



**POLYTECHNIQUE
MONTRÉAL**

ELE2003 – Projet de Circuits Électroniques

Démodulateur AM accordé à une fréquence de transmission

Groupe 2 – Équipe 3

Révision 5 (2019/11/06)





Nom	Photo	Matricule	Signature
Juliette Arcouet		1848701	
Maxime Laroche		1950276	

Table des matières

1. Liste des figures.....	I
2. Liste des tableaux.....	II
3. Introduction	1
4. Modulateur	1
4.1. Analyse des besoins	1
4.2. Concept.....	1
4.3. Conception préliminaire	3
4.3.1. Filtre passe-bande	3
4.3.2. Démodulateur	8
4.4. Conception détaillée	10
4.4.1. Conception du filtre passe-bande	10
4.4.2. Conception du démodulateur.....	14
4.4.3. Preuves de fonctionnement du démodulateur	16
4.4.4. Conception officielle.....	16
4.5. Plan d'essai.....	18
4.5.1. Mesure de la réponse en fréquence	18
4.5.2. Oscillogrammes	19
4.5.3. Impédance d'entrée	19
4.5.4. Impédance de sortie	19
4.5.5. Mesure du taux distorsion.....	19
4.6. Résultats	20
4.6.1. Mesure de la réponse en fréquence	20
4.6.2. Oscillogramme	21
4.6.3. Impédance d'entrée	22
4.6.4. Impédance de sortie	22
4.6.5. Mesure du taux distorsion.....	23
4.6.6. Résumé de résultats	24
4.7. Interprétation	24
5. Conclusion	25
6. Annexe.....	26
6.1. Calcul Excel du passe-bande	26
6.2. Calcul Excel du passe-bande ajusté.....	27
6.3. Code : calcul de l'incertitude sur la fréquence de coupure.....	28
7. Bibliographie	29
8. Historique des révisions	31

1. Liste des figures

Figure 4.2-1 – Schéma bloc du livrable	2
Figure 4.3-1 – Topologie « Multiple Feedback » (3).....	6
Figure 4.3-2 – Schéma de simulation LTSpice pour un passe-bande idéal.....	7

Figure 4.3-3 – Diagramme de Bode en fréquence du passe-bande idéal	8
Figure 4.3-4 – Schéma de base du démodulateur	8
Figure 4.3-5 – Schéma de mise à jour du montage : Démodulateur	9
Figure 4.4-1 – Diagramme en fréquence du passe-bande simulé avec LTSpice (TL081)	10
Figure 4.4-2 – Schéma du filtre passe-bande ajusté (valeurs idéales)	11
Figure 4.4-3 – Simulation du courant d'entrée du filtre passe-bande.....	13
Figure 4.4-4 – Simulation du courant de sortie du filtre passe-bande.....	14
Figure 4.4-5 – Annulation DC	15
Figure 4.4-6 – Schéma du démodulateur	15
Figure 4.4-7 – Oscillogramme du signal modulé et démodulé avec $f_{\text{modulant}} = 200 \text{ Hz}$	16
Figure 4.4-8 – Oscillogramme du signal modulé et démodulé avec $f_{\text{modulant}} = 5 \text{ kHz}$	16
Figure 4.4-9 – Schéma de montage pour le filtre passe-bande	17
Figure 4.4-10 - Schéma de montage du démodulateur.....	17
Figure 4.6-1 – Diagramme de Bode du filtre passe-bande	21
Figure 4.6-2 – Oscillogramme du signal modulé et démodulé	21
Figure 4.6-3 - Oscillogramme du calcul d'impédance d'entrée	22
Figure 4.6-4 – Oscillogramme du calcul d'impédance de sortie (1)	23
Figure 4.6-5 – Oscillogramme du calcul d'impédance de sortie (2)	23
Figure 4.6-6 – FFT du signal démodulé	24
Figure 4.7-1 - Comparaison de la fréquence de coupure théorique et expérimentale.....	25
Figure 6.3-1 - Code pour l'erreur relative sur la fréquence de coupure théorique et son incertitude (1)	28
Figure 6.3-2 - Code pour l'erreur relative sur la fréquence de coupure théorique et son incertitude (2)	29

2. Liste des tableaux

Tableau 4.1-1 – Analyse des caractéristiques du démodulateur	1
Tableau 4.3-1 – liste des valeurs importantes pour le calcul des étages du filtre passe-bande.....	4
Tableau 4.3-2 – Spécification de chaque étage	5
Tableau 4.3-3 – Valeurs idéales des composants du filtre passe-bande.....	7
Tableau 4.4-1 – Spécification du passe-bande ajusté	10
Tableau 4.4-2 – Spécification de chaque étage du filtre passe-bande ajusté.....	11
Tableau 4.4-3 – Valeurs idéales des composants du filtre passe-bande ajusté	11
Tableau 4.4-4 – Liste de matériels du filtre passe-bande	17
Tableau 4.4-5 – Liste de matériels du démodulateur	18
Tableau 4.4-6 – Analyse des caractéristiques du démodulateur tableau révisé.....	18
Tableau 4.6-1 - Données principales de la réponse en fréquence du filtre passe-bande.....	20
Tableau 4.6-2 – Analyse des résultats du démodulateur	24
Tableau 6.3-1 – Historique des révisions	31

3. Introduction

L'expérience suivante est la deuxième étape de conception du système de domotique. Elle consiste à réaliser un démodulateur AM et un filtre passe-bande en respectant les contraintes du cahier de charge du cours ELE2003 pour la table 3. La conception doit être rigoureusement documentée et expliquée sous la forme d'un rapport clair et professionnel. Le circuit doit prendre en entrée la sortie du modulateur de l'expérience 1, suivi du filtre passe-bande pour que le détecteur détecte uniquement la plage de fréquence utile. Le filtre est ensuite suivi du démodulateur. Les démarches de conception, les résultats et la conformité au cahier de charge sont décrits pour chaque filtre.

4. Modulateur

4.1. Analyse des besoins

Le cahier de charge demande un démodulateur AM ainsi qu'un filtre passe-bande avec les contraintes et les mesures supplémentaires décrites dans le tableau suivant.

Tableau 4.1-1 – Analyse des caractéristiques du démodulateur

Paramètres	Condition	Contrainte	Tolérance	Mode*	Résultat
Fréquence centrale	Égale à	51.5 kHz		O	
Largeur de bande	Égale à	12 kHz**		O	
Atténuation hors bande	Supérieur ou égal à	20 dB		O	
Taux de distorsion d'une sinusoïde	Inférieur à	5%	-	M	
Impédance d'entrée	-			M	
Impédance de sortie	-			M	
Démodulation	Signal sinusoïdal			O	

* O – Par Observation ; M – par Mesure

**Le cahier de charge demande une largeur de bande de 40 kHz, donc 20 kHz de chaque côté de la fréquence centrale. Or, les radios AM ne transportent pas de signal audio au-delà de 5 kHz alors on respécifie une largeur de bande de 12 kHz. La largeur de bande a été choisie de manière à avoir un filtre passe-bande d'ordre 4 pour diminuer la complexité du circuit. Les calculs et les raisons de cet ordre sont présentés dans la section 4.3.1.

4.2. Concept

Le but du livrable est de filtrer le signal voulu, qui est attaché à une porteuse spécifique. Une fois qu'uniquement le signal d'intérêt passe, une démodulation sera faite pour rendre ce signal utile.



Figure 4.2-1 – Schéma bloc du livrable

Si le signal démodulé n'est pas lisse, l'utilisation d'un filtre passe-bas à sa sortie va être considérée. La fréquence de coupure de ce passe-bas serait plus élevée que le signal audio, mais moins élevée que la fréquence de la porteuse du modulateur.

Le filtre passe-bande peut être construit selon un filtre Tchebychev ou un filtre Butterworth. Puisque l'objectif du passe-bande est de conserver la plage de fréquence d'intérêt le plus fidèlement possible, cette expérience utilise un filtre Butterworth (bande passante plate). Le filtre Tchebychev induit des ondulations plus prononcées dans la bande passante. Ceci risque d'affecter la qualité du son à la sortie.

Le choix de la topologie du filtre va dépendre de l'ordre. Tel que mentionné dans la section 4.1, l'ordre du filtre passe-bande est fixé à 4. Il est à noter que les calculs de l'ordre sont discutés dans la section suivante. On peut donc considérer trois différentes topologies mises en cascade : un circuit passif, la topologie Sallen-Key et la topologie « Multiple feedback » (traduction française introuvable).

Le circuit passif demande la mise en cascade de deux filtres passe-bande passifs. Un filtre passe-bande est composé d'un filtre passe-haut RC suivi d'un filtre passe-bas RC. Les avantages de ce circuit sont la simplicité de conception, car il n'y a pas d'amplificateur(s) opérationnel(s). Toutefois, un autre module doit être ajouté pour ajuster le gain et on ne peut pas obtenir une bande passante plate. Ce montage est rejeté, car il existe des topologies plus performantes.

La topologie Sallen-Key et « Multiple feedback » demande la réalisation de deux cellules mises en cascades. Sallen-key est un choix intéressant dans la mesure où elle a été étudiée en classe et maîtrisée dans les laboratoires précédents. Toutefois, après quelques recherches, le « Multiple feedback » est un meilleur choix à cause de la sensibilité du circuit (1). Sallen-key n'est jamais utilisé pour la réalisation d'un filtre passe-bande, car le facteur de qualité est trop élevé pour choisir cette topologie (1).

Le filtre passe-bande pour cette expérience est un filtre Butterworth conçu selon la mise en cascade de deux circuits de type « Multiple Feedack ».

4.3. Conception préliminaire

4.3.1. Filtre passe-bande

4.3.1.1. Filtre Butterworth normalisé

Comme discuté ci-haut, un filtre Butterworth est conçu. On cherche en premier à trouver l'ordre du filtre. L'équipe 3 a choisi d'imposer une limite sur l'ordre du filtre à réaliser afin de diminuer la complexité du circuit. L'ordre maximal imposé est de $n = 2$ pour le passe-bas normalisé, car il deviendra un ordre 4 en le dénormalisant en passe-bande (2). Il s'agit aussi l'ordre du filtre puisqu'il permet une plus grande flexibilité de choix des autres paramètres. Cette limite vise à restreindre l'utilisation des amplificateurs opérationnels qui sont disponibles en quantités limitées. De plus, considérant que le projet est réalisé sur des plaques de prototypages, cette décision permet de réduire les problèmes de conception liés aux faux contacts. L'équation du calcul de l'ordre d'un filtre Butterworth est donnée par l'équation ci-dessous (2) :

$$n \geq \frac{\log \left(\frac{10^{A_{max}/10} - 1}{10^{A_{min}/10} - 1} \right)}{2 \log(k)} \quad \text{Équation 4.3-1}$$

L'atténuation minimale doit être de $A_{min} = 20\text{dB}$ (**Analyse des besoins**). L'atténuation maximale n'a pas été imposée par le cahier de charge. Afin de simplifier les calculs du filtre, on pose une atténuation maximale de $A_{max} = 3\text{dB}$ puisque l'on obtient alors un ajustement de $\epsilon = 1$.

À partir de l'**Équation 4.3-1**, on isole le k pour imposer une condition sur la bande passante et la bande d'arrêt. Le calcul de k pour un ordre de $n = 2$ est présenté en **Équation 4.3-3** et celui pour un ordre 3 en **Équation 4.3-4** pour connaître la limite sur k .

$$k \leq 10^{\frac{\log \left(\frac{10^{A_{max}/10} - 1}{10^{A_{min}/10} - 1} \right)}{2n}} \quad \text{Équation 4.3-2}$$

$$k \leq 10^{\frac{\log \left(\frac{10^{3/10} - 1}{10^{20/10} - 1} \right)}{2(4)}} = 0,3166 \quad \text{Équation 4.3-3}$$

$$k \geq 10^{\frac{\log \left(\frac{10^{3/10} - 1}{10^{20/10} - 1} \right)}{2(3)}} = 0,10027 \quad \text{Équation 4.3-4}$$

Tel que présenté dans le cahier de charge du laboratoire sur les filtres (2), k est :

$$k = \frac{f_{max2} - f_{max1}}{f_{min2} - f_{min1}} = \frac{\Delta f_{max}}{\Delta f_{min}} \quad \text{Équation 4.3-5}$$

Tel que mentionnée dans la section **4.1**, la bande passante du signal sonore demandée par le cahier de charge est de 20 kHz. Or après révision du concept, il n'est pas nécessaire d'aller chercher une largeur de bande aussi élevée considérant que l'on travaille avec des fréquences AM. Puisqu'elles ne vont pas au-delà de 5 kHz, on pose par convenance une bande passante de $\Delta f_{max} = 12\text{ kHz}$. Cette bande est choisie de manière à être assez large pour couvrir les erreurs de conceptions telles que la tolérance, les arrondissements, les faux contacts, etc.

La bande d'arrêt est choisie pour être entre les valeurs maximales et minimales de k :

$$k = \frac{\Delta f_{max}}{\Delta f_{min}} \Rightarrow \Delta f_{min} = \frac{\Delta f_{max}}{k} \quad \text{Équation 4.3-6}$$

$$\Delta f_{min_{n=2}} \geq \frac{12\,000}{0,3166} \approx 37\,897 \text{ Hz} \quad \text{Équation 4.3-7}$$

$$\Delta f_{min_{n=1}} \leq \frac{12\,000}{0,10027} \approx 119\,682 \text{ Hz} \quad \text{Équation 4.3-8}$$

Par convenance on choisit une bande d'arrêt de 40 000 Hz tel qu'elle est contenue dans l'intervalle des valeurs permises pour avoir un ordre de 2.

4.3.1.2. Filtre Butterworth dénormalisée

Pour construire un filtre passe-bande Butterworth, on doit dénormaliser le filtre passe-bas d'ordre 2 trouvé ci-haut. Afin de simplifier le calcul, il existe des équations permettant d'optimiser la dénormalisation pour une topologie en cascade. Les calculs ci-dessous découlent de la théorie étudiée dans le document cité en (3) d'Analogie. Tout d'abord, la transformation de passe-bas à passe-bande implique un changement d'ordre :

$$n^* = 2n = 2 * 2 = 4$$

Il y aura deux cellules « Multiple feedback ». Pour réaliser les deux cellules, il faut trouver le facteur de qualité, la fréquence centrale et le gain par étage (3). Les valeurs pertinentes au calcul sont présentées dans le **Tableau 4.3-1**. La fréquence de coupure est imposée par le cahier de charge. La bande passante a été déterminée dans la section précédente. Le gain est posé à 1 (0 dB) par convenance (simplification des calculs). Les pôles sont déterminés par la table Butterworth fournie dans le document d'analogie design (3).

Tableau 4.3-1 – liste des valeurs importantes pour le calcul des étages du filtre passe-bande

Fréquence de coupure f_c (Hz)	Bande passante Δf_{max} (Hz)	Gain G_0	Pôles	
			Réel α	Imaginaire β
51 500	12 000	1	0,7071	0,7071

Le facteur de qualité de deux cellules « Multiple feedback » provenant de deux pôles conjugués complexes est le même. Les calculs sont donnés ci-dessous. Les équations proviennent du document en référence (3) de la page 8.56 à 8.58 :

$$Q_{PB} = \frac{f_c}{\Delta f_{max}} \quad \text{Équation 4.3-9}$$

$$C = \alpha^2 + \beta^2 \quad \text{Équation 4.3-10}$$

$$D = \frac{2\alpha}{Q_{PB}} \quad \text{Équation 4.3-11}$$

$$E = \frac{C}{Q_{PB}^2} + 4$$

Équation 4.3-12

$$H = \sqrt{E^2 - 4D^2}$$

Équation 4.3-13

$$Q = \sqrt{\frac{E + H}{2D^2}}$$

Équation 4.3-14

Tel que Q est le facteur de qualité, Q_{PB} est le facteur de qualité initial et C, D, E, H sont des calculs intermédiaires pour calculer Q.

La fréquence centrale pour chaque cellule est donnée par le calcul ci-dessous (3). La fréquence de la première cellule est donnée par l'Équation 4.3-17 et la fréquence de la deuxième cellule par l'Équation 4.3-18.

$$M = \frac{\alpha Q}{Q_{BP}}$$

Équation 4.3-15

$$W = M + \sqrt{M^2 - 1}$$

Équation 4.3-16

$$f_{c1} = W f_c$$

Équation 4.3-17

$$f_{c2} = \frac{f_c}{W}$$

Équation 4.3-18

Il faut prendre note ici qu'à de des fins pratiques, les fréquences des deux passe-bande ont été inversées par rapport au document fournissant les équations (3). La première cellule va contenir la fréquence de coupure la plus élevée et la deuxième la fréquence de coupure la plus basse. Cet arrangement assure que la deuxième cellule soit encore dans la bande passante.

Le gain G est donné par l'équation suivante (3) :

$$G = G_0 \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{f_c}{f_{c_i}} - \frac{f_{c_i}}{f_c} \right)^2}$$

Équation 4.3-19

Tel que f_{c_i} est la fréquence de coupure de la cellule $i = 1$ ou $i = 2$.

Avec le facteur de qualité, la fréquence centrale et le gain de chaque cellule, on peut concevoir une topologie « Multiple feedback ». Les résultats de calculs sont présentés dans le tableau ci-dessous. Les calculs ont été effectués sur Excel et sont identifiés dans l'annexe sur une page Excel détaillée (p.26).

Tableau 4.3-2 – Spécification de chaque étage

# Filtre i	Fréquence de coupure f_{c_i} (Hz)	Facteur de qualité Q_i	Gain G_i
1 ^{er}	55 933	6,090	1,419
2 ^e	47 419	6,090	1,419

4.3.1.3. Conception du filtre en « Multiple Feedback »

L'entièreté de la section repose sur les informations fournies par Analogie (3). Les équations proviennent de la page 8.75 et 8.94. La représentation de la topologie « Multiple Feedback » est présenté à la **Figure 4.3-1** qui est une copie de la figure 8.54 donnée par la source (3). La conception du filtre passe-bande est une topologie en cascade de deux modules présentés à la figure ci-dessous.

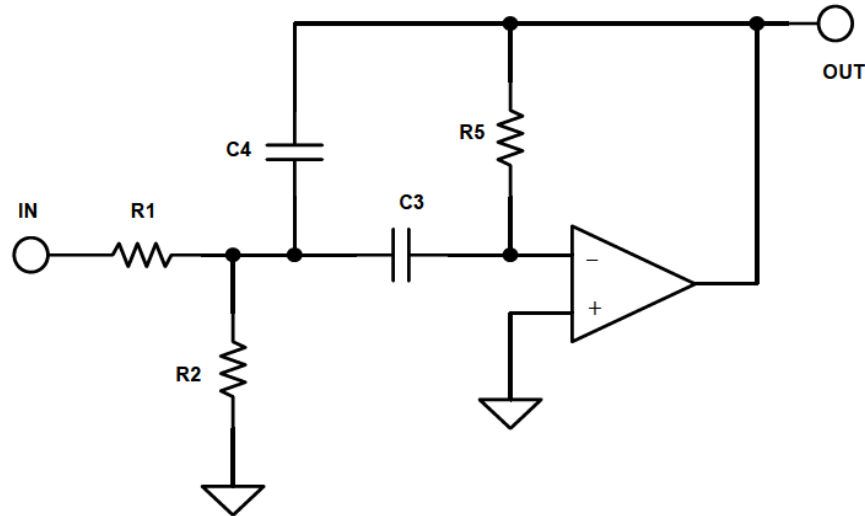


Figure 4.3-1 – Topologie « Multiple Feedback » (3)

L'équation de la fonction de transfert générale d'un filtre passe-bande d'ordre 2 est l'**Équation 4.3-20**. Celle représentant la fonction de transfert du filtre de la **Figure 4.3-1** est l'**Équation 4.3-21**. Ces deux équations permettent de trouver une relation permettant de trouver la valeur des composants à partir de la fréquence de coupure, le gain et le facteur de qualité du **Tableau 4.3-2**.

$$H(s) = \frac{-H\omega_0 s}{s^2 + \alpha\omega_0 s + \omega_0^2} \quad \text{Équation 4.3-20}$$

$$H(s) = \frac{-s \frac{1}{R1C4}}{s^2 + s \frac{C3 + C4}{C3 C4 R5} + \frac{1}{R5 C3 C4 \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} \right)}} \quad \text{Équation 4.3-21}$$

À partir du document d'Analogie (3) on obtient les équations (**Équation 4.3-24**, **Équation 4.3-25**, **Équation 4.3-26** et **Équation 4.3-27**) permettant de trouver la valeur des composants si on pose une valeur à $C3$. Par convenance $C4 = C3$ pour simplifier les calculs. Les calculs des constantes intermédiaires sont donnés par les équations suivantes :

$$G_i = H_i Q_i \quad \text{Équation 4.3-22}$$

$$k = 2\pi f_c C3 \quad \text{Équation 4.3-23}$$

Valeur des composants en posant $C3$:

$$C4 = C3$$

Équation 4.3-24

$$R1 = \frac{1}{Hk}$$

Équation 4.3-25

$$R2 = \frac{1}{(2Q - H)k}$$

Équation 4.3-26

$$R5 = \frac{2Q}{k}$$

Équation 4.3-27

Pour valider la conception du filtre, on effectue une simulation préliminaire du passe-bande avec des composants idéals. Par convenance on pose $C3 = 1 \text{ nF}$ dans les deux modules en cascade. À partir du [Tableau 4.3-2](#), on trouve les valeurs de composants pour chaque étage. Les calculs sont effectués sur Excel et sont présentés dans l'annexe du passe-bande idéal (p. 26). Les résultats sont présentés dans le tableau ci-dessous.

Tableau 4.3-3 – Valeurs idéales des composants du filtre passe-bande

# Filtre i	$R1$ Ω	$R2$ Ω	$C3$ nF	$C4$ nF	$R5$ Ω
1 ^{er}	12 212	238	1,00	1,00	34 658
2 ^e	14 405	281	1,00	1,00	40 881

Le circuit simulé sur LTSpice est représenté à la [Figure 4.3-2](#) et le résultat du diagramme en fréquence est à la [Figure 4.3-3](#). On observe bien le filtre désiré.

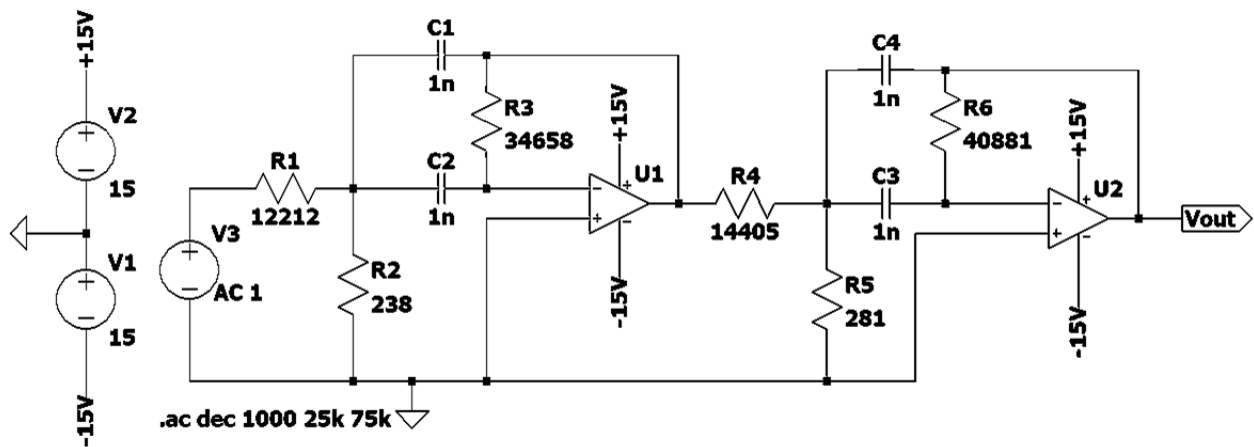


Figure 4.3-2 – Schéma de simulation LTSpice pour un passe-bande idéal

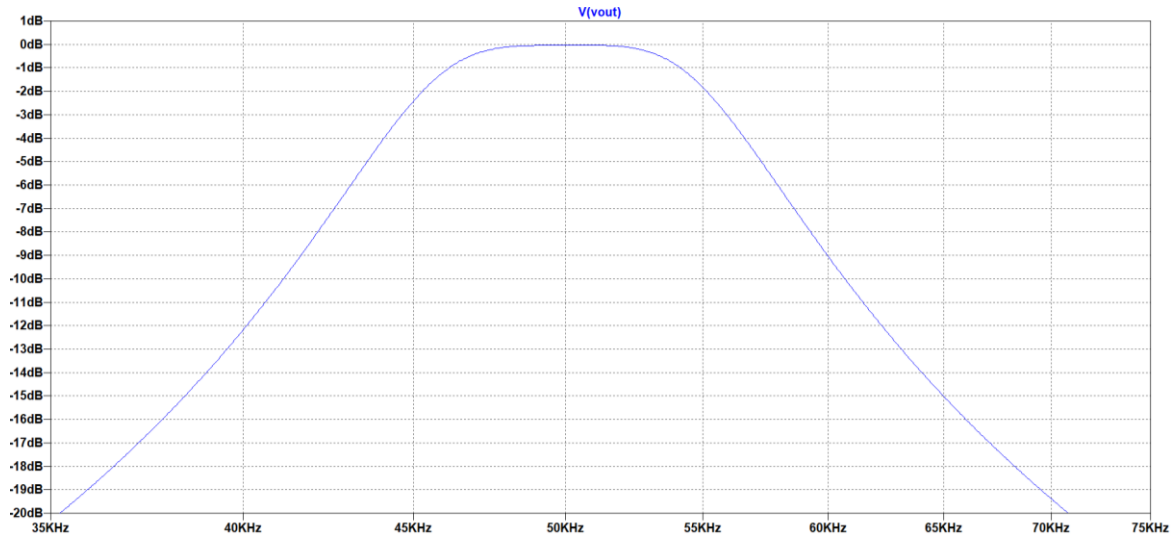


Figure 4.3-3 – Diagramme de Bode en fréquence du passe-bande idéal

4.3.2. Démodulateur

Le concept de base d'un démodulateur simple est un détecteur d'enveloppe. Il est composé d'un condensateur qui peut se faire charger rapidement par le signal modulé et qui se décharge avec une vitesse spécifique. Cette vitesse est telle que le potentiel décroît à la vitesse d'un signal d'entrée. Pour éviter de se faire décharger par le signal d'entrée, une diode est placée à l'entrée et pour se décharger à une vitesse spécifique, une résistance est ajoutée en parallèle avec le condensateur.

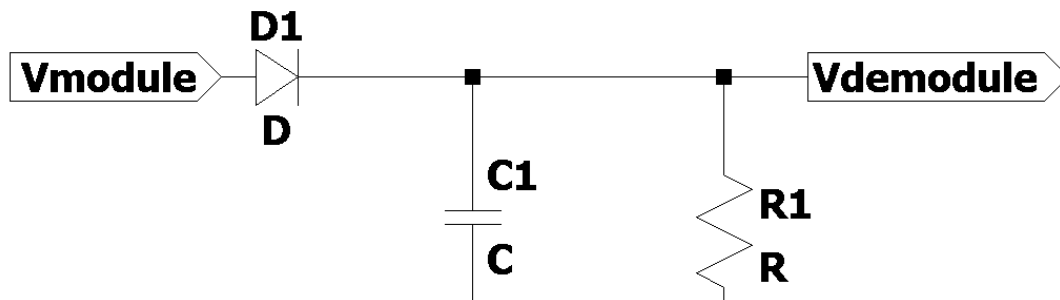


Figure 4.3-4 – Schéma de base du démodulateur

La vitesse maximale à laquelle le potentiel diminue du signal d'entrée est le maximum de la dérivée du signal modulé par rapport au temps (en ignorant le sinus de la porteuse car c'est ce qu'on essaie d'éliminer) et la vitesse maximale à laquelle le potentiel de RC peut descendre peut s'approximer avec l'inverse de sa constante de temps :

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{RC} = \frac{dm(t)}{dt}$$

Équation 4.3-28

$$m(t) = IM \sin(2\pi f_m t)$$

Équation 4.3-29

$$IM \equiv \text{Indice de modulation}$$

Équation 4.3-30

La dérivée du signal modulé est alors :

$$\frac{dm(t)}{dt} = IM * 2\pi f_m \cos(2\pi f_m t) \quad \text{Équation 4.3-31}$$

Le maximum de cette dérivée est l'amplitude, soit $IM * 2\pi f_m$. En inversant l'Équation 4.3-28, RC est

$$RC = \frac{1}{IM * 2\pi f_m} \quad \text{Équation 4.3-32}$$

Puisque la vitesse maximale est recherchée, la fréquence de modulation choisie pour trouver RC est la fréquence maximale utilisée. La fréquence maximale des signaux audio transportés par les radios AM est de 5 kHz. Pour une meilleure qualité de la démodulation, on peut calculer le produit RC avec une fréquence supérieure à celle-ci, mais inférieure à la fréquence de la porteuse. Le calcul est effectué avec 15kHz, soit deux fois la fréquence maximale du signal audio. Du livrable 1, on trouve $IM = 0,894$ à son maximum.

Puisque la diode ne possède pas une relation tension courant linéaire, il est souhaitable de « tirer » peu de courant pour tenter de garder le signal intact. L'utilisation d'un petit condensateur est alors favorisée car moins de courant est nécessaire pour le remplir, donc on pose $C = 0,2$ nF. En isolant R de l'Équation 4.3-32, $R = 5,4$ kΩ.

Aussi, la région plus linéaire de la diode fournie (1N4148) est de ~0.4V on souhaite alors amplifier le signal d'entrée pour que l'amplitude minimum du signal modulé soit de 0.4V. Cette amplification est accomplie en ajoutant un amplificateur à la fin du bloc de modulation ou est intégrée dans le filtre passe-bande. Puisque le passe-bande a été calculé avec un gain de 0dB, on choisit d'ajouter un amplificateur à la fin du bloc.

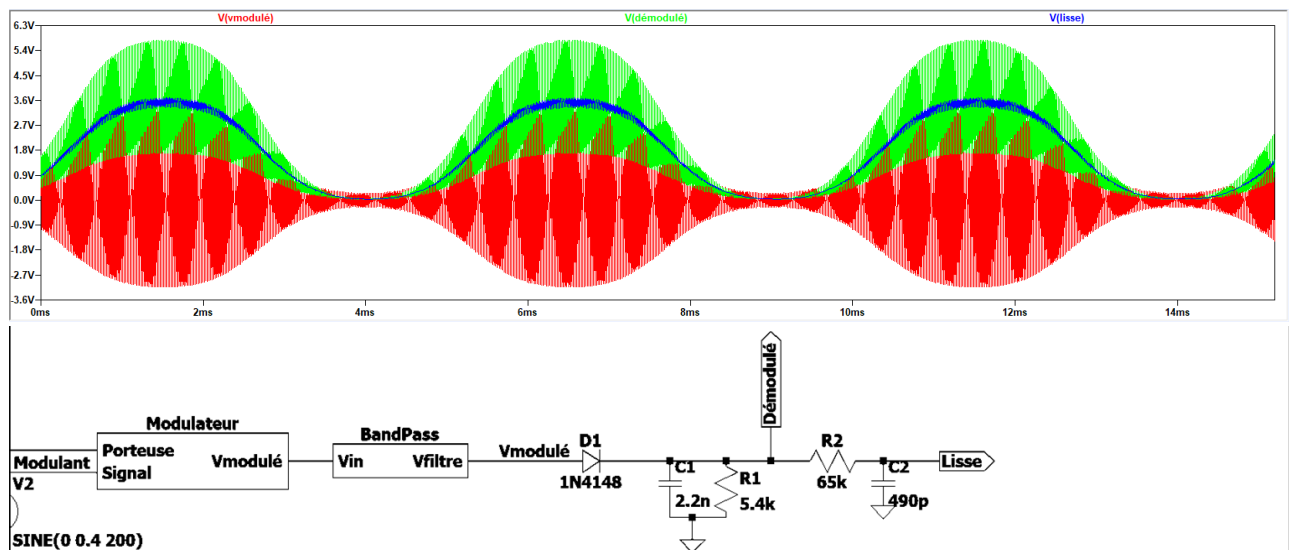


Figure 4.3-5 – Schéma de mise à jours du montage : Démodulateur

En observant la Figure 4.3-5, le condensateur se charge trop rapidement car la courbe est supposée avoir une allure sinusoïdale. La courbe possède tout de même une oscillation à la même fréquence que le signal modulant, alors le signal est bien démodulé, mais il n'est pas lisse.

Un filtre passe bas est alors ajouté à la sortie (Vlisse). Puisque les signaux audios ne dépasseront pas 20 kHz, la fréquence de coupure est alors 5 kHz. Un filtre RC est choisi pour sa simplicité et faible sensibilité à la variation des paramètres. Puisqu'une grande impédance d'entrée est souhaitable pour éviter de modifier le signal, la valeur est de l'ordre des k Ω : $R = 65 \text{ k}\Omega$. Le condensateur doit donc valoir $C = 490 \text{ pF}$.

4.4. Conception détaillée

4.4.1. Conception du filtre passe-bande

4.4.1.1. Ajustement de fréquence de coupure idéale

Dans la section 4.3.1.3, on a trouvé un schéma de montage avec des composants idéaux. Or, la disponibilité des amplificateurs opérationnels est limitée au TL081 et LM741, tous deux non-idéaux. Par convenance, le passe-bande est construit avec des TL081.

En changeant le modèle, on remarque sur une simulation LTSpice que la fréquence centrale est maintenant de 46.5 kHz, soit décalé de 5 kHz (Figure 4.4-1). Pour résoudre le problème, il faudrait soit acheter des amplificateurs opérationnels plus performant ou modifier ajuster la fréquence de coupure idéale pour que la fréquence de coupure réelle soit de 51,5 kHz, pour respecter le cahier de charge. Dues à des contraintes financières et de temps, l'équipe 3 a choisi d'ajuster la fréquence de coupure.

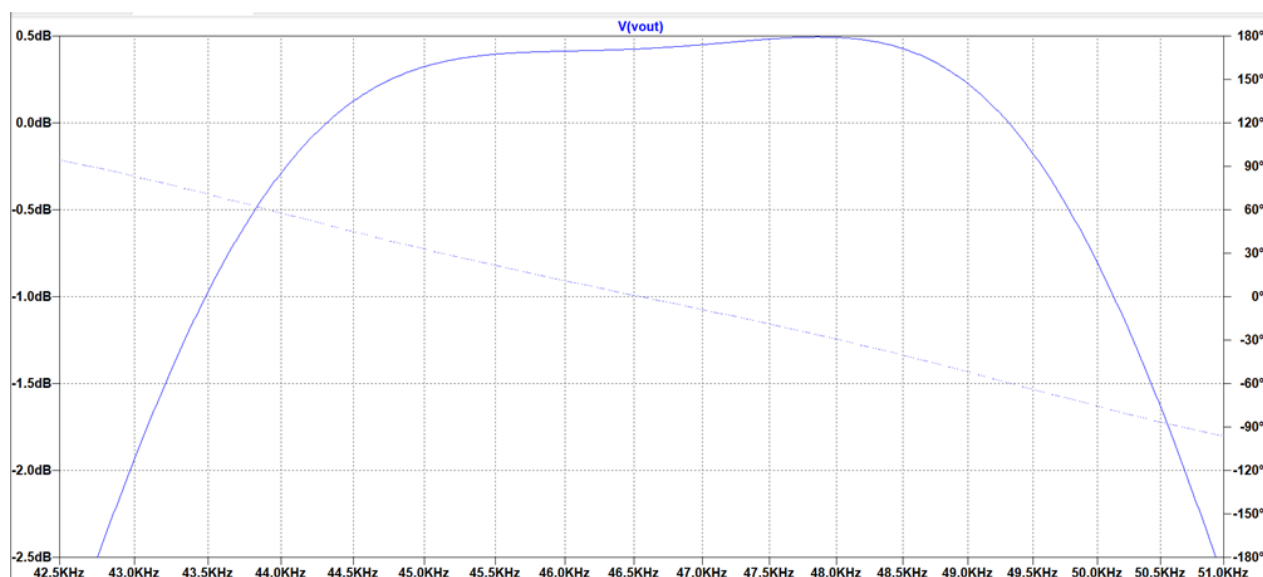


Figure 4.4-1 – Diagramme en fréquence du passe-bande simulé avec LTSpice (TL081)

On doit alors refaire la conception du filtre avec une fréquence idéale centrale de 56.5 kHz, sans modifier les autres spécifications. Ainsi le Tableau 4.4-1 devient le tableau suivant :

Tableau 4.4-1 – Spécification du passe-bande ajusté

Fréquence de coupure f_c (Hz)	Bande passante Δf_{max} (Hz)	Gain G_0	Pôles	
			Réel α	Imaginaire β
56 500	12 000	1	0,7071	0,7071

La fréquence de coupure, le facteur de qualité et le gain sont recalculés pour chaque étage à partir des équations fournies dans la section 4.3.1.2. Les résultats de calculs sont présentés dans le tableau ci-dessous. Les calculs ont été effectués sur Excel et sont identifiés dans l'annexe sur une page Excel détaillée (p.27).

Tableau 4.4-2 – Spécification de chaque étage du filtre passe-bande ajusté

# Filtre i	Fréquence de coupure $f_{c_i}(\text{Hz})$	Facteur de qualité Q_i	Gain G_i
1 ^{er}	60 915	6,678	1,418
2 ^e	52 405	6,678	1,418

Enfin, à l'aide des équations fournies à section 4.3.1.3, on calcule les valeurs des composants idéaux. Les calculs sont effectués sur Excel et sont présentés dans l'annexe (p.27). Les résultats sont présentés dans le tableau ci-dessous. Encore une fois, on pose $C3 = 1\text{nF}$.

Tableau 4.4-3 – Valeurs idéales des composants du filtre passe-bande ajusté

# Filtre i	$R1$ Ω	$R2$ Ω	$C3$ nF	$C4$ nF	$R5$ Ω
1 ^{er}	12 302	199	1,00	1,00	34 893
2 ^e	14 299	231	1,00	1,00	40 559

On peut alors construire un passe-bande avec des valeurs réelles à partir des nouvelles valeurs idéales des composants.

4.4.1.2. Valeur réelle des composants

Le schéma à la Figure 4.4-2 permet de visualiser la valeur des composants du Tableau 4.3-3. On choisit une valeur pour les résistances et condensateurs réels de manière qu'elle soit la plus près de leur valeur idéale. Toutefois, placer trop de résistances en série augmente les erreurs de faux contacts. Les tolérances sont données par le fabricant.

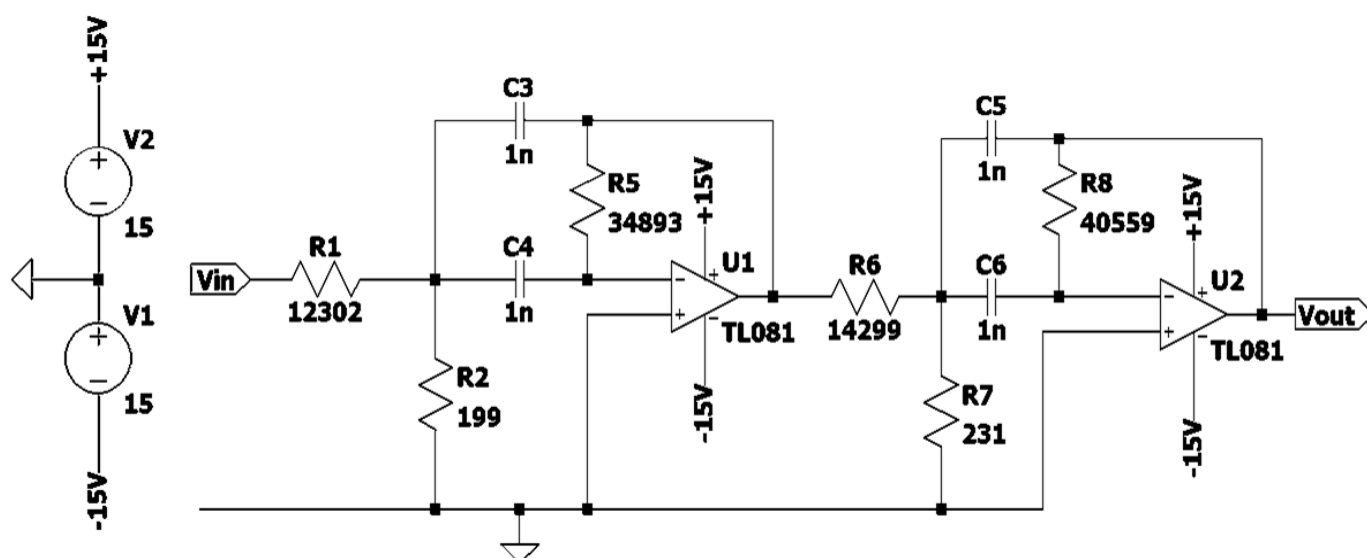


Figure 4.4-2 – Schéma du filtre passe-bande ajusté (valeurs idéales)

Composants du premier étage :

- $R1$: on met deux résistances en série soit : $R1 = 12 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ et $R2 = 300 \Omega \pm 5\%$
- $R2$: on approxime à : $R3 = 200 \Omega \pm 5\%$
- $C3$: on choisit la valeur exacte : $C1 = 1 \text{ nF} \pm 10\%$
- $C4$: on choisit la valeur exacte : $C2 = 1 \text{ nF} \pm 10\%$
- $R5$: on met deux résistances en série soit : $R4 = 4,7 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ et $R5 = 30 \text{ k}\Omega \pm 5\%$

Composants du deuxième étage :

- $R6$: on met deux résistances en série soit : $R6 = 1,3 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ et $R7 = 13 \text{ k}\Omega \pm 5\%$
- $R7$: on approxime à : $R8 = 220 \Omega \pm 5\%$ et $R9 = 10 \Omega \pm 5\%$
- $C8$: on choisit la valeur exacte : $C3 = 1 \text{ nF} \pm 10\%$
- $C9$: on choisit la valeur exacte : $C4 = 1 \text{ nF} \pm 10\%$
- $R10$: on met deux résistances en série soit : $R10 = 1,6 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ et $R11 = 39 \text{ k}\Omega \pm 5\%$

4.4.1.3. Incertitudes sur la fréquence de coupure

Pour obtenir une plage de valeurs acceptable pour la fréquence de coupure, on calcule son incertitude. Il est à noter que le calcul est effectué avec la fréquence $f_c = 56,5 \text{ kHz}$. L'erreur due à la non-idéalité de l'ampli-op n'est pas considérée puisque le filtre passe-bande a été conçu à partir du modèle réel. Les erreurs sur les autres composants sont les mêmes.

Pour un circuit « Multiple feedback » en passe-bande, la fonction de transfert est donnée par l'Équation 4.3-21 et la fonction de transfert d'un filtre passe-bande général est donnée par l'Équation 4.3-20. Des deux équations, on obtient le dénominateur d'une fonction de transfert d'ordre 2 générale et du « Multiple feedback » :

$$s^2 + \frac{\omega_o}{Q}s + \omega_o^2$$

Équation 4.4-1

$$s^2 + s \frac{C3 + C4}{C3 C4 R5} + \frac{1}{R5 C3 C4 \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} \right)}$$

Équation 4.4-2

On peut donc trouver une relation de ω_o à partir de l'Équation 4.4-1 et Équation 4.4-2 :

$$\omega_o^2 = \frac{\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2}}{C3 C4 C5}$$

Équation 4.4-3

Le filtre en question est d'ordre 4, ce qui veut dire qu'il y a « deux » fréquences centrales reliées par la relation suivante :

$$\omega_o = \sqrt{\omega_{o1} \omega_{o2}}$$

Équation 4.4-4

Un code *wxMaxima* est écrit pour trouver l'incertitude sur la fréquence centrale. Afin d'alléger le rapport, le code est présenté dans l'annexe à la section 6.3. L'incertitude relative sur la fréquence de coupure est de $\Delta f_c = 14,98\%$.

4.4.1.4. Mesure : Impédance d'entrée

Le calcul d'impédance d'entrée est fait à une fréquence de 51,5 kHz car c'est la fréquence du signal qui doit passer. On ne se préoccupe pas trop de l'impact que l'impédance et sa phase peuvent causer aux signaux que l'on veut couper.

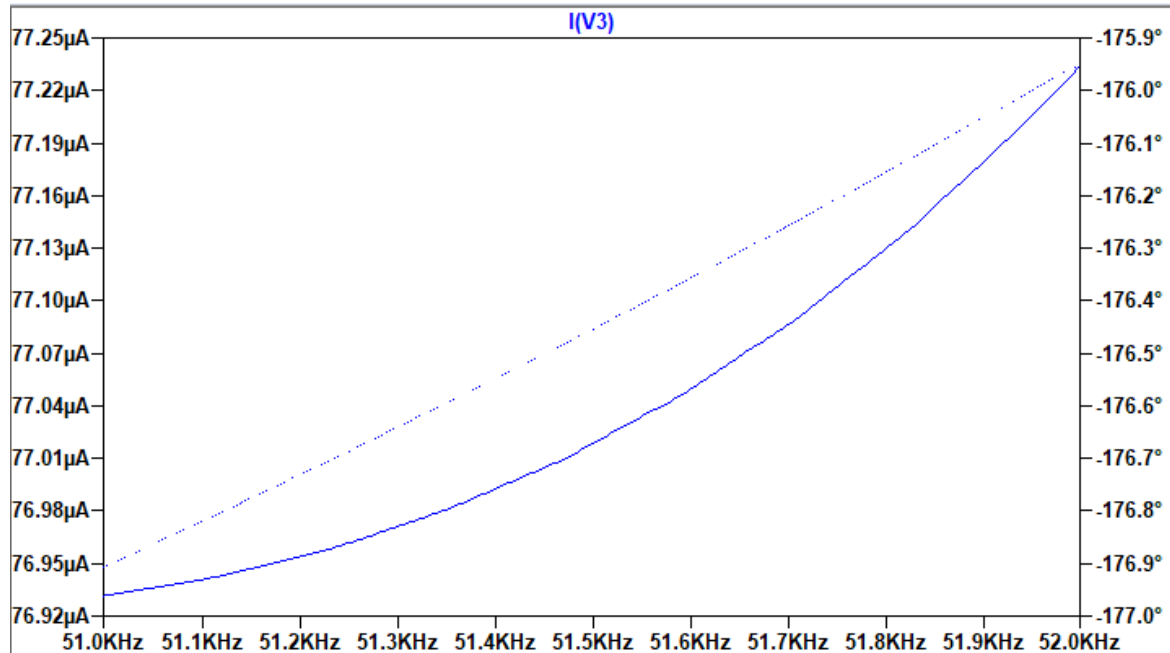


Figure 4.4-3 – Simulation du courant d'entrée du filtre passe-bande

L'impédance d'entrée théorique est calculée à partir de la simulation LTSpice et de l'équation de la résistance d'entrée (loi d'ohm) :

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{1V \angle 0^\circ}{77,01\mu A \angle -176,7^\circ} = 12\,985\Omega \angle 176,7^\circ$$

Équation 4.4-5

Puisqu'aucune contrainte n'est imposée sur le résultat expérimental, on pose par convenance que l'impédance d'entrée du filtre est validée si l'expérience donne un même ordre de grandeur que l'impédance théorique.

4.4.1.5. Mesure : Impédance de sortie

Le calcul d'impédance de sortie est fait à une fréquence de 51,5 kHz car c'est la fréquence du signal qui doit passer. On ne se préoccupe pas trop de l'impact que l'impédance et sa phase peuvent causer aux signaux que l'on veut couper. L'impédance de sortie est simulée sur LTSpice et sa valeur théorique est observée sur le diagramme de la réponse en fréquence.

Le montage de simulation sur LTSpice correspond à la [Figure 4.4-2](#) avec quelques modifications. L'entrée est court-circuitée et un signal est généré à la sortie (étiquette Vout). Le signal a une amplitude fixée à 1V, une phase fixée à 0° et une fréquence de 51,5 Hz.

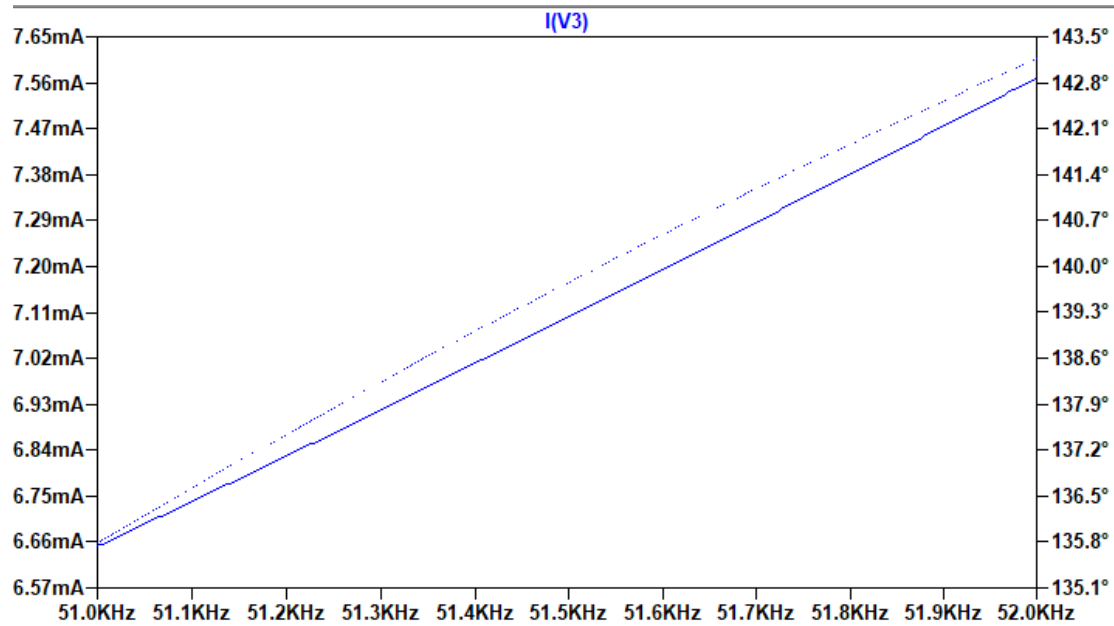


Figure 4.4-4 – Simulation du courant de sortie du filtre passe-bande

L'impédance de sortie théorique est calculée à partir de la simulation LTSpice et de l'équation de la résistance d'entrée (loi d'ohm) :

$$Z_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}} = \frac{1V \angle 0^\circ}{7,11mA \angle 140^\circ} = 141\Omega \angle -140^\circ$$

Équation 4.4-6

Puisqu'aucune contrainte n'est imposée sur le résultat expérimental, on pose par convenance que l'impédance de sortie du filtre est validée si l'expérience donne un même ordre de grandeur que l'impédance théorique.

4.4.2. Conception du démodulateur

4.4.2.1. Adaptation pour un signal audio

Pour éviter d'endommager les écouteurs, le signal ne doit pas avoir de décalage DC. On place alors un filtre passe-haut avec une fréquence de coupure de 10 Hz pour couper la partie DC du signal. Avec l'Équation 4.4-7, on détermine les valeurs des composants du filtre passe-haut. En posant $C = 100 \text{ nF}$, alors on obtient la valeur de la résistance $R = 159 \text{ k}\Omega$.

$$\omega_o = \frac{1}{RC}$$

Équation 4.4-7

Le montage modifié a été simulé sur LTSpice et le résultat est présenté à la Figure 4.4-5. On observe bien que la partie DC du signal n'est plus présente.

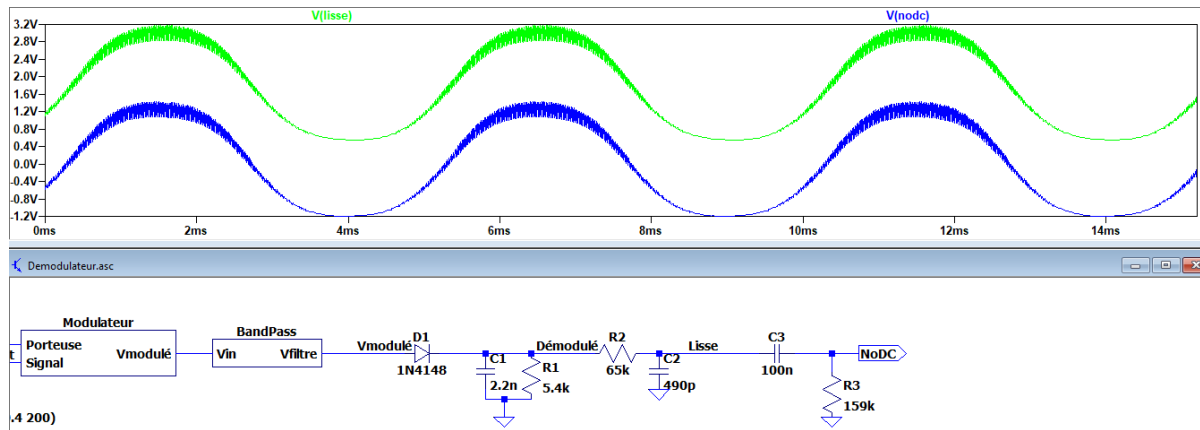


Figure 4.4-5 – Annulation DC

Pour être audible, le signal audio devrait avoir une amplitude d'entre $0,1 V_{rms}$ et $1 V_{rms}$. Cela donne une amplitude située entre $2\sqrt{2} * 0,1 V_{rms} = 0,283 V_{pp}$ et $2,83 V_{pp}$. Puisque l'amplitude à la sortie est de $2,4 V_{pp}$ à 200 Hz et de $1,6 V_{pp}$ à 5 kHz, il faut alors concevoir un amplificateur avec un gain maximal de $G_{max} = \frac{2,83}{2,4} \approx 1,2$ et un gain minimal $G_{min} = \frac{0,283}{1,6} \approx 0,176$. Un amplificateur inverseur est choisi car il peut avoir un gain plus grand et plus petit que 1.

Le gain d'un amplificateur inverseur a été étudié dans la première expérience :

$$G = \frac{R_2}{R_1}$$

Équation 4.4-8

Puisque l'impédance d'entrée est égale à R_1 et doit être grande pour ne pas affecter l'étage précédent du circuit, on prend des résistances de l'ordre de $10^6 \Omega$. Si on prend R_2 comme étant un potentiomètre de 1 000k Ω alors R_1 doit être 83 k Ω . On prend tout de même $R_1 = 700k\Omega$ puisque l'impédance d'une paire d'écouteurs peut varier largement d'une paire à l'autre. On juge que l'utilisateur arrêtera de monter ou descendre le volume au moment qu'il trouve que le son est agréable à entendre.

4.4.2.2. Valeurs réelles des composants

Certaines valeurs de composants sont ajustées puisque les valeurs idéales obtenues aux sections 4.3.2 et 4.4.2.1 ne sont pas disponibles. Pour le circuit démodulateur, les composants réels sont identifiés sur le schéma de la Figure 4.4-6. Les tolérances sur les résistances sont données par le fabricant soit de 5% pour toutes les résistances. De même, la tolérance sur les condensateurs est de 10%.

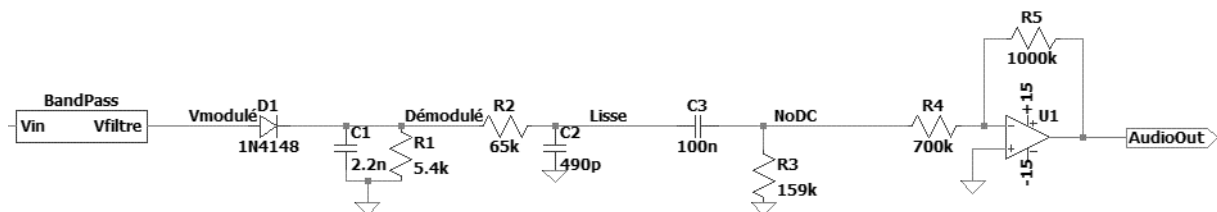


Figure 4.4-6 – Schéma du démodulateur

4.4.3. Preuves de fonctionnement du démodulateur

Pour s'assurer du bon fonctionnement du circuit, une simulation LTSpice a été faite. Les résultats sont présentés dans les figures ci-dessous.

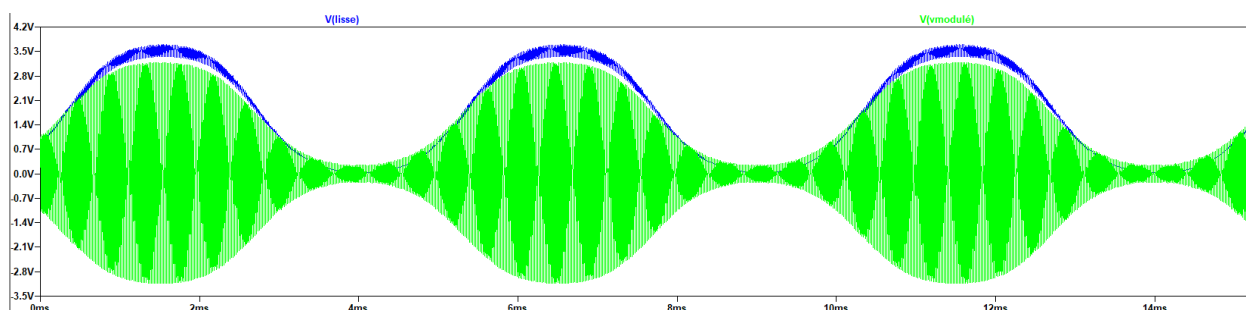


Figure 4.4-7 – Oscillogramme du signal modulé et démodulé avec $f_{\text{modulant}} = 200 \text{ Hz}$

Note : Le signal modulé a été atténué de moitié avec un diviseur de tension pour mieux voir les deux signaux sur un même graphique.

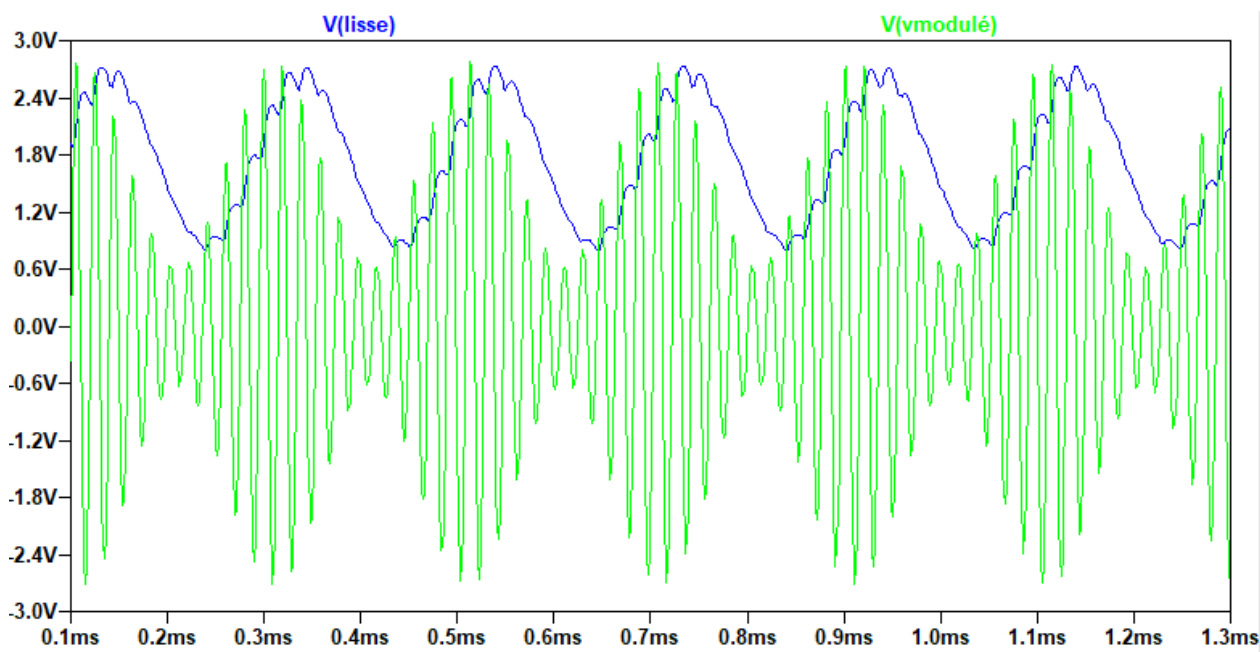


Figure 4.4-8 – Oscillogramme du signal modulé et démodulé avec $f_{\text{modulant}} = 5 \text{ kHz}$

Les faibles oscillations de la fréquence de la porteuse sont ignorées car la porteuse a une fréquence de 51.5 kHz. Ce n'est pas une fréquence audible. La qualité du son n'est pas affectée par ces oscillations.

4.4.4. Conception officielle

Afin de faciliter la compréhension, la conception est divisée en deux parties : le filtre passe-bande et le démodulateur.

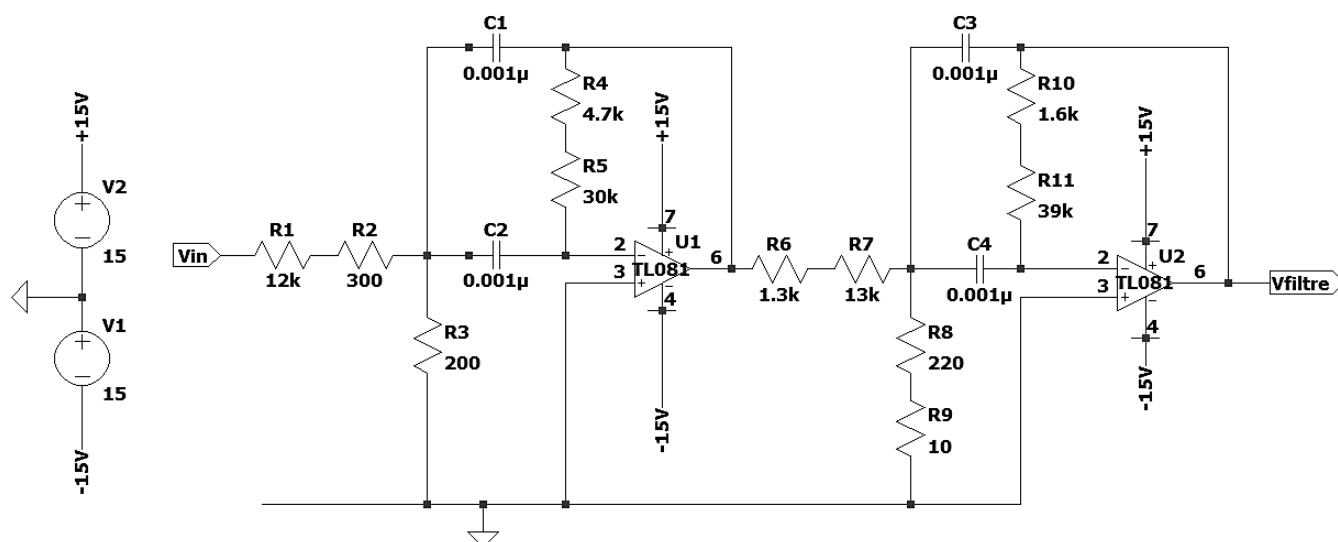


Figure 4.4-9 – Schéma de montage pour le filtre passe-bande

Tableau 4.4-4 – Liste de matériels du filtre passe-bande

Qté	Désignateurs	Description	Manufacturier
2	U1, U2	Amplificateur opérationnel TL081	Texas-Instruments
4	C1, C2, C3, C4	Condensateur 1nOF 10% 16V	KEMET
1	R1	Résistance film 12KΩ 5% 250 mW	MFR-25SJ52-12K0
1	R2	Résistance film 300Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-300R
1	R3	Résistance film 200Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-200R
1	R4	Résistance film 4K7Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-4K7
1	R5	Résistance film 30KΩ 5% 250 mW	MFR-25SJ52-30K0
1	R6	Résistance film 1K3Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-1K3
1	R7	Résistance film 13KΩ 5% 250 mW	MFR-25SJ52-13K0
1	R8	Résistance film 220Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-220R
1	R9	Résistance film 10Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-10R
1	R10	Résistance film 1K6Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-1K6
1	R11	Résistance film 39KΩ 5% 250 mW	MFR-25SJ52-39K0

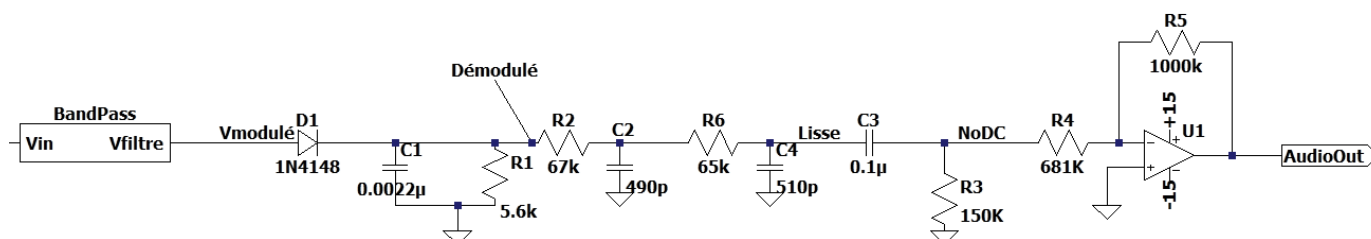


Figure 4.4-10 - Schéma de montage du démodulateur

Tableau 4.4-5 – Liste de matériels du démodulateur

Qté	Désignateurs	Description	Manufacturier
1	U1	Amplificateur opérationnel TL081	Texas-Instruments
1	C1	Condensateur 2n2F 10% 10V	KEMET
2	C2, C4	Condensateur 490pF 10% 16V	KEMET
1	C3	Condensateur 100nF 10% 25V	KEMET
1	D1	1N4148	OnSemi
1	R1	Résistance film 5K6Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-5K6
1	R2	Résistance film 67KΩ 5% 250 m	MFR-25SJ52-67K0
1	R3	Résistance film 150KΩ 5% 250 mW	MFR-25SJ52-150K0
1	R4	Résistance film 681KΩ 5% 250 mW	MFR-25SJ52-681K0
1	R5	Résistance film 1M0Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-1M0
1	R6	Résistance film 65KΩ 5% 250 mW	MFR-25SJ52-65K0

Tableau 4.4-6 – Analyse des caractéristiques du démodulateur tableau révisé

Paramètres	Condition	Contrainte	Tolérance	Mode*	Résultat
Fréquence centrale	Égale à	51.5 kHz	±14,98%	O	
Largeur de bande	Égale à	12 kHz	±14,98%	O	
Atténuation hors bande	Supérieur ou égal à	20 dB	-	O	
Taux de distorsion d'une sinusoïde	Inférieur à	5%	-	M	
Impédance d'entrée	Résistance	12 985Ω	Même ordre de grandeur	M	
	Phase	∠176,7°			
Impédance de sortie	Résistance	141Ω		M	
	Phase	∠ − 140°			
Démodulation	Signal sinusoïdal	Pas d'aplatissement		O	

* O – par Observation ; M – par Mesure

4.5. Plan d'essai

4.5.1. Mesure de la réponse en fréquence

1. Alimenter l'amplificateur opérationnel de ±15V aux entrées respectives
2. Brancher le filtre passe-bande au pont d'impédance (Electronics Explorer 410-151)
3. Générer la réponse en fréquence pour des fréquences entre 25 à 75 kHz
4. Enregistrer le diagramme obtenu pour analyser la fréquence de coupure

4.5.2. Oscillogrammes

1. Alimenter l'amplificateur opérationnel U1 de $\pm 15V$ aux entrées respectives
2. À l'aide du générateur de signal, générer le signal de la porteuse
 - a. Amplitude : 1.5V
 - b. Fréquence : 51.5 kHz
 - c. Forme : sinusoïdale
3. À l'aide du générateur de signal, générer le signal modulant
 - a. Amplitude 0.75
 - b. Fréquence : 5 kHz
 - c. Décalage de 0mV
4. Connecter la sonde 1 de l'oscilloscope à la sortie du filtre passe-bande (Vfiltre)
5. Connecter la sonde 2 de l'oscilloscope à la sortie du démodulateur lissé (Vlissé)
6. Afficher simultanément l'oscillogramme des deux sondes
7. Enregistrer les oscillogrammes pour visualiser le comportement du signal (capture d'écran)
8. Refaire les mêmes manipulations pour une fréquence modulante à 5 kHz

4.5.3. Impédance d'entrée

1. Alimenter l'amplificateur opérationnel U1 de $\pm 15V$ aux entrées respectives
2. Ajouter une résistance $R_x = 12.5k\Omega$ en série à l'entrée du filtre
3. Appliquer un signal de 0.4V crête à crête à une fréquence de 51.5 kHz à R_x
4. Mesurer le potentiel aux deux bornes de la résistance à l'aide des deux sondes de l'oscilloscope en mode MATH telles que :
 - a. Sonde 1 (CH1) à la patte d'entrée R_x (recevant le signal modulant)
 - b. Sonde 2 (CH2) à la patte de la sortie de R_x (connecté à R2)
5. Le potentiel à l'entrée est donné par la sonde à l'entrée devant R_x (CH1)
6. Le courant à l'entrée est donné par la différence de potentiel entre les deux sondes divisées par R_x (mode MATH)
7. Calculer l'impédance à l'aide de la loi d'ohm
8. La phase est donnée par le retard entre les courbes observé à l'oscilloscope.

4.5.4. Impédance de sortie

1. Alimenter l'amplificateur opérationnel U1 de $\pm 15V$ aux entrées respectives
2. Court-circuiter l'entrée du signal modulant
3. Connecter une résistance de 100Ω à la sortie. De cette façon, le courant dans la résistance est égal au potentiel à ses bornes (Mode MATH)
4. Connecter le générateur de fonction à l'autre borne de la résistance (patte flottante)
 - a. Signal sinusoïdal d'amplitude 1V et de fréquence 51.5 kHz.
5. Connecter une sonde de l'oscilloscope à chaque borne de la résistance
6. Prendre en note les valeurs de potentiel
7. Calculer l'impédance à l'aide de la loi d'ohm
8. La phase est donnée par le retard entre les courbes observé à l'oscilloscope.

4.5.5. Mesure du taux distorsion

1. Alimenter l'amplificateur opérationnel de $\pm 15V$ aux entrées respectives
2. À l'aide du générateur de signal, générer le signal de la porteuse

- a. Amplitude : 1.5V
 - b. Fréquence : 51.5 kHz
 - c. Forme : sinusoïdale
3. À l'aide du générateur de signal, générer le signal modulant
 - a. Amplitude 0.75
 - b. Fréquence : 5 kHz
 - c. Décalage de 0mV
4. Connecter la sonde 1 de l'oscilloscope à la sortie du circuit
5. Utiliser le mode FFT de l'oscilloscope (Math)
6. Enregistrer la FFT pour visualiser le comportement du signal
7. Prendre en note les valeurs de la plus haute impulsion sur la courbe (autre que celle de 5 kHz)

4.6. Résultats

4.6.1. Mesure de la réponse en fréquence

Le diagramme de la réponse en fréquence de la **Figure 4.6-1** permet de relever les valeurs expérimentales suivantes. Le tableau suivant présente ces valeurs :

Tableau 4.6-1 - Données principales de la réponse en fréquence du filtre passe-bande

Variable	Valeur	Incertitude
Gain Maximal (G) [dB]	-0,7	0,33
f _{max1} [kHz]	45	5
F _{max2} [kHz]	55	5
F _{min1} [kHz]	35	5
F _{min2} [kHz]	65	5
B [kHz]	10	10
f _c [kHz]	50	10

L'incertitude des fréquences relevées sur le diagramme est donnée par la moitié de la plus petite division soit $\frac{10 \text{ kHz}}{2} = 5 \text{ kHz}$. L'incertitude sur le gain maximal est donnée par l'équation suivante :

$$\Delta G = \frac{-0,7\text{dB} + -4,63\text{dB}}{2 * \text{nombre de divisions}} = \frac{-0,7\text{dB} + -4,63\text{dB}}{2 * 8} = 0,33 \text{ dB} \quad \text{Équation 4.6-1}$$

À partir de ces données, on obtient la fréquence de coupure du filtre passe-bande. Puisque la fréquence de coupure peut se calculer à partir de la bande d'arrêt ou la bande passante, on calcule, par convenance, la fréquence à partir de la bande passante. La bande passante est donnée par les **Équation 4.6-4** et **Équation 4.6-5**.

$$f_c = \sqrt{f_{\max 1} f_{\max 2}} = \sqrt{f_{\min 1} f_{\min 2}} \quad \text{Équation 4.6-2}$$

$$f_c = \sqrt{(45\,000)(55\,000)} = 49\,749 \text{ Hz} \approx (50 \pm 10) \text{ kHz} \quad \text{Équation 4.6-3}$$

$$\Delta f = f_{\max 2} - f_{\max 1} \quad \text{Équation 4.6-4}$$

$$\Delta f = (55 \pm 5) - (45 \pm 5) = (10 \pm 10) \text{ kHz} \quad \text{Équation 4.6-5}$$

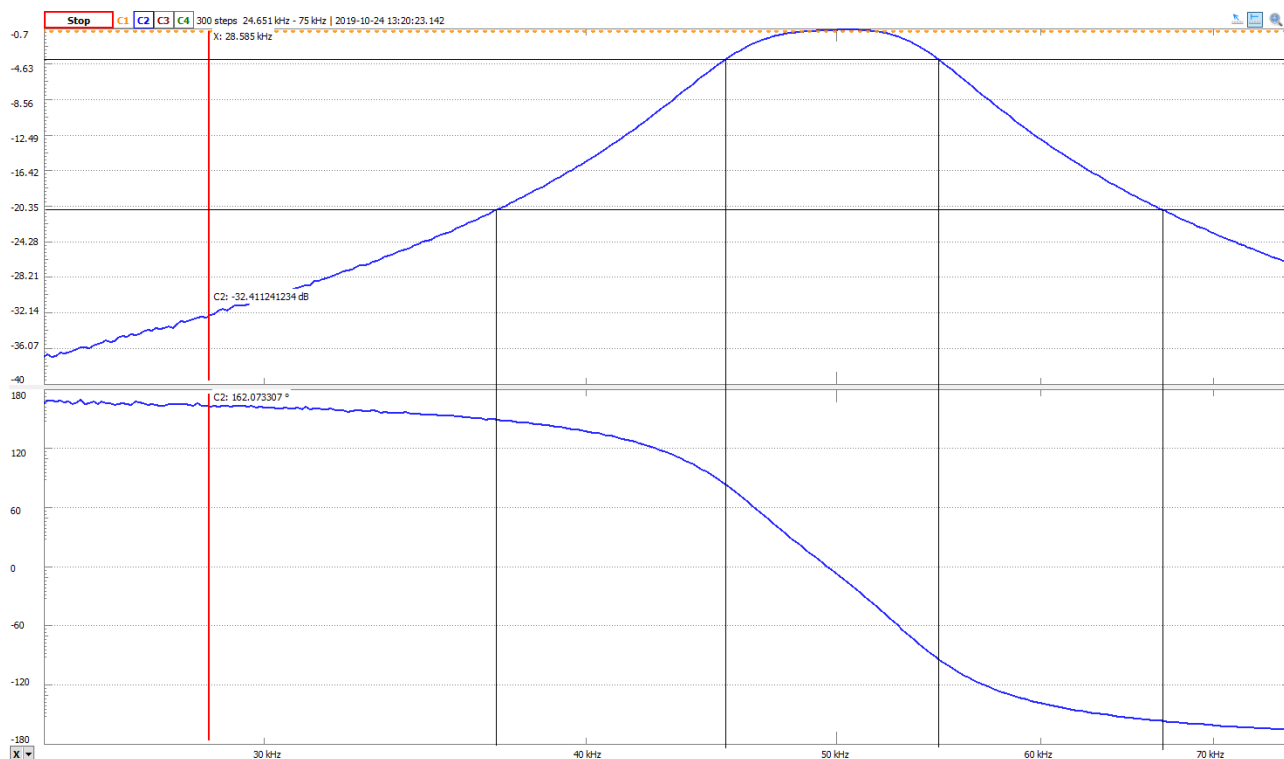


Figure 4.6-1 – Diagramme de Bode du filtre passe-bande

4.6.2. Oscillogramme

L'oscillogramme ci-dessous est obtenu pour une fréquence modulante de 5 kHz. La courbe en bleue est le signal modulé à la sortie du filtre passe-bande. La courbe en jaune est le signal à la sortie du circuit au complet.

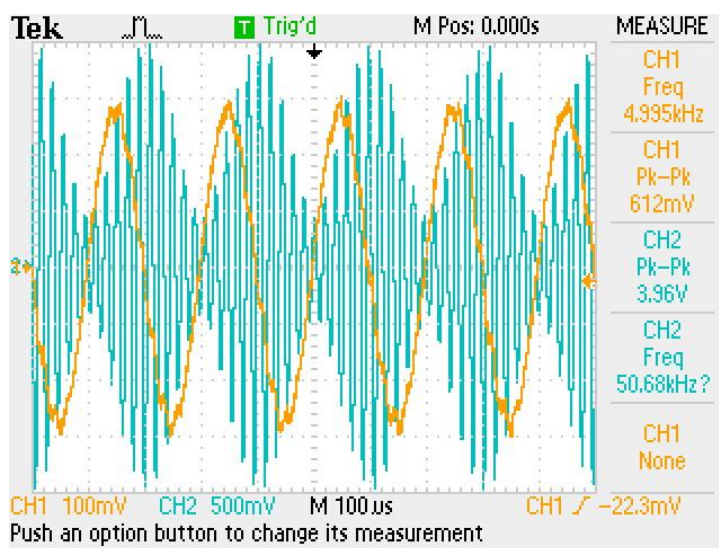


Figure 4.6-2 – Oscillogramme du signal modulé et démodulé

4.6.3. Impédance d'entrée

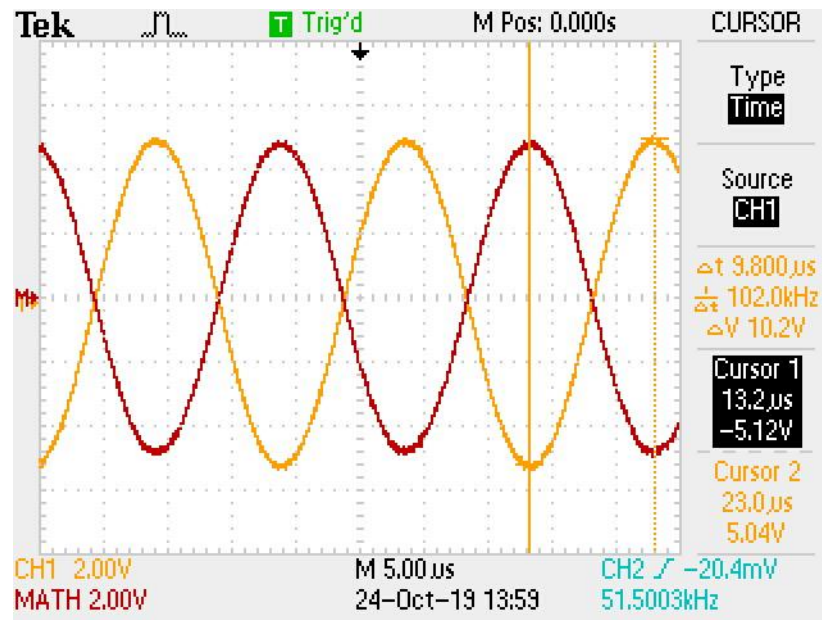


Figure 4.6-3 - Oscillogramme du calcul d'impédance d'entrée

Note : Les sondes n'avaient pas d'atténuation, mais les réglages de l'oscilloscope compensaient pour une atténuation de X10. L'oscilloscope a alors multiplié l'amplitude des signaux par 10 à la Figure 4.6-3. Le ΔV indique 10V, ce qui est alors 1V.

$$\phi = \frac{\Delta t * 360^\circ}{1/f_p} = \frac{9.8\mu s * 360^\circ}{1/51500Hz} = 181,7^\circ$$

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{1V}{1V/12\,500\Omega \angle 182^\circ} = 12\,500\Omega \angle 182^\circ$$

4.6.4. Impédance de sortie

Les résultats de simulation pour calculer l'impédance de sortie sont donnés par les Figure 4.6-4 et Figure 4.6-5. La courbe en bleue représente la tension de sortie (V_{out}). La courbe en rouge est la tension aux bornes de R_x .

$$\phi = \frac{\Delta t * 360^\circ}{1/f_p} = \frac{7,6\mu s * 360^\circ}{1/51500Hz} = -140,904^\circ$$

$$Z_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}} = \frac{0,640 \angle 0^\circ}{0,360/100\Omega \angle -140,9^\circ} = 177,8\Omega \angle -140,9^\circ$$

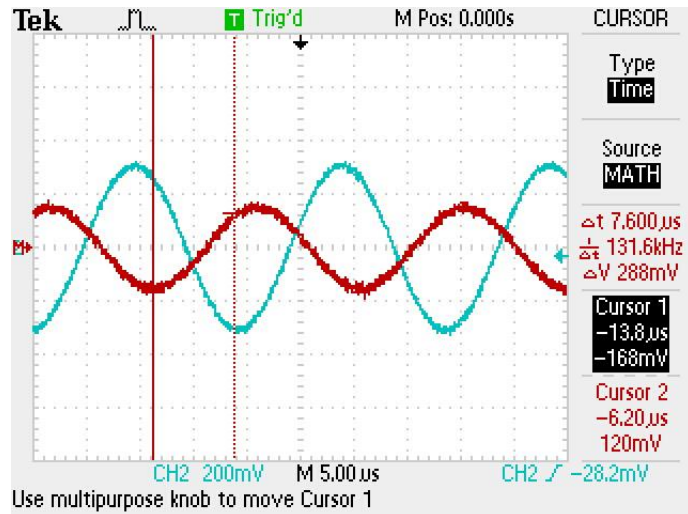


Figure 4.6-4 – Oscillogramme du calcul d'impédance de sortie (1)

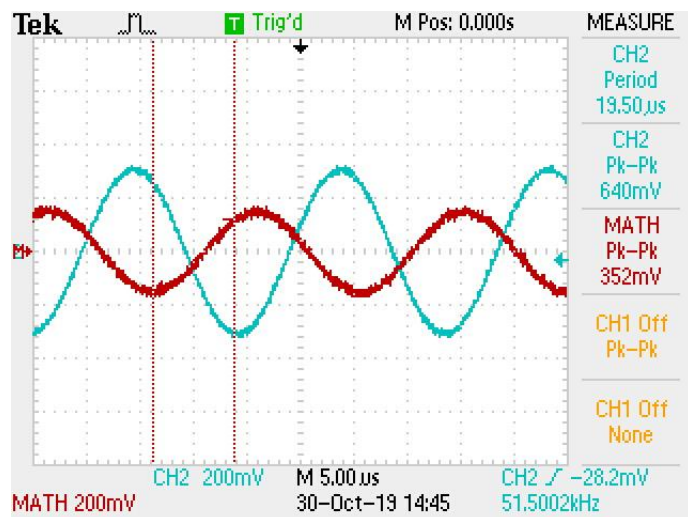


Figure 4.6-5 – Oscillogramme du calcul d'impédance de sortie (2)

4.6.5. Mesure du taux distortion

Le calcul de la mesure du taux de distortion est donné par l'équation ci-dessous :

$$THD (\%) = 10^{\frac{valeur_{dB}}{20}} * 100 \quad \text{Équation 4.6-6}$$

La variable $valeur_{dB}$ est donnée par l'harmonique (autre que la fondamentale) la plus élevée observable sur une FFT. La Figure 4.6-6 permet de constater qu'elle est donnée par l'harmonique à 15 kHz. Ainsi, le taux de distortion du circuit est :

$$THD (\%) = 10^{\frac{-59,3}{20}} * 100 = 0,108\% \quad \text{Équation 4.6-7}$$

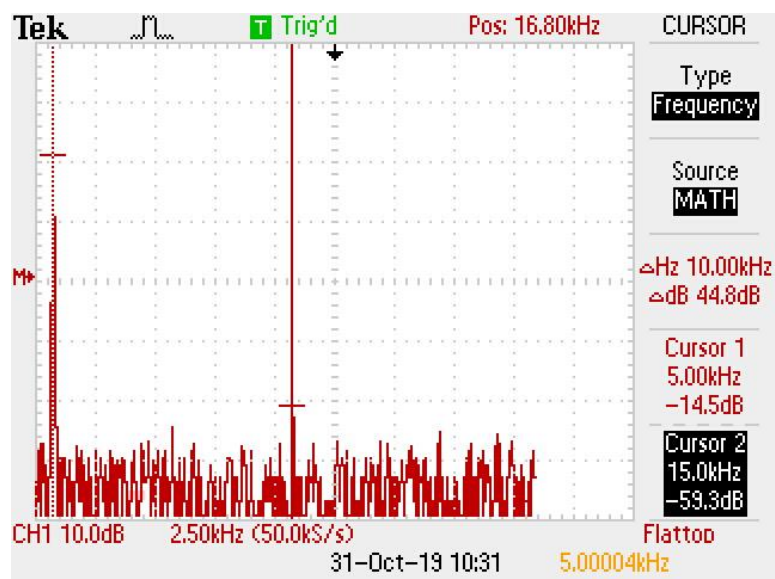


Figure 4.6-6 – FFT du signal démodulé

4.6.6. Résumé de résultats

Tableau 4.6-2 – Analyse des résultats du démodulateur

Paramètres	Condition	Contrainte	Tolérance	Mode*	Résultat
Fréquence centrale	Égale à	51.5 kHz	$\pm 14,98\%$	O	(50 ± 10) kHz
Largeur de bande	Égale à	12 kHz	$\pm 14,98\%$	O	Validé
Atténuation hors bande	Supérieur ou égal à	20 dB	-	O	Validé
Taux de distorsion d'une sinusoïde	Inférieur à	5%	-	M	0,108%
Impédance d'entrée	Résistance	12 985 Ω	Même ordre de grandeur	M	12 500 Ω
	Phase	176,7°			182°
Impédance de sortie	Résistance	141 Ω		M	177,8 Ω
	Phase	-140°			-140,9°
Démodulation	Signal sinusoïdal	Pas d'aplatissement		O	Validé

* O – Par Observation ; M – par Mesure

4.7. Interprétation

L'oscillogramme de la [Figure 4.6-2](#) montre que le signal modulant se retrouve bel et bien à la sortie du circuit de démodulation. Cela veut dire que l'information est conservée.

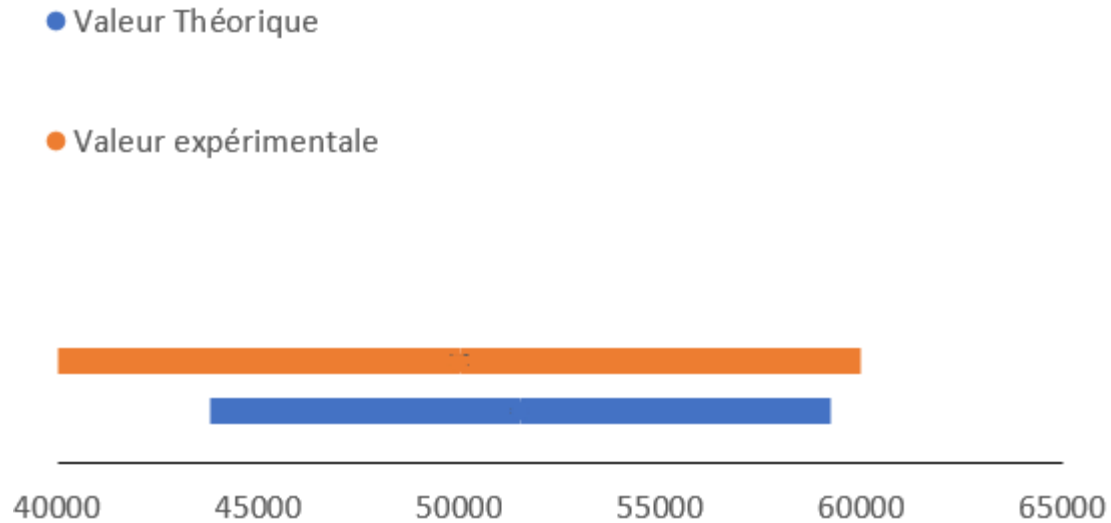


Figure 4.7-1 - Comparaison de la fréquence de coupure théorique et expérimentale

La **Figure 4.7-1** indique que la valeur de la fréquence de coupure observée expérimentalement répond au cahier de charge puisque la valeur théorique et expérimentale ont une plage de valeurs possibles commune. Il est à noter que l'incertitude à la suite des calculs est très grande due à la perte de précision à chaque calcul. En visualisant la **Figure 4.6-1**, on peut mieux voir fréquence centrale et se donner une idée sur l'ordre de précision.

Pour ce qui est de l'impédance d'entrée et de sortie, les valeurs sont dans le même ordre de grandeur. Puisqu'aucune valeur précise n'est requise pour répondre aux attentes, il n'y aura pas d'analyse quant à la précision résultats.

Le taux de distorsion obtenu est inférieur à 5%. Le cahier de charge est donc respecté.

5. Conclusion

En conclusion, un filtre passe-bande suivi d'un démodulateur AM a été conçu selon les contraintes du cahier de charge. Toutefois, la bande passante a été réduite pour des raisons pratiques. En effet, le cahier de charge demandait une bande passante de 40 kHz. Après une révision du concept, la bande passante a été réduite, car les radios AM ne transportent pas de signal audio au-delà de 5 kHz.

Nous avons observé un décalage de la fréquence centrale lors de l'utilisation de l'amplificateur opérationnel TL081. Pour pallier le problème d'ampli non idéal, un ajustement a été fait sur la fréquence porteuse idéale pour que la fréquence porteuse réelle soit proche de 51,5 kHz. Avec cette modification, les résultats de simulations ont été concluants et le cahier de charge respecté.

6. Annexe

6.1. Calcul Excel du passe-bande

Les calculs des spécifications de chaque étage du filtre passe-bande ont été réalisés sur Excel. Ils se basent sur les équations des sections 4.3.1.2 et 4.3.1.3.

1. Réalisation du filtre passe-bande - Caractéristiques des étages					
Tableau 1.1 : Donnée du filtre passe-bande				Légende	
fc	Δf_{\max}	G0	α	β	Spécification du filtre passe-bande
51500	12000	1	0,7071	0,7071	Pôles (passe-bas normalisé) Butterworth
Tableau 1.2 : Calcul du facteur de qualité du filtre passe-bande				Calculs intermédiaires	
	QPB				Spécification des étages
Calcul de la cellule	=A3/B3				
Valeur numérique	4,292				
Tableau 1.3 : Calcul du facteur de qualité					
	C	D	E	H	Facteur de qualité : Q
Calcul de la cellule	=D3^2+E3^2	=2*D3/C8	=C13/(C8^2)+4	=RACINE(E13^2-4*D13^2)	=RACINE((E13+F13)/(2*D13^2))
Valeur numérique	1,000	0,330	4,054	4,000	6,090
Tableau 1.4 : Calcul des fréquences pour chaque étage					
	M	W	fc1	fc2	
Calcul de la cellule	=D3*F13/B8	=B18+RACINE(B18^2-1)	=A3*C18	=A3/C18	
Valeur numérique	1,003	1,086	55933	47419	
Tableau 1.5 : Calcul du gain pour chaque étage					
	G1	G2			
Calcul de la cellule	=C3*RACINE(1+F13^2*(A3/D18-D18/A3)^2)	=C3*RACINE(1+F13^2*(A3/E18-E18/A3)^2)			
Valeur numérique	1,419	1,419			
2. Réalisation du filtre passe-bande - Valeur idéale des composants					
1. Premier étage			2. Deuxième étage		
Tableau 2.1.1 : Caractéristiques du filtre			Tableau 2.2.1 : Caractéristiques du filtre		
fc1	Q	G1	fc1	Q	G1
55933	6,090	1,419	47419	6,090	1,419
On pose C3=C4 :			On pose C3=C4 :		
1,00E-09			1,00E-09		
Tableau 2.1.2 : Constantes intermédiaires supplémentaires			Tableau 2.2.2 : Constantes intermédiaires supplémentaires		
	k	H		k	H
Calcul de la cellule	=2*PI()*A30*B32	=C30/B30	Calcul de la cellule	=2*PI()*E30*F32	=G30/F30
Valeur numérique	3,514E-04	0,233	Valeur numérique	2,979E-04	0,233
Tableau 2.1.3 : Valeur des composants			Tableau 2.2.3 : Valeur des composants		
	R1	R2		R1	R2
Calcul de la cellule	=1/(C37*B37)	=1/((2*B30-C37)*B37)	Calcul de la cellule	=1/(G37*F37)	=1/((2*F30-G37)*F37)
Valeur numérique	12212	238	Valeur numérique	14405	281
		R5			R5
		=2*B30/B37			=2*F30/F37
		34658			40881
Légende					
Spécification des étages					
Calculs intermédiaires					
Valeur posée par convenance					
Valeurs des composants					

6.3. Code : calcul de l'incertitude sur la fréquence de coupure

Les équations et le code ayant permis le calcul d'incertitude de la fréquence de coupure du filtre passe-bande sont présentés dans les figures de cette section. Ce code est une référence pour la section 4.4.1.3.

Erreur_relative_fo.wmxm

Expression de w1 en fonction des valeurs des composants et écart de w1 de dérivées partielles

```
(%i2) kill(all)$
w1:sqrt((1/R1_1+1/R1_2)/C1_3/C1_4/R1_5)$
Δw1:abs(ΔR1_1·diff(w1,R1_1,1))+abs(ΔR1_2·diff(w1,R1_2,1))
      +abs(ΔC1_3·diff(w1,C1_3,1))+abs(ΔC1_4·diff(w1,C1_4,1))
      +abs(ΔR1_5·diff(w1,R1_5,1))$
```

Même chose pour w2

```
(%i4) w2:sqrt((1/R2_1+1/R2_2)/C2_3/C2_4/R2_5)$
Δw2:abs(ΔR2_1·diff(w2,R2_1,1))+abs(ΔR2_2·diff(w2,R2_2,1))
      +abs(ΔC2_3·diff(w2,C2_3,1))+abs(ΔC2_4·diff(w2,C2_4,1))
      +abs(ΔR2_5·diff(w2,R2_5,1))$
```

Valeur symbolique de f et Δf

```
(%i8) w:sqrt(w1·w2)$
Δw:Δw1/2·sqrt(w2/w1)+Δw2/2·sqrt(w1/w2)$
f:w/2/%pi$
Δf:Δw/2/%pi$
```

Ajout des valeurs numériques

```
(%i18) R1_1:12300$
      R1_2:200$
      C1_3:10^-9$
      C1_4:C1_3$
      R1_5:34700$
      ΔR1_1:0.05·R1_1$
      ΔR1_2:0.05·R1_2$
      ΔC1_3:0.1·C1_3$
      ΔC1_4:ΔC1_3$
      ΔR1_5:0.05·R1_5$
```

Figure 6.3-1 - Code pour l'erreur relative sur la fréquence de coupure théorique et son incertitude (1)

Erreur_relative_fo.wmx

```
(%i28) R2_1:14400$
      R2_2:230$
      C2_3:10^-9$
      C2_4:C2_3$
      R2_5:40600$
      ΔR2_1:0.05·R2_1$
      ΔR2_2:0.05·R2_2$
      ΔC2_3:0.1·C2_3$
      ΔC2_4:ΔC2_3$
      ΔR2_5:0.05·R2_5$
```

Affichage des résultats

```
(%i31) f,numer;
      Δf,numer;
      Δfrel:100·Δf/f,numer;

(%o29) 56544.25423730232
(%o30) 8470.329284747892
(Δfrel) 14.980000000000001
```

Figure 6.3-2 - Code pour l'erreur relative sur la fréquence de coupure théorique et son incertitude (2)

7. Bibliographie

1. Filtering 101: Sallen-Key vs. Multiple Feedback. *Analogue Device*. [En ligne] [Citation : 27 10 2019.] <https://www.analog.com/en/education/education-library/videos/3637489704001.html#>.

2. F., Leduc-Primeau. *Expérience 2 : Filtrage actif à base d'amplificateurs opérationnels*. Montréal : Polytechnique de Montréal, 2019.

3. FILTERS, ANALOG. CHAPTER 8 ANALOG FILTERS . *ANALOG FILTERS* . [En ligne] [Citation : 27 10 2019.] <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/Basic-Linear-Design/Chapter8.pdf>.

4. École Polytechnique de Montréal. [En ligne] <http://www.polymtl.ca/etudes/cours/details.php?sigle=ELE2003>.

5. Audet Y., Morin C. *ELE2003 - Guide de Travail - Rev 3*. Montréal : École Polytechnique de Montréal, 2019.
6. Contributors. Butterworth filter. *Wikipedia*. [En ligne] The Free Encyclopedia. [Citation : 14 08 2019.] https://en.wikipedia.org/wiki/Butterworth_filter.
7. Murara. EMI suppression filters _ Murata Manufacturing Co. *www.murata.com*. [En ligne] Murata manufacturing. [Citation : 14 09 2019.] <https://www.murata.com/en-global/products/emc/emifil/knowhow/basic/chapter06-p8>.
8. *Datasheet-UA741*. 7929237 0023607 6.
9. Marc Hummel, Simone Mayor. Le choix d'un condensateur fixe. *F5ZV*. [En ligne] 03 07 2015. [Citation : 20 09 2019.] <https://f5zv.pagesperso-orange.fr/RADIO/RM/RM24/RM24G/RM24G12.html>.
10. Le Ny, Jérôme. *Cours 3 - Filtres analogiques linéaires I*. Montréal : Polytechnique Montréal, 2016.
11. F., Leduc-Primeau. *Expérience 1 : Montages à base d'ampli-OP*. Montréal : Polytechnique de Montréal, 2019.

8. Historique des révisions

Tableau 6.3-1 – Historique des révisions

Révision	Date	Paragraphe	Modification
1	2019/10/25	4.1, 4.2, 4.3.2, 4.5, 4.6	Maxime Laroche : Rédaction des sections
2	2019/10/27	3, 4.3.1	Juliette Arcouet : Rédaction
		4.1	Juliette Arcouet : Correction typographique / Modification
		4.2	Juliette Arcouet : ajout de la section complète sur le passe-bande
3	2019/10/29	4.3.1.2, 6.1	Juliette Arcouet : rédaction de la section numérique
4	2019/10/29	4.4, 4.7	Maxime Laroche : rédaction de la section, ainsi que le code à l'intérieur. 4.7 : commencé la section
5	2019/11/02	4.3.1.3, 4.5.5, 4.6.5, 4.6.6, 5, 6	Juliette Arcouet : rédaction de la section
		4.4, 4.6	Juliette Arcouet : Organisation de la section et rédaction détaillée
		4.6.5, 4.6.6	Juliette Arcouet : rédaction du taux de distorsion et résumé des résultats
		Tous	Juliette Arcouet : correction typographique