

ELE2000 : PROJETS DE CIRCUITS ÉLECTRONIQUES

Rapport final du projet : Son et lumière sur lecteur audio

Présenté par :	ANTHONY DOS SANTOS
Présenté par :	ALEXANDRE MALTAIS-TREMBLAY
Groupe :	1
Table :	1
Remis à :	DR. MOHAMMED-NADJIB MÉKIDÈCHE

Date : 5 décembre 2014

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL



**POLYTECHNIQUE
MONTRÉAL**

Sommaire

Le présent document est le rapport final du projet du cours de ELE2000. Son contenu comprend les 3 livrables ainsi que les mesures et observations liés à ces-derniers. Ce document a été rédigé par Anthony dos Santos et Alexandre Maltais-Tremblay durant la session d'automne 2014. Fait sur LATEX.

Table des matières

1	Introduction	1
2	Semaine 1-2 : Détecteurs d'amplitude	1
2.1	Preuves de fonctionnement	2
2.2	Respect du cahier de charges	5
2.3	Analyse de la solution	5
3	Semaine 3-4 : Démodulateur de lumière	6
3.1	Preuves de fonctionnement	9
3.2	Conformité au cahier de charges	12
3.3	Analyse de la solution	13
4	Semaine 5-6 : Filtre audio	13
4.1	Spot 1 : Filtre Notch	14
4.1.1	Design du circuit	14
4.2	Spot 2 : Filtre passe-bas	15
4.2.1	Design du circuit	18
4.3	Spot 2 : Filtre Notch	19
4.3.1	Design du circuit	19
4.4	Circuit final	21
4.4.1	Ajustements en laboratoire	21
4.5	Respect du cahier des charges	23
4.6	Preuve de fonctionnement et mesures supplémentaires	24
4.7	Analyse de la solution	24
5	Amplificateur de puissance	26
5.1	Preuves de fonctionnement	26
5.2	Conformité au cahier de charges	28
5.3	Analyse de la solution	28
6	Conclusion	29
7	Références	29

Table des figures

1	Schéma de la super-diode redressante	1
2	Schéma du circuit détecteur d'amplitude	2
3	Simulation PSpice du démodulateur d'amplitude	2
4	Oscillogramme d'entrée et sortie avec une fréquence du signal modulant nulle	3
5	Oscillogramme d'entrée et sortie avec une fréquence du signal modulant à 5 Hz	3
6	Oscillogramme de la FFT d'un signal d'entrée de 5V	4
7	Oscillogramme d'entrée et sortie avec une fréquence du signal modulant nulle	4
8	Oscillogramme d'entrée et sortie avec une fréquence du signal modulant de 50 Hz	4
9	Oscillogramme de la FFT d'un signal d'entrée de 5V	5
10	Schéma général des filtres passe-bande	7
11	Simulation du passe-bande pour le spot 1	8
12	Simulation du passe-bande pour le spot 2	9
13	Oscillogramme du signal modulé et du signal démodulé, fréquence du signal modulant de 1Hz	9
14	Oscillogramme du signal modulé et du signal démodulé, fréquence du signal modulant de 5Hz	10
15	Oscillogramme du signal modulé et du signal démodulé, fréquence du signal modulant de 3Hz	10
16	Oscillogramme du signal modulé et du signal démodulé, fréquence du signal modulant de 10Hz	10
17	Oscillogramme du signal modulé et du signal démodulé, fréquence du signal modulant de 50Hz	11
18	Oscillogramme du signal modulé et du signal démodulé, signal audio	11
19	Oscillogramme du signal modulé et du signal démodulé, signal audio	12
20	Réponse fréquentielle du système	12
21	Réponse fréquentielle du système	12
22	Topologie Fliege	15
23	Schéma du filtre coupe-bande du spot 1	16
24	Simulation PSpice du filtre coupe-bande du spot 1	16
25	Topologie Multiple Feedback	18
26	Schéma du filtre passe-bas du spot 2	19
27	Simulation PSpice du filtre passe-bas du spot 2	20
28	Schéma du filtre notch du spot 2	20
29	Simulation PSpice du filtre notch du spot 2	21

30	Schéma du circuit audio	22
31	Simulation PSpice du circuit audio	23
32	Diagramme de Bode du circuit audio en laboratoire	24
33	Oscillogramme de la transformée de Fourier du signal en sortie du circuit audio . . .	25
34	Schéma de l'amplificateur de puissance	26
35	Simulation PSpice de l'amplificateur de puissance (Bleu : entrée/Vert : Sortie	27
36	Oscillogramme d'entrée et de sortie	27
37	Oscillogramme d'entrée et de sortie	27
38	Oscillogramme d'entrée et de sortie	28

1 Introduction

Dans le cadre de ce projet, il faudra concevoir un circuit pouvant extraire d'un fichier audio fourni le signal produisant la musique et le signal encodant une séquence d'impulsions lumineuses. Ces deux signaux seront envoyés vers un haut-parleur et des spots lumineux, respectivement. Le signal encodant la séquence lumineuse sera un signal AM dont il faudra éliminer la porteuse afin de retrouver le signal modulant. Ce signal sera porté par deux fréquences bien précises, 450 et 5550 Hz. Un circuit se chargera de cette partie, alors qu'un autre éliminera les signaux des spots de son côté et ne rendra que le reste des fréquences, soit la musique. Un cahier de charges devra être respecté pour chaque différente partie du circuit et une série de mesures devront être prises afin d'attester du bon fonctionnement du circuit dans son ensemble. Nous aurons l'occasion de manipuler divers types de filtres (passe-bas, passe-bande et notch) ainsi que de travailler avec des signaux AM.

2 Semaine 1-2 : Détecteurs d'amplitude

Les deux premiers livrables que le client désire sont des détecteurs d'amplitude. Ils prennent en entrée un signal modulé, détectent l'enveloppe et retirent le signal modulant original. Essentiellement ils prennent en entrée un signal AM et présentent son amplitude en sortie.

Pour réaliser le détecteur d'enveloppe, la réalisation de super-diode ci-dessous est utilisée. Ce circuit a essentiellement le comportement d'une diode idéale.

Ensuite, un filtre passe-bas simple est ajouté en cascade pour éliminer les hautes fréquences, dont

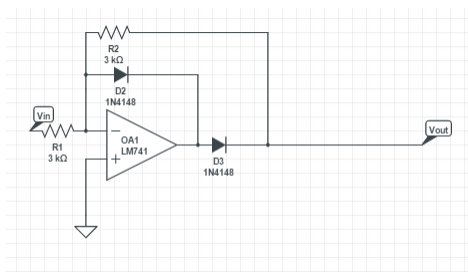


FIGURE 1 – Schéma de la super-diode redressante

la fréquence porteuse du signal. Ce qu'il reste est l'amplitude du signal d'entrée. Le schéma ci-dessous présente le circuit final des semaines 1-2. La fréquence maximale du signal modulant est de 5 Hz pour le spot 1 et de 50 Hz pour le spot 2.

Les valeurs des résistances de la super-diode sont à la guise du client tant qu'ils sont égaux. Ici, $3k\Omega$ est la valeur. Pour le filtre passe-bas, on désire une fréquence de coupure d'environ 50 Hz car le signal modulant ne dépasse pas cette fréquence.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1)$$

$$C = 4.7\mu F f_c = 50Hz \rightarrow R = 677\Omega \quad (2)$$

Ci-dessous se trouve le schéma du circuit détecteur d'amplitude complet.

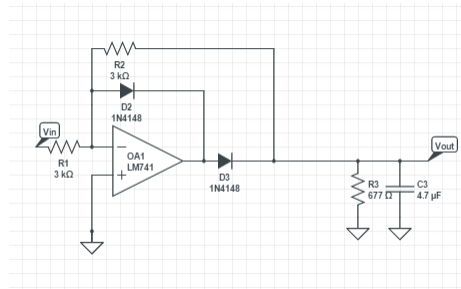


FIGURE 2 – Schéma du circuit détecteur d'amplitude

Ci-dessous se trouve la simulation SPICE de la solution.

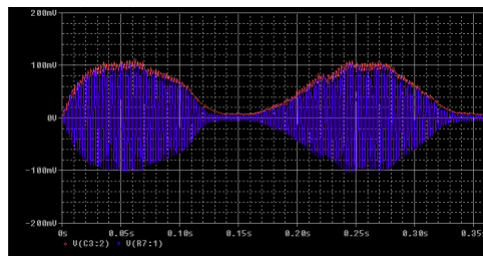


FIGURE 3 – Simulation PSpice du démodulateur d'amplitude

2.1 Preuves de fonctionnement

Ci-dessous se trouve l'oscillogramme d'entrée et de sortie du circuit avec une fréquence du signal modulant nulle. Le signal d'entrée a une tension de 1V.

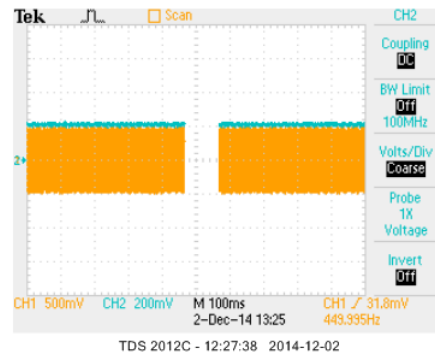


FIGURE 4 – Oscillogramme d'entrée et sortie avec une fréquence du signal modulant nulle

On remarque que le signal de sortie n'est pas de l'ordre de 1V dû au diviseur de tension dans le filtre.

Ci-dessous se trouve le même oscillogramme mais avec une fréquence du signal modulant de 5 Hz.

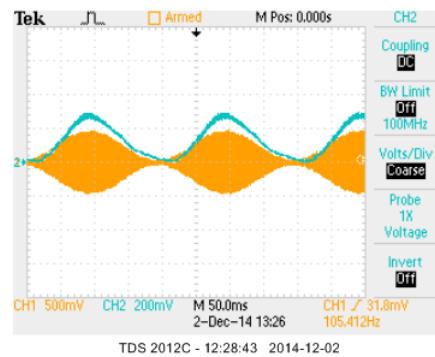


FIGURE 5 – Oscillogramme d'entrée et sortie avec une fréquence du signal modulant à 5 Hz

Durant les tests, la distortion a aussi été mesurée. À 5 V comme taille du signal d'entrée, la distortion était maximale dans le circuit.

Ci-dessous se trouve la transformée de Fourier rapide du signal à 5 V.

Cette distortion provient du fait que, plus on s'approche de V_{sat} , plus la tension doit varier rapidement pour un signal oscillatoire. Or, la vitesse de changement de la tension est limitée par la vitesse de balayage de l'ampli-op, ce qui cause de la distortion en sortie (le voltage en sortie n'a pas le temps d'atteindre la valeur théorique. C'est pourquoi un signal d'entrée plus faible ne causerait pas ce genre de problème.

Ci-dessous se trouve l'oscillogramme du circuit de détecteur d'amplitude pour le spot 2. Le signal

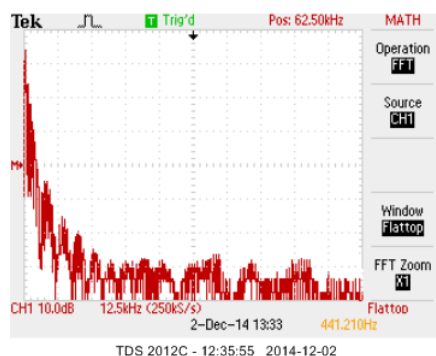


FIGURE 6 – Oscillogramme de la FFT d'un signal d'entrée de 5V

modulant a une fréquence de 0Hz (nulle).

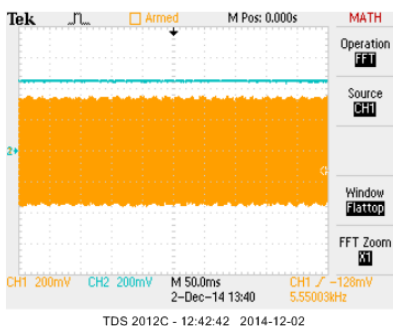


FIGURE 7 – Oscillogramme d'entrée et sortie avec une fréquence du signal modulant nulle

Ci-dessous se trouve le même oscillogramme mais avec une fréquence du signal modulant de 50 Hz.

Comme pour le spot 1 la distorsion a été mesurée. Les résultats concordent avec le propos du

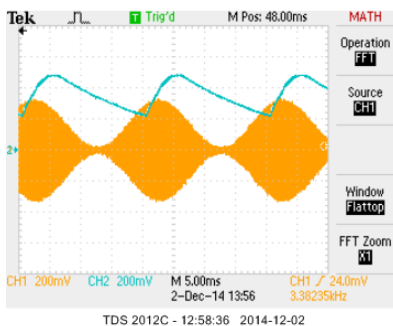


FIGURE 8 – Oscillogramme d'entrée et sortie avec une fréquence du signal modulant de 50 Hz

spot 1 ; un signal de grande taille augmente la distorsion. Ci-dessous se trouve la transformée de

Fourier rapide du signal à 5 V.

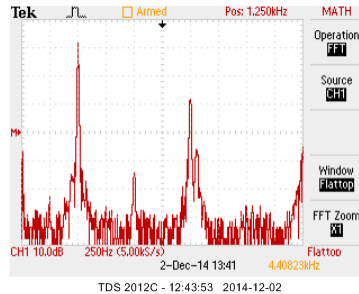


FIGURE 9 – Oscillogramme de la FFT d'un signal d'entrée de 5V

2.2 Respect du cahier de charges

Nombre de circuits : Pour chaque signal AM, un circuit spécifique a été monté ce qui respecte la contrainte d'avoir un circuit pour chaque signal.

Entrée des circuits : Ces circuits prennent les entrées AM comme demandé.

Sortie des circuits : En sortie de ces circuits est l'amplitude des signaux, soit le signal modulant.

Fréquence du signal modulant : Le circuit pour les deux spots a été conçu pour rendre l'amplitude d'un signal AM dont la fréquence de modulation va jusqu'à 50 Hz ; même si la fréquence du spot 1 ne se rend pas jusque là, nous n'avons pas vu l'utilité de concevoir deux circuits différents.

2.3 Analyse de la solution

Cette solution utilise un rectifieur à base d'ampli-ops. Il est donc susceptible aux non-idéalités de ce dernier. En premier lieu ce circuit utilisait des LM741 mais dû à la petite vitesse de balayage de ce modèle d'ampli-op, le circuit final a été monté avec des LM348N.

De plus, un autre avantage de ce circuit est que l'ampli-op n'entre pas en saturation donc minimise cet effet de dépendance sur la vitesse de balayage.

Deuxièmement, le redresseur ou détecteur d'enveloppe ne redresse que la moitié de l'onde porteuse. Une amélioration possible est d'utiliser un redresseur de l'onde complète, soit qui transforme la partie négative de l'onde en partie positive pour obtenir une enveloppe plus précise. Un montage comme ceci est réalisable avec un pont de diodes. Pour garder le coût du design minimal, le rectifieur présenté dans la solution finale est utilisé et est amplement suffisant pour les fréquences

audio du fichier du client.

Un léger défaut du circuit est la sortie du signal lorsque le signal modulant est à 50 Hz. En effet, on observe une forme tendant vers l'exponentielle du signal en sortie du démodulateur pour une fréquence de 50 Hz, en raison du temps de décharge trop lent du condensateur. La fréquence de la porteuse affecte la vitesse à laquelle le condensateur se charge et se décharge. Plus la fréquence augmente, plus la tension vu par le condensateur tend vers une composante continue. Un condensateur plus petit se déchargerait plus rapidement. Par contre, un petit condensateur se chargerait trop vite pour les petites fréquences et on observerait un signal en sortie tendant vers l'onde carrée. Le problème provient donc ici directement du fait que l'intervalle des fréquences pouvant être modulante est relativement grand pour notre modèle de circuit : celui-ci ne peut toutes les satisfaire parfaitement. On a donc un circuit étant un compromis entre les différentes fréquences : alors que les basses fréquences sont très bien rendues, la fréquence de 50 Hz dévie un peu du signal modulant. Ceci est toutefois acceptable puisque la grosse composante DC présente dans le signal de 50Hz est favorable pour la transmission de l'information du signal et donc le signal de 50 Hz est bien transmis à l'amplificateur de puissance. Puisque le client n'a pas spécifié d'atténuation maximale de l'amplitude pour le détecteur d'amplitude, le filtre est donc adéquat et répond aux exigences.

3 Semaine 3-4 : Démodulateur de lumière

La deuxième classe de livrables demandés par le client sont des démodulateurs de lumière. À l'aide de filtres, ils prennent en entrée le signal audio et en retire les fréquences des spots. Ensuite l'amplitude du signal de spot est détecté à l'aide des détecteurs d'amplitude.

Les filtres utilisés sont des filtres passe-bande centrées sur les fréquences du spot. La topologie utilisée est celle de Tow-Thomas. Ce qui est intéressant avec cette topologie est qu'elle permet l'ajustement de la fréquence de coupure, le facteur de qualité et le gain indépendamment les uns des autres. De plus, cette topologie, qui requiert 3 ampli-ops, peut être réalisé sur une puce contenant 4 amplis-op ce qui minimise l'espace requis pour le design.

Le schéma ci-dessous présente la topologie utilisée.

Pour simplifier les calculs et réduire l'ajustement des paramètres à 1 composante près, les re-

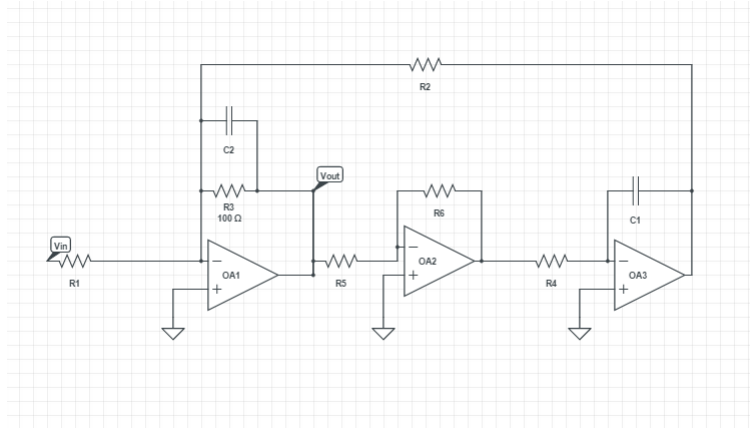


FIGURE 10 – Schéma général des filtres passe-bande

lations suivantes sont utilisés.

$$R_2 = R_4 = R_5 = R_6 = R \quad (3)$$

$$C_1 = C_2 = C \quad (4)$$

Les relations suivantes sont les paramètres du filtre propre à la topologie Tow-Thomas avec la sortie en passe-bande.

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (5)$$

$$Q = \frac{R_3}{R} \quad (6)$$

$$Gain = \frac{R_3}{R_1} \quad (7)$$

Le premier filtre doit sélectionner la fréquence du spot 1 soit 450 Hz. Une valeur de condensateur de 100 nF est choisi.

$$\omega_0 = 450Hz \rightarrow R = 3536\Omega \quad (8)$$

La largeur de bande demandée pour le spot 1 est de 5 Hz. La largeur de bande peut être estimée par

$$B = \frac{\omega_0}{Q} \rightarrow Q = 90 \quad (9)$$

$$Q = \frac{R_3}{R} \rightarrow R_3 = 318240 \quad (10)$$

Ici le gain du filtre est à 1 donc $R_3 = R_1$.

Le deuxième filtre doit sélectionner la fréquence du spot 2 soit 5550 Hz. Une valeur de condensateur de 10 nF est choisi.

$$\omega_0 = 5550 \text{ Hz} \rightarrow R = 2867 \Omega \quad (11)$$

La largeur de bande demandée pour le spot 2 est de 50 Hz. La largeur de bande peut être estimée par

$$B = \frac{\omega_0}{Q} \rightarrow Q = 111 \quad (12)$$

$$Q = \frac{R_3}{R} \rightarrow R_3 = 318237 \quad (13)$$

Ici le gain désiré du filtre est encore à 1 donc $R_3 = R_1$.

Ci-dessous se trouvent les simulations LTspice du filtre de topologie Tow-Thomas.

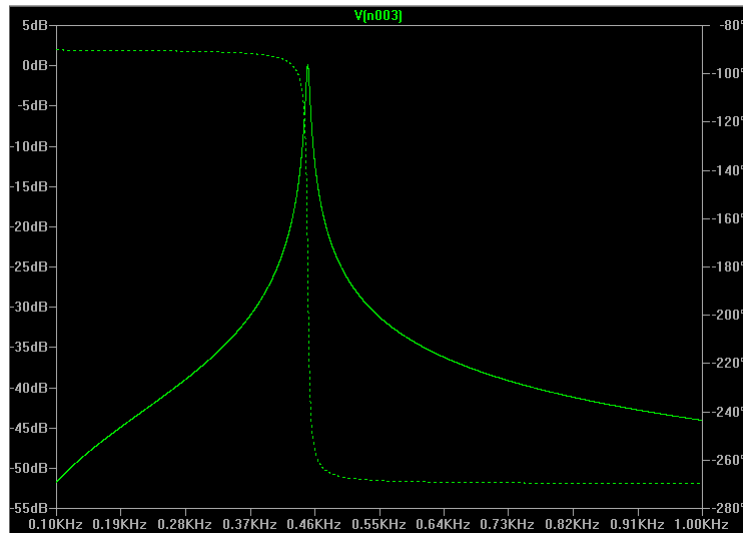


FIGURE 11 – Simulation du passe-bande pour le spot 1

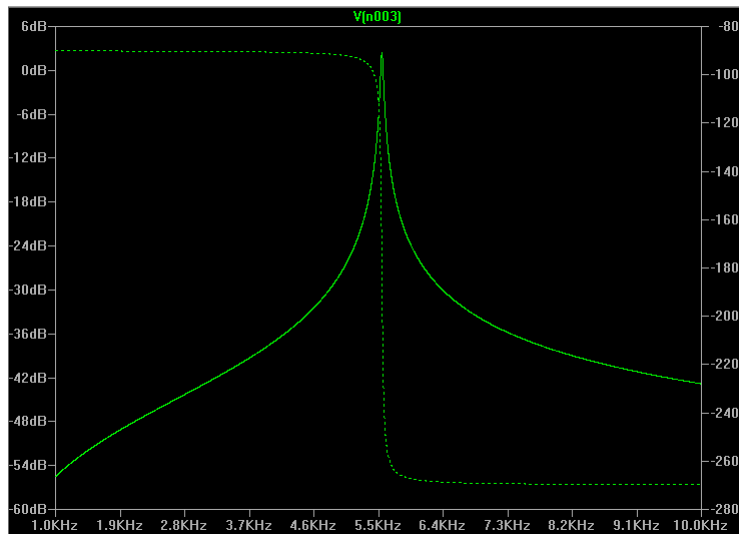


FIGURE 12 – Simulation du passe-bande pour le spot 2



FIGURE 13 – Oscillogramme du signal modulé et du signal démodulé, fréquence du signal modulant de 1Hz

3.1 Preuves de fonctionnement

Ci-dessous se trouve l'oscillogramme du signal modulé et du signal démodulé dans le spot 1. La fréquence du signal modulant est de 1Hz.

Encore avec le spot 1, le même oscillogramme est reproduit avec une fréquence de modulation de 5 Hz maintenant, soit la valeur maximale modulante.

Ci-dessous se trouve l'oscillogramme du signal modulé et du signal démodulé dans le spot 2. La fréquence du signal modulant est de 3Hz.

Ci-dessous se trouve l'oscillogramme du signal modulé et du signal démodulé dans le spot 2. La fréquence du signal modulant est de 10Hz.

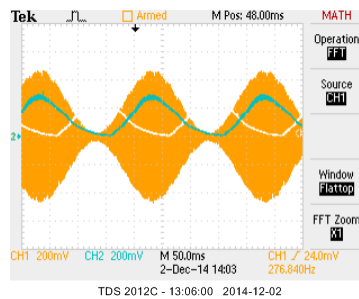


FIGURE 14 – Oscillogramme du signal modulé et du signal démodulé, fréquence du signal modulant de 5Hz

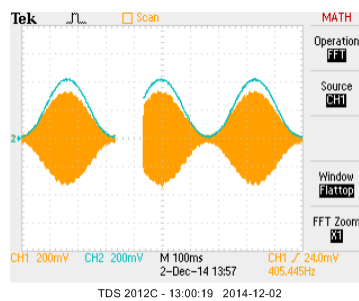


FIGURE 15 – Oscillogramme du signal modulé et du signal démodulé, fréquence du signal modulant de 3Hz

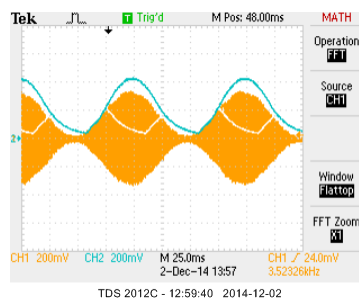


FIGURE 16 – Oscillogramme du signal modulé et du signal démodulé, fréquence du signal modulant de 10Hz

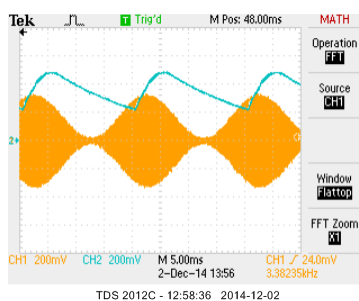


FIGURE 17 – Oscillogramme du signal modulé et du signal démodulé, fréquence du signal modulant de 50Hz

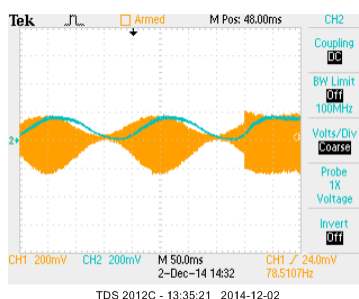


FIGURE 18 – Oscillogramme du signal modulé et du signal démodulé, signal audio

Encore avec le spot 2, le même oscillogramme est reproduit avec une fréquence de modulation de 50 Hz maintenant, soit la valeur maximale modulante.

Il est aussi demandé de fournir une preuve que le circuit fonctionne avec le signal audio spécifié par le client. Ci-dessous est l'oscillogramme du signal modulé et du signal démodulé dans le spot 1 avec le signal audio.

Ci-dessous est l'oscillogramme du signal modulé et du signal démodulé dans le spot 2 avec le signal audio.

De plus, ci-dessous se trouve la réponse en fréquence du filtre du spot 1.

Similairement, ci-dessous se trouve la réponse en fréquence du filtre du spot 2.

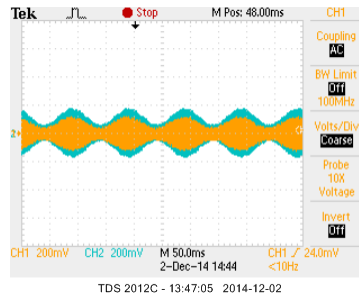


FIGURE 19 – Oscillogramme du signal modulé et du signal démodulé, signal audio

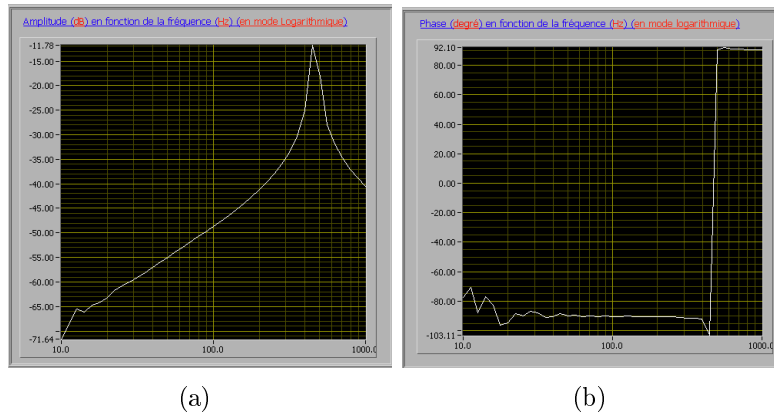


FIGURE 20 – Réponse fréquentielle du système (a) amplitude ; (b) phase.

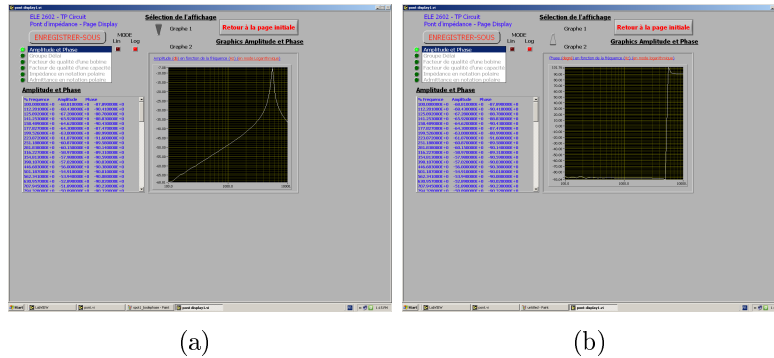


FIGURE 21 – Réponse fréquentielle du système (a) amplitude ; (b) phase.

3.2 Conformité au cahier de charges

Pour les largeurs des filtres, les deux livrables respectent le cahier de charges. Le spot 1 a bien une largeur de bande d'environ 5 Hz et le spot 2 une largeur de bande de 50 Hz. Les filtres sont centrés sur la bonne fréquence soit 450 Hz pour le spot 1 et 5550 Hz pour le spot 2. Les deux filtres ont des pentes de 40 dB par décade ce qui respecte les spécifications du client.

En quoi les filtres ne respectent pas le cahier de charges est l'atténuation. Les filtres atténuent le signal de plus de 3 dB. Mais ceci est volontaire. Après plusieurs tests, il était apparent que laisser le filtre atténuer le signal aidait à diminuer le bruit dans le signal et d'obtenir un signal plus clair en sortie. Sans pousser le gain du filtre vers une valeur plus haute laisser le filtre opérer à des petites tensions qui, comme vu avec les premiers livrables, est désirable pour un circuit de traitement de signal. De plus le signal audio fourni est très puissant donc l'atténuer était nécessaire pour éviter la saturation du module suivant, soit l'amplificateur de puissance.

Essentiellement, laisser le filtre atténuer le signal produisait un signal de qualité supérieur. Ce signal, allant à l'amplificateur de puissance, peut donc être facilement réamplifié. Que le gain requis pour ne pas avoir d'atténuation soit dans le filtre ou dans un module d'amplificateur est très important du point de vue du traitement de signal. Techniquement le module respecte les exigences du client si on inclut le module d'amplificateur avec le filtre mais il semble plus logique de l'inclure avec l'amplificateur de puissance car ceci démontre le bon fonctionnement et design robuste d'un amplificateur qui amplifie facilement un signal d'environ 100 fois sa taille originale.

Une autre amélioration était de décentraliser le filtre de 3 à 5 Hz. En observant la réponse en fréquence du filtre, on observe un grand changement de phase autour de la fréquence centrale. Ceci introduisait de la distorsion dans le signal si la fréquence désirait variait. Pour robustifier le design, le filtre était centré sur une fréquence proche de la fréquence de la porteuse (à 2 ou 3 Hz proche) pour que le filtre travaille dans la zone plutôt linéaire de déphasage. Cette amélioration a été apportée après que le signal d'entrée fût analysé et qu'il était évident que la fréquence de la porteuse n'était pas exactement ce que le client avait spécifié.

3.3 Analyse de la solution

On peut donc conclure que les améliorations apportées, soit de décentraliser le filtre et d'éviter de demander un gros gain au filtre robustifient le design final et améliorent le fonctionnement du circuit. Ce circuit de filtrage porte donc très bien à la mise en cascade car il produit un signal très clair. Par extension logique, le circuit avec le bloc d'amplification respecte les exigences du cahier de charges car il respecte les fonctions prescrites par le client.

4 Semaine 5-6 : Filtre audio

Le filtre audio a pour but de restituer le signal audio provenant du fichier de musique en coupant les fréquences des deux spots, afin de retrouver la musique originale. La première fréquence étant dans la plage de fréquences musicales (à 450 Hz, alors que la musique va jusqu'à 4000 Hz), nous utiliserons un filtre notch afin de couper cette fréquence très précisément. Pour ce qui est de la

deuxième fréquence, considérant le fait qu'elle est à 5550 Hz, nous utiliserons un passe-bas coupant à 4000 Hz, pour ne pas perdre de musique. Néanmoins, puisque la fréquence est relativement près de la fréquence de coupure, nous préférons ajouter des filtres Notch à un filtre passe-bas d'ordre moins élevé plutôt que d'utiliser un passe-bas d'ordre très élevé. Les filtres Notch permettront d'aider à couper la fréquence du spot 2 plus efficacement.

4.1 Spot 1 : Filtre Notch

Puisque le spot 1 est en plein dans la plage de fréquences musicales, il faudra couper la fréquence le plus efficacement possible et ce, en gardant la bande de coupure la plus étroite possible. Du côté pratique, on voudra une topologie de filtre Notch peu sensible de sorte que les inexactitudes en laboratoire affecte le moins possible le design du filtre.

La topologie Fliege offre d'excellentes performances à cet égard et c'est pourquoi elle a été choisie. En effet, des inexactitudes au niveau des valeurs des composantes du circuit peuvent faire changer légèrement la fréquence centrale, mais sans grande perte en atténuation. De plus, l'ajustement des caractéristiques du filtre Notch (fréquence centrale de coupure et facteur de qualité) sont contrôlées par des composantes indépendantes au sein du circuit. Puisqu'on s'attend à devoir calibrer le filtre en laboratoire (en raison des incertitudes sur les valeurs de résistances par exemple), cela facilitera la tâche.

Nous concevront un seul modèle de filtre, et en mettrons autant que nécessaire en cascade afin de couper le son du spot 1 en laboratoire.

4.1.1 Design du circuit

Pour la topologie Fliege, le choix des composantes du filtre (voir figure) pour un gain unitaire en bande passante se fait grâce aux formules suivantes :

$$R_0 = \frac{1}{2\pi f_0 C_0}$$

$$R_q = 2QR_0$$

Les résistances R sont non-critiques et doivent seulement être identiques. La sortie du filtre est la sortie de l'ampli-op U1

La fréquence centrale doit être de 450 Hz. Pour avoir un filtre sélectif, choisissons un filtre ayant une bande de coupure de 10 Hz, donc coupant 450 Hz et 5 Hz de chaque côté environ. Cela donne un facteur de qualité de $450/10 = 45$. On doit également choisir la valeur de C_0 arbitrairement,

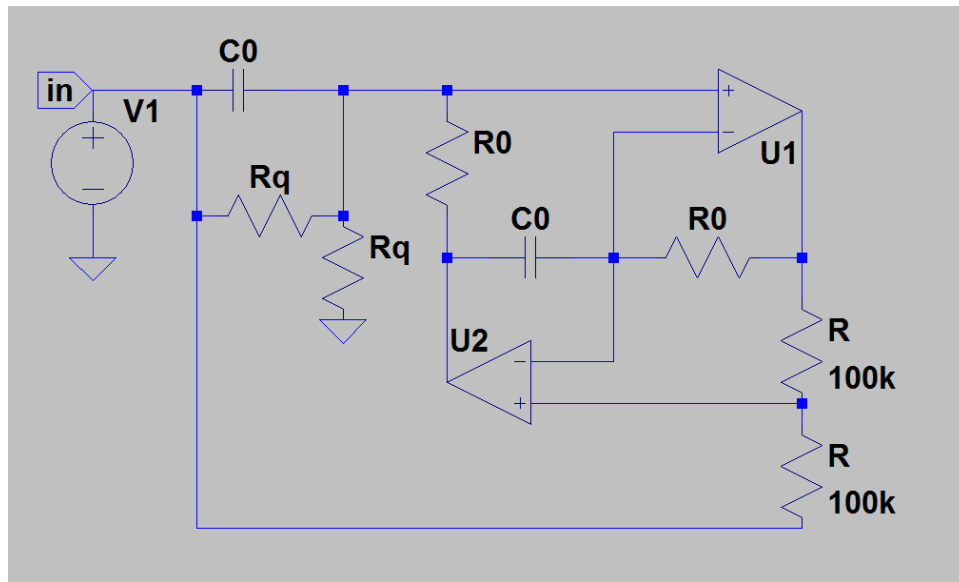


FIGURE 22 – Topologie Fliege

dont découlera les valeurs de résistances. On verra qu'une valeur de 100 nF donnera des valeurs de résistances appropriées (de l'ordre du k Ω). On a donc :

$$R_0 = \frac{1}{2\pi \cdot 450 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 3537 \Omega$$

$$R_q = 2 \cdot 45 \cdot 3537 = 318\,310 \Omega$$

4.2 Spot 2 : Filtre passe-bas

Le filtre passe-bas travaillera de pair avec un ou plusieurs filtres Notch afin de couper le spot 2. La raison est que nous ne savons de combien de db d'atténuation nous aurons besoin afin d'éliminer complètement la fréquence du spot 2. Nous préférons donc utiliser un filtre passe-bas d'ordre plus bas et d'ajouter des Notch au besoin plutôt que de concevoir à répétition un filtre passe-bas de plus en plus grand jusqu'à ce qu'on atténue suffisamment le spot 2. Nous ne voulons pas non plus concevoir d'emblée un filtre d'ordre trop grand et utiliser trop d'ampli-ops pour rien. Il n'a donc pas besoin d'offrir à lui seul une très grande atténuation à 5550 Hz, ce qui nécessiterait un grand ordre. Il a été décidé de le concevoir pour une atténuation maximale de 3 db à 4000 Hz (fréquence de coupure) et une atténuation minimale de 20 dB à 5550 Hz. Nous utiliserons un filtre de Chebyshev d'ordre n en raison de sa pente abrupte. On a donc :

$$A_{max} = 3 \text{ dB}$$

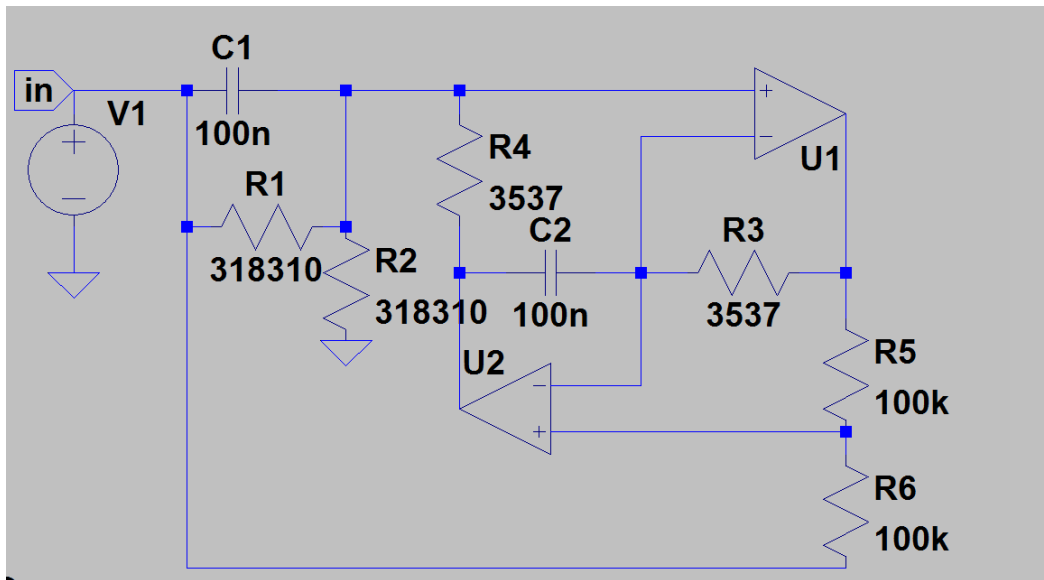


FIGURE 23 – Schéma du filtre coupe-bande du spot 1

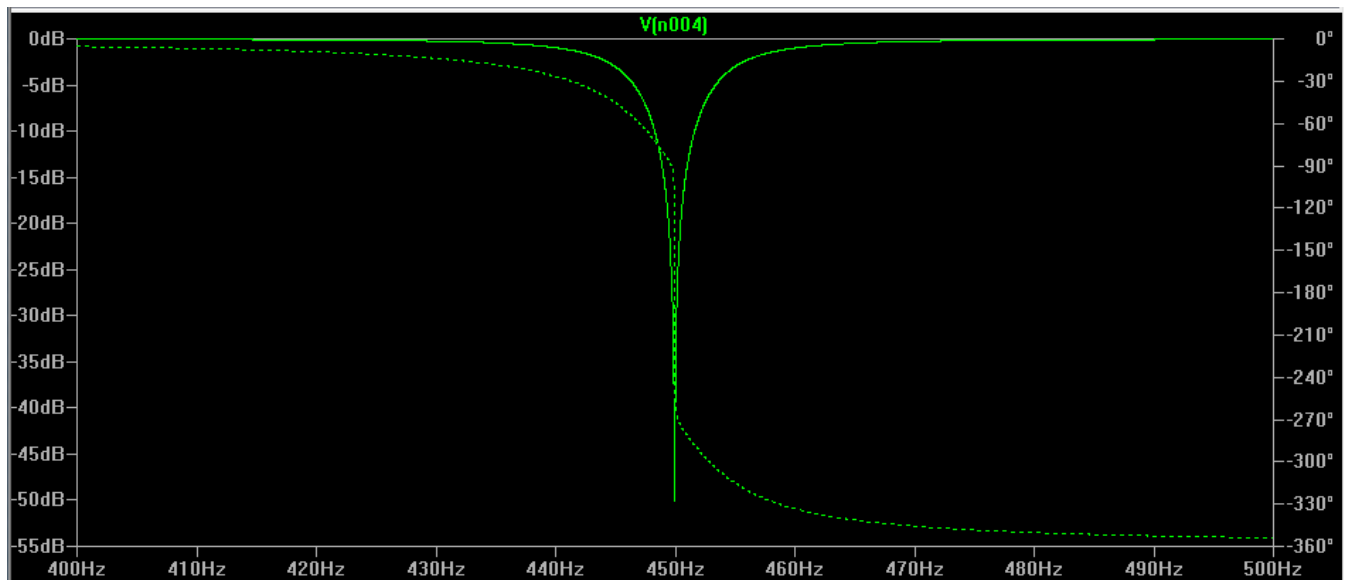


FIGURE 24 – Simulation PSpice du filtre coupe-bande du spot 1

$$A_{min} = 20 \text{ dB}$$

$$k = \frac{4000 \text{ Hz}}{5550 \text{ Hz}} = 0,7207$$

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{A_{min}/10} - 1}{10^{A_{max}/10} - 1}}}{\cosh^{-1}(1/k)} = \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^2 - 1}{10^{0,3} - 1}}}{\cosh^{-1}(1/0,7207)} = 3,5$$

Ce sera donc un filtre Chebyshev d'ordre 4. La fonction de transfert normalisée de cet ordre pour un A_{max} de 3 dB est la suivante :

$$H(s) = \frac{0,903087}{s^2 + 0,170341s + 0,903087} \cdot \frac{0,195981}{s^2 + 0,411239s + 0,195980}$$

Pour la dénormalisation vers un passe-bas de fréquence de coupure de 4000 Hz, on substitue s par $s/2\pi \cdot 4000$, ce qui donne :

$$H(s) = \frac{5,704 \cdot 10^8}{s^2 + 4281s + 5,704 \cdot 10^8} \cdot \frac{1,238 \cdot 10^8}{s^2 + 10335s + 1,238 \cdot 10^8}$$

Pons la fonction sous la forme

$$H(s) = \frac{1}{(s/\omega_0)^2 + \frac{1}{Q}(s/\omega_0) + 1}$$

où ω_0 est la fréquence centrale et Q , le facteur de qualité

On obtient :

$$H(s) = \frac{1}{(s/(2\pi \cdot 3801))^2 + \frac{1}{5,579}(s/(2\pi \cdot 3801)) + 1} \cdot \frac{1}{(s/(2\pi \cdot 1771))^2 + \frac{1}{1,076}(s/(2\pi \cdot 1771)) + 1}$$

On a donc deux filtres passe-bas d'ordre 2 en cascade ayant les particularités suivantes :

Filtre passe-bas 1 :

Fréquence de coupure : 3801 Hz

Facteur de qualité : 5,579

Filtre passe-bas 2 :

Fréquence de coupure : 1771 Hz

Facteur de qualité : 1,076

Il ne reste qu'à choisir la topologie appropriée. La topologie *Multiple Feedback* a une faible sensibi-

lité et permet d'atteindre l'ordre 2 avec un seul ampli-op. La sensibilité est l'atout majeur et c'est pourquoi on préférera cette topologie à, par exemple, celle de Sallen-Key, considérant l'incertitude sur les valeurs de résistance en laboratoire.

4.2.1 Design du circuit

Pour la topologie *Multiple Feedback*, le choix des composantes du filtre (voir figure) pour un gain unitaire en bande passante se fait de la manière suivante :

1. On choisit R_2 et C_2 .
2. On calcule $C_1 = \frac{Q}{\omega_0 R_2 [1 - 2Q\omega_0 R_2 C_2]}$
3. On calcule $R_1 = \frac{2QR_2}{\omega_0 C_1 R_2 - Q}$

Note : Les filtres ont d'abord été designés avec FilterPro, afin d'avoir des valeurs de composantes facilitant le travail en laboratoire. R_2 et C_2 ont donc directement été pris de ce design pour la suite des évènements, plutôt que d'être choisies au hasard comme on aurait pu le faire.

Filtre passe-bas 1 :

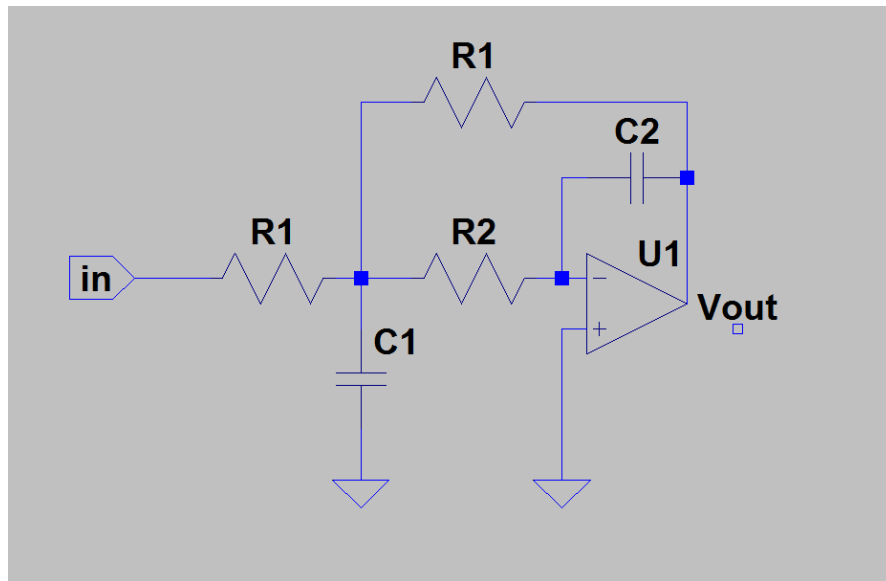


FIGURE 25 – Topologie Multiple Feedback

1. Choisissons $R_2 = 200 \, \Omega$ et $C_2 = 10 \, nF$
2. $C_1 = \frac{5,579}{2\pi(3801) \cdot 200[1 - 2(5,579)2\pi(3801) \cdot 200 \cdot 10n]} = 2,5 \, \mu F$
3. $R_1 = \frac{2 \cdot 5,579 \cdot 200}{2\pi(3801) \cdot 2,5\mu \cdot 200 - 5,579} = 350 \, \Omega$

Filtre passe-bas 2 :

1. Choisissons $R_2 = 2,7 \text{ k}\Omega$ et $C_2 = 10 \text{ nF}$
2. $C_1 = \frac{1,076}{2\pi(1771) \cdot 2700[1 - 2(1,076)2\pi(1771) \cdot 2700 \cdot 10n]} = 100 \text{ nF}$
3. $R_1 = \frac{2 \cdot 1,076 \cdot 2700}{2\pi(1771) \cdot 100n \cdot 2700 - 1,076} = 3000 \text{ }\Omega$

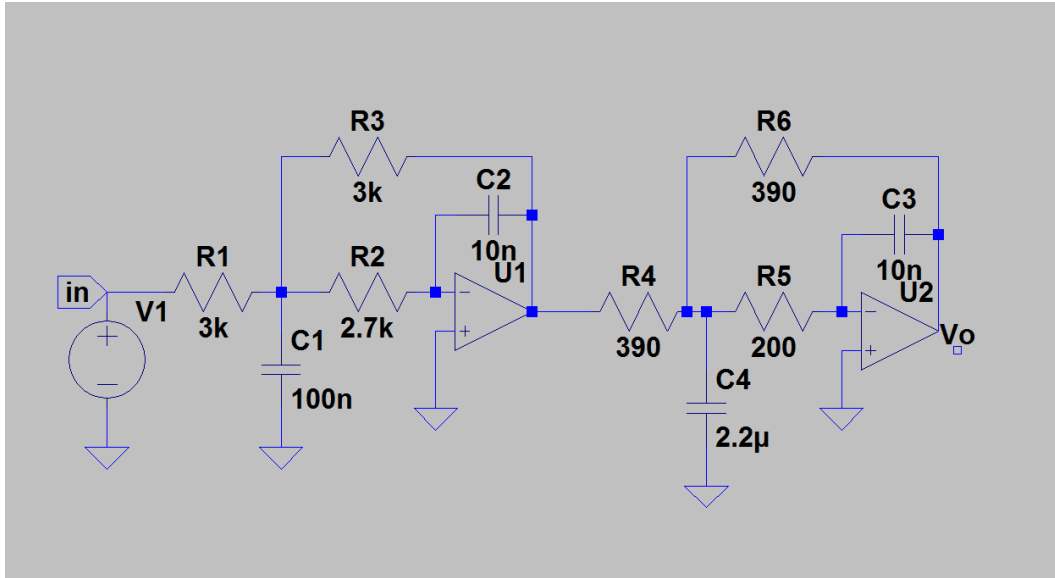


FIGURE 26 – Schéma du filtre passe-bas du spot 2

4.3 Spot 2 : Filtre Notch

4.3.1 Design du circuit

Nous utilisons encore une fois la topologie Fliege (voir spot 1 du filtre audio). Puisque nous sommes cette fois à 5550 Hz et en dehors de la musique, on peut se permettre un plus petit Q ; un plus petit Q permet une grande atténuation en laboratoire. Mais puisque la fréquence est quand même près de la musique, il ne faut pas que l'atténuation s'étende jusqu'à 4000 Hz. Un Q de 10 nous donnera une largeur de bande de 550 Hz. On verra que, pour une valeur de C_0 de 10n, on aura encore une fois des valeurs de l'ordre du k Ω On aura donc pour le circuit :

$$R_0 = \frac{1}{2\pi \cdot 5550 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 2868 \text{ }\Omega$$

$$R_q = 2 \cdot 10 \cdot 2868 = 57\,340 \text{ }\Omega$$

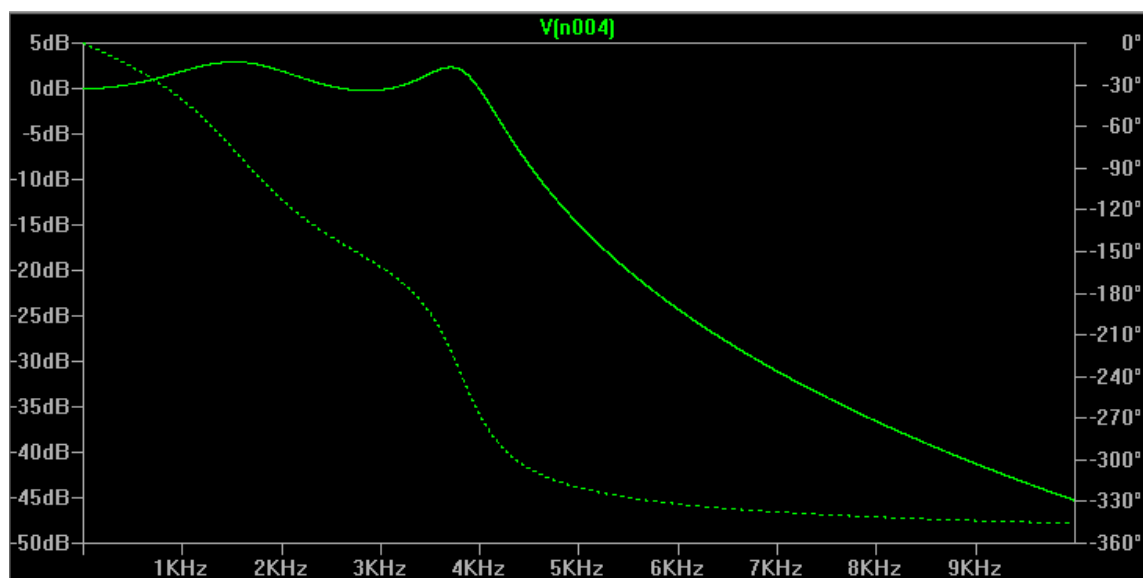


FIGURE 27 – Simulation PSpice du filtre passe-bas du spot 2

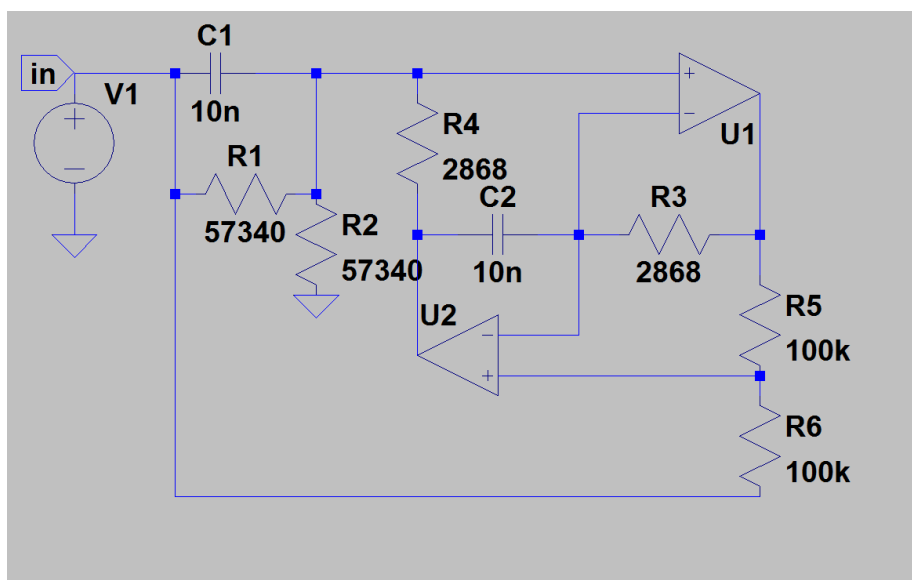


FIGURE 28 – Schéma du filtre notch du spot 2

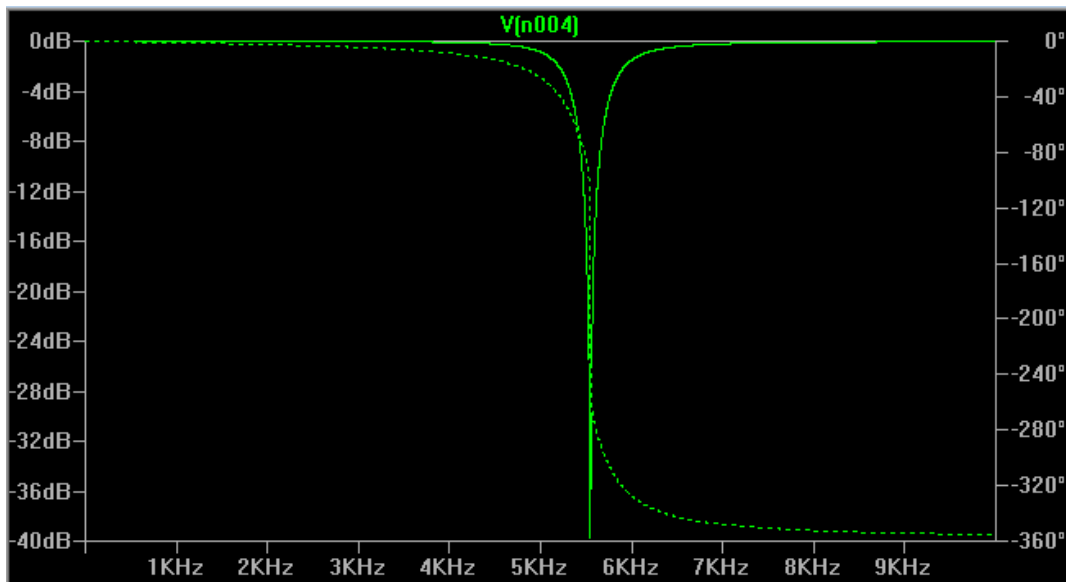


FIGURE 29 – Simulation PSpice du filtre notch du spot 2

4.4 Circuit final

Le circuit final est simplement tous les circuits précédents mis en cascade. Leur impédance d'entrée semble suffisamment élevée, puisqu'on a pas observé de perte de gain significative quand il n'y a pas d'isolateurs. Le circuit final n'en contient aucun.

4.4.1 Ajustements en laboratoire

Les filtres Notch n'ont pas eu l'atténuation attendue en laboratoire ; en effet, ils n'atteignaient que -15 dB environ. Il a été décidé d'abaisser le Q des Notch afin d'aller chercher une plus grande atténuation.

Les résistance R_q pour le spot 1 ont été baissées à 82 k Ω , divisant le Q par 4 (et multipliant la bande de coupure par 4) et permettant d'atteindre -25 dB environ. Il a ensuite fallu deux fois ce filtre pour que le spot 1 ne soit plus audible dans les haut-parleurs.

Les résistance R_q pour le spot 2 ont été baissées à 24 k Ω , divisant le Q par 2 (et multipliant la bande de coupure par 2) et permettant d'atteindre -20 dB environ. Il a ensuite fallu deux fois ce filtre en plus du passe-bas pour que le spot 2 ne soit plus audible dans les haut-parleurs. En somme, le circuit possède deux fois le filtre Notch du spot 1, avec un Q réduit de 4, et deux fois le filtre Notch du spot 2, avec un Q réduit de 2, en plus du passe-bas inchangé.

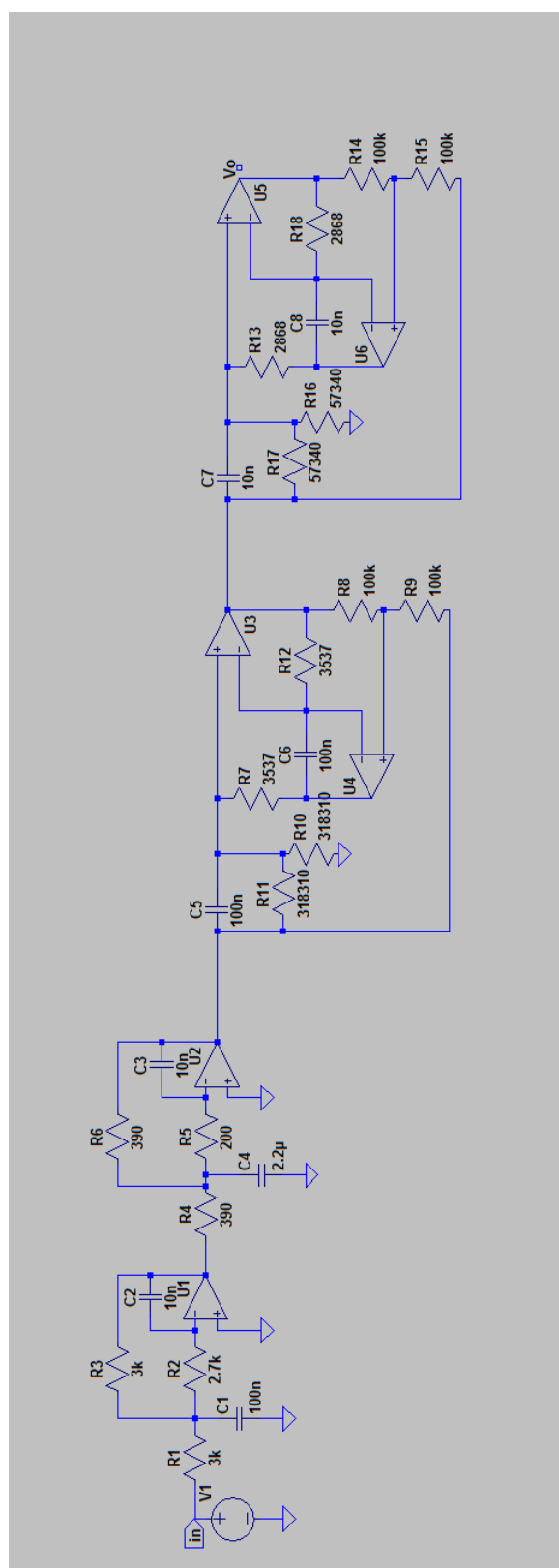


FIGURE 30 – Schéma du circuit audio

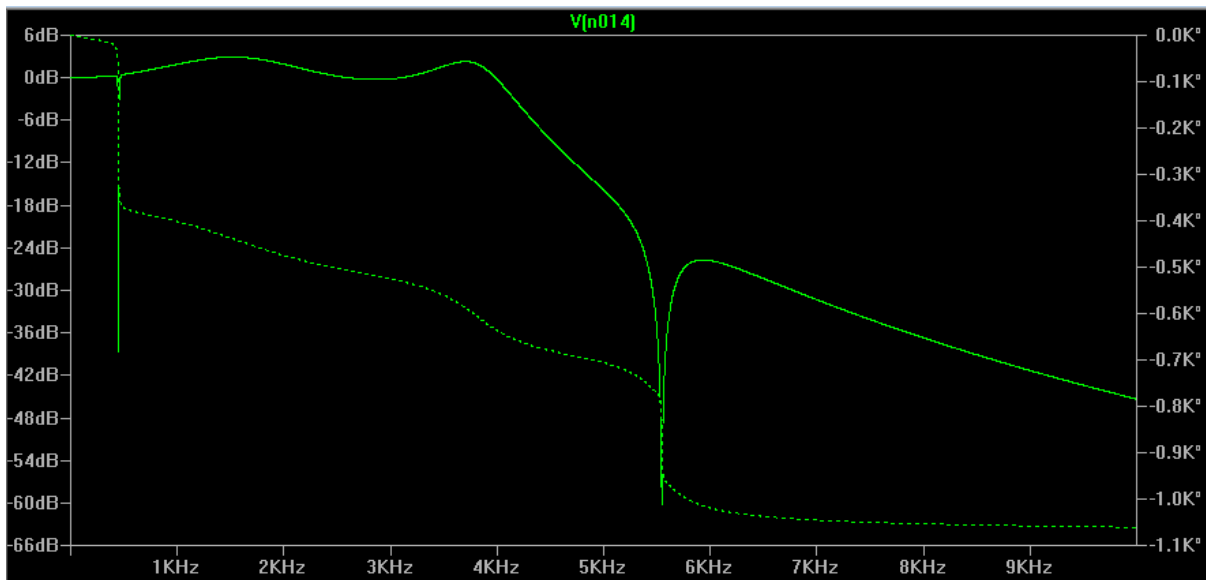


FIGURE 31 – Simulation PSpice du circuit audio

Nous avons également abaissé les valeurs de résistance de R_2 du passe-bas, afin de pousser la fréquence de coupure un peu plus loin pour compenser la perte de gain que les Notch à 5550 Hz apportaient à 4000 Hz, de sorte à avoir exactement -3 dB à 4000 Hz.

Ces différences entre les simulations et les essais en laboratoire proviennent majoritairement des non-idéalités des ampli-ops. En effet, aller chercher une telle atténuation demande de bons ampli-ops, en particulier au niveau de la vitesse de balayage pour atteindre des voltages très faibles sur une bande de coupure très mince. Abaisser le facteur de qualité permet de donner plus de marge de manoeuvre à l'ampli-op et ainsi d'obtenir de meilleures performances.

4.5 Respect du cahier des charges

Bande passante : On a bel et bien une bande passante de 0 à 4 kHz, sauf pour la fréquence du spot 1 et environ 40 Hz de chaque côté, soit de 410 Hz à 490 Hz. Le gain atteint -3 dB à 4000 Hz presque exactement.

Atténuation maximale : Le filtre a été conçu pour atteindre 3 dB au maximum, il atteint 3,06 dB en laboratoire, ce qui est tout à fait acceptable.

Pente du filtre pour couper le spot 2 : Le filtre passe-bas à lui seul a une pente de -80 dB/décade (ordre 4), ce qui est déjà plus grand que -40 dB/décade. La pente est encore plus grande avec les

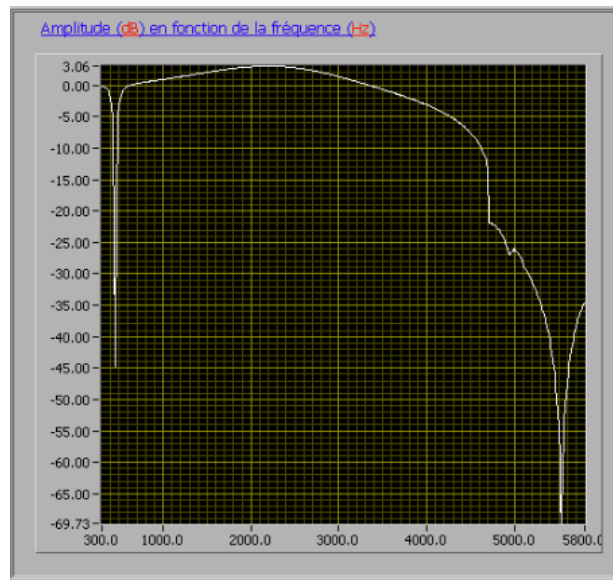


FIGURE 32 – Diagramme de Bode du circuit audio en laboratoire

Notch.

Suppression du contenu fréquentiel du spot 1 : Avec une atténuation atteignant -45 dB à 450 Hz, le spot 1 est inaudible en laboratoire.

4.6 Preuve de fonctionnement et mesures supplémentaires

Voir Figure 32 pour la réponse en fréquence du filtre audio

Transformée de Fourier du signal : Sachant que la transformée de Fourier nous donne la contribution de chaque fréquence au signal, on constate que, même si les fréquences du spot 1 et 2 sont très fortes dans le fichier audio, elles sont ici indiscernables après être passé par le filtre. On voit également que la musique joue environ jusqu'à 4000 Hz, si on ne tient pas compte du bruit de fond visible à toutes les fréquences provenant des interférences.

4.7 Analyse de la solution

La solution théorique respectée est presque idéale, puisqu'on utilise seulement 6 ampli-ops (le Notch à 5550 Hz permet d'éviter un filtre passe-bas de grand ordre). Malheureusement, la réalité en laboratoire en est autre et il a fallu ajouter un Notch à chaque spot en abaissant le Q pour gagner en atténuation. En somme, il a fallu 40 dB d'atténuation pour que le spot 1 soit inaudible et 60 dB pour le spot 2. Nous avons utilisé des LM348 pour l'entièreté du circuit, car c'est ce qu'on avait à notre disposition. Ces ampli-ops performant mal dans le cadre du traitement du signal

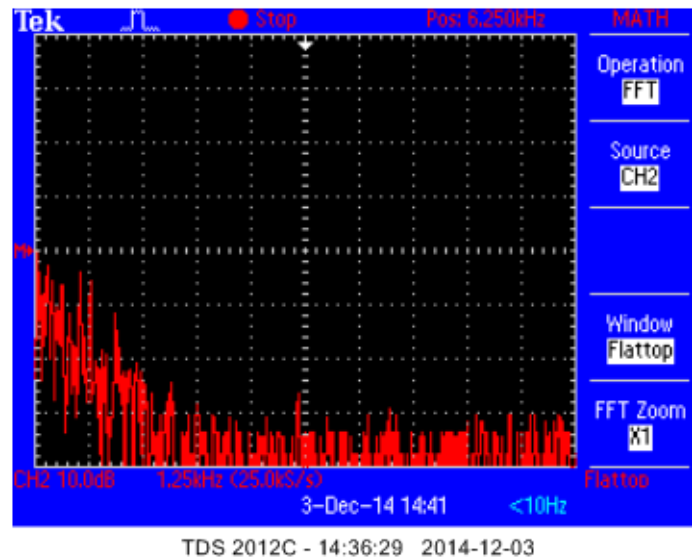


FIGURE 33 – Oscillogramme de la transformée de Fourier du signal en sortie du circuit audio

audio, qui demande une grande vitesse de balayage pour traiter tout le signal entrant. Mais une fois ces modifications apportées au circuit, nous avons obtenu quelque chose assez près du modèle théorique, à deux différences près.

Premièrement, un seul pic est présent au niveau du filtre passe-bas. La raison est que, comme dit précédemment, nous avons poussé la fréquence de coupure du filtre passe-bas plus loin pour avoir -3 dB à 4000 Hz, car les Notch à 5550 Hz sont assez larges et apportent une perte de gain à 4000 Hz ; le deuxième pic est donc après 4000 Hz et est en quelque sorte absorbé par les filtres Notch. C'est cela qui cause l'étrange forme juste avant le creux à 5550 Hz : l'atténuation se met à grandir très rapidement tout de suite après la fréquence de coupure du passe-bas. Cela ne pose pas problème, puisque le signal est à -3 dB à 4000 Hz, tel que désiré, et le gain est par la suite toujours inférieur, ce qui est l'important. C'est même un avantage, puisque le gain en bande passante possède ainsi moins de variations.

La deuxième différence est la largeur de bande des Notch, dans le cas du filtre Notch à 450 Hz, elle est de 80 Hz. Cela atténue un intervalle de fréquence plus grand que ce qu'on aurait voulu, mais c'était inévitable considérant la qualité des ampli-ops. Cela reste quand même petit comparé aux 4000 Hz de la plage musicale. Pour ce qui est des Notch à 5550 Hz, cela ne pose pas problème puisqu'on est en dehors de la plage musicale.

Une amélioration à apporter serait d'utiliser des ampli-ops de meilleure qualité destinés au traite-

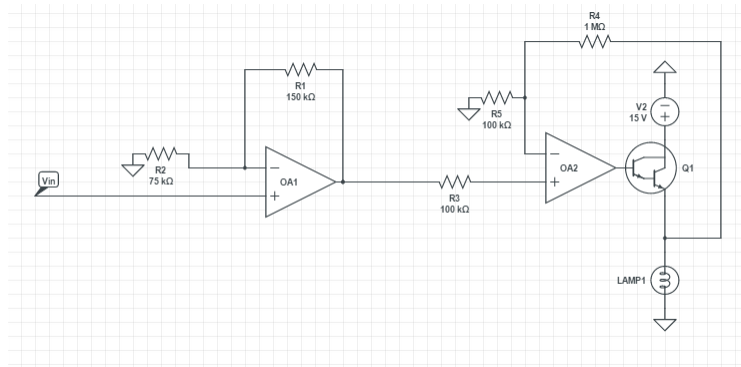


FIGURE 34 – Schéma de l'amplificateur de puissance

ment du signal du signal audio. Mais considérant le matériel mis à notre disposition, les résultats sont très satisfaisants. On aurait pu aussi concevoir pour le spot 2 un filtre d'ordre élevé de sorte que l'atténuation passe de -3dB à 4000 Hz à -60 dB à 5550 Hz..

5 Amplificateur de puissance

Le dernier module du projet est un amplificateur de puissance. Le client a spécifié que le circuit de la lampe doit avoir une puissance de 6 à 25 W. Le montage fourni en classe est celui utilisé dans le circuit final. Par contre, ce design avec un transistor Darlington NPN produit une tension de sortie à la lampe en fonction du courant injecté dans le transistor. Avec un gain de 10, la taille de signal d'entrée optimal est d'environ 1 V car celui-ci sera multiplié par un facteur d'environ 10. Les signaux sortant des filtres des spots sont de l'ordre de 500 mV donc il a fallu ajouter un étage de gain pour ramener le signal d'entrée à 1V de taille et aussi pour isoler les rectifieurs pour assurer la mise en cascade des modules. Ci-dessous se trouve donc le schéma total de l'amplificateur de puissance incluant l'étage de gain avant le circuit fourni en classe.

Ci-dessous se trouve la simulation SPICE du circuit d'amplification de puissance.

5.1 Preuves de fonctionnement

Pour le spot 1, des signaux de fréquence 1 et 5 Hz sont injectés dans le circuit d'amplification de puissance. Ci-dessous se trouvent les oscillogrammes d'entrée et de sortie du circuit d'amplification de puissance pour le spot 1 à des fréquences de 1 Hz et 5 Hz.

Pour le spot 2, des signaux de fréquence 3, 10 et 50 Hz sont injectés dans le circuit d'amplification de puissance. Ci-dessous se trouvent les oscillogrammes d'entrée et de sortie du circuit

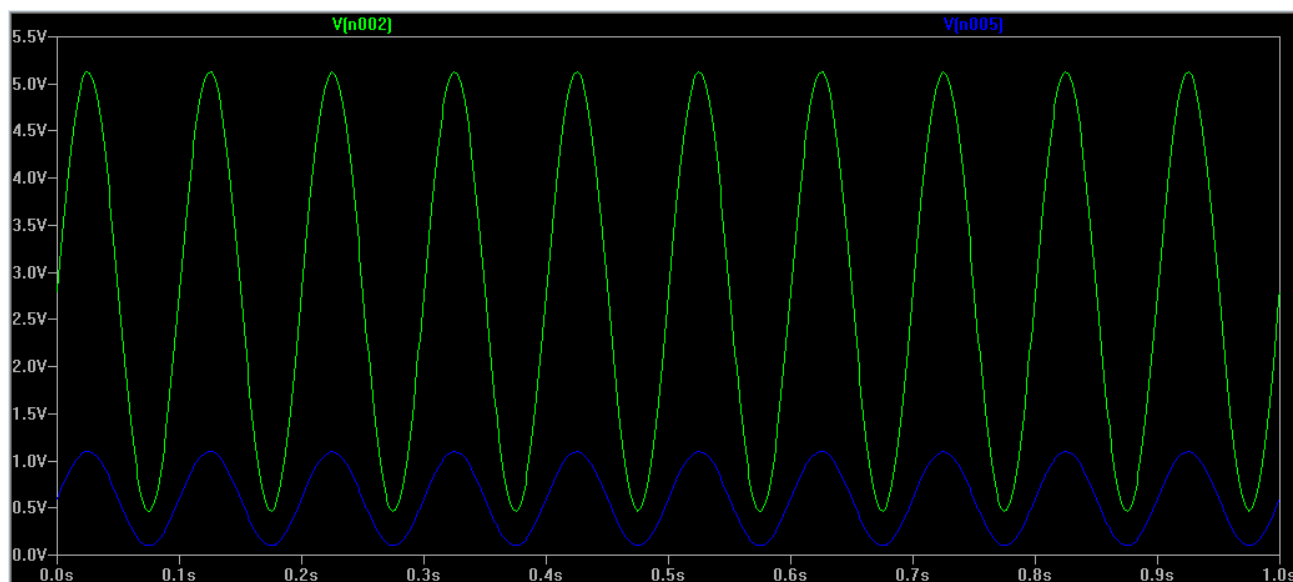
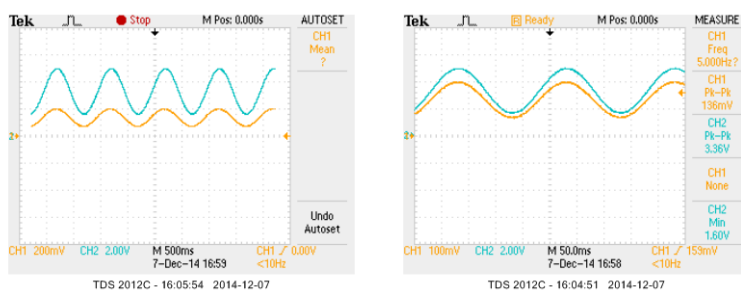


FIGURE 35 – Simulation PSpice de l'amplificateur de puissance (Bleu : entrée/Vert : Sortie)

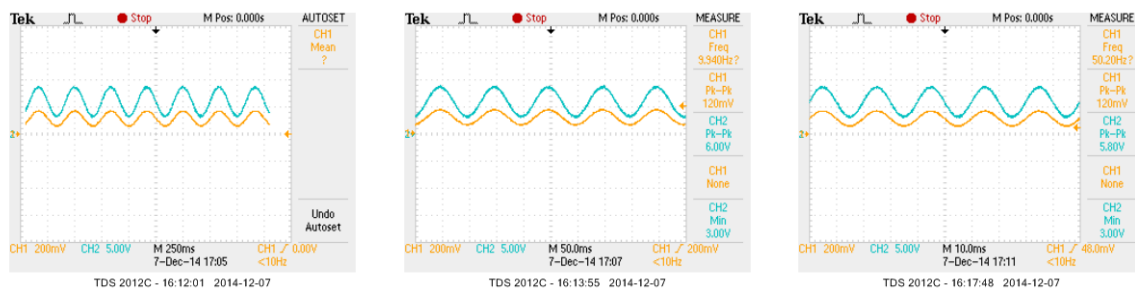


(a)

(b)

FIGURE 36 – Oscillogramme d'entrée et de sortie (a) 1Hz ; (b) 5Hz.

d'amplification de puissance pour le spot 2 à des fréquences de 3 Hz, 10 Hz et 50 Hz.



(a)

(b)

(c)

FIGURE 37 – Oscillogramme d'entrée et de sortie (a) 3Hz ; (b) 10Hz ; (c) 50 Hz

Ensuite, les signaux audios ont été injectés dans le circuit complet (démodulateur, filtres et amplificateur de puissance). Ci-dessous se trouvent les oscillogrammes des sorties du circuit de puissance du spot 1 et du spot 2.

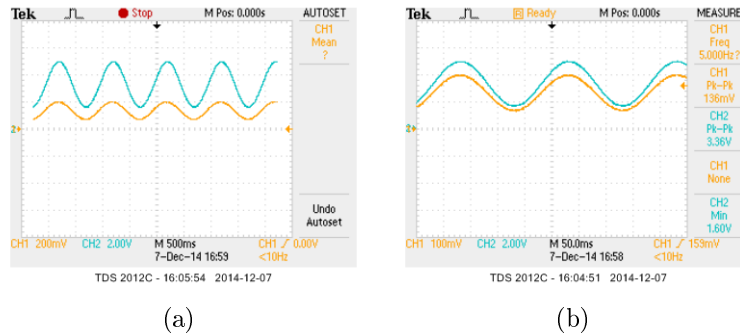


FIGURE 38 – Oscillogramme d’entrée et de sortie (a) 1Hz ; (b) 5Hz.

5.2 Conformité au cahier de charges

Les tensions de sortie sont environ 5V pour le spot 1 et 10 V pour le spot 2. Ceci conforme à la contrainte d’avoir une tension de sortie comprise entre 0-12 V. De plus, à l’aide de la source de tension, le courant passant dans le circuit peut être mesuré, et donc la puissance déduite. À pleine capacité, chaque spot consomme environ 1.9 A. Donc selon la formule de la puissance $P=IV$, le spot 1 consomme 9.5 W et le spot 2 consomme 19 W. Ceci respecte la contrainte d’avoir une puissance entre 6 et 25 W. De plus le circuit prend en entrée une bande de fréquence de 5Hz pour le spot 1 et 50 Hz pour le spot 2 grâce aux filtres des semaines 3-4.

Il est possible d’obtenir des valeurs de puissance plus élevées en ajustant le gain des filtres préalable à l’amplificateur de puissance mais en pratique ceci introduit de la distorsion dans le signal de sortie. Pour respecter les contraintes du cahier de charges, la puissance du spot 2 a été légèrement réduite afin de réduire la distorsion.

5.3 Analyse de la solution

Cette solution, qui a au coeur un transistor Darlington, est un moyen efficace d’amplifier la puissance d’un signal d’entrée en utilisant une source de courant contrôlée en courant. Le signal sortant du démodulateur n’aurait jamais été assez puissant pour obtenir 6-25 W à la lampe.

Ce qui est intéressant est que la puissance du circuit est facilement ajustable. En ajustant le gain du suiveur avant l’amplificateur de puissance, la taille du signal d’entrée peut être ajusté et

donc la sortie au transistor aussi. L'ajustement de la puissance peut donc se faire avec une seule résistance, ce qui facilite l'ajustement pour éliminer la distorsion en ayant une puissance maximale. Cela était aussi directement visible en laboratoire : ajuster la résistance permettait de contrôler l'intensité lumineuse des ampoules.

De plus, il est important de remarquer que le transistor NPN a tendance à surchauffer dans ce montage. Considérant la puissance consommée par les ampoules, ce n'est pas surprenant. Il a donc fallu ajouter des dissipateurs de chaleur pour éviter que le transistor de Darlington ne surchauffe. Ceci augmente grandement l'espace nécessaire pour réaliser le montage mais est absolument essentiel pour éviter d'endommager le transistor.

6 Conclusion

En conclusion, le circuit conçu a respecté le cahier des charges dans son ensemble. Le but du projet est donc atteint. Les principales difficultés du projet étaient non pas la conception du circuit en elle-même, mais la différence entre les résultats en laboratoire et les résultats théoriques. Ces différences provenaient pour la plupart des limitations des ampli-ops eux-mêmes. Il a donc fallu apprendre à travailler avec ces limitations et à adapter le circuit en conséquence, en particulier pour le filtre audio, dont les Notch en laboratoire étaient loin des Notch en théorie, de même que le démodulateur, qui ne pouvait rendre parfaitement le signal à la fois pour le 1 Hz et le 50 Hz. Même si le circuit final en laboratoire diffère du circuit final théorique, il est parfaitement fonctionnel.

La meilleure amélioration serait le remplacement des ampli-ops par des ampli-ops de meilleure qualité et d'utiliser des résistances dont l'erreur sur la valeur nominale est de 1% (contrairement à 5% pour celles utilisées). Les filtres passe-bande et Notch performe beaucoup mieux avec de telles composantes, et ceux-ci sont des composantes clé du projet. De plus, alors que l'approche analogique apporte son lot de problème en laboratoire (circuit susceptible aux interférences, performance du circuit directement liée à la qualité des composantes), il serait intéressant de concevoir ce circuit sous une approche digitale, ce qui pourrait améliorer les problèmes rencontrés.

7 Références

- [1] *High-speed notch filters*, Texas Instruments, <http://www.ti.com/lit/an/slyt235>

[2] *Design Methodology for MFB Filters in ADC Interface Applications*, Texas Instruments,
<http://www.ti.com/lit/an/sboa114/sboa114.pdf>

[3] *Projet : Son et lumière sur lecteur audio*, Polytechnique de Montréal,
https://moodle.polymtl.ca/pluginfile.php/246321/mod_resource/content/5/Projet.pdf