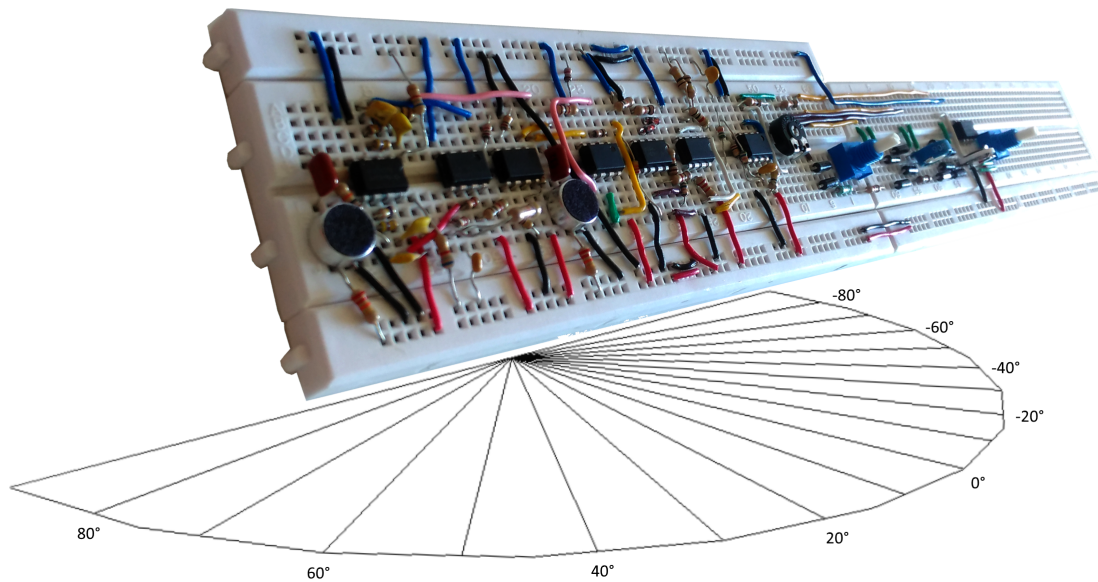

Projet électricité 1

13 mai 2016



Réalisé par le groupe n° 6

Nicolas Colsoul
Martin Dupont
Clément Vaes

Louis Peeters
Nicolas Rigot
Marie-Pierre van Oldeneel

Table des matières

1	Introduction	3
2	Description générale et schéma bloc	4
3	Source sonore	6
3.1	Spécifications	6
3.2	Fonctionnement	6
3.3	Dimensionnement	6
3.4	Validation	7
4	Filtre et amplificateur	9
4.1	Spécifications	9
4.2	Fonctionnement	9
4.3	Dimensionnement	9
4.4	Validation	10
5	Déphaseur de 90°	11
5.1	Spécifications	11
5.2	Fonctionnement	11
5.3	Dimensionnement	12
5.4	Validation	12
6	Bascule	13
6.1	Spécifications	13
6.2	Fonctionnement	13
6.3	Dimensionnement	13
6.4	Validation	14
7	Soustraction	15
7.1	Spécifications	15
7.2	Fonctionnement	15
7.3	Dimensionnement	15
7.4	Validation	15
8	Valeur absolue	17
8.1	Spécifications	17
8.2	Fonctionnement	17
8.3	Dimensionnement	17
8.4	Validation	18
9	Recentreur	19
9.1	Spécification	19
9.2	Fonctionnement	19
9.3	Validation	19
10	Moyenne	20
10.1	Spécifications	20
10.2	Fonctionnement	20
10.3	Dimensionnement	21
10.4	Validation	21
11	Arcsinus	22
11.1	Spécifications	22
11.2	Fonctionnement	22
11.3	Dimensionnement	23

12 Test et validation	24
13 Limites	25
14 Conclusion	26
15 Bibliographie	27
16 Annexe	28
16.1 Schéma du circuit complet	28
16.2 Code Matlab	29
16.3 Discussion sur la nature des signaux	31

1 Introduction

C'est au début de ce quadrimestre que, fraîchement rentrés du ski, nous avons entendu l'énoncé du projet qui allait nous occuper durant plus de trois mois. Il nous était demandé de concevoir et réaliser un détecteur de source sonore.

Au cours de 7 laboratoires encadrés nous avons eu l'occasion d'expérimenter et de tester différents circuits afin de nous familiariser avec différents montages permettant entre autres de filtrer, intégrer et soustraire des signaux. Ces expérimentations nous ont permis de concevoir un premier schéma-bloc du circuit final, qui permettrait donc d'afficher à l'écran de l'oscilloscope une image de l'angle d'incidence du signal sonore capté par les micros. Par la suite, nous avons pu disposer du laboratoire pour tester nos différents blocs et améliorer ceux-ci dans le but d'obtenir le détecteur le plus performant possible. Nous devons pour cela maximiser la plage de mesure et la portée du circuit tout en conservant une linéarité et une précision des mesures optimales.

Aujourd'hui, nous sommes enfin aptes à vous présenter le fruit de notre travail : un détecteur de source sonore (des plus esthétiques!) capable d'afficher avec précision l'angle d'incidence d'une source que nous avons également nous-mêmes conçue. Notre détecteur permet une plage de mesure allant de -70° à $+70^\circ$ et une précision de l'ordre de 3 degrés. Tout cela sur une portée de plus de 20cm!

Tout d'abord nous vous présenterons le fonctionnement général de notre circuit récepteur en nous basant sur le schéma-bloc de ce dernier. Ensuite nous détaillerons les spécifications et conceptions de la source sonore en faisant de même pour chacun des blocs constituant le circuit détecteur. Chaque bloc verra son bon fonctionnement validé par des expérimentations en laboratoire avec lesquelles nous pourrons comparer nos attentes théoriques.

Enfin, nous validerons le fonctionnement global du circuit. Cela nous permettra non seulement de déterminer la précision de l'angle final affiché mais également d'identifier ses limites.

Bonne lecture!

2 Description générale et schéma bloc

Le fonctionnement de notre circuit est basé sur l'utilisation de deux micros disposés selon le schéma ci-dessous, ce qui nous permet une plage de mesure théorique allant de -90° à $+90^\circ$.

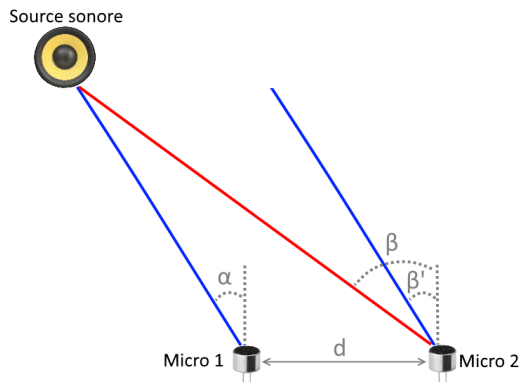


FIGURE 1 – Disposition des micros

L'approximation de Fraunhofer nous permet de modéliser la source sonore à l'infini et donc de poser

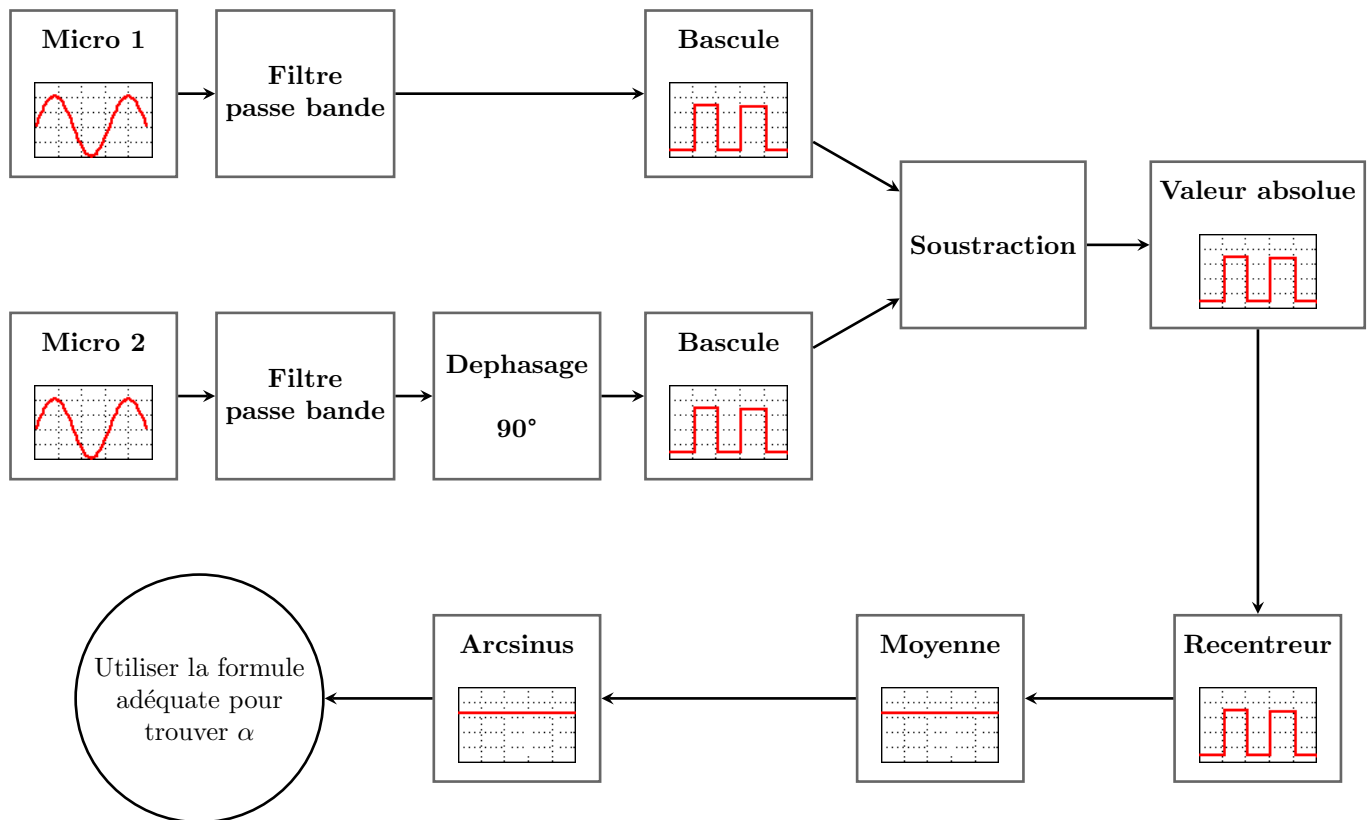
$$\alpha = \beta = \beta'$$

En ce qui concerne la distance d , on a trouvé

$$d = \frac{\lambda}{4}$$

afin d'obtenir tous les angles en évitant la redondance.

Nous afficherons donc l'image de l'angle α à l'écran de l'oscilloscope grâce à notre circuit récepteur conçu selon le schéma bloc suivant :



Les deux micros perçoivent le son émis par l'émetteur, ces deux micros n'étant pas situés à la même distance de la source (dans la plupart des cas), les signaux observés sont identiques en fréquence mais légèrement déphasés et d'amplitude différente. Le but du reste du circuit est d'isoler ce déphasage. Des filtres passe bande permettent de débruiter les signaux reçus. Un des deux signaux subit ensuite un déphasage de 90° afin de distinguer si le son provient de la gauche ou de la droite du capteur, le déphasage impliquant une conservation du signe de l'angle. Les

bascules permettent de travailler avec des signaux carrés et d'une amplitude fixée tout en conservant la fréquence et le déphasage. En soustrayant un signal à l'autre, on trouve un signal, toujours carré, avec un rapport cyclique directement proportionnel au déphasage. On isole ce rapport cyclique avec la moyenne et pour un obtenir l'angle d'incidence du capteur de manière linéaire, nous procédons à une opération d'arcsinus pour terminer. A la sortie de toutes ces étapes, nous obtenons une image de l'angle de déphasage.

3 Source sonore

La source sonore a pour rôle, comme son nom l'indique, d'émettre un son bien particulier afin d'être capté par un second circuit. Elle joue un rôle primordial dans le fonctionnement global du circuit.

3.1 Spécifications

- La fréquence d'oscillation est d'environ 2kHz
- Le signal de sortie se rapproche le plus d'une sinusoïde
- L'amplitude du signal de sortie est de 8V crête à crête
- Le courant de sortie est limité à 150mA

3.2 Fonctionnement

Le circuit est composé de deux blocs : un bloc intégrateur et un bloc bascule. Ces blocs sont bouclés et fonctionnent de manière assez simple. Le circuit, une fois démarré, génère 2 types de signaux : un signal triangulaire et un signal carré. La bascule transforme le signal triangulaire en un signal carré. Ce signal passe ensuite dans l'intégrateur qui le transforme en signal triangulaire et la boucle peut recommencer.

On s'intéresse au signal triangulaire qui est bien plus facilement transformable en signal sinusoïdal qu'un signal carré. En effet, la transformée de Fourier d'un signal carré contient bien plus de termes qu'un signal triangulaire. Le sinus contenant, idéalement, qu'un unique terme. Le signal se voit filtrer par un filtre passe bande du second ordre afin d'éliminer tout les composants dont la fréquence est différente de 2kHz (le choix de la fréquence est expliqué dans le point suivant). On placera un suiveur entre la sortie triangulaire et le filtre pour éviter que les composants n'interagissent entre eux. Le haut-parleur demande beaucoup de puissance, environ 0.3 W et à une faible impédance, soit 8 Ω . Le courant à délivrer est important et les ampli op standards ne sont pas capables d'assumer une telle charge. on place donc un étage de puissance, le LT1010 qui peut délivrer jusqu'à 150mA. Le circuit est le suivant :

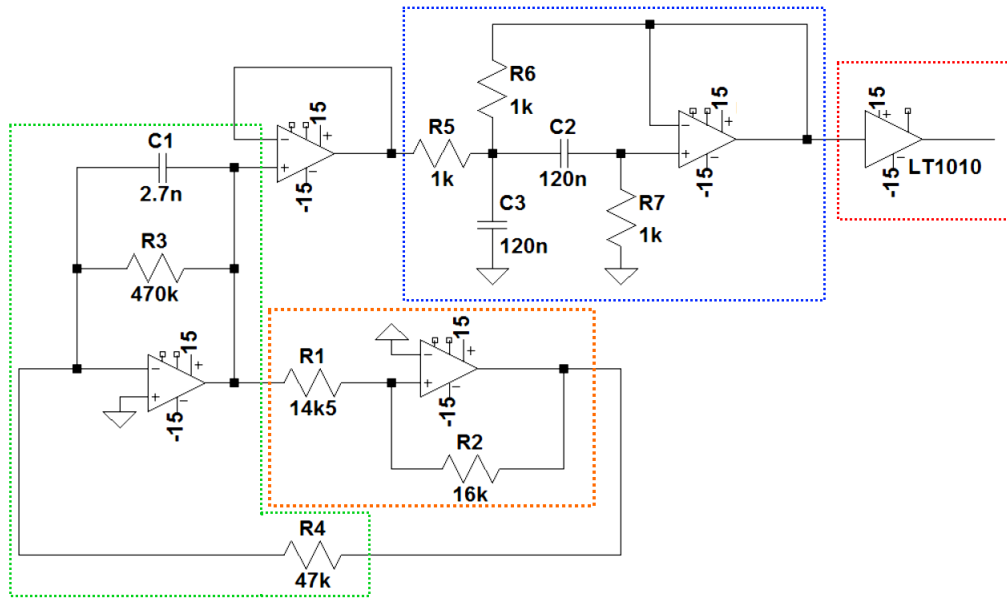


FIGURE 2 – Circuit global de la source sonore.

3.3 Dimensionnement

La première étape du dimensionnement est de déterminer la fréquence à laquelle le son doit être émis. Cette fréquence aura de l'influence sur tout le reste du circuit et doit être choisie judicieusement. Nous avons déterminé

expérimentalement une plage de fréquence où la transmission entre le haut parleur et le micro est la plus optimale.

A une distance fixe entre le micro et le haut parleur (1.5 cm) et une tension constante crête à crête de 200mV pour l'alimentation du haut parleur, nous avons pu constater l'amplitude du signal reçu par le micro selon la fréquence. Voici un extrait de nos mesures :

Fréquence [Hz]	Amplitude du signal [mV]
500	4
1000	16
1500	44
2000	140
2500	120
3000	102

La transmission semble être la plus efficace entre 2000 et 2500Hz. C'est pourquoi nous avons choisi d'émettre le son à une fréquence de 2kHz sous la forme d'une sinusoïde. Il est à noter que plus la distance entre le haut parleur et le micro est élevée, plus ce dernier perçoit le son *triangulaire* comme une sinusoïde¹. Il n'est donc pas primordial que la sortie de notre générateur soit une sinusoïde parfaite.

La fréquence d'oscillation dépend directement des différentes composantes : C1, R4, R1, et R2. Les amplis op. sont alimentés avec une tension V_{DD} de $\pm 15V$. On peut écrire facilement les tensions de basculement comme suit :

$$V_L = V_{DD} \frac{R_1}{R_2} \quad (1)$$

$$V_H = -V_{DD} \frac{R_1}{R_2} \quad (2)$$

En sachant l'expression du courant aux bornes de la capacité, on peut écrire :

$$I = C_1 \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

$$\frac{V_{DD}}{R_3} = -C_1 \frac{V_H - V_L}{T/2}$$

Note : $T/2$ puisque le signal est symétrique et périodique d'une longueur T . En injectant 1 et 2, on trouve finalement l'expression de la fréquence en fonction des valeurs des résistances et de la capacité :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{4R_3C_1} \frac{R_2}{R_1}$$

La résistance R_3 permet de contrer la non-idéalité de l'ampli op. intégrateur en agissant en filtre passe bas. Nous avons constaté en labo que l'intégrateur fonctionnait bien pour $R_3 = 10R_4$.

On choisit la capacité selon l'amplitude du signal triangulaire voulue. Si la capacité est plus petite, le circuit intègre plus vite et l'amplitude est plus grande. Si la capacité est plus grande, à l'inverse, l'amplitude est plus faible. Le but étant de fournir la plus grande tension possible, le choix d'une capacité C_1 de $2.7nF$ semble judicieux. On adapte alors les résistances R_1 et R_2 afin d'obtenir la fréquence souhaitée. Soit :

- $R_1 = 1450 \Omega$
- $R_2 = 16k \Omega$
- $R_3 = 470k \Omega$
- $R_4 = 47k \Omega$

La fréquence théorique est de 2 173Hz.

3.4 Validation

La simulation LTSpice nous indique une fréquence de 2 080Hz. On remarque que la sinusoïde n'est pas parfaite mais est tout à fait acceptable. L'amplitude du signal de sortie est de 4V.

1. Consultez l'annexe 16.3 sur la nature des signaux

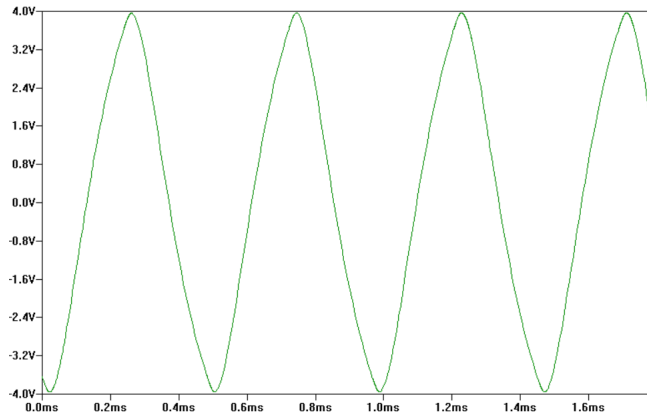


FIGURE 3 – Simulation LTSpice de la sortie de l'oscillateur, $f = 2080Hz$.

En réalité, le filtre est moins performant au vu de la forme de la sinusoïde brisée au niveau des crêtes.

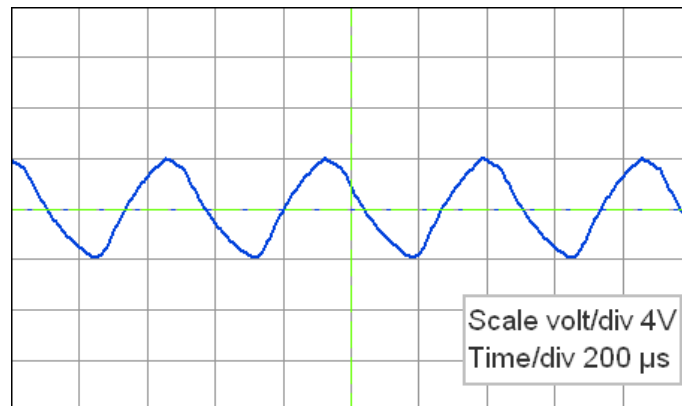


FIGURE 4 – Circuit mesuré avec le MyDAQ

La fréquence mesurée est de 2 141Hz, pour pallier ce problème, nous plaçons un potentiomètre de $1k \Omega$ en série avec la résistance R_1 , ce qui nous permet de régler avec précision la fréquence entre 1800Hz et 3000Hz. L'amplitude du signal est, comme attendu, de 4V.

4 Filtre et amplificateur

Ce bloc permet, comme son nom l'indique, de filtrer le son reçu par les micros afin de ne laisser passer qu'une bande de fréquences située autour de 2000 Hz. Grâce à cela, les fréquences en dehors de cette bande seront atténuées.

4.1 Spécifications

- Les signaux d'entrées sont sinusoïdaux et bruités
- La composante dominante des signaux oscille à 2kHz
- Les signaux de sortie sont sinusoïdaux et débruités.

4.2 Fonctionnement

Nous avons décidé d'utiliser dans notre circuit un filtre passe bande du deuxième ordre basé sur une structure de Rauch. Le schéma de notre circuit est le suivant :

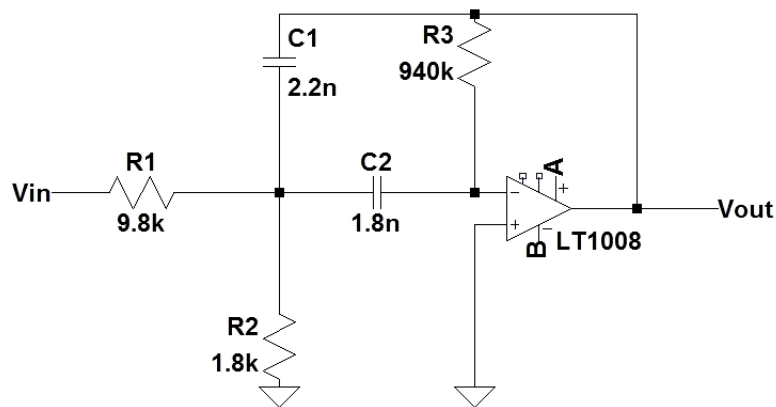


FIGURE 5 – Filtre passe bande du second ordre.

La fonction de transfert de ce circuit est :

$$H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_2 R_3 C_2 j\omega}{R_2 + R_1 + R_1 R_2 C_2^2 j\omega - R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 (j\omega)^2}$$

4.3 Dimensionnement

Nous savons que la fréquence centre est donnée par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}$$

De plus nous savons aussi qu'à la fréquence centre le gain est donné par :

$$A = \frac{R_3}{R_1} \frac{-C_2}{C_1 + C_2}$$

Nous avons décidé de poser $C_1 = C_2$ et $R_1 = 10k\Omega$ et les 2 relations ci-dessus nous permettent de trouver $R_2 = 2k$ et $R_3 = 900k$. Cependant nous ne disposons que de certaines valeurs de résistances et de capacités au laboratoire, nous avons donc dû prendre des valeurs qui s'en rapprochaient. Après quelques tests, nous avons remarqué qu'une capacité de $2,2nF$ et une de $1,8nF$ donnait un résultat semblable.

4.4 Validation

Lors de nos simulations pratiques, nous avons pu constater que le circuit réalisait bien la fonction demandée. Cependant, nous avons remarqué que nous obtenions une fréquence centre de 4kHz. Nous avons donc dû modifier la valeur de la résistance R_2 pour retrouver un pic aux alentours de 2kHz. Ci-dessous vous trouverez une comparaison du diagramme de Bode obtenu avec LTSpice et celui que nous avons obtenu expérimentalement.

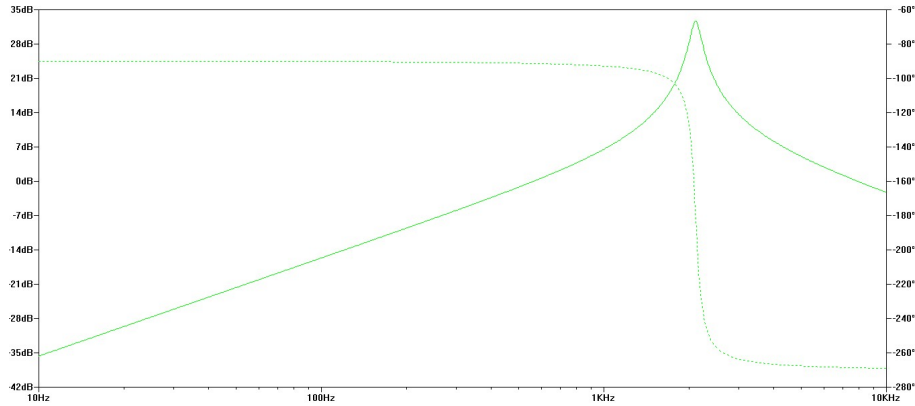


FIGURE 6 – Diagramme de Bode avec LTSpice

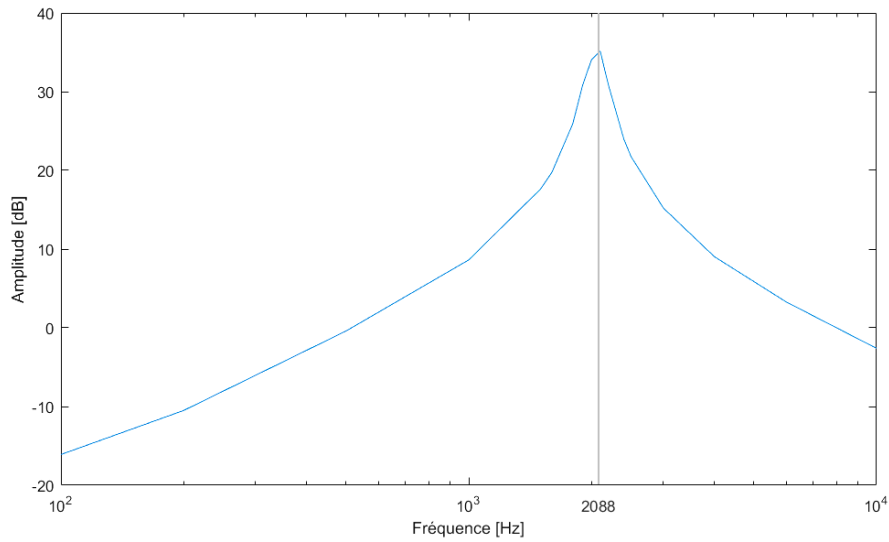


FIGURE 7 – Diagramme de Bode issu des mesures prises en simulation réelle avec le MyDAQ

5 Déphaseur de 90 °

Ce bloc permet de faciliter la distinction entre un signal qui vient de gauche ou de droite (par rapport aux micros).

5.1 Spécifications

- Signal d'entrée sinusoïdal
- Signal de sortie sinusoïdal déphasé de 88 °
- Dépend de la fréquence

5.2 Fonctionnement

Ce bloc est indispensable pour pouvoir distinguer si le signal vient de la gauche ou de la droite du micro. En effet, deux signaux ayant des angles d'incidence opposés présenteront la même tension. Le déphaseur nous permettra d'obtenir des valeurs de tension différentes pour ces deux signaux. et donc, comme on peut le voir sur le graphe ci-dessous, rendre notre signal bijectif.

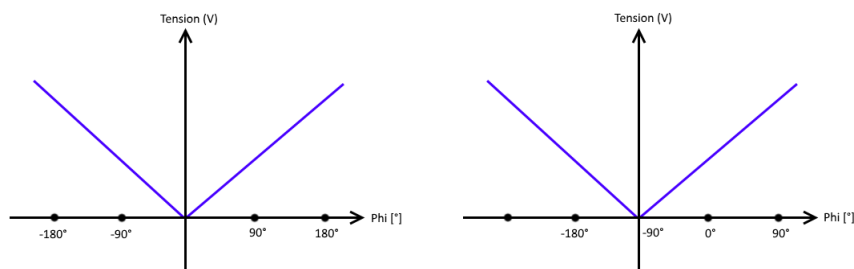


FIGURE 8 – Graphe représentant l'utilité du déphasage

Le graphe de gauche représente le signal sans déphasage. On remarque directement que la tension sera la même pour un déphasage de 90 ° que pour un déphasage de -90 °. Par contre, sur le graphe de droite, le signal ayant été déphasé de 90 °, la tension aura une valeur différente pour deux déphasages opposés. On pourra donc distinguer un signal venant de gauche ou de droite avec un même angle d'incidence.

Nous avons opté pour le circuit ci-dessous. Un filtre déphaseur n'ayant aucun impact sur la valeur de la tension, il nous épargne de devoir amplifier une deuxième fois le signal.

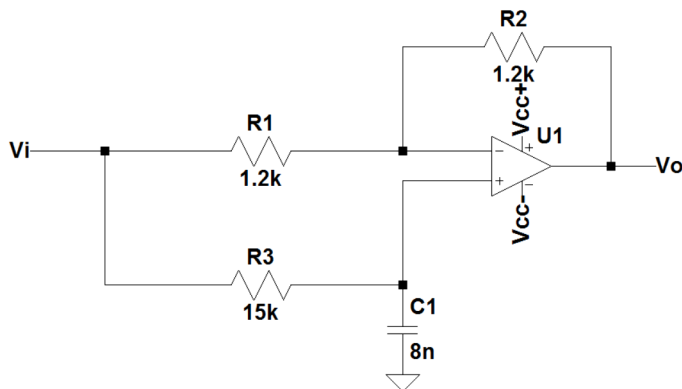


FIGURE 9 – Circuit déphaseur de 90 °

5.3 Dimensionnement

La fonction de transfert de ce circuit est $H(j\omega) = \frac{1-R_3Cj\omega}{1+R_3Cj\omega}$. Nous avons dimensionné les composants en tenant compte de cette fonction afin d'avoir un rapport entre les tensions d'entrée et de sortie proche de 1 ainsi que la valeur de déphasage souhaitée. Nos expérimentations en laboratoire nous ont permis de modifier nos résistances et capacités afin d'obtenir le résultat souhaité.

$$R1 = R2 = 1.2k\omega \quad R3 = 15k\omega \quad C = 8nF$$

Pour pouvoir se rapprocher au mieux des 90° nous avons mis un potentiomètre en R_3 , afin d'adapter la valeur de cette résistance. Ce dernier permettra en outre de calibrer l'angle 0° de la sortie.

5.4 Validation

Ce filtre déphase le signal d'entrée de $\pm 88^\circ$, ce qui est un ordre de précision acceptable. Les simulations en laboratoire nous ont permis d'adapter les valeurs de composants au mieux.

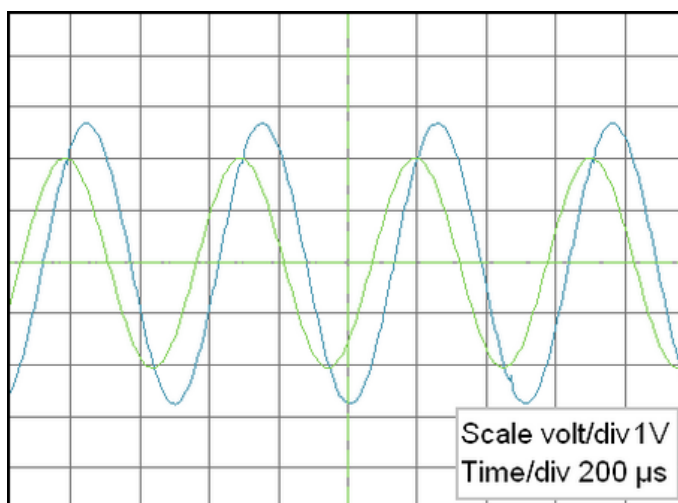


FIGURE 10 – Comparaison signal d'entrée (vert) et signal de sortie (bleu) du déphaseur avec le MyDAQ

Il est cependant important de noter que lorsque l'on affiche deux signaux avec le MyDAQ, celui-ci perd de la précision et donc de la fiabilité. Si sur ce graphe il y a une légère différence d'amplitude, ce n'était pas le cas lors d'une mesure effectuée avec l'oscilloscope.

6 Bascule

Cette partie du circuit permet d'effectuer l'opération de bascule sur les signaux d'entrées. Le rôle principal de ce bloc est de normaliser les signaux en amplitude tout en conservant la fréquence et le déphasage entre ceux-ci.

6.1 Spécifications

- On utilise un amplificateur alimenté avec une source de tension de +/-15V
- Le signal d'entrée est sinusoïdal d'une amplitude d'environ 1V
- Le signal de sortie est carré d'une amplitude fixe +14,84/-14,84V

6.2 Fonctionnement

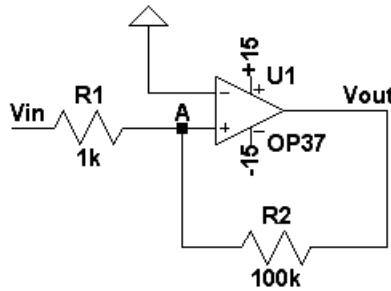


FIGURE 11 – Circuit de la bascule

Lorsque la tension au noeud A sera supérieure à la tension nulle, celle-ci sera amplifiée par un facteur de gain théoriquement infini, et l'amplificateur rentrera en saturation. Dû aux pertes internes dans l'amplificateur, on retrouvera +14,84/-14,84V à sa sortie, malgré le fait qu'il soit alimenté avec une source de tension de +15/-15V.

Le signal de sortie ne prendra alors que 2 valeurs différentes (+/- 14,84V). Le choix des résistances du circuit nous permet de choisir en quelque sorte pour quelle tension d'entrée on souhaite que le signal bascule d'une valeur à l'autre par le choix des résistances. En effet, ce circuit est composé de deux seuils opposés. Ainsi lorsqu'un de ces seuils est franchi par la tension V_{in} , la tension V_{out} basculera d'une tension à l'autre. L'intérêt d'utiliser une bascule à hystérèse est d'éviter que des légères fluctuations du bruit autour de l'axe 0V fasse basculer inutilement la tension. Le signal ne basculera donc que 2 fois par période.

6.3 Dimensionnement

Pour fixer les valeurs des résistances, il nous fallait tout d'abord choisir une tension de seuil, pour cela, il fallait trouver un compromis entre le bruit dans le signal et la distance maximale possible entre l'émetteur et le récepteur. En effet, si la tension seuil est trop proche de 0, le bruit du signal d'entrée fera également basculer le signal plusieurs fois par période. Si le seuil est trop grand et le haut parleur placé trop loin, la tension ne dépassera pas le seuil et ne basculera donc jamais. Nous avons décidé de privilégier un fonctionnement "optimal" sur une distance opérationnelle maximale de 20 cm. Étant donné qu'à cette distance l'amplitude du signal d'entrée est encore d'environ 1V, nous avons décidé de choisir des tensions de seuil de +/-0.148V.

Sachant cela, on peut alors calculer les valeurs des résistances. on sait que le seuil est atteint lorsque la tension en A est à 0V et que la tension de sortie est de +/-14,84V. Ainsi, on peut écrire que le courant $I_{R1} = -V_{in}/R1$ et $I_{R2} = V_{out}/R2$. En faisant l'hypothèse que l'amplificateur est idéal, on peut supposer qu'aucun courant ne rentre dans celui-ci et ainsi que $I_{R1} = I_{R2}$. On trouve alors que $V_{in} = +/- 13.5 * (\frac{R1}{R2})$. Pour que notre choix de tension de seuil soit satisfait, on pourrait par exemple choisir $R1 = 1k$ et $R2 = 100k$.

6.4 Validation

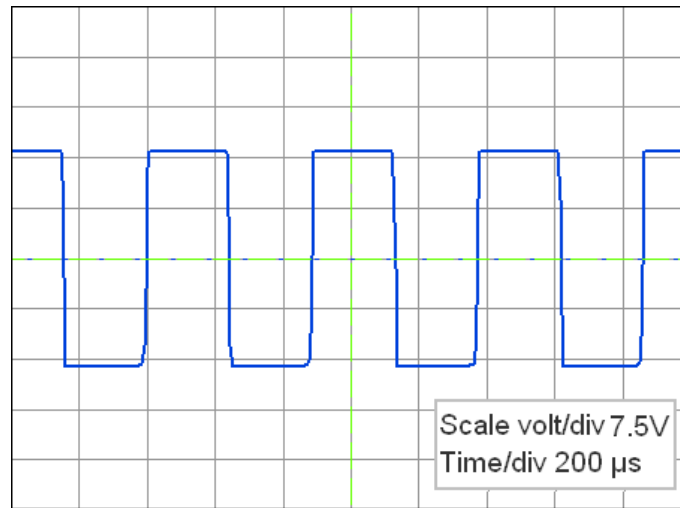


FIGURE 12 – Sortie d’une bascule mesurée avec le MyDAQ

En pratique, les résultats sont fort semblables aux résultats théoriques. Les seuils sont légèrement différents suite aux imperfections des matériaux mais cela n’influence pas négativement le résultat. On peut constater qu’un taux de rampe apparaît et est dû au fait que l’amplificateur alterne entre deux états saturés. Ce taux de rampe est assez faible mais cela posera des problèmes par la suite.

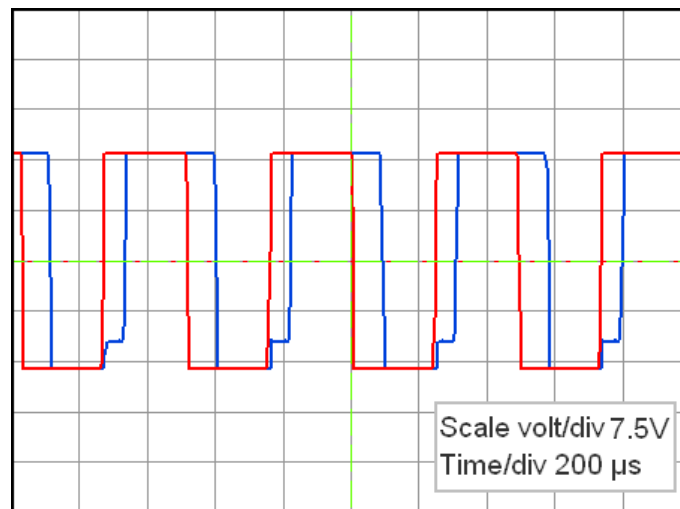


FIGURE 13 – Sortie des deux bascule mesurée avec le MyDAQ

On constate une brisure dans l’un des deux signaux carrés. Cette déformation est due à l’influence du bloc suivant : la soustraction. Ce bloc n’est pas parfaitement symétrique par rapport aux deux signaux d’entrée et biaisera nos données par la suite.

7 Soustraction

Ce quatrième bloc renvoie un unique signal résultant de la soustraction des 2 signaux provenant des bascules. Nous implémentons cette démarche dans notre circuit afin d'isoler le déphasage entre les 2 signaux carrés provenant des bascules.

7.1 Spécifications

- Les signaux d'entrées ont une fréquence d'environ 2kHz et une amplitude +15/-15V
- Les signaux sont déphasés ou non l'un par rapport à l'autre
- Le signal de sortie est carré (+15/-15V) et d'un rapport cyclique dépendant du déphasage entre les 2 signaux

7.2 Fonctionnement

Ce bloc est conçu comme un montage différentiel simplifié où nous savons que la sortie est proportionnelle à la différence des signaux introduits en entrée. En effet en solutionnant ce montage, nous trouvons l'expression de la tension de sortie V_{out} :

$$V_{out} = V_2 \frac{(R_a + R_1)R_b}{(R_b + R_2)R_1} - V_1 \frac{R_a}{R_1} \quad (3)$$

Et si nous optons pour un choix de composants tel que $R_1 = R_2 = R_a = R_b$, nous obtenons bel et bien un montage soustracteur où la tension de sortie V_{out} est directement proportionnelle à la différence des tensions d'entrée :

$$V_{out} = V_2 - V_1 \quad (4)$$

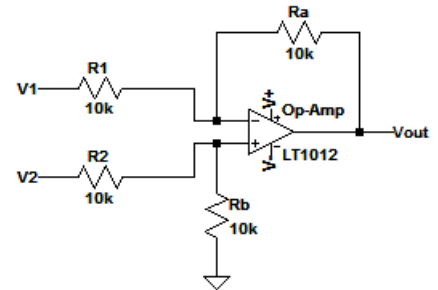


FIGURE 14 – Montage soustracteur.

7.3 Dimensionnement

Comme mentionné ci-dessus, le montage soustracteur implique le choix de résistances de valeurs égales. A première vue, le choix de valeurs précises n'était pas primordial ; nous aurions donc pu choisir arbitrairement des résistances de 1k Ω .

Néanmoins, en choisissant 1k Ω comme résistances, nous observions en simulation une erreur régulière à chaque pic négatif de la tension résultante de la soustraction (visible sur la figure 15) ; ce qui diminuait les performances de notre circuit. En choisissant alors des résistances de 10k Ω nous parvenions à supprimer l'erreur aux pics négatifs mentionnée précédemment. Par contre, lors du test final de notre circuit, nous avons eu un problème avec la valeur absolue (décrite dans le bloc suivant) qui, nous ne savons pas pourquoi, se retrouvait encore plus accrue lors de l'utilisation de résistances de 10k Ω dans la soustraction.

Nous avons donc finalement décidé de conserver les résistances de 1k Ω .

7.4 Validation

Notre montage soustracteur devait être capable de soustraire deux signaux carrés périodiques de fréquence 2kHz tout en considérant que le seuil de saturation de l'ampli-op limiterait le signal de sortie à une amplitude de 14,84V. Les résultats du bloc soustracteur furent satisfaisant tant au niveau simulation qu'expérimental.

Durant notre simulation, nous avons utilisé deux signaux d'entrées aux caractéristiques (carrés, d'amplitude 15V, fréquences de 2kHz et déphasés) les plus similaires possible à celles des signaux utilisés en conditions réelles. Cette simulation nous a confirmé que des résistances de 10k Ω auraient bel et bien permis de supprimer l'erreur aux pics négatifs de notre tension de sortie mais nous avons conservé celles de 1k Ω afin d'optimiser le circuit final (ref. Dimensionnement) :

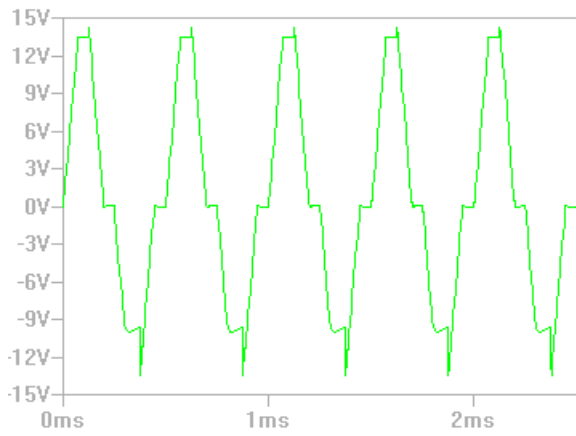


FIGURE 15 – Sortie du montage soustracteur :
simulation avec résistances de $1k\Omega$

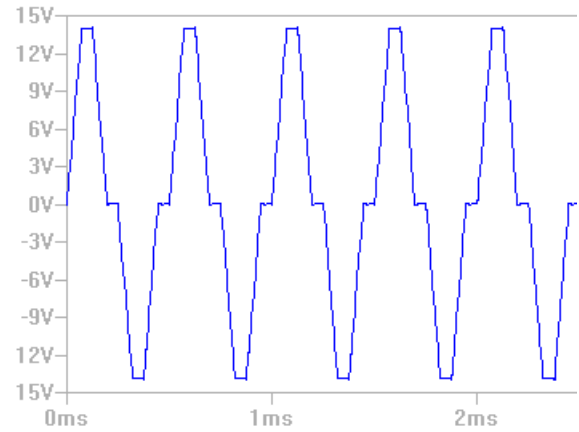


FIGURE 16 – Sortie du montage soustracteur :
simulation avec résistances de $10k\Omega$

Tandis que nos mesures expérimentales à l'oscilloscope ont confirmé le fonctionnement général du bloc soustracteur et un meilleur fonctionnement qu'en simulation. On retrouve bien dans le rapport cyclique le déphasage.

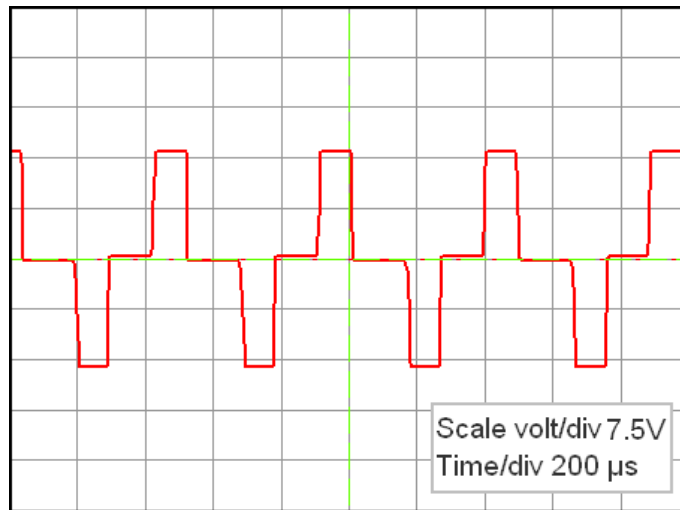


FIGURE 17 – Sortie du montage soustracteur avec le MyDAQ

8 Valeur absolue

Ce circuit permet d'appliquer l'opérateur valeur absolue au signal résultant du bloc soustraction. Cette opération est nécessaire afin d'obtenir un signal de sortie dont la tension est soit positive soit nulle dans le but effectuer une moyenne par la suite. On retrouve à nouveau le déphasage dans le rapport cyclique.

8.1 Spécifications

- Le signal d'entrée est issu de la soustraction de 2 signaux carrés (+15/-15V)
- Le signal de sortie est carré et positif d'une amplitude 0/+15V

8.2 Fonctionnement

Le circuit utilisé est le suivant :

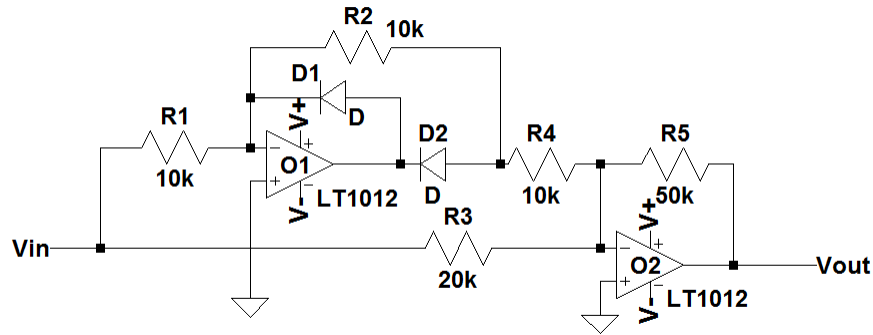


FIGURE 18 – Montage valeur absolue

Ce bloc est une dualité amplificateur inverseur - diodes. Son fonctionnement dépend simplement de la valeur de tension en entrée. Pour un signal alternatif, elle fluctue entre négative et positive :

- Lorsque le signal d'entrée est positif, la sortie O_1 est négative et la diode D_1 est non-passante. D_2 est alors passante, fermant la boucle autour de O_1 avec R_2 , créant un montage inverseur. L'amplificateur O_2 somme la sortie de O_1 avec un gain de -2 et le signal d'entrée avec un gain de -1 ; créant un gain total de +1.
- Lorsque le signal d'entrée est négatif, D_1 est passante, complétant la boucle autour de O_1 . A ce moment, D_2 devient non-passante et ne conduit plus. O_2 inverse alors le signal d'entrée résultant en une sortie strictement positive.
Dès lors, la sortie O_2 représente une tension positive étant la valeur absolue du signal d'entrée, que celui-ci soit positif ou négatif.

8.3 Dimensionnement

Dans le cas de signaux simples (type sinusoïdal), les valeurs de résistances pour ce type de circuit sont choisies tel que : $R_1 = R_2 = R_3 = 2R_4 = 2R_5$. Nous pourrions donc déterminer $R_1 = R_2 = R_3 = 10k\Omega$ et $R_4 = R_5 = 20k\Omega$.

Néanmoins, ce type de circuit étant très sensible, il était nécessaire de disposer de résistances précises (marge d'erreur de l'ordre de 1% ou moins) car un petit écart peut entraîner une erreur au niveau des pics négatifs de la valeur absolue. Dès lors, pour palier cette erreur nous avons observé en simulation que remplacer $R_5 = 20k\Omega$ par $R_5 = 50k\Omega$ permettait éventuellement de supprimer ce risque pour les signaux que nous étudions.

Par contre, nous avons remarqué que dans des conditions réelles de fonctionnement (assemblé au reste du circuit) l'erreur susmentionnée modifiait le signal résultant désiré et altérait les performances finales du circuit.

8.4 Validation

Les résultats théoriques et simulés étaient fort semblables dans le cas où le bloc est monté séparément des autres : il fonctionnait sans erreur visible :

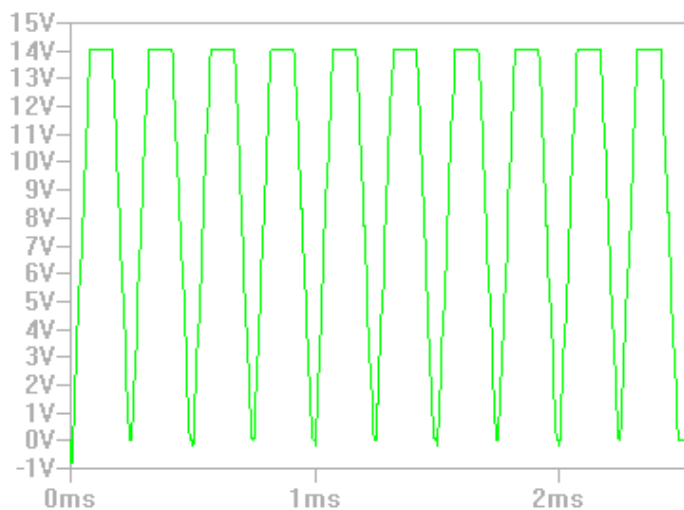


FIGURE 19 – Valeur absolue : simulation LTSpice

Néanmoins, lors de l'assemblage de notre circuit, nous avons découvert que le résultat escompté fut limité. En effet, il semblerait que la valeur absolue, assemblée au reste du circuit, ne fonctionne pas parfaitement et altère quelque peu le signal résultant en créant des pics négatifs réguliers (visible sur la figure 20)

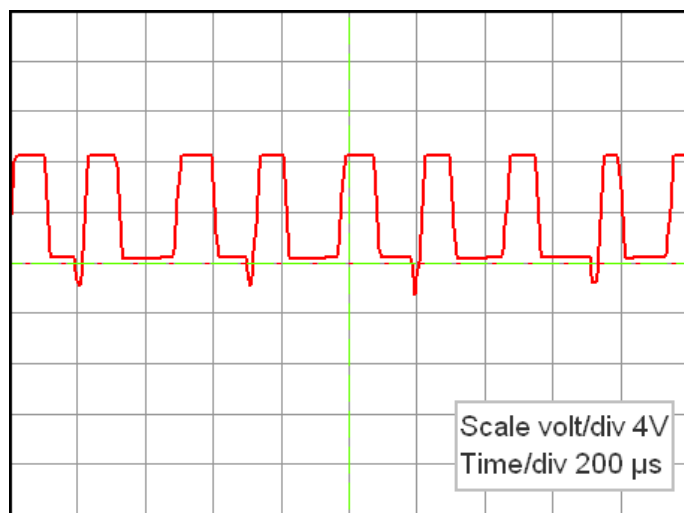


FIGURE 20 – Valeur absolue : signal expérimental altéré mesuré avec le MyDAQ

Nous en avons déduit que cette erreur était probablement due à des composants aux valeurs approximatives. L'ordre de cette erreur étant trop large, ceci finalement endommagera le signal de sortie et limitera les capacités de notre détecteur de source sonore (voir section 12).

9 Recentreur

Le but de ce bloc est, comme son nom l'indique, de recentrer le signal reçu par le bloc valeur absolue sur l'axe de tension nulle. Le bloc arcsinus nécessitant un signal symétrique.

9.1 Spécification

- Le signal d'entrée est carré d'amplitude $0V/+15V$
- Le signal de sortie est carré d'amplitude $-15/+15V$

9.2 Fonctionnement

Pour réaliser ce bloc, nous additionnons le signal de sortie de la valeur absolue avec un signal de tension constante $-7,5V$ obtenus via un diviseur de tension effectué sur la sortie $-15V$ de l'alimentation par 2 résistances de $100k\Omega$. Le circuit du bloc recentreur est le suivant :

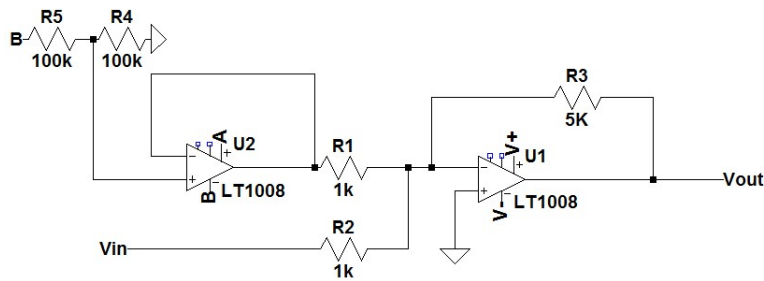


FIGURE 21 – Recentreur

Après réflexion, nous nous sommes rendu compte que nous aurions pu tout aussi bien réaliser un montage sans le diviseur de tension. En effet, il aurait suffi de doubler la résistance R_1 et de l'alimenter en $-15V$. Cette solution est moins énergivore puisqu'elle évite le passage du courant dans les résistances de $100k\Omega$. Puisque le circuit était fonctionnel, nous n'y avons pas apporté de modification.

9.3 Validation

Le circuit est parfaitement fonctionnel et fidèle à la simulation.

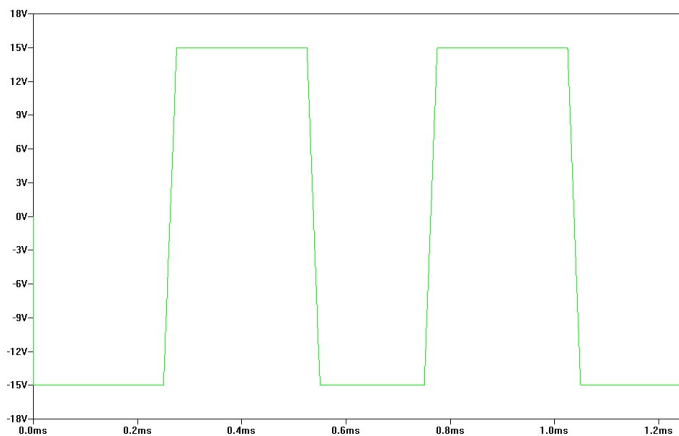


FIGURE 22 – Sortie du recentreur avec LTSpice

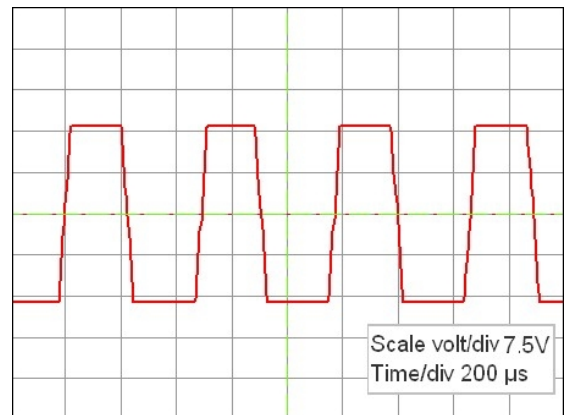


FIGURE 23 – Sortie du recentreur mesurée avec le MyDAQ

10 Moyenne

Le bloc moyenne permet de créer un signal linéaire à partir d'un signal carré. L'amplitude du signal généré est directement proportionnel au déphasage.

10.1 Spécifications

- La tension de sortie vaut la moyenne du signal d'entrée
- La tension d'entrée ne doit pas dépasser la tension d'alimentation des ampli-op, c'est à dire, +15/-15V.

10.2 Fonctionnement

L'objectif ici est d'avoir en sortie une tension continue. Cette tension vaudrait tout simplement la moyenne du signal d'entrée.

$$\int_0^T f(x) dx$$

Pour ce faire, nous allons observer le développement en série de fourrier du signal d'entrée. En effet, chaque signal peut s'écrire sous la forme d'une somme infinie de sinus et cosinus. Par définition

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \cos(n\omega t) + b_n \cdot \sin(n\omega t))$$

où $a_0 = \int_0^T f(x) dx$

On va donc chercher à isoler ce terme a_0 . Pour ce faire, on veut atténuer les autres termes qui eux, dépendent du temps. Ils possèdent donc une certaine fréquence. Par conséquent, un simple filtre passe bas suffira pour s'en débarrasser.

Pour décider de l'utilisation d'un filtre du premier ou du second ordre, nous allons observer la FFT du signal de sortie.

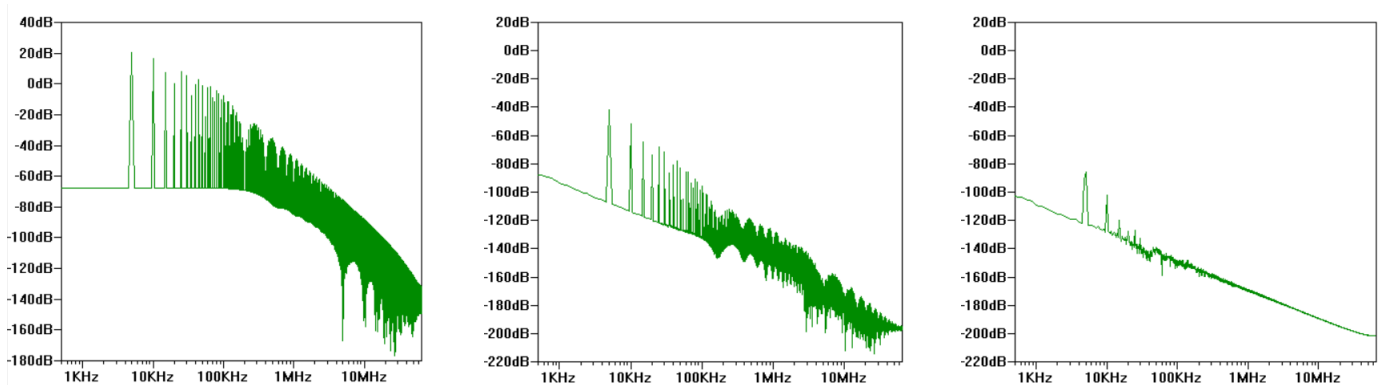


FIGURE 24 – FFT de l'entrée, de la sortie du premier ordre, de la sortie du 2e ordre

On aperçoit très clairement que le filtre du 2e ordre effectue un travail bien plus net. Ce sera donc un filtre du 2e ordre qui sera utilisé. Le circuit utilisé est le suivant :

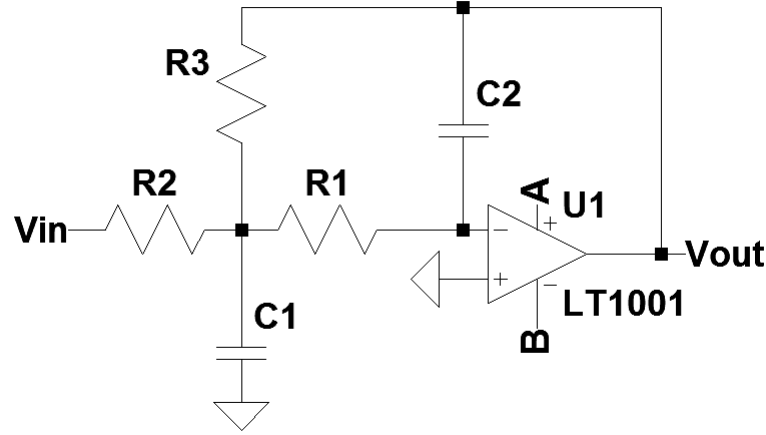


FIGURE 25 – Circuit du bloc moyenne.

10.3 Dimensionnement

Il nous reste donc plus qu'à dimensionner les différents composants du système. Pour ce faire, on calcule la réponse impulsionnelle du filtre.

$$H(j\omega) = -\frac{\frac{R_3}{R_1}}{1 + jR_2R_3C_2\Omega\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + jC_1\Omega\right)} \quad (5)$$

On veut donc que la fréquence de coupure soit le plus proche possible de 0. Pour ce faire, on peut jouer sur les capacités et les résistances. Lorsque l'on fixe les différentes valeurs des composants, $R_1 = 100\text{k}\ \Omega$, $R_2 = R_3 = 50\text{k}\ \Omega$, $C_1 = C_2 = 200\text{n}$, on obtient un gain valant $5,03 \cdot 10^{-4}$ pour une fréquence de 1 Hz ($5 \cdot 10^8$ à 100Hz). Cela correspond donc au résultat que l'on souhaite obtenir.

10.4 Validation

Pour valider notre circuit, nous avons comparé les résultats théoriques, de la simulation et réel que nous avons rassemblé dans ce tableau.

TABLE 1 – Résultat

Rapport Cycle	Théorie	Simulation	Expérimental
10%	12	11.7	11
20%	9	8.4	8.1
30%	6	5.1	4.9
40%	3	1.79	1.5
50%	0	-1.49	-1.7
60%	-3	-4.2	-4.7
70%	-6	-6.9	-7.1
80%	-9	-9.6	-9.9
90%	-12	-12.9	-13

On observe de grandes similitudes entre les résultats. Par conséquent, ce bloc est donc viable dans notre circuit global. On remarque tout de même une valeur systématiquement plus basse dans l'expérimental. Cela peut être corrigé en modifiant légèrement le déphasage dans le bloc déphaseur qui doit de toute manière être calibré afin de garantir la précision.

11 Arcsinus

Le circuit ci-dessus est un circuit permettant d'approximer la fonction arcsinus par quatre droites. L'intérêt de ce bloc est d'exprimer le déphasage de manière linéaire en degré.

11.1 Spécifications

- Le signal d'entrée est linéaire d'une amplitude +/-15V
- La tension de seuil des diodes utilisées vaut 0.5V
- La signal de sortie est linéaire d'une amplitude de +/-9V

11.2 Fonctionnement

Pour réaliser un circuit capable d'effectuer l'opération d'arcsinus, nous utilisons deux montages inverseurs utilisant des ampli op et l'on exploite une des non-idéalités des diodes : leurs tensions de seuil. En effet, c'est cet élément qui permet de créer une fonction linéaire par morceaux.

Pour calculer la tension de seuil des diodes, nous avons eu recours au circuit ci-contre. Ainsi, en affichant à l'oscilloscope la tension à la sortie du générateur et la tension après la diode, nous avons pu mesurer à partir de quelle tension d'entrée on retrouvait une tension non-nulle à la sortie de la diode. La tension de seuil que nous avons mesurée est de 0,5V.

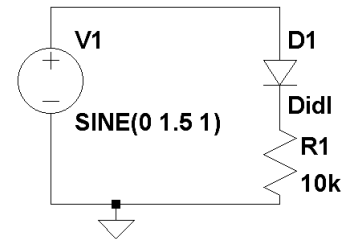


FIGURE 26 – Circuit de mesure de la tension de seuil.

Le circuit que nous avons adopté est le suivant :

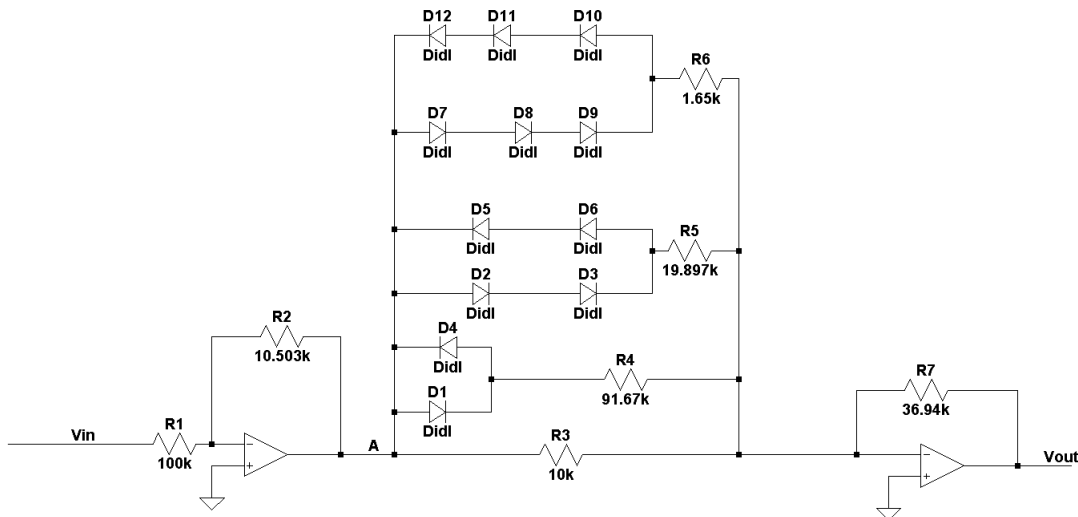


FIGURE 27 – Circuit arcsinus

Tout d'abord, le signal d'entrée passe par un montage inverseur qui va permettre de ramener sa tension entre environ -1.6V et 1.6V. Ainsi, lorsque la tension au point A est comprise entre $[-0.5V \ 0.5V]$, toutes les diodes bloquent le courant et seule la résistance R_3 rentre en jeu. On est alors face à un nouveau montage inverseur et la sortie $V_{out} = V_{in} * \frac{R_2 R_7}{R_1 R_3}$.

Ensuite, lorsque l'amplitude de la tension au point A sera comprise entre $[0.5V \ 1V]$, les diodes D_1 et D_4 laisseront passer le courant contrairement aux autres. Une fois qu'elles deviennent passantes, elles se comportent comme de simples sources de tension et permettent d'assurer la continuité de la tension de sortie. On se retrouve donc dans un cas identique au cas précédent : au lieu d'avoir R_3 , on a la résistance R_3 et la résistance R_4 qui sont mises en

parallèle. Ceci constitue donc la deuxième droite.

Le principe se répète alors identiquement pour les autres étages de diodes, et on retrouvera en sortie une approximation par quatre droites de la fonction : $asin(15 * x) * 18/\pi$. La sortie sera donc comprise entre $[-9V \ 9V]$. Il reste donc plus qu'à multiplier par dix pour obtenir le résultat en degrés.

11.3 Dimensionnement

Pour dimensionner ce circuit, nous avons eu recours à un programme Matlab². Celui-ci avait pour but de choisir les valeurs des résistances pour minimiser l'erreur avec la fonction arcsinus. Pour ce faire, nous avons utilisé la méthode des moindres carrés.

Étant donné que la fonction $arcsin(x)$ présente une pente qui varie énormément lorsque $x > 0,9$, nous avons décidé de créer un dernier intervalle moins large pour maximiser la précision. C'est pourquoi nous ramenons la tension au point A à une amplitude de 1,6V alors que le dernier étage n'a d'influence qu'à partir du moment où cette tension dépasse 1.5V.

Pour ce dimensionnement, nous arrivons à une erreur maximale qui ne dépasse théoriquement pas les 2.5°. Nous avons placé des potentiomètres en série avec toutes les résistances pour régler ce bloc à 10Ω près. Malheureusement, nous n'atteindrons pas la précision attendue à cause des légers dysfonctionnements occasionnés par la succession de tous les blocs.

2. L'entièreté du code est disponible dans la section 16.2

12 Test et validation

Comme dit précédemment, le circuit final a été optimisé pour fonctionner entre -70° et 70° . Une série de tests a été effectuée à une distance de 25cm en l'éloignant de tout obstacle qui pourrait réfléchir l'onde sonore (murs de la pièce situés à plus de 2 mètres). Les résultats sont repris dans le tableau et le graphe suivants.

TABLE 2 – Comparaison théorie/pratique du circuit final

Théorique [°]	Expérimental [°]	Théorique [°]	Expérimental [°]
-90	-75	10	12
-80	-71	20	27
-70	-68	30	35
-60	-58	40	42
-50	-50	50	53
-40	-37	60	61
-30	-25	70	68
-20	-16	80	68
-10	-9	90	68
0	1		

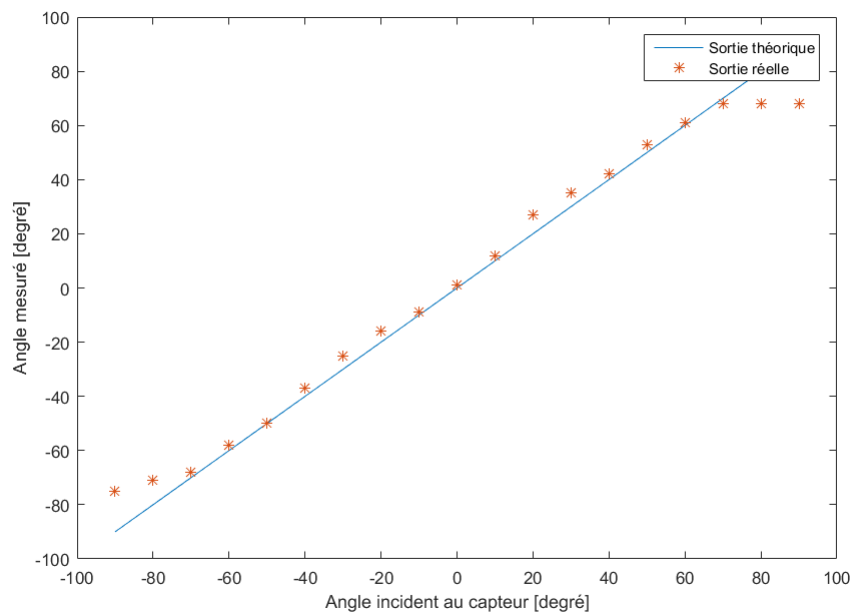


FIGURE 28 – Résultat

Entre -70° et 70° , l'erreur maximale vaut 7° . Cependant, l'erreur est généralement comprise entre 1° et 3° . Par manque de moyen (alimentation défectueuse), nous n'avons pu qu'observer de manière qualitative les résultats à une distance plus élevée. Après avoir augmenté la puissance consommée par le haut parleur, nous avons pu estimer une augmentation de 10 degrés d'erreur à 1 mètre.

13 Limites

Si nous sommes conscients des performances de notre circuit, nous sommes également conscients de ses limites. En effet, au cours de sa conception nous avons fait certaines approximations et concessions qui entraînent une imprécision des mesures finales. Cette section vise à les développer.

- Tout d'abord nous utilisons l'approximation de Fraunhofer qui nous permet de poser l'égalité des angles d'incidence du signal sur chacun des micros.

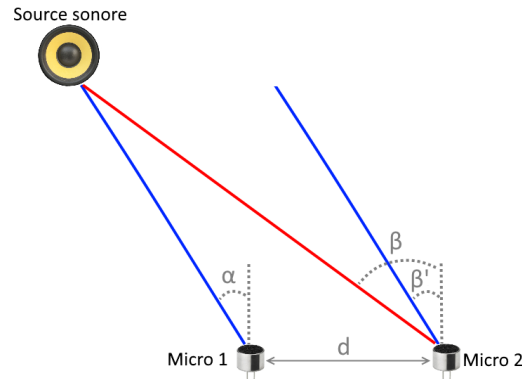


FIGURE 29 – Rappel sur l'approximation de Fraunhofer

Dans notre cas nous avons approximé que $\beta = \beta'$ et cette approximation aura déjà une influence de quelques degrés si la distance séparant la source et les micros est faible ($< 20cm$).

- La distance entre les micros doit être précisément de $\frac{\lambda}{4}$ et dans notre cas elle correspond à $\frac{343}{4 \cdot 2000} = 0,0428 m$. Mais les deux micros font chacun 5mm de diamètre, quel est le point de référence pour ceux-ci ? Nous avons pensé qu'il s'agissait du centre et les avons écartés d'environ 43mm centre à centre : il s'agit d'une source d'erreur.
- Le bloc déphaseur ne déphase pas exactement de 90° comme souhaité mais bien de 88. Cette différence influera d'environ 2° sur la sortie finale : le véritable 0° se trouvant décalé à 2° .
- Le bloc valeur absolue fonctionne correctement sur une plage se limitant à $[-70^\circ; +70^\circ]$. Ce bloc implique notre plus grande perte de données due à sa non-idéalité. Nous ne sommes pas parvenus à résoudre ce problème et avons donc décidé délibérément d'optimiser le circuit pour cette plage plus restreinte.
- Le maxima mesuré à la moyenne est de $\pm 14,84V$ et non de $\pm 15V$ comme attendus. L'erreur du bloc valeur absolue, s'étant propagée, biaise à nouveau nos résultats. La moyenne n'évolue pas de manière quasi linéaire, dans le sens où l'amplitude maximale n'est pas située à 90° mais bien à 70° .
- Nous avons tenu compte de cette dernière erreur lors du réglage du bloc arcsinus pour s'assurer que la sortie au premier inverseur de celui-ci est bien de $\pm 1,6V$. Malgré ce réglage, les erreurs se sont amplifiées et ne nous permettent pas d'accéder au niveau de précision théorique.
- La physique n'a pas joué en notre faveur et il a été difficile de juger correctement la qualité de nos mesures. Celles-ci dépendaient du volume sonore de notre source et de la façon dont elle était positionnée par rapport aux micros. La valeur affichée était loin d'être stable et la simple intervention d'un tournevis ou même le rapprochement d'un corps humain influençait jusqu'à 10° nos mesures. La situation idéale était sur une table avec presque rien dans un rayon de 2m et la breadboard supportant la source sonore verticale. C'est de cette manière que nous avons effectué nos mesures de validation.

14 Conclusion

Avant de clôturer ce rapport, il nous semble essentiel de souligner certains points importants.

Tout au long de ce travail, nous avons mis en oeuvre les connaissances acquises lors des cours magistraux et des séances d'exercices afin de pouvoir construire au mieux un circuit réel. Cette démarche nous a permis de concrétiser cette théorie qui, inscrite sur des slides, nous paraît bien souvent fort abstraite. Nous avons également eu la chance de visualiser directement ce que nous voyons au cours de signaux et système et notamment la transformée de Fourier.

Comme dans tout projet, de nombreux problèmes se sont posés, nous demandant chaque fois plus de rigueur et de remise en question. Nous sommes parvenus à vaincre une grande partie de ces barrières sans pour autant toujours comprendre pourquoi telle ou telle modification impliquait des erreurs. Un bon exemple est la valeur absolue, qui induit une grande perte de donnée dans notre circuit. Chaque bloc a été traité séparément et à plusieurs reprises nous avons constaté des différences entre la théorie et la pratique. L'assemblage de ceux-ci a été fastidieux et a engendré de nouvelles erreurs. Mais finalement l'angle mesuré par notre circuit reste tout à fait acceptable puisque l'erreur moyenne est de 3° .

Il est également important de noter que ce travail est le fruit d'un apprentissage continu et a été réalisé dans un temps relativement limité qui ne nous a pas toujours permis de nous pencher assez sérieusement sur tous les problèmes rencontrés. Notre circuit n'est donc certes pas parfait, mais reste un résultat final très respectable dans le contexte dans lequel nous avons travaillé. Nous sommes, personnellement, très fiers de ce que nous avons réalisé.

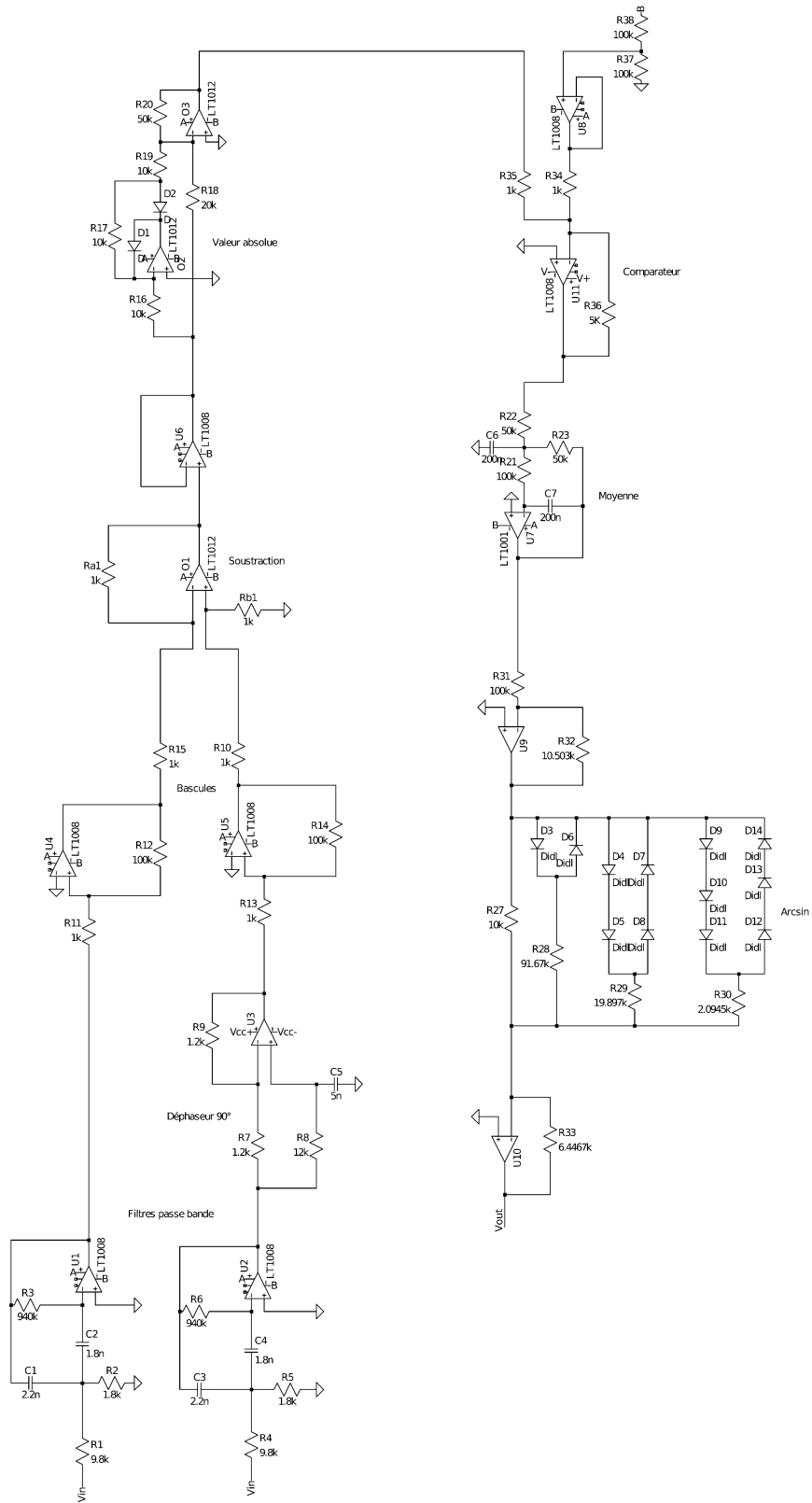
Si quelques semaines supplémentaires nous étaient attribuées pour améliorer ce projet, ce serait un beau défi que de se pencher non seulement sur une optimisation de la précision et de la portée de mesure, mais également sur la robustesse du circuit face aux contraintes physiques telles que les interférences, la résonance, ...

15 Bibliographie

- ELEC1101, 2016, *Notices de laboratoire S2-S7*
- Datasheet TL082, LT1010, micro et speaker
- <http://electronique.aop.free.fr/index.php>
- <http://sim.okawa-denshi.jp/en/OPtazyuBakeisan.htm>
- <http://www.elektronique.fr/cours/AOP/aop-montages-de-base.php>
- <http://sound.westhost.com/appnotes/an001.htm>
- https://fr.wikipedia.org/wiki/Montages_de_base_de_l'amplificateur_op%C3%A9rationnel
- http://www.orucbilgic.com/Guray/PDF/0910_EE525_Exp10.pdf

16 Annexe

16.1 Schéma du circuit complet



16.2 Code Matlab

```
function [err,R1,R2,R3,R4,R5,R6,R7]= blocasin(Vmax,Vs,x)

R1=10000;
Vm=Vs*(3+x);
R2=R1*Vm/Vmax;

t1=linspace(0,Vs,1000);
y11=asin(t1/Vm);
p1=polyfit(t1,y11,1);
y1=polyval(p1,t1);
R3=10000;
R7=p1(1)*R3;

t2=linspace(Vs,2*Vs,1000);
y22=asin(t2/Vm);
error=10;
mbest=0;
for m=0:0.001:5
    y2=m*t2-m*Vs+y1(1000);
    err=norm(y2-y22);
    if err<error
        mbest=m;
        error=err;
    end
end
y2=mbest*t2-mbest*Vs+y1(1000);
R4=1/(mbest/R7-1/R3);

t3=linspace(2*Vs,3*Vs,1000);
y33=asin(t3/Vm);
error=10;
mbest=0;
for m=0:0.001:5
    y3=m*t3-m*2*Vs+y2(1000);
    err=norm(y3-y33);
    if err<error
        mbest=m;
        error=err;
    end
end
y3=mbest*t3-mbest*2*Vs+y2(1000);
R5=1/(mbest/R7-1/R3-1/R4);

t4=linspace(3*Vs,Vm,1000);
y44=asin(t4/Vm);
error=10;
mbest=0;
for m=1:0.001:5
    y4=m*t4-m*3*Vs+y3(1000);
    err=norm(y4-y44);
    if err<error
        mbest=m;
        error=err;
    end
end
y4=mbest*t4-mbest*3*Vs+y3(1000);
R6=1/(mbest/R7-1/R3-1/R4-1/R5);

figure;
plot([t1 t2 t3 t4],[y1 y2 y3 y4],'b');
hold on;
plot([t1 t2 t3 t4],[y11 y22 y33 y44],'r');
```

```

max3=0;
for i=1:(length(t3))
    if (norm(y3(i)-y33(i))>max3)
        max3=abs(y3(i)-y33(i));
    end
end
fprintf('L'erreur maximale pour la troisi me droite est: %d degr s \n',max3*180/pi);

max4=0;
for i=1:(length(t4))
    if (norm(y4(i)-y44(i))>max4)
        max4=abs(y4(i)-y44(i));
    end
end
fprintf('L'erreur maximale pour la quatri me droite est: %d degr s \n',max4*180/pi);
err=max(max3,max4)*180/pi;
end

function [bestx]=findx(Vmax,Vs)
errmax=1000;
bestx=0;
for x=0.1:0.001:0.3

    err= blocasin(10.5,0.5,x);
    if err<errmax
        errmax=err;
        bestx=x;
    end
end
fprintf('Le meilleur x est: %d et donne une erreur de : %d \n',bestx, blocasin(Vmax,Vs,bestx))
end

```

16.3 Discussion sur la nature des signaux

Lors de nos séances de laboratoire, nous avons pu expérimenter la transmission de l'onde sonore entre le haut-parleur le micro. Pendant nos essais, nous nous sommes inquiétés de la forme émise de l'onde et de la forme de celle-ci perçue par le micro. Tout d'abord, voici nos résultats numériques pour une distance haut parleur - micro de 1,5 cm :

- Le signal traversant le haut-parleur est sinusoïdal d'une amplitude de 100mV :

Fréquence [Hz]	Amplitude du signal [mV]
500	4
1000	16
1500	44
2000	140
2500	120
3000	102

- Le signal traversant le haut-parleur est triangulaire d'une amplitude de 100mV :

Fréquence [Hz]	Amplitude du signal [mV]
500	0
1000	0
1500	48
2000	120
2500	100
3000	88

- Le signal traversant le haut-parleur est carré d'une amplitude de 100mV :

Fréquence [Hz]	Amplitude du signal [mV]
500	0
1000	14
1500	28
2000	78
2500	76
3000	62

On déduit de ces résultats que la transmission entre le micro et le haut parleur est maximale dans le cas d'un signal sinusoïdal. Nous constatons avec stupéfaction que le signal triangulaire sonore est perçu presque comme une sinusoïde par notre micro alors que ceux-ci ne sont espacés que de 1,5 cm. Il en va de même pour le signal carré même si la sinusoïde semble beaucoup plus tronquée. Ce phénomène suscite réflexion et cette annexe est le fruit de nos quelques recherches par rapport à ce phénomène.

Pourquoi une onde pure est-elle sinusoïdale ? Cette thématique, bien que très intéressante n'est pas très fournie en documentation sur internet. Deux raisons seraient ³ à l'origine de ce phénomène dans le cas du son : la nature et le corps humain. La particularité des ondes sinusoïdales est qu'elles nécessitent le moins d'énergie pour se propager et la nature va toujours dans ce sens. Les variations de vitesse et d'accélération sont minimisées pour ce type d'onde. C'est pourquoi beaucoup de phénomènes sont régis de manière sinusoïdal (exemple : mouvement harmonique). Mais le corps humain et en particulier nos oreilles sont conçus pour détecter des composantes sinusoïdales. Notre cochlée (limaçon) et les tissus qui composent notre *harpe* forment en quelque sorte un analyseur mécanique de spectre. L'onde *standard* est donc bien de forme sinusoïdale et tout ceci confirme bien les concepts de Fourier et de ce que nous voyons au cours de Signaux et systèmes. Un signal carré peut se développer comme étant une somme de sinusoïdes d'une amplitude et d'une fréquence différente. Il n'est plus possible pour nous d'imaginer qu'une sinusoïde est composée de signaux carrés à ce stade de notre cursus. L'explication la plus simple de ce

3. Les propos suivants ne sont pas tirés de source sûre et réinterprétés par un étudiant moyen.

phénomène de conversion de signaux s'explique très facilement sur base des développement en série de Fourier. La composante dominante du signal est d'une amplitude beaucoup plus élevée que les composantes non-dominantes et oscille à la fréquence dominante du signal. Les composantes non-dominantes, quant à elles, sont d'une amplitude beaucoup plus faible et pas forcément à la fréquence dominante du signal. Ces composantes possèdent beaucoup moins d'énergie (puisque leur amplitude est beaucoup plus faible) et seront plus facilement freinées par l'air au point de ne pas être captées par le micro.

Cette explication est vérifiée expérimentalement : si l'on écarte encore plus le haut-parleur du micro, on augmente les frottements de l'air et le signal capté par le micro est parfaitement sinusoïdal. L'air joue en quelque sorte un rôle de filtre. Au delà de 25 cm, le son carré était parfaitement perçu comme sinusoïdal par notre micro : mystère résolu.

Si l'on pousse la réflexion un peu plus loin, on peut conclure que si l'on avait utilisé n'importe quelle forme de signal périodique pour alimenter nos hauts parleurs, notre circuit aurait fonctionné exactement de la même façon tant que la distance séparant la source et le capteur était supérieure à 25cm.