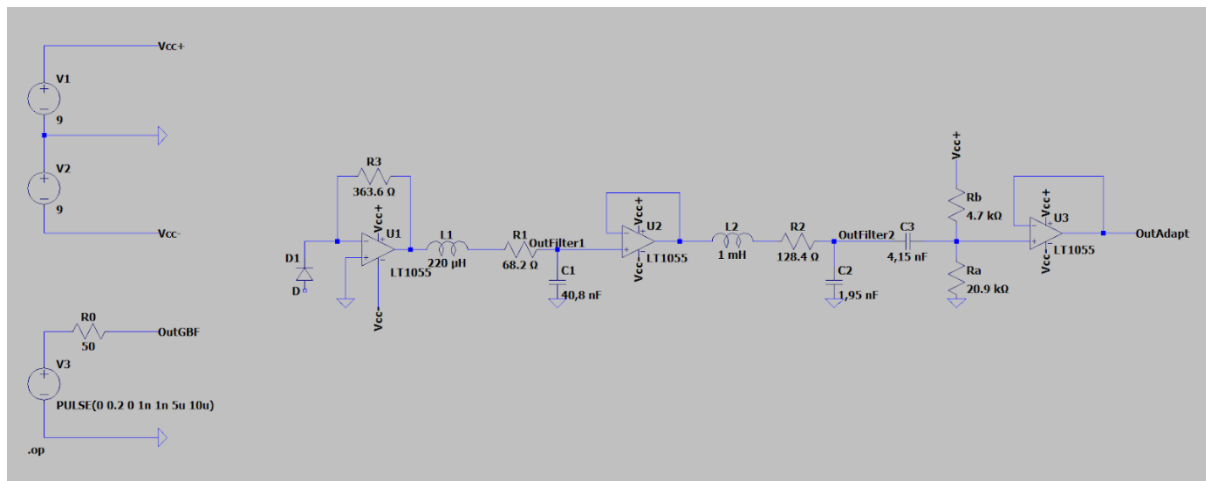
## Conclusion

Ainsi, notre schéma électronique, dont vous pouvez observer la forme théorique et l'application pratique ci-dessous, nous a permis de transformer le signal carré correspondant au tir laser en un signal sinusoïdal traitable par un microcontrôleur.



Montage électronique réalisé en pratique au laboratoire (au-dessus)

Montage électronique théorique, réalisé sur LT Spice



Ainsi, les travaux pratiques et théoriques liés à ce projet nous ont permis d'acquérir des compétences en matière d'analyse et de traitement de signal, et ce malgré les quelques difficultés auxquelles nous avons fait face. Ces-dernières étaient notamment dues à la défaillance de composants que nous ne parvenions pas toujours à identifier, et qui nous a fait perdre un peu de temps lors de certains TPs.

Nous avons également renforcé notre capacité à concevoir des systèmes électroniques complexes et à les intégrer avec succès dans des applications pratiques. De cette manière, nous sommes maintenant prêts à relever les défis techniques qui se présentent dans ce type de projet.

