

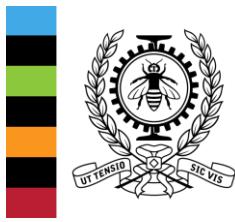
Montréal, Canada

January 29, 2021

To the Whitestar capital team

All the relevant work to this job I have done to date contains confidential information. I still want to show how I work, so I am attaching a lab report from when I was an electrical engineering student.

Maxime



POLYTECHNIQUE  
MONTRÉAL

**ELE2003 – Projet de Circuits Électroniques**

**Système de domotique**

**Groupe 2 – Équipe 3**

**Révision 3 (2019/12/04)**

Nom	Photo	Matricule	Signature
Juliette Arcouet		1848701	
Maxime Laroche		1950276	

**Table des matières**

1.	Liste des figures.....	IV
2.	Liste des tableaux.....	VII
I.	Introduction .....	VIII
II.	Modulateur AM .....	1
3.	Mise en contexte.....	2
3.1.	Analyse des besoins .....	2
3.2.	Concept.....	2
3.3.	Conception préliminaire .....	2
3.4.	Conception détaillée .....	6
3.4.1.	Valeurs réelles des composants .....	6
3.4.2.	Simulations .....	7
3.4.3.	Impédance d'entrée .....	9
3.4.4.	Impédance de sortie .....	10
3.4.5.	Conception officielle.....	11
3.5.	Plan d'essai.....	12
3.5.1.	Oscillogrammes .....	12
3.5.2.	Impédance d'entrée .....	13
3.5.3.	Impédance de sortie .....	13
3.6.	Résultats .....	14
3.6.1.	Oscillogrammes .....	14
3.6.2.	Fréquence de porteuse maximale .....	16
3.6.3.	Amplitude des signaux d'entrées .....	17
3.6.4.	Impédance d'entrée .....	17
3.6.5.	Impédance de sortie .....	18
3.6.6.	Résumé de résultats .....	20
3.7.	Interprétation.....	20
3.8.	Discussion.....	22
III.	Démodulateurs .....	23
4.	Mise en contexte.....	24
4.1.	Analyse des besoins .....	24
4.2.	Concept.....	24
4.3.	Conception préliminaire .....	26
4.3.1.	Filtre passe-bande .....	26
4.3.2.	Démodulateur .....	31
4.4.	Conception détaillée .....	33
4.4.1.	Conception du filtre passe-bande .....	33
4.4.2.	Conception du démodulateur.....	37
4.4.3.	Preuves de fonctionnement du démodulateur .....	39
4.4.4.	Conception officielle.....	39
4.5.	Plan d'essai.....	41
4.5.1.	Mesure de la réponse en fréquence .....	41

4.5.2.	Oscillogrammes .....	42
4.5.3.	Impédance d'entrée .....	42
4.5.4.	Impédance de sortie .....	42
4.5.5.	Mesure du taux distorsion.....	42
4.6.	Résultats .....	43
4.6.1.	Mesure de la réponse en fréquence .....	43
4.6.2.	Oscillogramme .....	44
4.6.3.	Impédance d'entrée .....	45
4.6.4.	Impédance de sortie .....	45
4.6.5.	Mesure du taux distorsion.....	46
4.6.6.	Résumé de résultats .....	47
4.7.	Interprétation.....	47
4.8.	Discussion.....	48
4.9.	Annexe .....	49
4.9.1.	Calcul Excel du passe-bande .....	49
4.9.2.	Calcul Excel du passe-bande ajusté.....	50
4.9.3.	Code : calcul de l'incertitude sur la fréquence de coupure.....	51
IV.	Boutons.....	53
5.	Mise en contexte.....	54
5.1.	Concept.....	54
5.1.1.	Allocation des fréquences.....	54
5.1.2.	Conception des interrupteurs.....	54
5.1.3.	Génération du signal des boutons .....	54
5.1.4.	Mélange des signaux.....	55
5.1.5.	Récupération de l'état des interrupteurs.....	55
5.1.6.	Récupération du signal audio 1 .....	60
5.1.7.	Implémentation du circuit.....	60
5.2.	Simulations .....	61
5.3.	Montage .....	65
5.4.	Plan d'essai.....	70
5.5.	Résultats .....	71
5.5.1.	Quantité maximale d'interrupteur.....	74
5.6.	Interprétations .....	74
5.7.	Discussion.....	74
V.	Oscillateurs .....	75
6.	Mise en contexte.....	76
6.1.	Analyse des besoins .....	76
6.2.	Concept.....	77
6.3.	Conception préliminaire .....	77
6.3.1.	Conception du filtre passe-bas .....	78
6.3.2.	Méthode d'ajustement .....	79
6.3.3.	Ajustement de l'amplitude.....	83
6.3.4.	Taux de distorsion.....	83
6.4.	Conception détaillée .....	84

6.4.1.	Conception générale.....	84
6.4.2.	Oscillateur du signal audio.....	85
6.4.3.	Oscillateur du premier interrupteur .....	88
6.4.4.	Oscillateur du deuxième interrupteur.....	91
6.4.5.	Conception officielle.....	93
6.4.6.	Intégration dans le projet .....	95
6.5.	Plan d'essai.....	96
6.5.1.	Oscillogrammes .....	96
6.5.2.	Taux de distorsion.....	96
6.5.3.	Impédance de sortie .....	97
6.6.	Résultats .....	97
6.6.1.	Oscillogrammes .....	98
6.6.2.	Taux de distorsion.....	99
6.6.1.	Impédance de sortie .....	100
6.7.	Interprétation.....	101
VI.	Conclusion .....	102
7.	Bibliographie .....	103
8.	Historique des révisions .....	104

## 1. Liste des figures

Figure 3.4.1-1 – Sommation des signaux.....	3
Figure 3.4.1-2 – Oscilloscopie de la somme des signaux .....	3
Figure 3.4.1-3 – Redressement de la somme des signaux.....	4
Figure 3.4.1-4 – Signaux redressés .....	4
Figure 3.4.1-5 – Schéma de base d'une bobine simulée .....	5
Figure 3.4.1-6 Schéma du circuit de modulation .....	6
Figure 3.4.2-1 – Oscilloscopie simulé à 200Hz .....	8
Figure 3.4.2-2 – Oscilloscopie simulé à 5kHz .....	8
Figure 3.4.2-3 – Oscilloscopie simulé à 10kHz .....	9
Figure 3.4.3-1 – Réponse en fréquence dans la source du signal modulant théorique.....	9
Figure 3.4.4-1 - Circuit de simulation de l'impédance de sortie .....	10
Figure 3.4.4-2 - Réponce en fréquence du courant de la source connecté à la sortie théorique .....	11
Figure 3.4.5-1 – Conception officielle du modulateur AM .....	11
Figure 3.5.3-1 - Montage pour la mesure de l'impédance de sortie.....	13
Figure 3.6.1-1 - Oscilloscopie du signal modulant et mofulé à $f = 200\text{Hz}$ .....	14
Figure 3.6.1-2 - Oscilloscopie du signal modulant et mofulé à $f = 5\text{ KHz}$ .....	15
Figure 3.6.1-3 - Oscilloscopie du signal modulant et mofulé à $f = 10\text{ KHz}$ .....	15
Figure 3.6.2-1 - Oscilloscopie de l'entrée et de la sortie avec une porteuse de $65\text{ kHz}$ .....	16
Figure 3.6.2-2 - Oscilloscopie de l'entrée et de la sortie avec une porteuse de $70\text{ kHz}$ .....	16
Figure 3.6.4-1 - Mesure de tension d'entrée (turquoise) et tension pour calculer le courant d'entrée (rouge).....	17
Figure 3.6.5-1 – Mesure pour la phase du courant .....	19
Figure 3.6.5-2 - Mesure de tension de sortie (turquoise) et tension pour calculer le courant de sortie (rouge).....	20
Figure 3.6.6-1 – Tolérance de spécification et incertitudes relatives au module de l'impédance d'entrée .....	21
Figure 3.6.6-2 – Tolérance de spécification et incertitudes relatives à la phase de l'impédance d'entrée .....	21
Figure 3.6.6-3 – Tolérance de spécification et incertitudes relatives au module de l'impédance de sortie .....	21
Figure 3.6.6-4 – Tolérance de spécification et incertitudes relatives à la phase de l'impédance de sortie .....	21
Figure 3.6.6-1 – Schéma bloc du livrable .....	25
Figure 4.3.1-1 – Topologie « Multiple Feedback » (3).....	29
Figure 4.3.1-2 – Schéma de simulation LTSpice pour un passe-bande idéal.....	30
Figure 4.3.1-3 – Diagramme de Bode en fréquence du passe-bande idéal .....	31
Figure 4.3.2-1 – Schéma de base du démodulateur .....	31
Figure 4.3.2-2 – Schéma de mise à jours du montage : Démodulateur.....	32
Figure 4.4.1-1 – Diagramme en fréquence du passe-bande simulé avec LTSpice (TL081) .....	33
Figure 4.4.1-2 – Schéma du filtre passe-bande ajusté (valeurs idéales) .....	34
Figure 4.4.1-3 – Simulation du courant d'entrée du filtre passe-bande.....	36
Figure 4.4.1-4 – Simulation du courant de sortie du filtre passe-bande.....	37
Figure 4.4.2-1 – Annulation DC .....	38
Figure 4.4.2-2 – Schéma du démodulateur .....	38

Figure 4.4.3-1 – Oscilloscopie du signal modulé et démodulé avec $f_{modulant} = 200$ Hz .....	39
Figure 4.4.3-2 – Oscilloscopie du signal modulé et démodulé avec $f_{modulant} = 5$ kHz .....	39
Figure 4.4.4-1 – Schéma de montage pour le filtre passe-bande .....	40
Figure 4.4.4-2 - Schéma de montage du démodulateur.....	40
Figure 4.6.1-1 – Diagramme de Bode du filtre passe-bande .....	44
Figure 4.6.2-1 – Oscilloscopie du signal modulé et démodulé .....	44
Figure 4.6.3-1 - Oscilloscopie du calcul d'impédance d'entrée .....	45
Figure 4.6.4-1 – Oscilloscopie du calcul d'impédance de sortie (1) .....	46
Figure 4.6.4-2 – Oscilloscopie du calcul d'impédance de sortie (2) .....	46
Figure 4.6.5-1 – FFT du signal démodulé .....	47
Figure 4.6.6-1 - Comparaison de la fréquence de coupure théorique et expérimentale.....	48
Figure 4.9.3-1 - Code pour l'erreur relative sur la fréquence de coupure théorique et son incertitude (1) .....	51
.....	51
Figure 4.9.3-2 - Code pour l'erreur relative sur la fréquence de coupure théorique et son incertitude (2) .....	52
.....	52
Figure 5-1 - Allocation des fréquences .....	54
Figure 5-2 - Addition des signaux .....	55
Figure 5-3 - Montage de base d'un filtre passe-bande .....	55
Figure 5-4 - Oscilloscopie du signal des boutons avec interrupteur intermittents .....	56
Figure 5-5 - Simulation de bobine Antoniou .....	57
Figure 5-6 - Mise à jour du circuit .....	57
Figure 5-7 - Oscilloscopie de l'état des interrupteurs avec bobine simulés .....	58
Figure 5-8 - Oscilloscopie de la sortie audio 2 .....	58
Figure 5-9 - Oscilloscopie général du signal audio 2 .....	59
Figure 5-10 - Oscilloscopie du signal audio et du bouton 1 .....	59
Figure 5-11 - Schéma de Base d'un filtre passe bas de Sallen-Key .....	61
Figure 5-12 -Schéma de montage du filtre passe bas .....	61
Figure 5-13 - Oscilloscopie de l'état des boutons 1 et 2 .....	62
Figure 5-14 - Oscilloscopie de la sortie Audio 1 .....	62
Figure 5-15 - Oscilloscopie de la sortie audio 2 .....	63
Figure 5-16 - FFT de la sortie audio 1 .....	63
Figure 5-17 - FFT de la sortie audio 2 .....	64
Figure 5-18 - FFT de l'état du bouton 1 .....	64
Figure 5-19 - FFT du bouton 2 .....	65
Figure 5-20 - Schéma de montage du circuit .....	65
Figure 5-21 - Schéma de montage de la bobine d'antoniou .....	67
Figure 5-22 - Schéma de montage de l'étage de gain et la conversion DC pour alimenter la DEL .....	68
Figure 5-23 - Schéma de montage pour le filtre passe bas .....	69
Figure 5-24 - FFT du fil commun .....	71
Figure 5-25 - Oscilloscopie du signal audio 2 – Entrée .....	72
Figure 5-26 - Oscilloscopie du signal audio 2 – Modulé .....	72
Figure 5-27 - Oscilloscopie du signal audio 2 - Modulé et filtré .....	73
Figure 5-28 - Oscilloscopie du signal audio 2 – sortie .....	73
Figure 5.5.1-1 – Schéma d'un oscillateur basé sur le Pont de Wien .....	77

Figure 5.5.1-1 – Sections de l'oscillateur (4) .....	78
Figure 6.3.1-1 – Schéma du filtre passe-bas .....	78
Figure 6.3.2-1 – Circuit pour la simulation LTSpice pour $f = 20 \text{ kHz}$ .....	80
Figure 6.3.2-2 – Oscilloscopogramme simulé pour $f = 20 \text{ kHz}$ .....	80
Figure 6.3.2-3 – Schéma de l'approximation linéaire .....	81
Figure 6.3.2-4 – Oscilloscopogramme simulé pour $f = 20 \text{ kHz}$ avec approximation .....	82
Figure 6.3.3-1 – Schéma d'un amplificateur non inverseur .....	83
Figure 6.4.1-1 – Schéma général à réaliser pour la conception des oscillateurs .....	84
Figure 6.4.2-1 – Oscillateur de la 1 <sup>ère</sup> approximation du signal audio .....	85
Figure 6.4.2-2 – Oscillateur de la 2 <sup>e</sup> approximation du signal audio .....	86
Figure 6.4.2-3 – Oscilloscopogramme de l'amplification du signal audio .....	87
Figure 6.4.2-4 - Oscilloscopogramme de la fréquence porteuse du signal audio .....	88
Figure 6.4.3-1 – Oscillateur de la 1 <sup>ère</sup> approximation du 1 <sup>er</sup> interrupteur .....	89
Figure 6.4.3-2 - Oscillateur de la 2 <sup>e</sup> approximation du 1 <sup>er</sup> interrupteur .....	89
Figure 6.4.3-3 – Oscilloscopogramme de l'amplification du 1 <sup>er</sup> interrupteur .....	90
Figure 6.4.3-4 – Oscilloscopogramme de la fréquence porteuse du 1 <sup>er</sup> interrupteur .....	91
Figure 6.4.4-1 – Oscillateur de la 1 <sup>ère</sup> approximation du 2 <sup>e</sup> interrupteur .....	91
Figure 6.4.4-2 - Oscillateur de la 2 <sup>e</sup> approximation du 2 <sup>e</sup> interrupteur .....	92
Figure 6.4.4-3 – Oscilloscopogramme de la fréquence porteuse du 2 <sup>e</sup> interrupteur .....	93
Figure 6.4.5-1 – Schéma de montage d'un oscillateur .....	93
Figure 6.4.6-1 - Montage final du projet .....	95
Figure 6.4.6-2 - Schéma bloc du projet final .....	96
Figure 6.6.1-1 – Oscilloscopogramme de l'oscillateur de la porteuse du signal audio .....	98
Figure 6.6.1-2 – Oscilloscopogramme de l'oscillateur de la porteuse du 1 <sup>er</sup> interrupteur .....	98
Figure 6.6.1-3 – Oscilloscopogramme de l'oscillateur de la porteuse du 2 <sup>e</sup> interrupteur .....	99
Figure 6.6.2-1 – Taux de distorsion de l'oscillateur de la porteuse du signal audio .....	99
Figure 6.6.2-2 – Taux de distorsion de l'oscillateur de la porteuse du 1 <sup>er</sup> interrupteur .....	100
Figure 6.6.2-3 – Taux de distorsion de l'oscillateur de la porteuse du 2 <sup>e</sup> interrupteur .....	100

## 2. Liste des tableaux

Tableau 3.1-1 – Analyse des caractéristiques du modulateur .....	2
Tableau 3.4-1 – Liste de matériels du modulateur AM.....	12
Tableau 3.4-2 – Analyse complète des caractéristiques du modulateur.....	12
Tableau 3.6-1 - Amplitude des signaux d'entrées .....	17
Tableau 3.6-2 – Caractéristiques théoriques et expérimentales du modulateur.....	20
Tableau 4.1-1 – Analyse des caractéristiques du démodulateur .....	24
Tableau 4.3-1 – liste des valeurs importantes pour le calcul des étages du filtre passe-bande.....	27
Tableau 4.3-2 – Spécification de chaque étage .....	28
Tableau 4.3-3 – Valeurs idéales des composants du filtre passe-bande.....	30
Tableau 4.4-1 – Spécification du passe-bande ajusté .....	33
Tableau 4.4-2 – Spécification de chaque étage du filtre passe-bande ajusté.....	34
Tableau 4.4-3 – Valeurs idéales des composants du filtre passe-bande ajusté .....	34
Tableau 4.4-4 – Liste de matériels du filtre passe-bande .....	40
Tableau 4.4-5 – Liste de matériels du démodulateur .....	41
Tableau 4.4-6 – Analyse des caractéristiques du démodulateur tableau révisé .....	41
Tableau 4.6-1 - Données principales de la réponse en fréquence du filtre passe-bande.....	43
Tableau 4.6-2 – Analyse des résultats du démodulateur .....	47
Tableau 5-1 - Liste des composant du ciruit .....	66
Tableau 5-2 - Liste de matériel pour une bobine.....	67
Tableau 5-3 - Liste de matériel pour l'étage de gain et conversion DC pour alimenter la DEL .....	68
Tableau 5-4 - Liste de matériel pour le filtre passe bas .....	69
Tableau 5-5- Caractéristique des signaux.....	70
Tableau 6.1-1 – Oscillateur du signal audio .....	76
Tableau 6.1-2 – Oscillateur du premier interrupteur.....	76
Tableau 6.1-3 – Oscillateur du deuxième interrupteur .....	76
Tableau 6.4-1 – Référence rapide des valeurs des composants .....	93
Tableau 6.4-2 – Liste de matériel de l'oscillateur du canal audio.....	94
Tableau 6.4-3 – Liste de matériel de l'oscillateur du canal de l'interrupteur 1 .....	94
Tableau 6.4-4 – Liste de matériel de l'oscillateur du canal de l'interrupteur 2 .....	94
Tableau 6.6-1 - Impédance de sortie des oscillateurs.....	100
Tableau 6.7-1 – Historique des révisions .....	104

## I. Introduction

Le présent rapport présente les démarches de conception d'un système de domotique permettant de transmettre de l'information à l'aide d'un seul fil. Les différents modules du système sont divisés en quatre sections principales afin de suivre les contraintes du cahier de charge. La conception doit être rigoureusement documentée et expliquée sous la forme d'un rapport clair et professionnel. Les démarches de conception, les résultats et la conformité au cahier de charge sont décrits pour chaque partie.

La première partie porte sur la conception d'un modulateur AM. Le circuit doit prendre en entrée deux signaux, dont l'un est un signal d'information et l'autre un signal qui modifie le premier.

La deuxième partie concerne la démodulation AM ainsi que la conception d'un filtre passe-bande. 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.

La troisième partie consiste à réaliser un système de commande à trois canaux ou plus. Deux signaux audios et l'état d'au moins un bouton doit pouvoir être transporté à l'aide d'un seul fil. Un fil supplémentaire contient la masse du circuit. Un circuit pouvant détecter l'état d'un bouton doit être réalisé, ainsi que les signaux audios.

La quatrième partie porte sur les oscillateurs. Ce module permet de finaliser le montage du système de domotique et vise à remplacer le générateur de fonction.

## II. Modulateur AM

### 3. Mise en contexte

L'expérience suivante est la première étape de conception du système de domotique. Elle consiste à réaliser un modulateur AM 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 deux signaux, dont l'un est un signal d'information et l'autre un signal qui modifie le premier. Les démarches de conception, les résultats et la conformité au cahier de charge sont décrits pour chaque filtre.

#### 3.1. Analyse des besoins

Le cahier de charge demande un modulateur AM avec les contraintes et les mesures supplémentaires décrites dans le tableau suivant.

**Tableau 3.1-1 – Analyse des caractéristiques du modulateur**

Paramètres	Condition	Contrainte	Tolérance	Mode	Résultat
Indice de modulation (m)	Supérieur à	0.50		M	
Fréquence porteuse	Égale à	51.5 kHz		O	
Fréquence du signal modulé	De 0 à	20 kHz		O	
Plage écrasée	Interdite	-		O	
Utilisation de la bobine réelle	Interdite	-	-	-	-
Impédance d'entrée	-			M	
Impédance de sortie	-			M	

\* O – par Observation ; M – par Mesure

#### 3.2. Concept

La modulation d'amplitude permet à un signal d'une fréquence 1 d'être transporté par une fréquence 2. Deux idées de conception sont considérées pour un modulateur AM : un circuit avec une diode et un circuit avec un transistor JFET.

Le JFET permet une conception plus précise, mais exige des connaissances plus approfondies du composant. Considérant que le concept du modulateur AM par une diode a été présenté la semaine avant la remise de la préparation, l'équipe de la table 3 a conçu ce circuit. Puisque les résultats étaient concluants et fonctionnels, le modulateur AM est conçu à l'aide de la diode.

#### 3.3. Conception préliminaire

La conception préliminaire présente les différents modules conçus pour réaliser le modulateur AM.

Tout d'abord, il faut combiner le signal audio (signal modulant) au signal porteur. Il s'agit donc d'une sommation des signaux d'entrées. Pour le réaliser, une résistance est connectée à chaque entrée, puis ces résistances sont connectées ensemble. De grandes valeurs de résistances évite l'utilisation d'un courant élevé lorsque le potentiel des deux sources n'est pas égal.

Les résistances ont la même valeur puisque le signal sommé n'est pas pondéré.

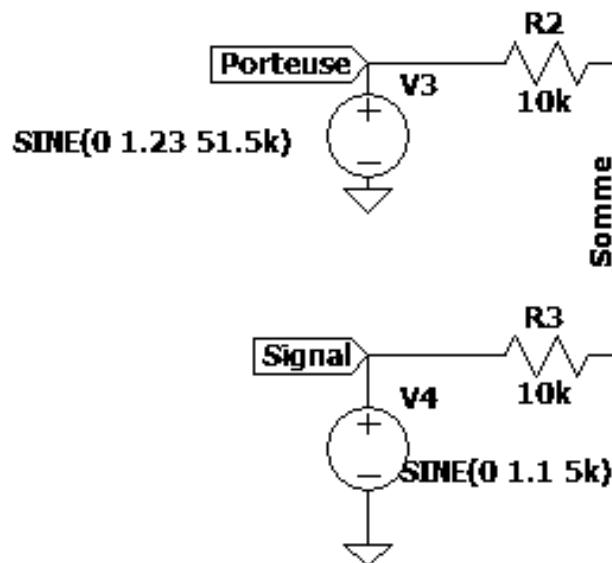


Figure 3.4.1-1 – Sommation des signaux

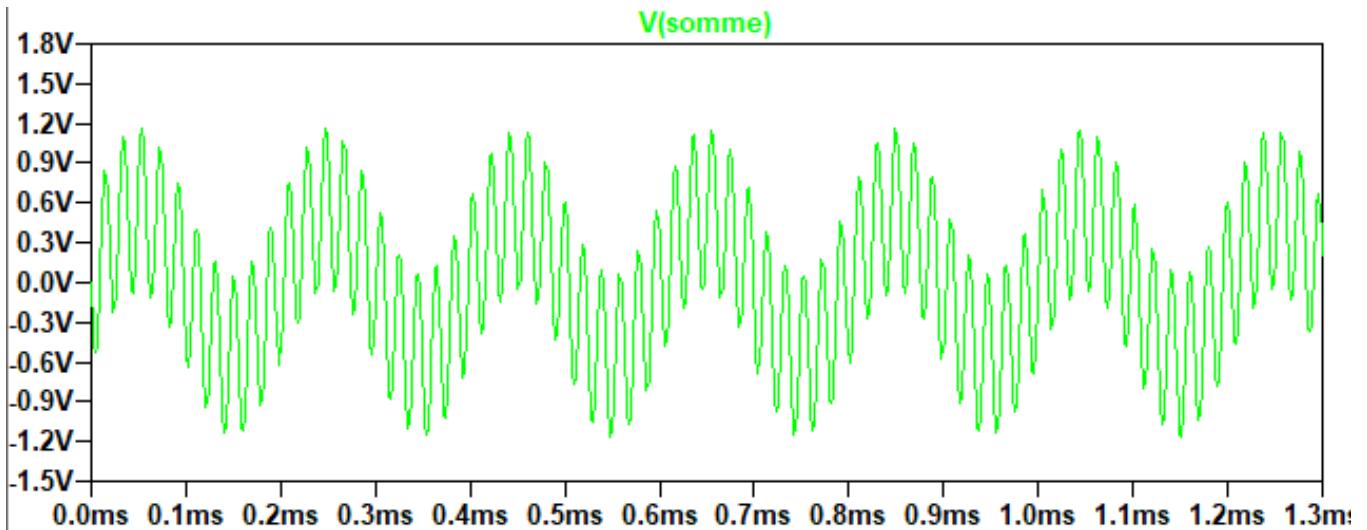
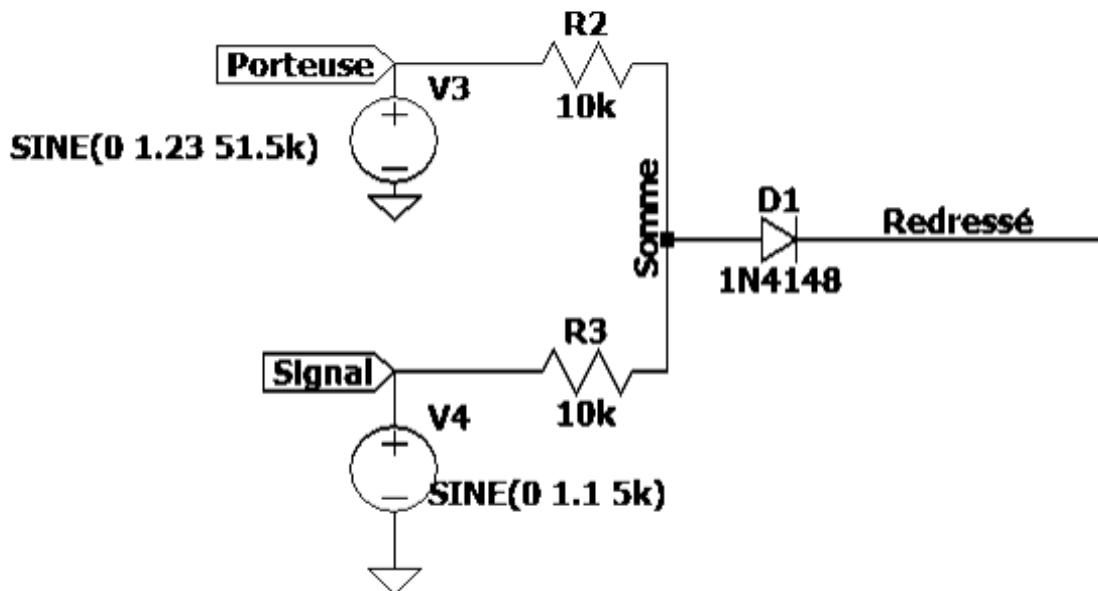
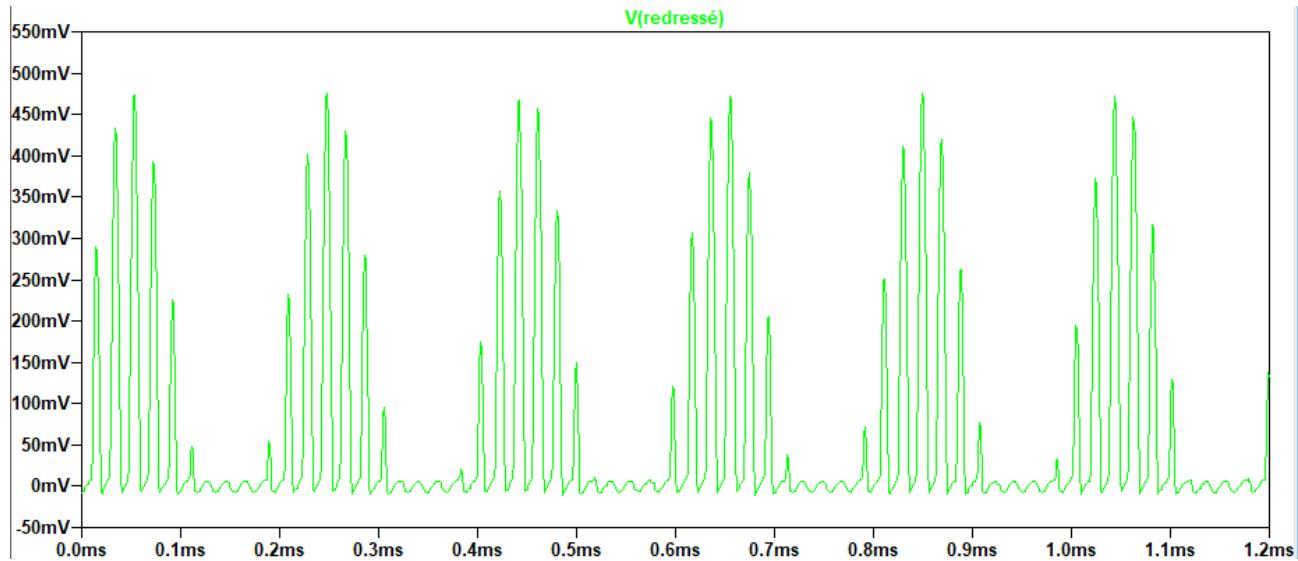


Figure 3.4.1-2 – Oscilloscopogramme de la somme des signaux

Ensuite, la modulation AM requiert uniquement que la partie positive du signal soit conservée. Une diode est ajoutée à la suite du premier module pour redresser la somme des signaux.



**Figure 3.4.1-3 – Redressement de la somme des signaux**



**Figure 3.4.1-4 – Signaux redressés**

Ensuite, pour bien restituer la partie négative du signal, un circuit LC parallèle est ajouté avec une fréquence de résonnance égale à la fréquence de la porteuse.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_2}}$$

**Équation 3.3-1**

Puisque l'usage de bobine réelle n'est pas souhaitable ni permis, une bobine simulée est alors utilisée. Le gyrateur permet de simuler la bobine. Le schéma général est présenté ci-dessous.

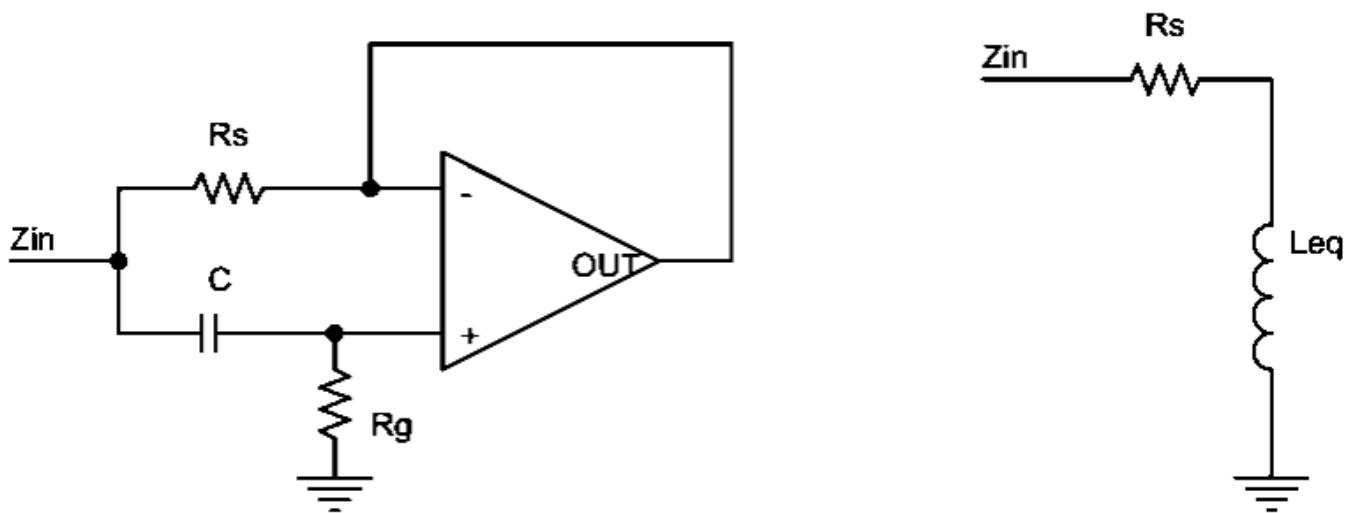


Figure 3.4.1-5 – Schéma de base d'une bobine simulée

Avec :

$$L_{eq} = C_1 R_g R_s$$

Équation 3.3-2

$$R_s = R_s$$

Équation 3.3-3

On a alors

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_s R_g}}$$

Équation 3.3-4

Par convenance on utilise  $C_1 = C_2$ . Normalement, une faible résistance série est souhaitée à la bobine. Toutefois, le circuit LC doit arriver à osciller à 51.5 kHz à hautes et faibles amplitudes du signal. Le circuit doit pouvoir osciller longtemps. La résistance série limite le courant et donc augmente la constante de temps :  $R_s = 300 \Omega$ .

Si  $R_g = 1 K\Omega$  alors avec l'Équation 3.3-4, on a  $C = 35,4 \text{ nF}$ . Finalement, pour permettre la résonnance de LC, le condensateur est placé à la sortie de la bobine simulée pour que la résistance série de la bobine ne soit pas entre les deux.

La conception a été faite avec  $f_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ , ce qui induit une erreur de facteur  $2\pi$ . On ajuste alors les paramètres avec  $C_1 = 95 \text{ pF}$ ,  $R_g = 12,6 \text{ k}\Omega$ .

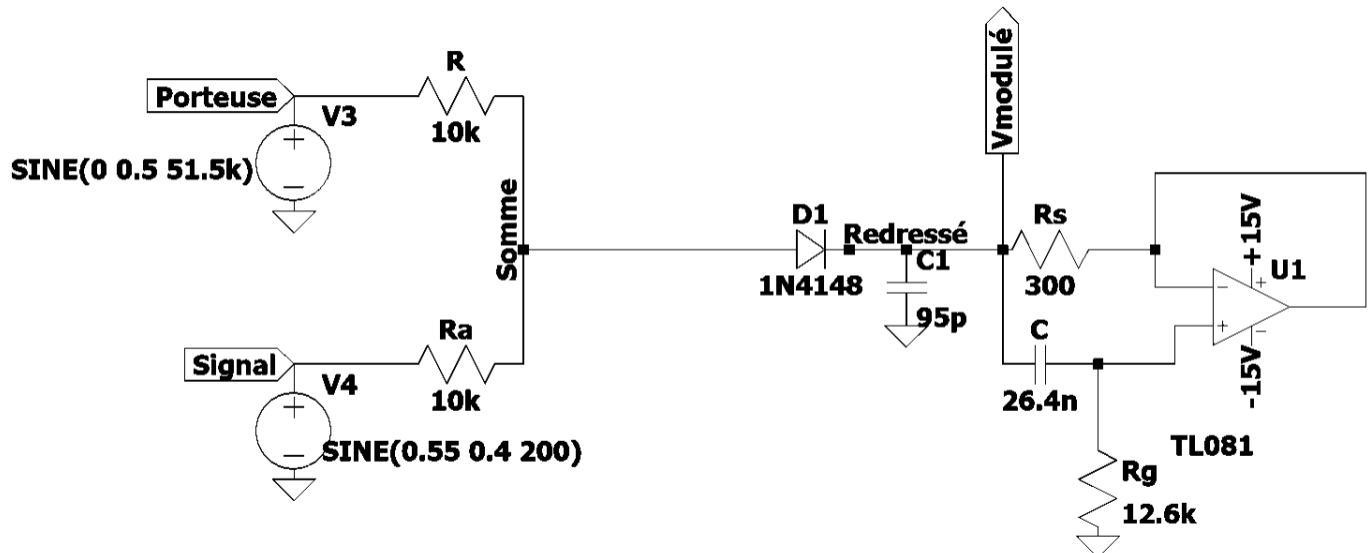


Figure 3.4.1-6 Schéma du circuit de modulation

### 3.4. Conception détaillée

#### 3.4.1. Valeurs réelles des composants

Dans la conception préliminaire, le **Schéma du circuit de modulation** contient des valeurs idéales de composants. Il faut ajuster le schéma pour obtenir des valeurs réelles et disponibles pour les mesures expérimentales. Par convenance  $R$  et  $R_a$  conservent les mêmes valeurs. Ces résistances deviennent :

$$R = R_1 = 10 \text{ k}\Omega \pm 5\% \quad \text{Équation 3.4-1}$$

$$R_a = R_2 = 10 \text{ k}\Omega \pm 5\% \quad \text{Équation 3.4-2}$$

De même la résistance  $R_s$  fixée à  $300 \Omega$  reste à la même valeur :

$$R_s = R_3 = 300 \Omega \pm 5\% \quad \text{Équation 3.4-3}$$

La résistance  $R_g$  doit être ajustée puisqu'une résistance de  $12,6 \text{ k}\Omega$  n'est pas disponible. Il serait intéressant de mettre deux résistances en série, mais on favorise un circuit avec le moins de résistances possibles pour éviter les faux contacts.

$$R_g \approx R_4 = 13 \text{ k}\Omega \pm 5\% \quad \text{Équation 3.4-4}$$

Ce choix induit une erreur dans le circuit sur  $R_g$

$$\text{erreur}_{R_g}(\%) = \frac{|R_g - R_4|}{R_g} = \frac{|12\ 600 - 13\ 000|}{13\ 000} = 3,08 \% \quad \text{Équation 3.4-5}$$

Le condensateur C1 est disponible. C1 réel est donc :

$$C_1 = 95 \text{ pF} \pm 5\% \quad \text{Équation 3.4-6}$$

Le condensateur C de 26,4 nF n'est pas disponible. On choisit deux condensateurs en parallèle dont les valeurs sont présentées ci-dessous.

$$C = 26,4 \text{ nF} \approx C_2 + C_3$$

**Équation 3.4-7**

$$C_2 = 4,7 \text{ nF} \pm 5 \%$$

**Équation 3.4-8**

$$C_3 = 22 \text{ nF} \pm 5\%$$

**Équation 3.4-9**

Puisqu'il n'est pas possible d'obtenir la valeur exacte  $C = 26,4 \text{ nF}$ , il y a une erreur sur la capacité réelle :

$$\text{erreur}_C(\%) = \frac{|C - (C_2 + C_3)|}{C} = \frac{|26,4 - (22 + 4,7)|}{26,4} \frac{\text{nF}}{\text{nF}} = 1,14 \%$$

**Équation 3.4-10**

Les variations dans les valeurs de composants, causent des imperfections dans le circuit. On cherche à vérifier la sensibilité de la fréquence de résonnance en fonction de  $R_g = R_4$  (**Équation 3.4-11**) et de la fréquence de résonnance en fonction de  $C = C_2 + C_3$  (**Équation 3.4-12**). Une sensibilité inférieure à 1 est souhaitable pour éviter une erreur trop élevée.

$$S_{R_g}^{f_c} = \frac{f_c}{R_g} \frac{\partial f_c}{\partial R_g}$$

$$S_{R_g}^{f_c} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_s R_g}} \frac{\partial}{\partial R_g} \left( \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_s}} R_g^{-1/2} \right) = -\frac{1}{2}$$

**Équation 3.4-11**

$$S_C^{f_c} = \frac{f_c}{C} \frac{\partial f_c}{\partial C}$$

$$S_C^{f_c} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C R_s R_g}} \frac{\partial}{\partial C} \left( \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C R_s}} R_g^{-1/2} \right) = -\frac{1}{2}$$

**Équation 3.4-12**

### 3.4.2. Simulations

Les résultats de simulations présentant le bon fonctionnement du circuit sont présentés ci-dessous sous la forme d'oscillosogrammes. Le schéma à la **Figure 3.4.1-6** est le circuit simulé sur LTspice.

Pour chaque simulation, on obtient un indice de modulation supérieur à 0,5 voir les équations ci-dessous calculées pour les trois fréquences. Le calcul de l'indice est présenté par l'équation ci-dessous. Les tensions sont prises à partir de l'enveloppe du signal sortant modulé.

$$IM = \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{max} + V_{min}}$$

**Équation 3.4-13**

$$IM_{f=200 \text{ Hz}} \approx \frac{150 \text{ mV} - 15 \text{ mV}}{150 \text{ mV} + 15 \text{ mV}} \approx 0,818$$

**Équation 3.4-14**

$$IM_{f=5\text{ KHz}} \approx \frac{160\text{ mV} - 15\text{ mV}}{160\text{ mV} + 15\text{ mV}} \approx 0,829$$

Équation 3.4-15

$$IM_{f=10\text{ KHz}} \approx \frac{170\text{ mV} - 5\text{ mV}}{170\text{ mV} + 5\text{ mV}} \approx 0,943$$

Équation 3.4-16

Note : Le signal d'entrée est affiché à la suite d'un diviseur de tension pour les oscilloscopes. La courbe en bleue n'est donc pas le signal à regarder, mais plutôt la courbe verte. Le diviseur de tension permet d'observer l'allure des deux signaux sur un même graphique, mais n'est pas adapté à 100% à la courbe réelle (verte).

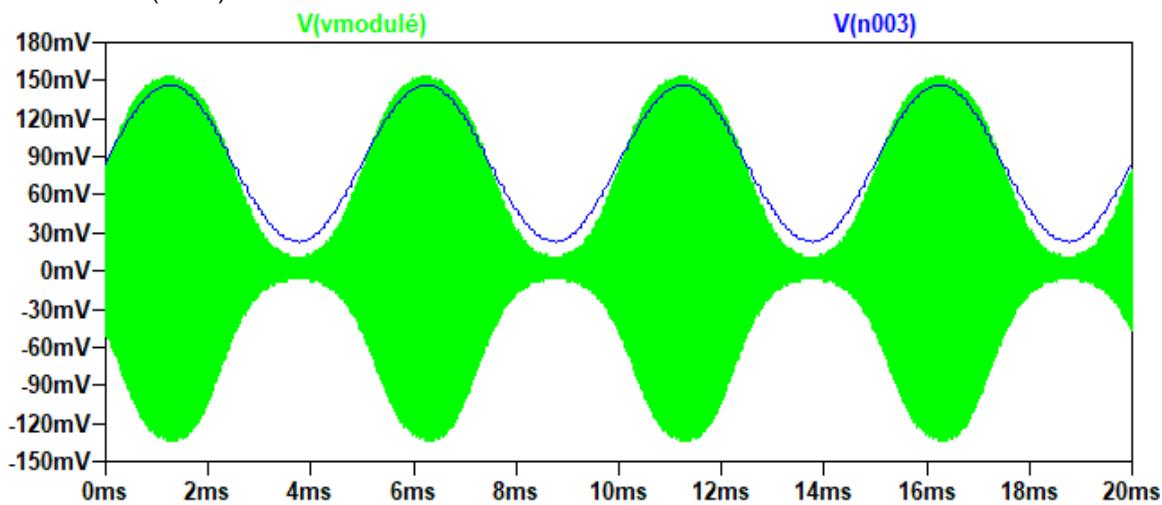


Figure 3.4.2-1 – Oscilloscope simulé à 200Hz

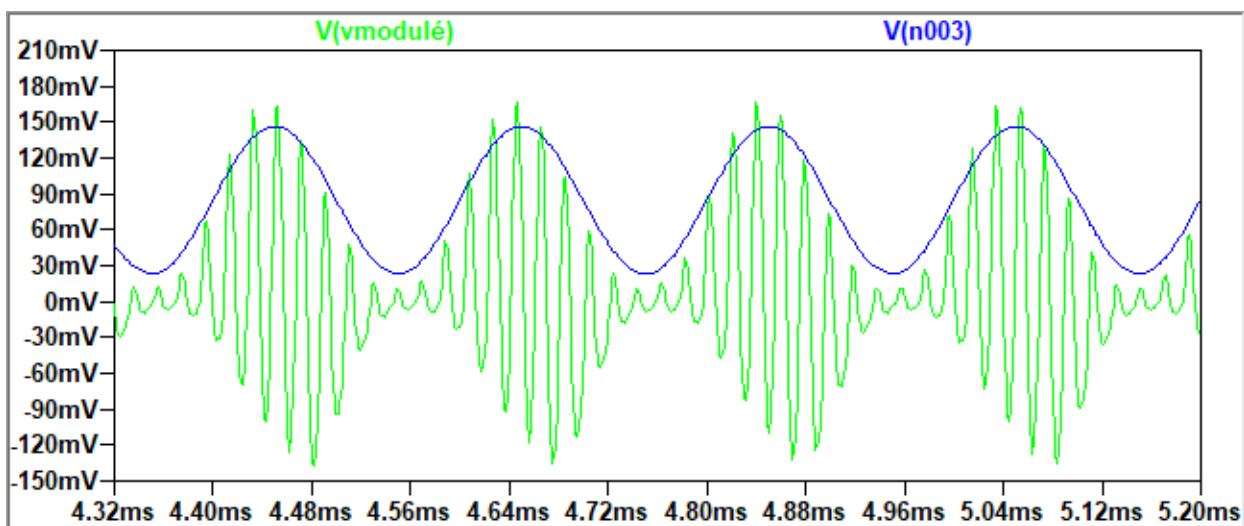


Figure 3.4.2-2 – Oscilloscope simulé à 5kHz

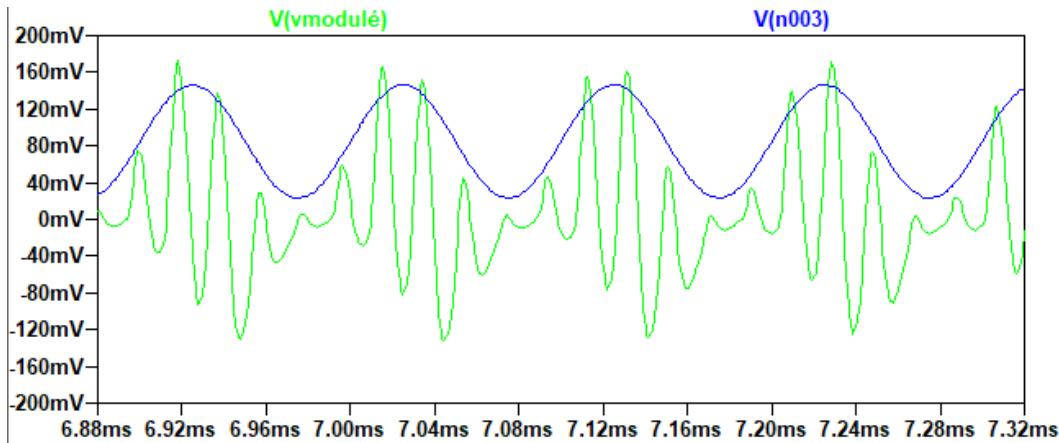


Figure 3.4.2-3 – Oscillogramme simulé à 10kHz

### 3.4.3. Impédance d'entrée

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). L'impédance d'entrée est prise au signal modulant, car la fréquence porteuse n'est pas le signal comportant de l'information. On court-circuite la sortie de l'AO. On ajoute une résistance  $R_x$  de 20 KΩ entre le signal modulant et la résistance de 10 KΩ.

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}}$$
Équation 3.4-17

L'impédance d'entrée est simulée sur LTspice et sa valeur théorique est observée sur le diagramme de la réponse en fréquence selon de courant et la phase dans  $R_x$ . La valeur du signal d'entrée modulant a une amplitude fixée à 0,4V crête-à-crête et sa phase est fixée à 0° pour simplifier les calculs.

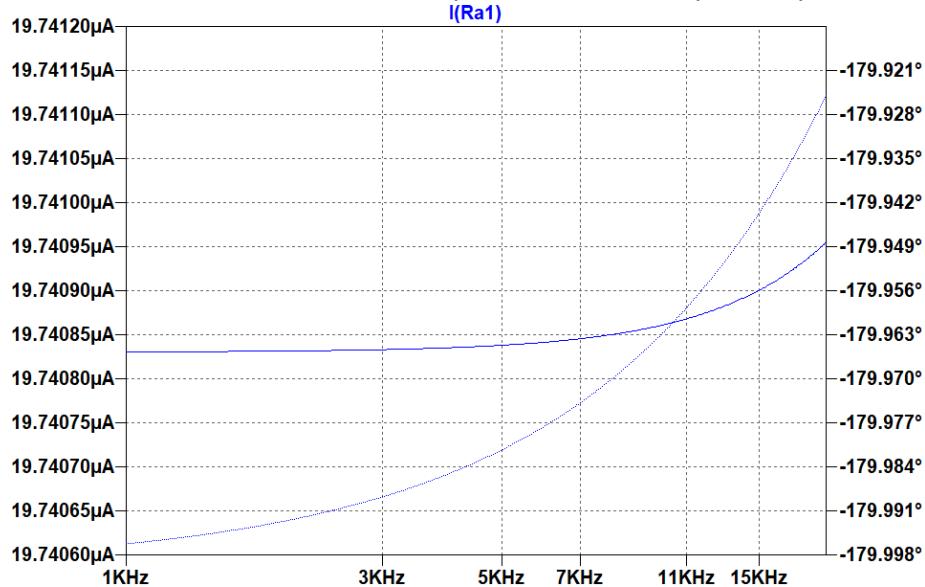


Figure 3.4.3-1 – Réponse en fréquence dans la source du signal modulant théorique

En observant la **Figure 3.4.3-1**, on remarque  $I_{in} \approx 20\mu A e^{-j180^\circ}$  pour 10 KHz.

On a alors :

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{0,4 \angle 0^\circ}{10 * 10^{-6} \angle -180^\circ} = 20 k\Omega \angle -180^\circ$$

L'erreur sur le module acceptable est de  $\pm 5\%$  sur la valeur obtenue puisqu'il s'agit de la tolérance de  $R_x$ . L'angle lu sur la simulation a une erreur de  $\pm 1^\circ$  (lecture).

### 3.4.4. Impédance de sortie

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). L'impédance de sortie est prise en générant le signal modulant à la sortie et en court-circuitant la résistance d'entrée du modulant. On prend les mesures sur le signal modulant, car la fréquence porteuse n'est pas le signal comportant de l'information.

$$Z_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}}$$
Équation 3.4-18

L'impédance de sortie est simulée sur LTspice et sa valeur théorique est observée sur le diagramme de la réponse en fréquence. La valeur du signal d'entrée modulant a une amplitude fixée à 1V et sa phase est fixée à  $0^\circ$  pour simplifier les calculs.

Puisque l'impédance varie à hautes et basses fréquences les mesures expérimentales sont prises à hautes fréquences. L'erreur sur le module acceptable est de  $\pm 5\%$  sur la valeur obtenue puisqu'il s'agit de la tolérance de  $R_x$ . L'angle lu sur la simulation a une erreur de  $\pm 1^\circ$  (lecture).

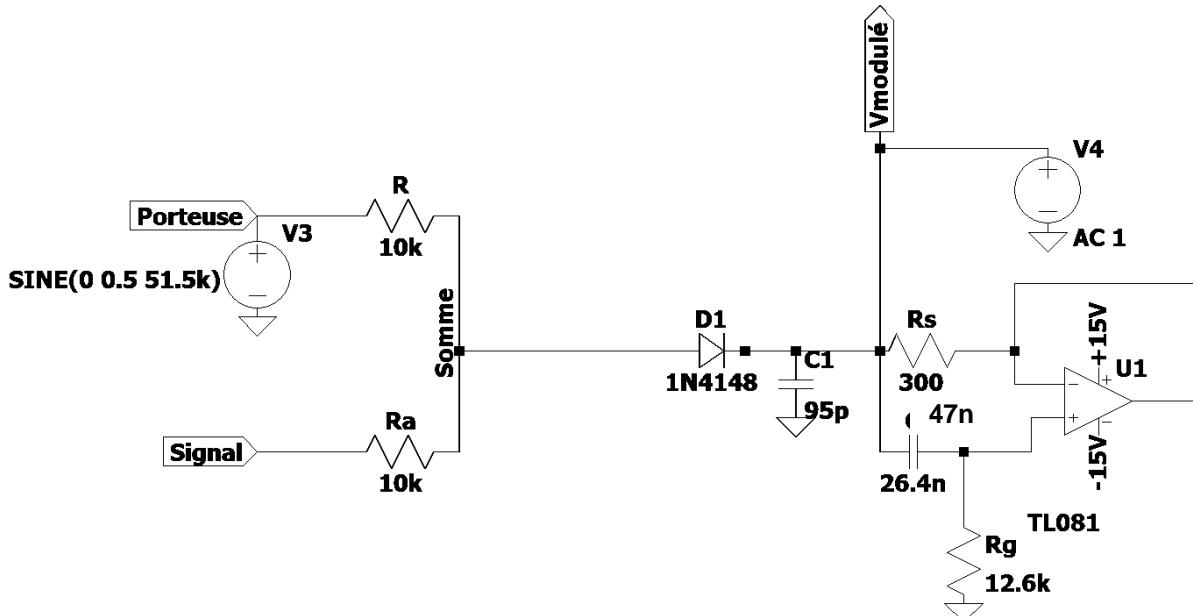


Figure 3.4.4-1 - Circuit de simulation de l'impédance de sortie

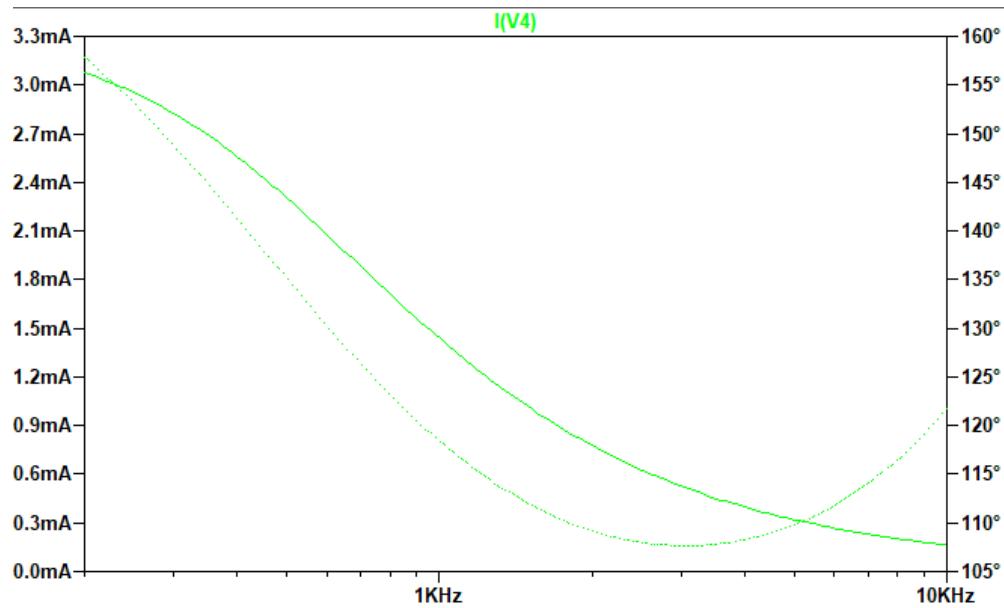


Figure 3.4.4-2 - Réponse en fréquence du courant de la source connecté à la sortie théorique

$$\text{À basse fréquence, } z_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}} = \frac{1}{0.003 < 160^\circ} = 333\Omega \angle 160^\circ.$$

$$\text{À haute fréquence, } z_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}} = \frac{1}{0,0003 < 114^\circ} = 3333\Omega \angle 114^\circ.$$

### 3.4.5. Conception officielle

La section suivante présente le schéma de montage à réaliser pour faire l'expérience, la liste de matériel à se procurer ainsi que le tableau révisé de la section **Analyse des besoins** pour interpréter les résultats. Ce tableau est conforme aux requis du cahier de charge. Cette section est le résumé pour la conception détaillée.

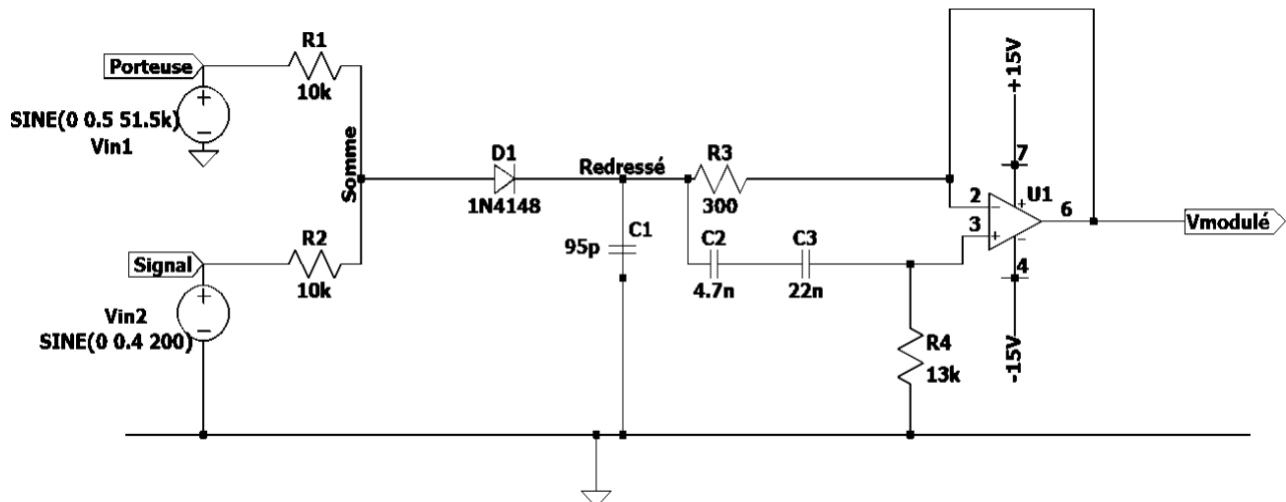


Figure 3.4.5-1 – Conception officielle du modulateur AM

**Tableau 3.4-1 – Liste de matériels du modulateur AM**

Qté	Désignateurs	Description	Manufacturier
2	R1, R2	Résistance film 10KΩ 5% 250 mW	MFR-25SJ52-10K0
1	R3	Résistance film 300Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-300R
1	R4	Résistance film 13KΩ 5% 250 mW	MFR-25SJ52-13K0
1	Rx	Résistance film 20KΩ 5% 250 mW	MFR-25SJ52-20K0
1	C1	Condensateur 95p0 C 5%	DLM-B00PZSQKTW
1	C2	Condensateur 4n7 C 5% 63V	PHIL.222236951472
	C3	Condensateur 22n0 C 5% 63V	PHIL.222236951222
2	U1	Amplificateur opérationnel TL081	Texas-Instruments

**Tableau 3.4-2 – Analyse complète des caractéristiques du modulateur**

Paramètres	Condition	Contrainte	Tolérance	Mode	Résultat
Indice de modulation (m)	Supérieur à	0.50	-	M	
Fréquence porteuse	Égale à	51.5 kHz	-	O	
Fréquence du signal modulé	De 0 à	20 kHz	-	O	
Plage écrasée	Interdite	-	-	O	
Utilisation de la bobine réelle	Interdite	-	-	-	-
Impédance d'entrée	Impédance	20 kΩ	±5%	M	
	Phase	∠ - 180°	±1°		
Impédance de sortie	Impédance	3333Ω	±5%	M	
	Phase	∠114°	±1°		
Fréquence porteuse maximale	Égale à	$f_{modulant} + f_{porteuse} = 100 \text{ KHz}$	-	O	

\* O – par Observation ; M – par Mesure

### 3.5. Plan d'essai

Le plan d'essai se réfère à la **Figure 3.4.5-1** pour le nom des composants.

#### 3.5.1. Oscillosogrammes

1. Alimenter l'amplificateur opérationnel U1 de ±15V aux entrées respectives
2. À l'aide du générateur de signal, générer le signal de la porteuse à la résistance R1
  - a. Amplitude : 0.5V
  - b. Fréquence : 51.5 kHz
  - c. Forme : sinusoïdale
3. À l'aide du générateur de signal, générer le signal de la porteuse à la résistance R2
  - a. Amplitude 0.4V
  - b. Fréquence : 200 Hz
  - c. Décalage de 550mV
4. Connecter la sonde 1 de l'oscilloscope au signal d'entrée modulant (Vin2)
5. Connecter la sonde 2 de l'oscilloscope à la sortie de la diode (redressé)
6. Afficher simultanément l'oscilloscopogramme des deux sondes
7. Enregistrer les oscilloscopogrammes pour visualiser le comportement du signal (capture d'écran)

8. Refaire les mêmes manipulations pour une fréquence modulante à 5 kHz et 10 KHz

### 3.5.2. Impédance d'entrée

1. Alimenter l'amplificateur opérationnel U1 de  $\pm 15V$  aux entrées respectives
2. Ajouter une résistance  $R_x = 20k\Omega$  en série à l'entrée du signal modulant (avant R2)
3. Appliquer un signal de 0.4V crête à crête à une fréquence de 10kHz à  $R_x$
4. Court-circuitez  $V_{modulé}$
5. Mesurer le potentiel aux deux bornes de la résistance à l'aide des deux sondes de l'oscilloscope en mode MATH tel 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)
6. Le potentiel à l'entrée est donné par la sonde à l'entrée devant  $R_x$  (CH1)
7. Le courant à l'entrée est donné par la différence de potentiel entre les deux sondes divisées par  $R_x$  (mode MATH)
8. Calculer l'impédance à l'aide de la loi d'ohm
9. La phase est donnée par le retard entre les courbes observé à l'oscilloscope.

\* $\pm 3\%$  de la lecture à l'oscilloscope tant que l'échelle est  $> 10mV/div$

### 3.5.3. 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  $10 k\Omega$  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 10 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.

\* $\pm 3\%$  de la lecture à l'oscilloscope tant que l'échelle est  $> 10mV/div$

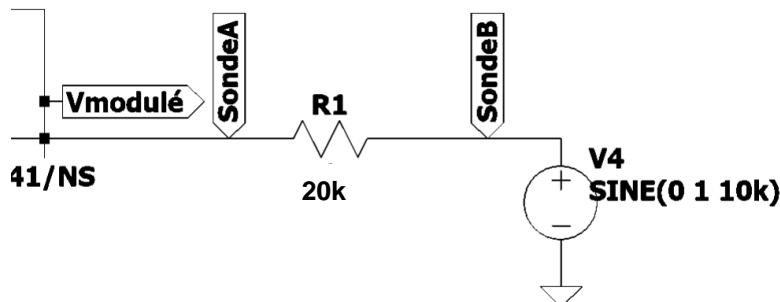


Figure 3.5.3-1 - Montage pour la mesure de l'impédance de sortie

\* SondeA est le potentiel de sortie =  $V_{out}$

$$**V_{math} = SondeB - SondeA \text{ tel que le courant de sortie : } I_{out} = \frac{V_{math}}{R_x}.$$

### 3.6. Résultats

#### 3.6.1. Oscilloscopes

Les oscilloscopes expérimentaux sont présentés dans la section suivante. Les oscilloscopes ont été pris pour les fréquences suivantes : 200 Hz, 5 kHz et 10 kHz. L'indice de modulation pour les trois expériences est calculé à partir de l'[Équation 3.4-13](#).

$$IM_{f=200 \text{ Hz}} \approx \frac{324 \text{ mV} - 39 \text{ mV}}{324 \text{ mV} + 39 \text{ mV}} \approx 0,783 \quad \text{Équation 3.6-1}$$

$$IM_{f=5 \text{ kHz}} \approx \frac{288 \text{ mV} - 66 \text{ mV}}{288 \text{ mV} + 66 \text{ mV}} \approx 0,627 \quad \text{Équation 3.6-2}$$

$$IM_{f=10 \text{ kHz}} \approx \frac{278 \text{ mV} - 31 \text{ mV}}{278 \text{ mV} + 31 \text{ mV}} \approx 0,799 \quad \text{Équation 3.6-3}$$

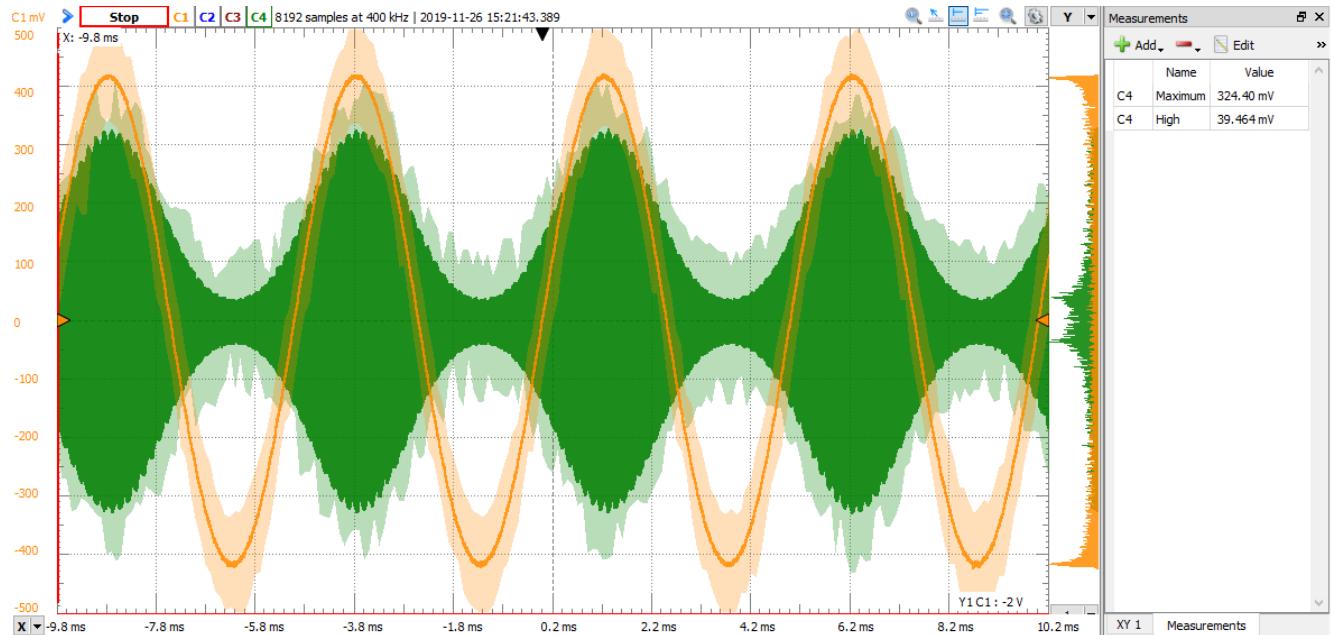
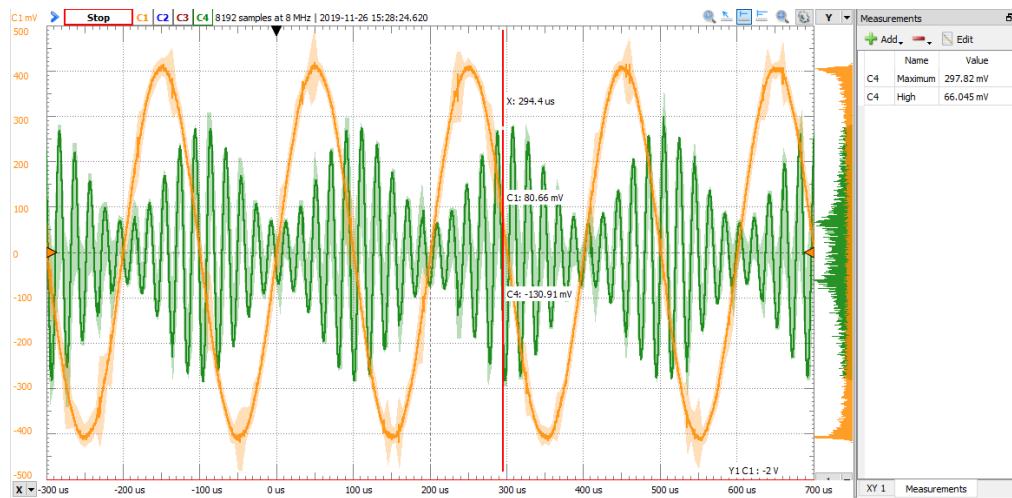
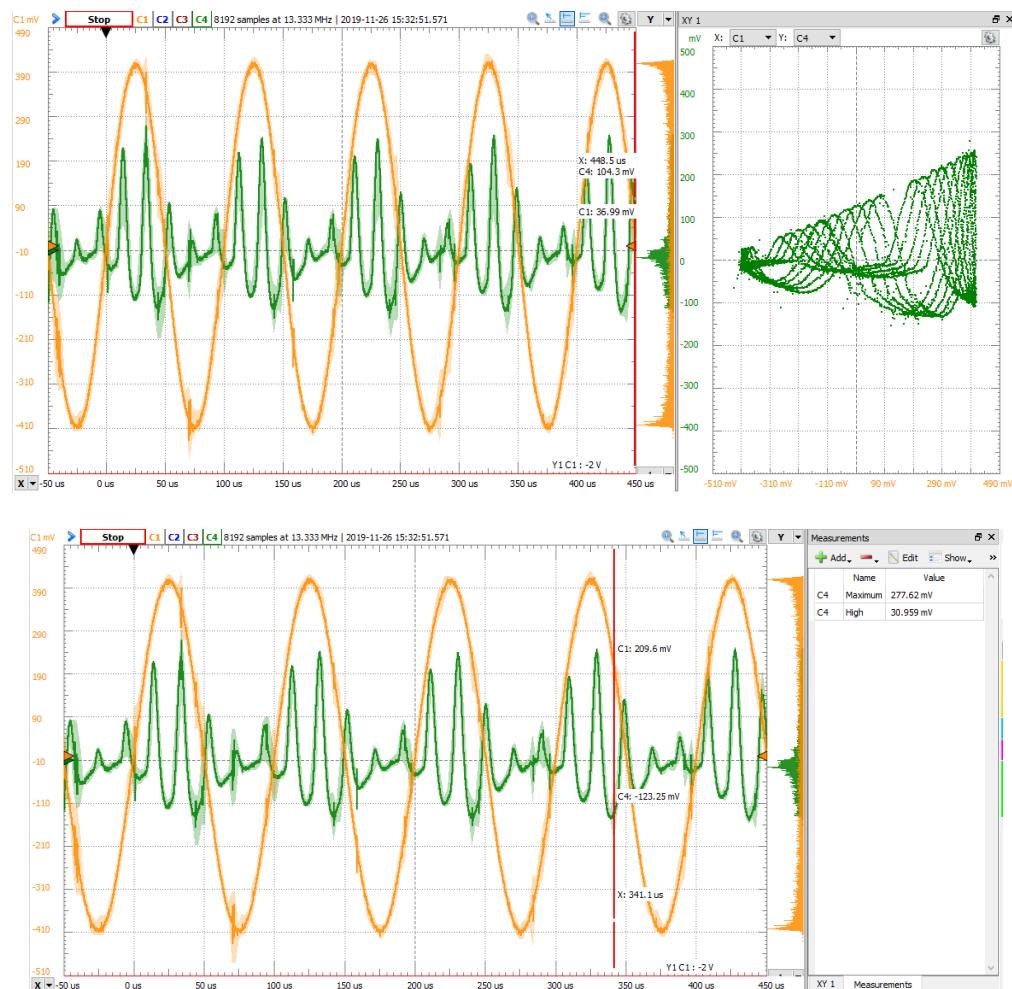


Figure 3.6.1-1 - Oscilloscope du signal modulant et modulé à  $f = 200\text{Hz}$

Figure 3.6.1-2 - Oscilloscope du signal modulant et mofulé à  $f = 5 \text{ KHz}$ Figure 3.6.1-3 - Oscilloscope du signal modulant et mofulé à  $f = 10 \text{ KHz}$

### 3.6.2. Fréquence de porteuse maximale

La fréquence porteuse maximale est atteinte lorsque la couverture n'a plus une allure sinusoïdale. Il s'agit d'une mesure partiellement objective puisqu'elle dépend de l'observation. L'œil humain n'est pas une source précise pour prendre une mesure. L'erreur est de 5 KHz puisque la variation de la courbe visible à l'œil nu est observable pour des bonds de 5 kHz. Puisque l'allure de la porteuse n'est plus sinusoïdale à une fréquence porteuse de 70 kHz alors la fréquence maximale est de 65 kHz.

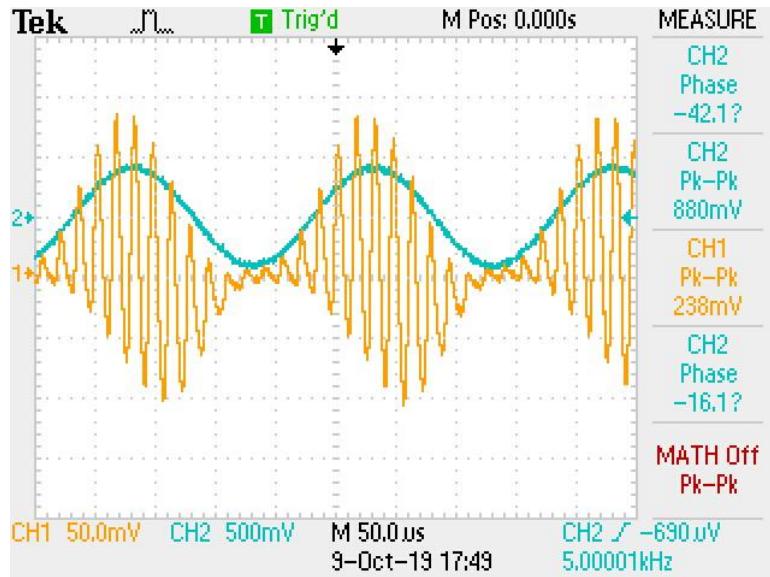


Figure 3.6.2-1 - Oscilloscopique de l'entrée et de la sortie avec une porteuse de 65 kHz

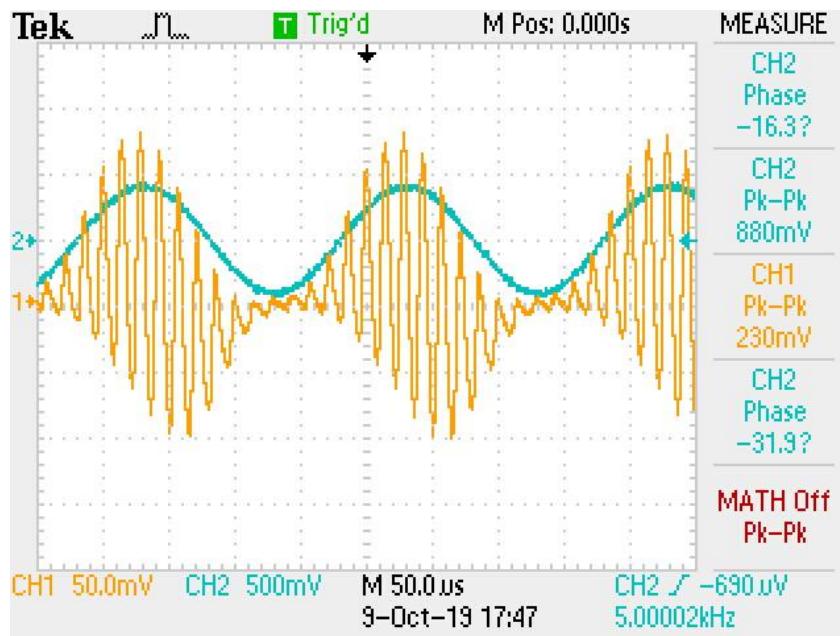


Figure 3.6.2-2 - Oscilloscopique de l'entrée et de la sortie avec une porteuse de 70 kHz

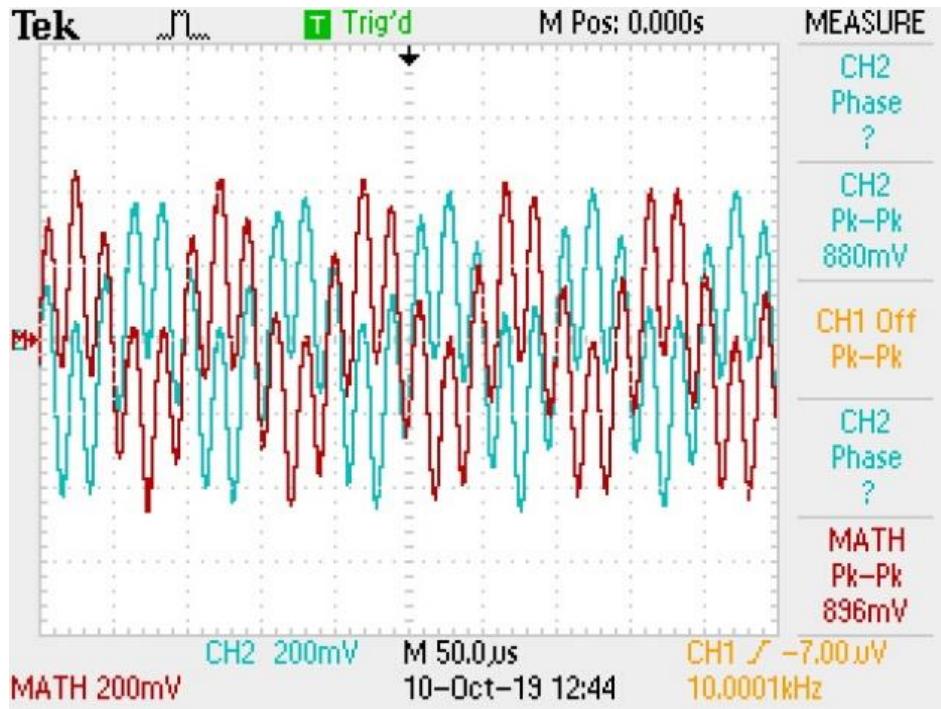
### 3.6.3. Amplitude des signaux d'entrées

Les amplitudes générées à l'entrée sont présentées dans le tableau ci-dessous.

**Tableau 3.6-1 - Amplitude des signaux d'entrées**

	Signal modulant	Signal porteur
Amplitude (mV)	400	500
Décalage (mV)	550	0
Polarisation	non	Non

### 3.6.4. Impédance d'entrée



**Figure 3.6.4-1 - Mesure de tension d'entrée (turquoise) et tension pour calculer le courant d'entrée (rouge)**

Le calcul de l'impédance de sortie est basé sur l'oscillogramme obtenu ci-dessus. On utilise l'[Équation 3.4-17](#). L'amplitude crête-à-crête à l'entrée de  $R_x$  est  $V_e = 880 \text{ mV} \angle 0^\circ$  et la différence de tension entre les deux bornes de  $R_x$  correspond à  $V_{bornes} = 896 \text{ mV}$ , donnée par l'option MATH sur l'oscilloscope. L'incertitude est de  $\pm 3\%$  par valeurs lues à l'oscilloscope.

Calcul du courant :

$$I_e = \frac{V_{bornes}}{R_x} = \frac{896 \text{ mV} \pm 3\%}{20 \text{ k}\Omega} = 44,8 \mu\text{A} \pm 3\% \quad \text{Équation 3.6-4}$$

Graphiquement, on observe un retard de phase de  $-180^\circ \pm 3\%$ .

Calcul de l'impédance :

$$Z_{out} = \frac{V_e}{I_e} = \frac{0,880 V \angle 0^\circ}{44,8 \mu A \angle -180^\circ} = \frac{0,880 V}{44,8 \mu A} \angle (0^\circ - 180^\circ) = 19,64 k\Omega \angle -180^\circ$$

Équation 3.6-5

L'incertitude sur le module de l'impédance est donnée par la méthode des maximums et minimum :

$$err_{|Z|} = \frac{V_e}{I_e} = \frac{0,880 V \pm 3\%}{44,8 \mu A \pm 3\%}$$

$$err_{|Z|_{max}} = \frac{V_e}{I_e} = \frac{0,880 V(1,03)}{44,8 \mu A(0,97)} = 20,85 K\Omega$$

$$err_{|Z|_{min}} = \frac{V_e}{I_e} = \frac{0,880 V(0,97)}{44,8 \mu A(1,03)} = 18,50 K\Omega$$

Équation 3.6-6

L'incertitude sur la phase est la somme des incertitudes sur les phases, puisqu'il s'agit d'une addition de phase. La phase de la tension  $V_e$  sert de référence. Elle ne comporte pas d'erreur :

$$err_{\angle Z} = 0\% + 3\% = 3\%$$

Équation 3.6-7

### 3.6.5. Impédance de sortie

Le calcul de l'impédance de sortie est basé sur l'oscilloscopogramme obtenu ci-dessus. On utilise l'[Équation 3.4-18](#). L'amplitude crête-à-crête à l'entrée de  $R_x$  est  $V_s = 300 mV \angle 0^\circ$  et la différence de tension entre les deux bornes de  $R_x$  correspond à  $V_{bornes} = 872 mV$ , donnée par l'option MATH sur l'oscilloscope.  $R_x$  a été ajusté à  $10 K\Omega$  pour diminuer l'erreur sur l'impédance. En effet, puisque l'impédance recherchée est autour de  $3 k\Omega$ , une résistance de  $20 k\Omega$  causant une trop grande variation d'impédance. L'incertitude est de  $\pm 3\%$  par valeurs lues à l'oscilloscope.

$$I_s = \frac{V_s}{R_x} = \frac{872 mV \pm 3\%}{10 k\Omega} = 87,2 \mu A \pm 3\%$$

Équation 3.6-8

La phase du courant est en avance sur le signal modulant. On trouve la phase par le ratio de l'avance sur la période. L'échantillon sur l'oscilloscopogramme ([Figure 3.6.5-1](#)) nous donne l'avance de la phase en bleu par rapport à la phase de la courbe en rouge. Puisque l'on désire l'inverse on ajuste en soustrayant par  $180^\circ$ :

$$\angle I_s = 180^\circ - 360^\circ \frac{\Delta t}{f_{10 KHz}} = 180^\circ - 360^\circ \frac{18 \mu s \pm 3\%}{1/10 000} \angle I_s = 115,2^\circ \pm 3\%$$

Équation 3.6-9

Calcul de l'impédance :

$$Z_{out} = \frac{V_s}{I_s} = \frac{0,300 V \angle 0^\circ}{87,2 \mu A \angle 115,2^\circ} = \frac{0,3000 V}{87,2 \mu A} \angle (0^\circ + 115,2^\circ) = 3440 \Omega \angle 115,2^\circ$$

Équation 3.6-10

L'incertitude sur le module de l'impédance est donnée par la méthode des maximums et minimum :

$$err_{|Z|} = \frac{V_s}{I_s} = \frac{0,300\text{ V} \pm 3\%}{87,2\mu\text{A} \pm 3\%}$$

$$err_{|Z|_{max}} = \frac{V_s}{I_s} = \frac{0,300\text{ V}(1,03)}{87,2\mu\text{A}(0,97)} = 3\,653\,\Omega$$

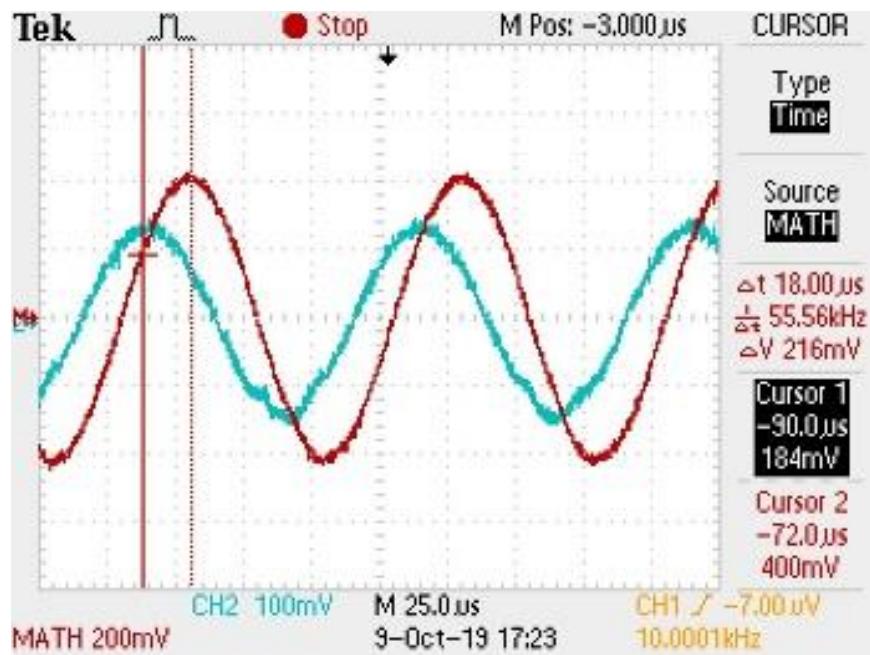
$$err_{|Z|_{min}} = \frac{V_s}{I_s} = \frac{0,300\text{ V}(0,97)}{87,2\mu\text{A}(1,03)} = 3\,240\,\Omega$$

**Équation 3.6-11**

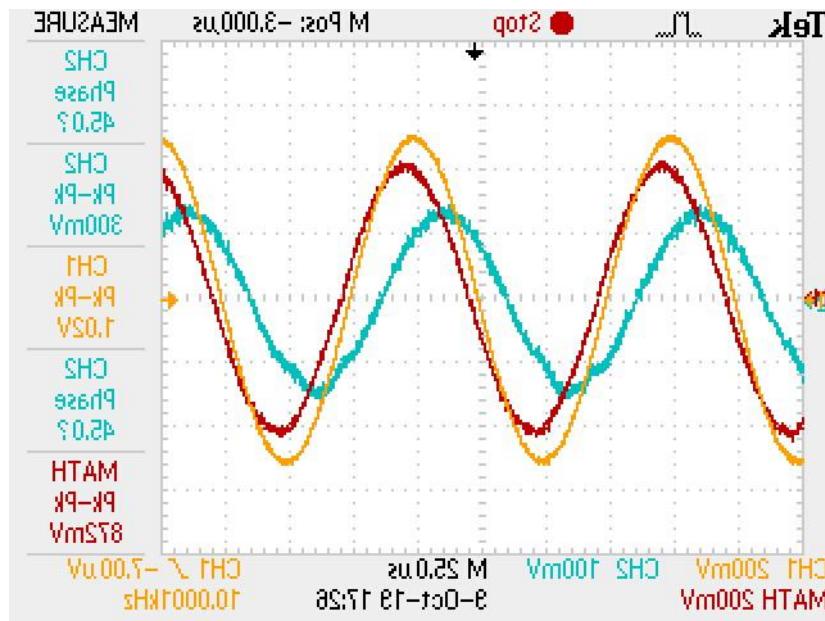
L'incertitude sur la phase est la somme des incertitudes sur les phases, puisqu'il s'agit d'une addition de phase. La phase de la tension  $V_s$  sert de référence. Elle ne comporte pas d'erreur :

$$err_{\angle Z} = 0\% + 3\% = 3\%$$

**Équation 3.6-12**



**Figure 3.6.5-1 – Mesure pour la phase du courant**



**Figure 3.6.5-2 - Mesure de tension de sortie (turquoise) et tension pour calculer le courant de sortie (rouge)**

### 3.6.6. Résumé de résultats

**Tableau 3.6-2 – Caractéristiques théoriques et expérimentales du modulateur**

Paramètres	Condition	Contrainte	Tolérance	Mode	Résultat
Indice de modulation (m)	Supérieur à	0.50	-	M	Validée
Fréquence porteuse	Égale à	51.5 kHz	-	O	Généré à l'entrée
Fréquence du signal modulé	De 0 à	20 kHz	-	O	Validé
Plage écrasée	Interdite	-	-	O	Validée
Utilisation de la bobine réelle	Interdite	-	-	-	-
+Impédance d'entrée	Impédance	20 KΩ	±5%	M	19,64 KΩ [20,85; 18,50] KΩ
	Phase	∠ - 180°	±1°		∠ - 180° ± 3%
Impédance de sortie	Impédance	3 333Ω	±5%	M	3 440 Ω [3 240; 3 653] Ω
	Phase	∠114°	±1°		115,2°
Fréquence porteuse maximale	Égale à	$f_{modulant} + f_{porteuse} = 100 \text{ KHz}$	-	O	$f_{modulant} + f_{porteuse} = 65 + 5 = 70 \text{ kHz}$ $\pm 5 \text{ KHz}$

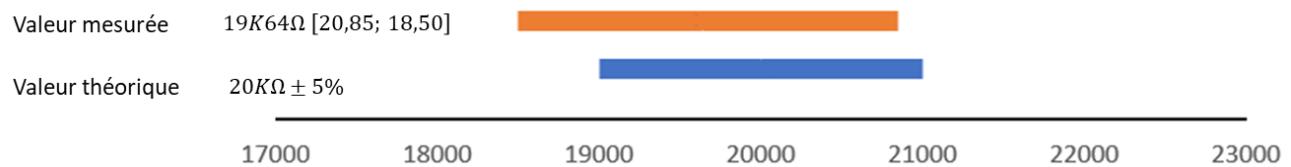
### 3.7. Interprétation

Le modulateur AM est valide pour des fréquences allant de 200 Hz à 10 kHz tel que montré par les trois oscillogrammes. Il n'y a pas de plage écrasée et l'indice de modulation pour les trois mesures est supérieur à 0,5. Ces données respectent le cahier de charge.

La fréquence porteuse maximale n'est pas de 100 KHz. La valeur obtenue s'éloigne significativement de la valeur théorique à atteindre. La fréquence porteuse mesurée expérimentalement a une erreur supérieure à celle écrite dans le tableau des résultats, car l'œil humain n'a pas été considéré. Le montage choisi pour le modulateur AM n'est pas le plus précis, tel qu'expliqué dans la section [6.2](#). On constate qu'il aurait fallu favoriser la conception du modulateur AM par un transistor.

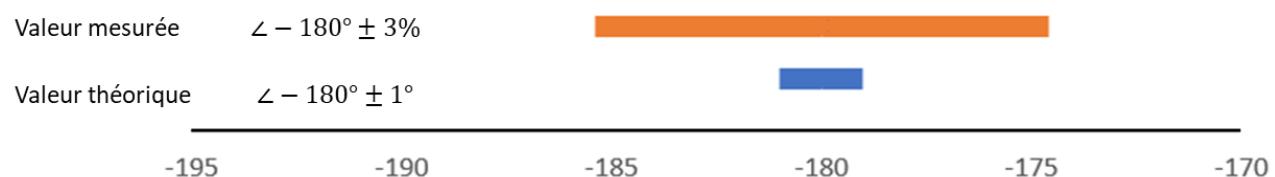
L'impédance d'entrée et de sortie expérimentale sont conformes à celles trouvées théoriquement. Les figures ci-dessous ([Figure 3.6.6-1](#), [Figure 3.6.6-2](#), [Figure 3.6.6-3](#) et [Figure 3.6.6-4](#)) montrent que le module et la phase pour l'impédance d'entrée et de sortie sont dans la plage de valeurs permises. La tolérance déterminée pour la valeur théorique était suffisante pour couvrir les erreurs expérimentales. On constate même qu'on aurait pu aller chercher plus de précision.

#### Impédance d'entrée (module)



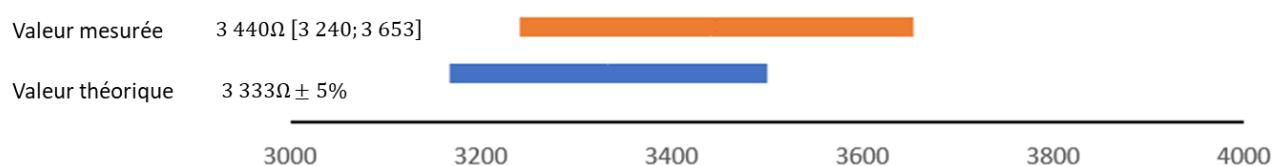
[Figure 3.6.6-1 – Tolérance de spécification et incertitudes relatives au module de l'impédance d'entrée](#)

#### Impédance d'entrée (phase)



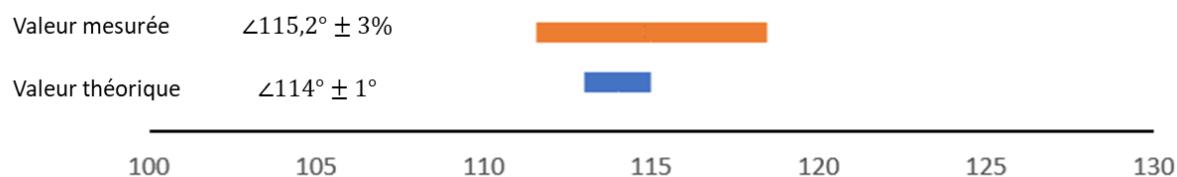
[Figure 3.6.6-2 – Tolérance de spécification et incertitudes relatives à la phase de l'impédance d'entrée](#)

#### Impédance de sortie (module)



[Figure 3.6.6-3 – Tolérance de spécification et incertitudes relatives au module de l'impédance de sortie](#)

#### Impédance de sortie (phase)



[Figure 3.6.6-4 – Tolérance de spécification et incertitudes relatives à la phase de l'impédance de sortie](#)

### 3.8. Discussion

En conclusion, un modulateur AM a été conçu selon les contraintes du cahier de charge. Malgré une démarche scientifique rigoureuse, certains changements ont été apportés aux concepts initiaux. Le rapport a permis d'apprendre l'utilisation d'une diode.

Nous avons observé une forte imprécision et un décalage entre les valeurs théoriques et expérimentales de la fréquence porteuse. Toutefois, les autres mesures ont respecté le cahier de charge. Un ajustement sera à considérer pour améliorer la fréquence porteuse pour les prochains livrables.

Il est à noter que le signal modulé est atténué par rapport au signal d'entrée. Il n'y a pas de critère sur l'atténuation dans ce livrable, mais pour ne pas rendre le bruit important dans le signal en atténuant le signal plusieurs fois, l'utilisation d'un amplificateur est à considérer pour l'utilisation du modulateur avec d'autres modules.

### III. Démodulateurs

## 4. Mise en contexte

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.

### 4.1. 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 3.6.6-1 – 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 **6.1**, 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 Feedback ».

## 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 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) :

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

Équation 4.3-1

L'atténuation minimale doit être de  $A_{min} = 20dB$  (**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  $A_{max} = 3dB$  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.

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

Équation 4.3-2

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

Équation 4.3-3

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

Équation 4.3-4

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

$$k = \frac{f_{max2} - f_{max1}}{f_{min2} - f_{min1}} = \frac{\Delta f_{max}}{\Delta f_{min}}$$

Équation 4.3-5

Tel que mentionnée dans la section **6.1**, 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  $\Delta f_{max} = 12$  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 entre les valeurs maximales et minimales de k :

$$k = \frac{\Delta f_{max}}{\Delta f_{min}} \Rightarrow \Delta f_{min} = \frac{\Delta f_{max}}{k}$$

**Équation 4.3-6**

$$\Delta f_{min_{n=2}} \geq \frac{12\ 000}{0,3166} \approx 37\ 897\ Hz$$

**Équation 4.3-7**

$$\Delta f_{min_{n=1}} \leq \frac{12\ 000}{0,10027} \approx 119\ 682\ Hz$$

**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'Analogue. 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 $\Delta f_{max}$ (Hz)	Gain $G_0$	Pôles	
			Réel $\alpha$	Imaginaire $\beta$
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 :

$$Q_{PB} = \frac{f_c}{\Delta f_{max}}$$

**Équation 4.3-9**

$$C = \alpha^2 + \beta^2$$

**Équation 4.3-10**

$$D = \frac{2\alpha}{Q_{PB}}$$

**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

$$f_{c_1} = W f_c$$

Équation 4.3-17

$$f_{c_2} = \frac{f_c}{W}$$

Équation 4.3-18

Il faut prendre note ici qu'à de 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  $i = 2$ .

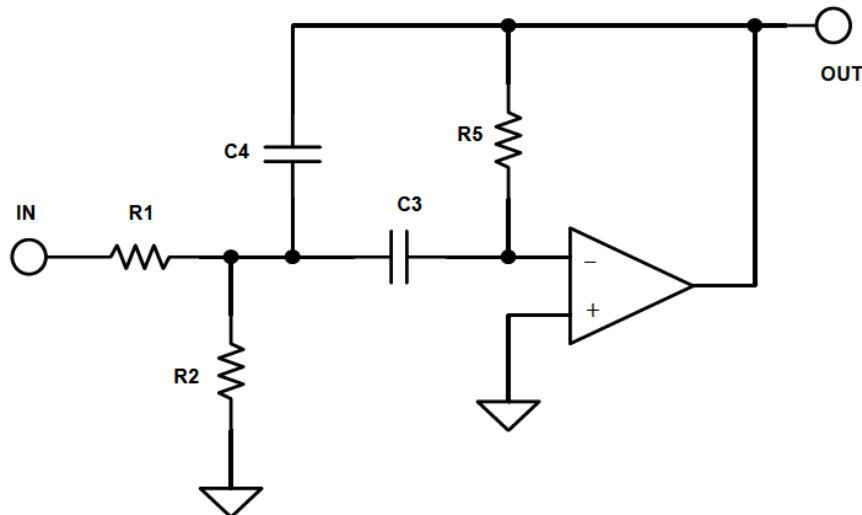
Avec le facteur de qualité, la fréquence centrale et le gain de chaque cellule, on peut concevoir une topologie « Multiple feedback ». Les résultats de calculs sont présentés dans le tableau ci-dessous. Les calculs ont été effectués sur Excel et sont identifiés dans l'annexe sur une page Excel détaillée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

**Tableau 4.3-2 – Spécification de chaque étage**

# Filtre <i>i</i>	Fréquence de coupure $f_{c_i}(Hz)$	Facteur de qualité $Q_i$	Gain $G_i$
1 <sup>er</sup>	55 933	6,090	1,419
2 <sup>e</sup>	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 Analogue (3). Les équations proviennent de la page 8.75 et 8.94. La représentation de la topologie « Multiple Feedback » est présenté à la **Figure 4.3.1-1** 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 4.3.1-1 – 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 4.3.1-1** 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**.

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

$$H(s) = \frac{-s \frac{1}{R_1 C_4}}{s^2 + s \frac{C_3 + C_4}{C_3 C_4 R_5} + \frac{1}{R_5 C_3 C_4 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}} \quad \text{Équation 4.3-21}$$

À partir du document d'Analogue (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  $C_3$ . Par convenance  $C_4 = C_3$  pour simplifier les calculs. Les calculs des constantes intermédiaires sont donnés par les équations suivantes :

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

$$k = 2\pi f_c C_3 \quad \text{Équation 4.3-23}$$

Valeur des composants en posant  $C3 = 1 \text{ nF}$  :

$$C4 = C3$$

Équation 4.3-24

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

Équation 4.3-25

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

Équation 4.3-26

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

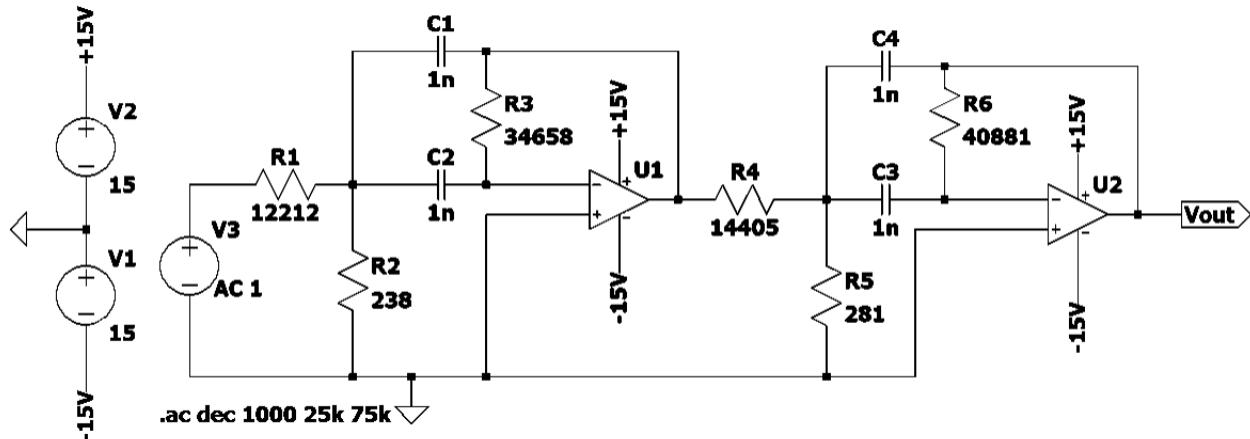
Équation 4.3-27

Pour valider la conception du filtre, on effectue une simulation préliminaire du passe-bande avec des composants idéaux. 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. 49). Les résultats sont présentés dans le tableau ci-dessous.

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

# Filtre <i>i</i>	$R1$ $\Omega$	$R2$ $\Omega$	$C3$ $\text{nF}$	$C4$ $\text{nF}$	$R5$ $\Omega$
1 <sup>er</sup>	12 212	238	1,00	1,00	34 658
2 <sup>e</sup>	14 405	281	1,00	1,00	40 881

Le circuit simulé sur LTSpice est représenté à la [Figure 4.3.1-2](#) et le résultat du diagramme en fréquence est à la [Figure 4.3.1-3](#). On observe bien le filtre désiré.



**Figure 4.3.1-2 – Schéma de simulation LTSpice pour un passe-bande idéal**

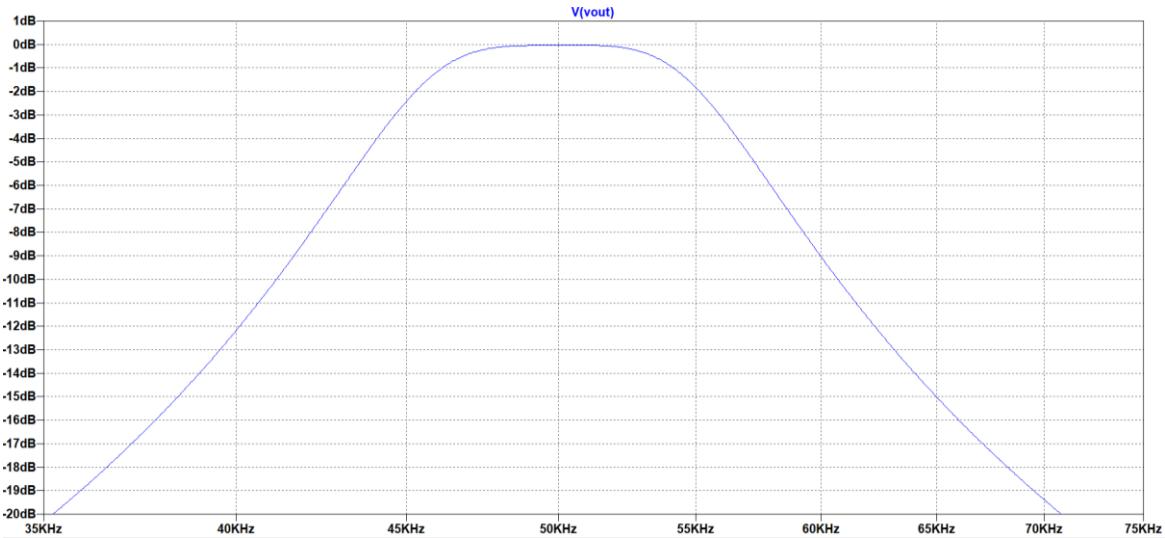


Figure 4.3.1-3 – Diagramme de Bode en fréquence du passe-bande idéal

#### 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.

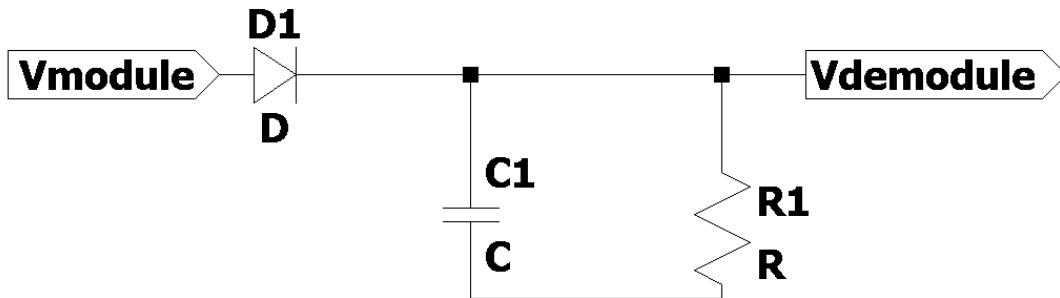


Figure 4.3.2-1 – Schéma de base du démodulateur

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 :

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{RC} = \frac{dm(t)}{dt} \quad \text{Équation 4.3-28}$$

$$m(t) = IM \sin(2\pi f_m t) \quad \text{Équation 4.3-29}$$

$$IM \equiv \text{Indice de modulation} \quad \text{Équation 4.3-30}$$

La dérivée du signal modulé est alors :

$$\frac{dm(t)}{dt} = IM * 2\pi f_m \cos(2\pi f_m t)$$

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

$$RC = \frac{1}{IM * 2\pi f_m}$$

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  $C = 0,2 \text{ nF}$ . En isolant R de l'[Équation 4.3-32](#),  $R = 5,4 \text{ k}\Omega$ .

Aussi, la région plus linéaire de la diode fournie (1N4148) est de  $\sim 0.4V$  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.

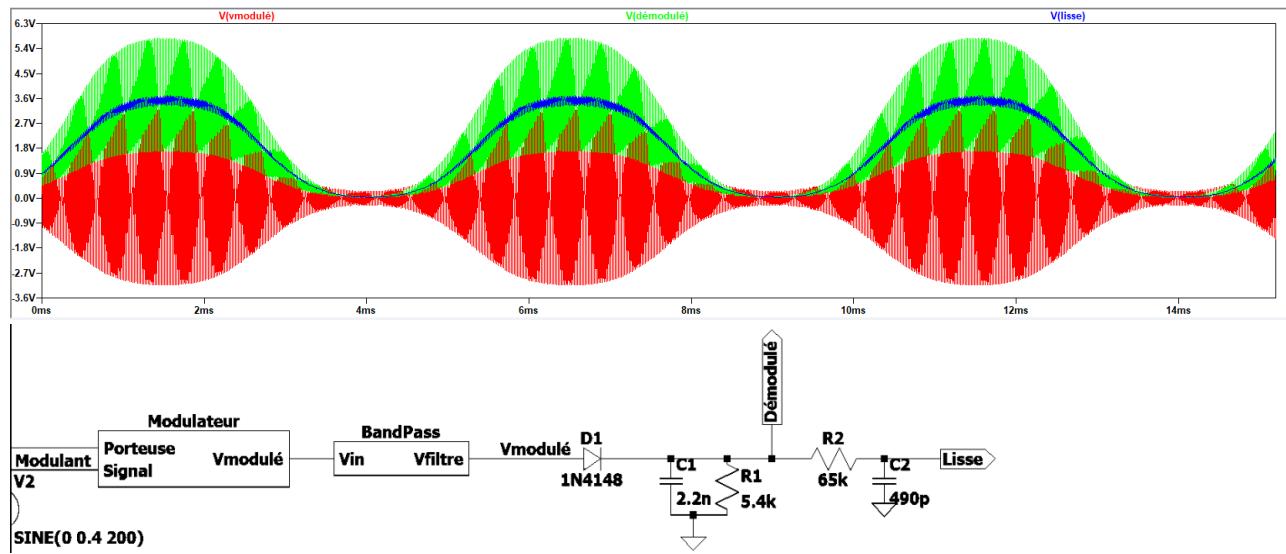


Figure 4.3.2-2 – Schéma de mise à jours du montage : Démodulateur

En observant la [Figure 4.3.2-2](#), 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 kΩ :  $R = 65 \text{ k}\Omega$ . Le condensateur doit donc valoir  $C = 490 \text{ pF}$ .

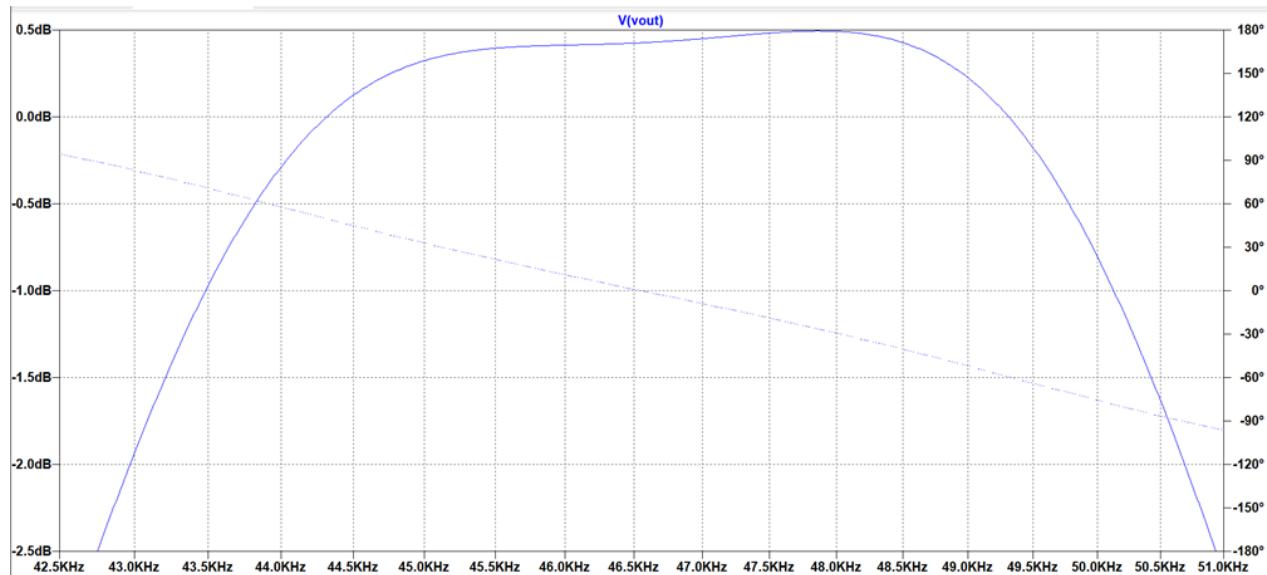
#### 4.4. Conception détaillée

##### 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 4.4.1-1](#)). 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 4.4.1-1 – 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 $\Delta f_{max}$ (Hz)	Gain $G_0$	Pôles	
			Réel $\alpha$	Imaginaire $\beta$
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.[50](#)).

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

# Filtre <i>i</i>	Fréquence de coupure $f_{c_i}$ (Hz)	Facteur de qualité $Q_i$	Gain $G_i$
1 <sup>er</sup>	60 915	6,678	1,418
2 <sup>e</sup>	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.[50](#)). Les résultats sont présentés dans le tableau ci-dessous. Encore une fois, on pose  $C_3 = 1\text{nF}$ .

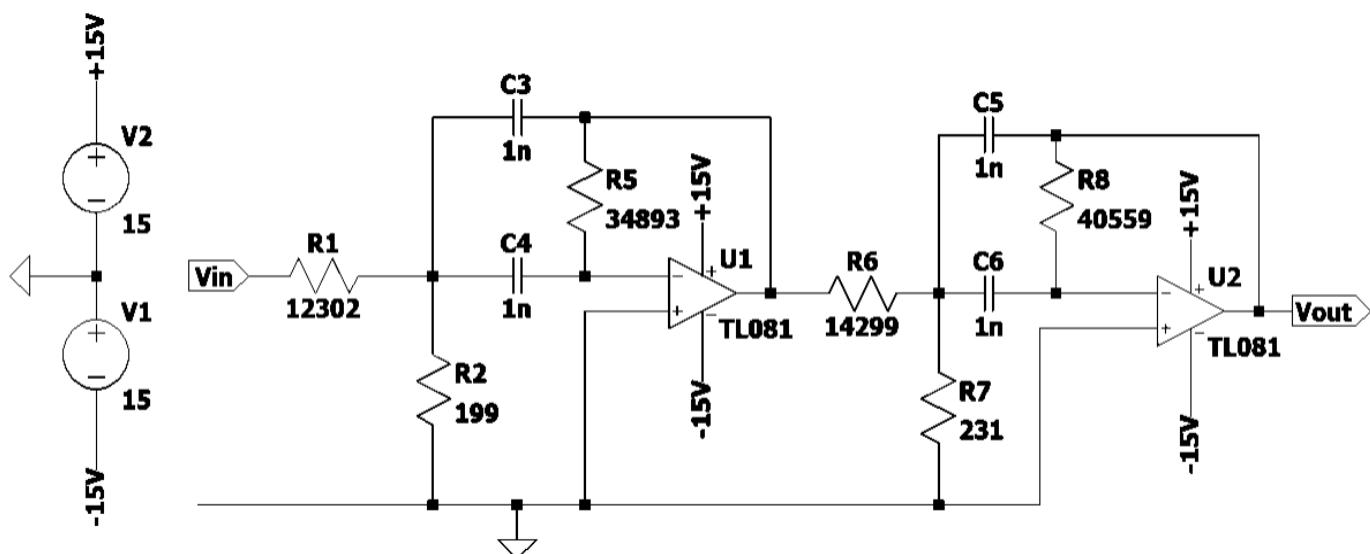
**Tableau 4.4-3 – Valeurs idéales des composants du filtre passe-bande ajusté**

# Filtre <i>i</i>	$R_1$ $\Omega$	$R_2$ $\Omega$	$C_3$ $\text{nF}$	$C_4$ $\text{nF}$	$R_5$ $\Omega$
1 <sup>er</sup>	12 302	199	1,00	1,00	34 893
2 <sup>e</sup>	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 4.4.1-2](#) 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 4.4.1-2 – 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-idealité 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 » :

$$s^2 + \frac{\omega_o}{Q} s + \omega_o^2 \quad \text{Équation 4.4-1}$$

$$s^2 + s \frac{C3 + C4}{C3 C4 R5} + \frac{1}{R5 C3 C4 \left( \frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} \right)} \quad \text{Équation 4.4-2}$$

On peut donc trouver une relation de  $\omega_o$  à partir de l'[Équation 4.4-1](#) et [Équation 4.4-2](#) :

$$\omega_o^2 = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \quad \text{Équation 4.4-3}$$

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

$$\omega_o = \sqrt{\omega_{o1} \omega_{o2}} \quad \text{Équation 4.4-4}$$

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 [4.9.3](#). 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.

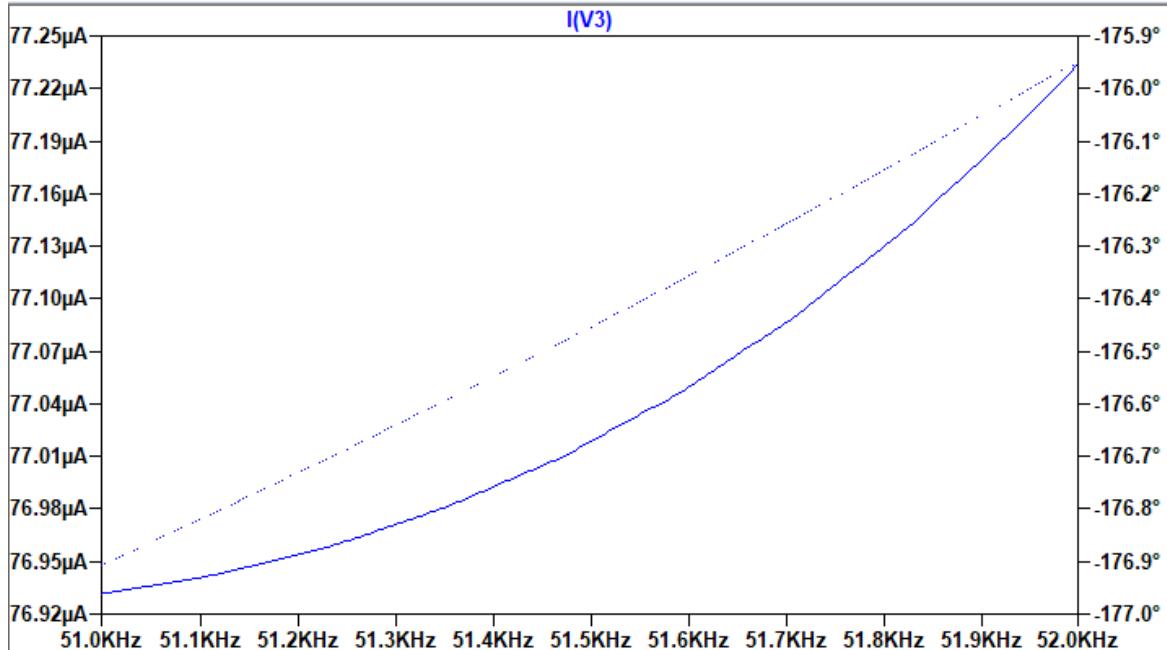


Figure 4.4.1-3 – Simulation du courant d'entrée du filtre passe-bande

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 4.4.1-2 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.

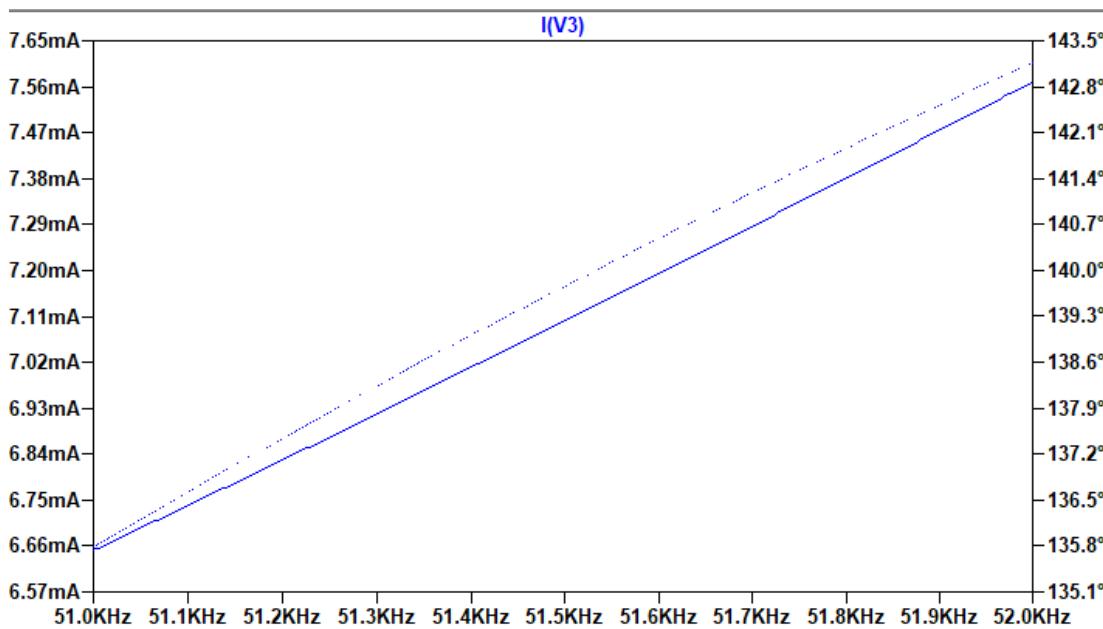


Figure 4.4.1-4 – Simulation du courant de sortie du filtre passe-bande

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  $C = 100$  nF, alors on obtient la valeur de la résistance  $R = 159$  kΩ.

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

Équation 4.4-7

Le montage modifié a été simulé sur LTSpice et le résultat est présenté à la [Figure 4.4.2-1](#). On observe bien que la partie DC du signal n'est plus présente.

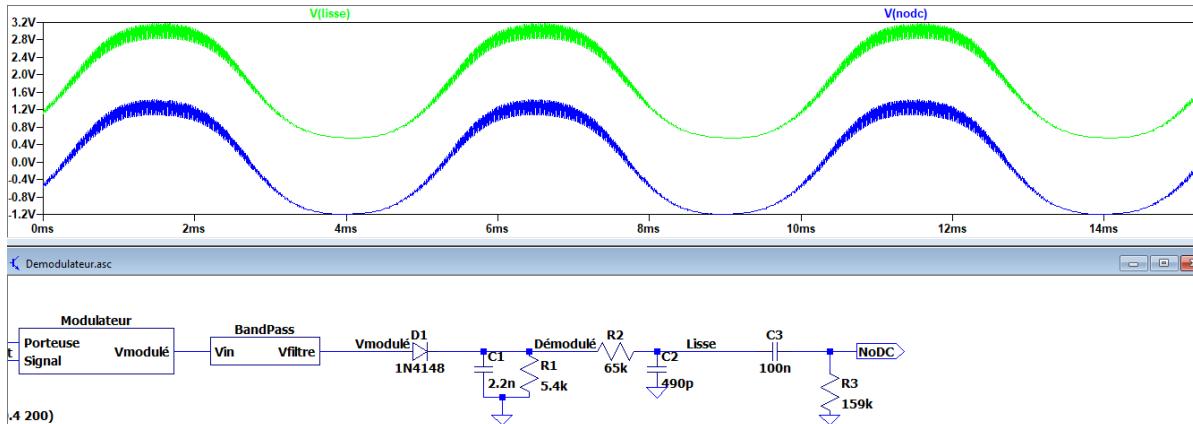


Figure 4.4.2-1 – Annulation DC

Pour être audible, le signal audio devrait avoir une amplitude d'entre  $0,1 \text{ V}_{\text{rms}}$  et  $1 \text{ V}_{\text{rms}}$ . Cela donne une amplitude située entre  $2\sqrt{2} * 0,1 \text{ V}_{\text{rms}} = 0,283 \text{ V}_{\text{pp}}$  et  $2,83 \text{ V}_{\text{pp}}$ . Puisque l'amplitude à la sortie est de  $2,4 \text{ V}_{\text{pp}}$  à  $200 \text{ Hz}$  et de  $1,6 \text{ V}_{\text{pp}}$  à  $5 \text{ kHz}$ , 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  $1 \text{ k}\Omega$  alors  $R_1$  doit être  $83 \text{ k}\Omega$ . On prend tout de même  $R_1 = 700 \text{ k}\Omega$  puisque l'impédance d'une paire d'écouteurs peut varier largement d'une paire à l'autre. On juge que l'usager 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 4.4.2-2. 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%.

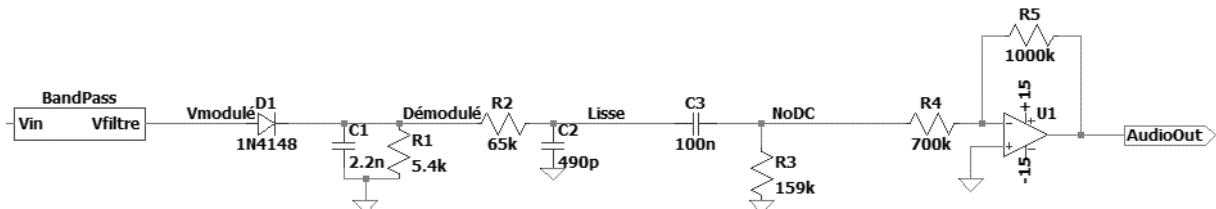
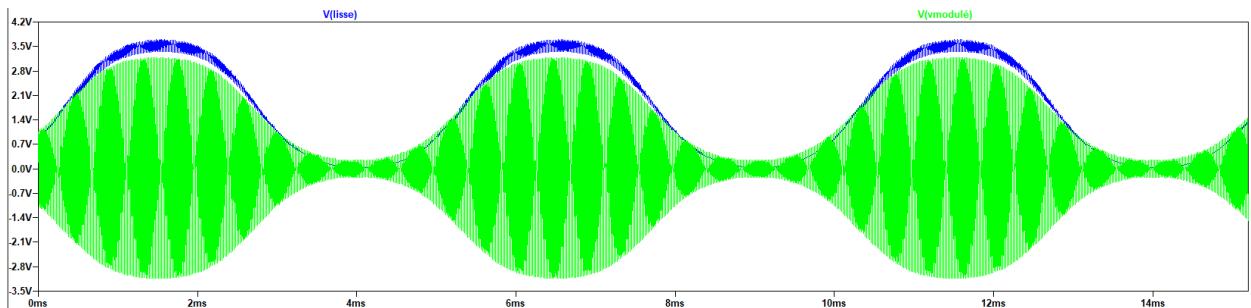


Figure 4.4.2-2 – Schéma du démodulateur

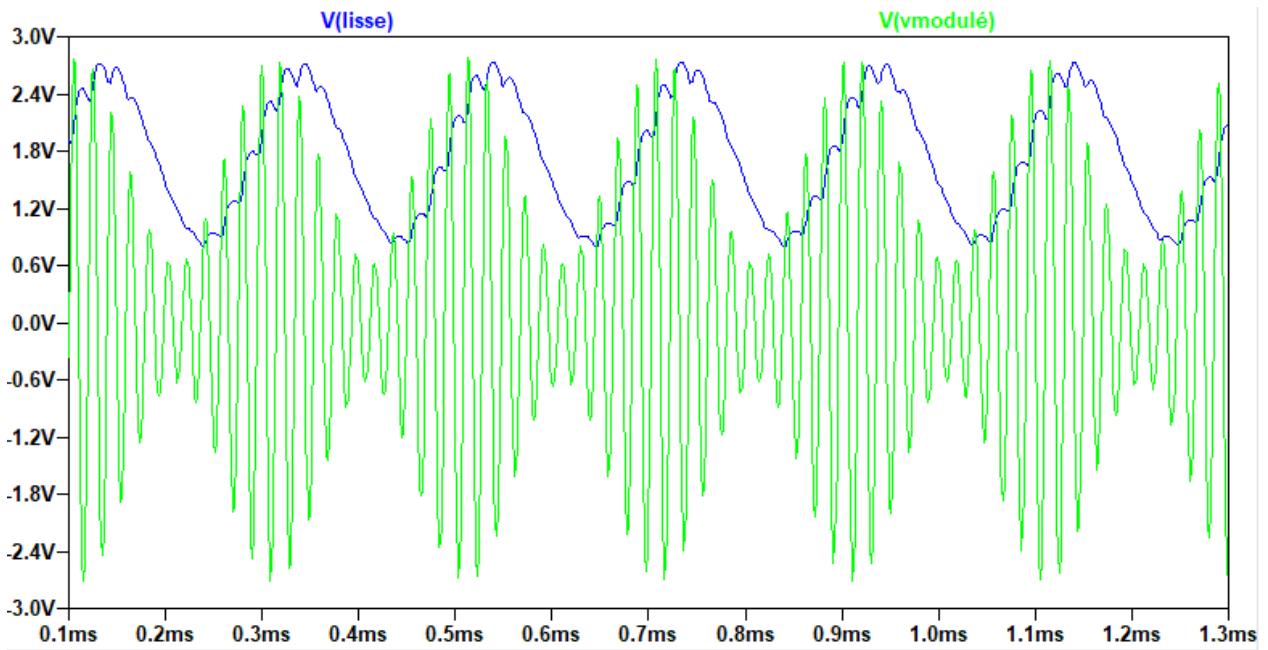
#### 4.4.3. Preuves de fonctionnement du démodulateur

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



**Figure 4.4.3-1 – Oscilloscopogramme 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 4.4.3-2 – Oscilloscopogramme 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 à 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.

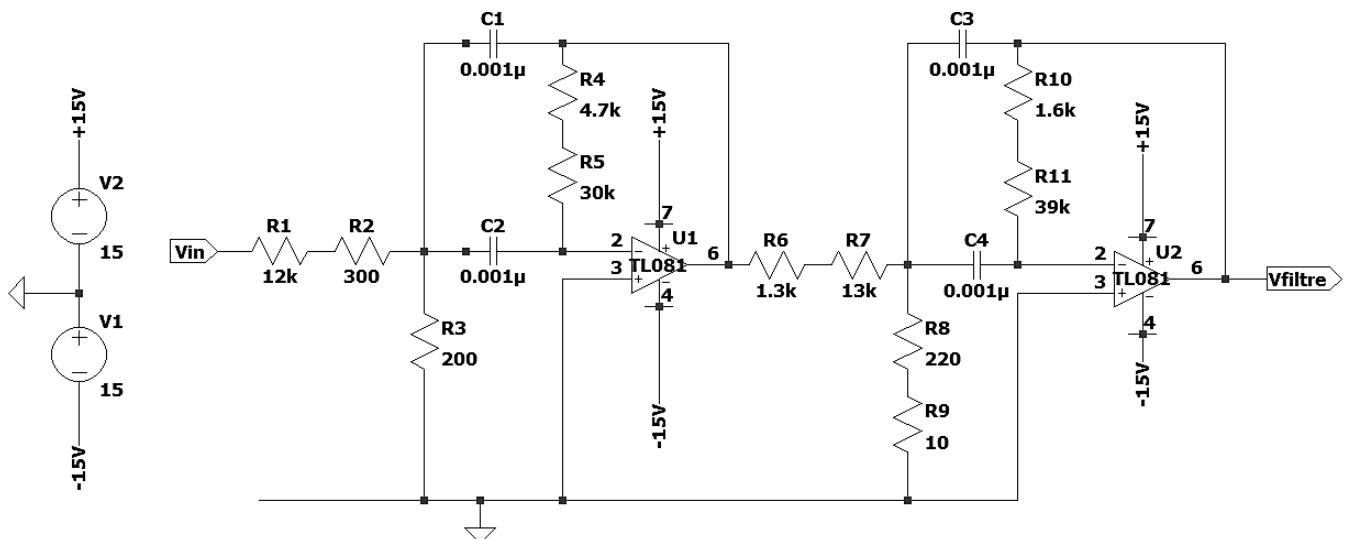


Figure 4.4.4-1 – Schéma de montage pour le filtre passe-bande

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 1n0F 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

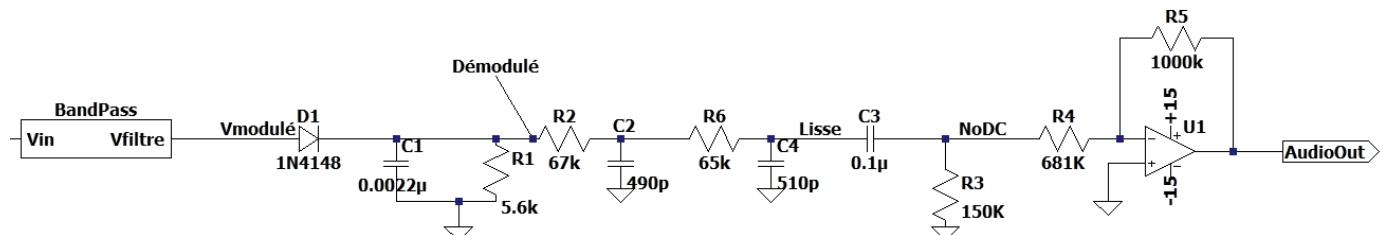


Figure 4.4.4-2 - Schéma de montage du démodulateur

**Tableau 4.4-5 – Liste de matériels du démodulateur**

Qté	Désignateurs	Description	Manufacturier
1	U1	Amplificateur opérationnel TL081	Texas-Instruments
1	C1	Condensateur 2nF 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 mW	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

9. Alimenter l'amplificateur opérationnel U1 de  $\pm 15V$  aux entrées respectives
10. 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
11. À l'aide du générateur de signal, générer le signal modulant
  - a. Amplitude 0.75
  - b. Fréquence : 5 kHz
  - c. Décalage de 0mV
12. Connecter la sonde 1 de l'oscilloscope à la sortie du filtre passe-bande ( $V_{\text{filtre}}$ )
13. Connecter la sonde 2 de l'oscilloscope à la sortie du démodulateur lissé ( $V_{\text{lissé}}$ )
14. Afficher simultanément l'oscillogramme des deux sondes
15. Enregistrer les oscillogrammes pour visualiser le comportement du signal (capture d'écran)
16. Refaire les mêmes manipulations pour une fréquence modulante à 5 kHz

#### 4.5.3. Impédance d'entrée

10. Alimenter l'amplificateur opérationnel U1 de  $\pm 15V$  aux entrées respectives
11. Ajouter une résistance  $R_x = 12.5k\Omega$  en série à l'entrée du filtre
12. Appliquer un signal de 0.4V crête à crête à une fréquence de 51.5 kHz à  $R_x$
13. 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)
14. Le potentiel à l'entrée est donné par la sonde à l'entrée devant  $R_x$  (CH1)
15. Le courant à l'entrée est donné par la différence de potentiel entre les deux sondes divisées par  $R_x$  (mode MATH)
16. Calculer l'impédance à l'aide de la loi d'ohm
17. La phase est donnée par le retard entre les courbes observé à l'oscilloscope.

#### 4.5.4. Impédance de sortie

9. Alimenter l'amplificateur opérationnel U1 de  $\pm 15V$  aux entrées respectives
10. Court-circuiter l'entrée du signal modulant
11. Connecter une résistance de  $100\Omega$  à la sortie. De cette façon, le courant dans la résistance est égal au potentiel à ses bornes (Mode MATH)
12. 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.
13. Connecter une sonde de l'oscilloscope à chaque borne de la résistance
14. Prendre en note les valeurs de potentiel
15. Calculer l'impédance à l'aide de la loi d'ohm
16. 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 4.6.1-1** 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
fmax1 [kHz]	45	5
Fmax2 [kHz]	55	5
Fmin1 [kHz]	35	5
Fmin2 [kHz]	65	5
B [kHz]	10	10
fc [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**.

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

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

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

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

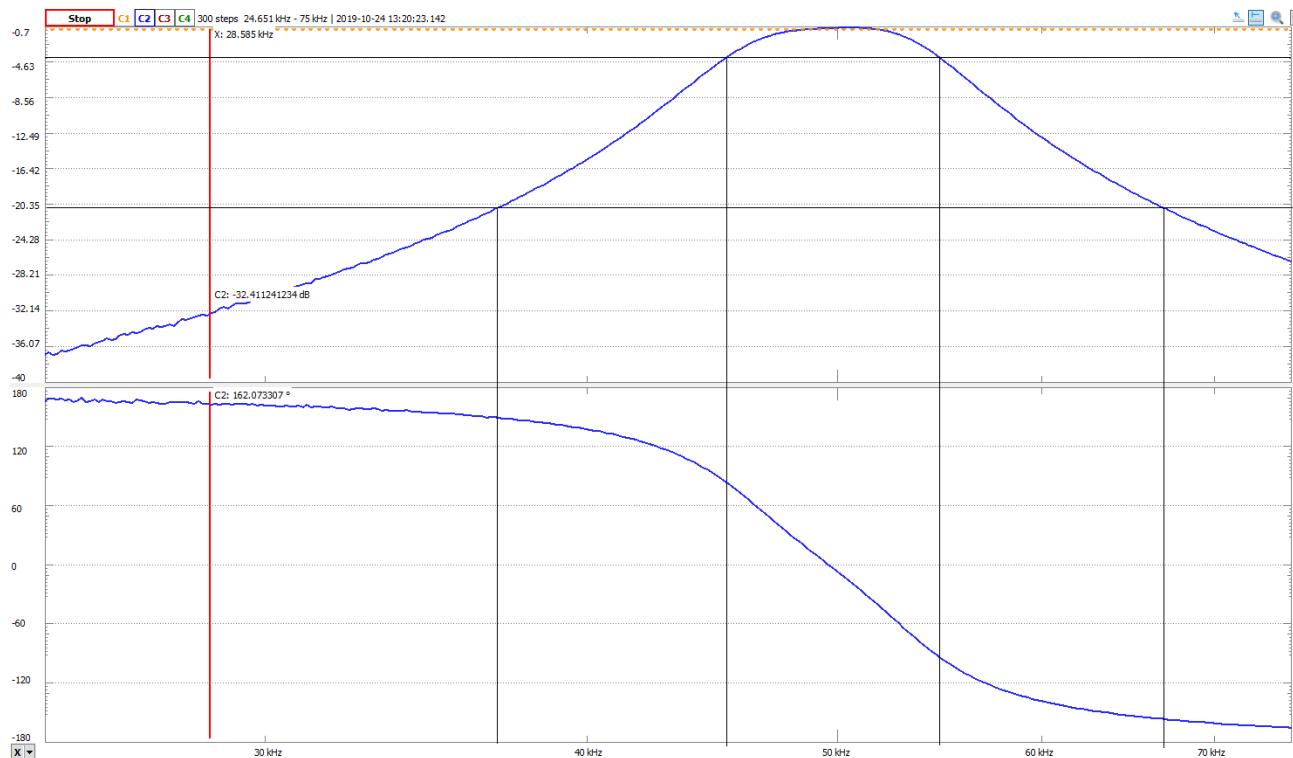


Figure 4.6.1-1 – Diagramme de Bode du filtre passe-bande

#### 4.6.2. Oscilloscopage

L'oscilloscopage 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.

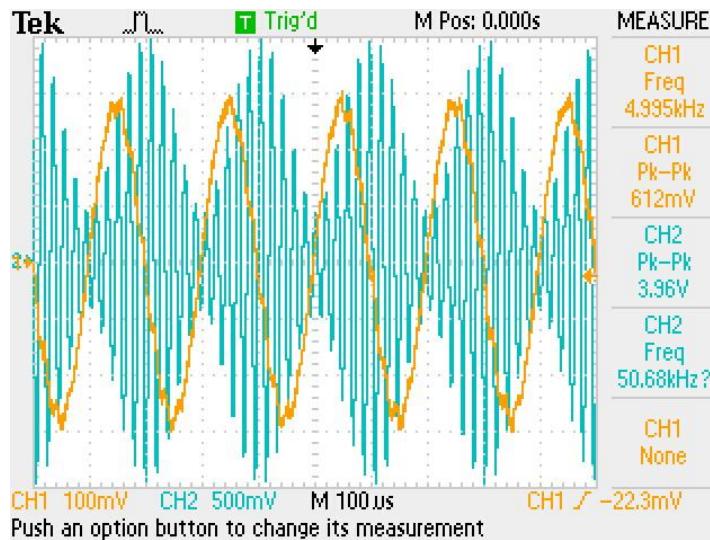
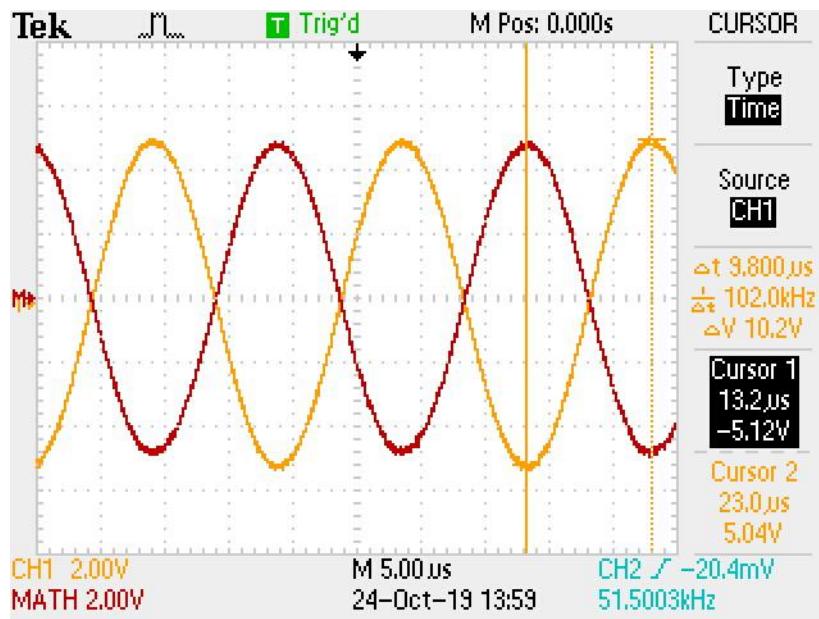


Figure 4.6.2-1 – Oscilloscopage du signal modulé et démodulé

#### 4.6.3. Impédance d'entrée



**Figure 4.6.3-1 - Oscilloscopogramme 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 4.6.3-1](#). Le  $\Delta V$  indique 10V, ce qui est alors 1V.

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

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

#### 4.6.4. Impédance de sortie

Les résultats de simulation pour calculer l'impédance de sortie sont donnés par les [Figure 4.6.4-1](#) et [Figure 4.6.4-2](#). La courbe en bleue représente la tension de sortie ( $V_{out}$ ). La courbe en rouge est la tension aux bornes de  $R_x$ .

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

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

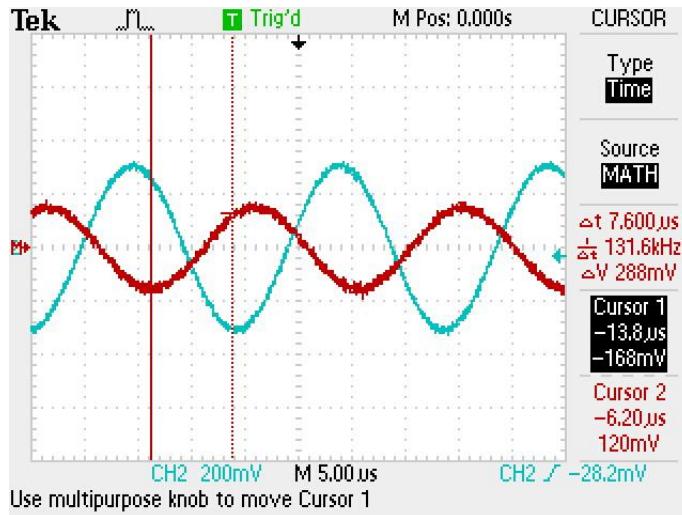


Figure 4.6.4-1 – Oscilloscopogramme du calcul d’impédance de sortie (1)

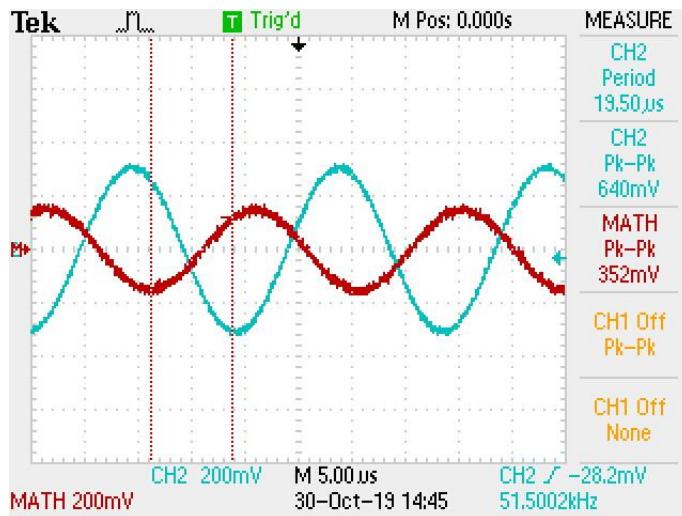


Figure 4.6.4-2 – Oscilloscopogramme du calcul d’impédance de sortie (2)

#### 4.6.5. Mesure du taux distorsion

Le calcul de la mesure du taux de distorsion 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 4.6.5-1](#) permet de constater qu’elle est donnée par l’harmonique à 15 kHz. Ainsi, le taux de distorsion du circuit est :

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

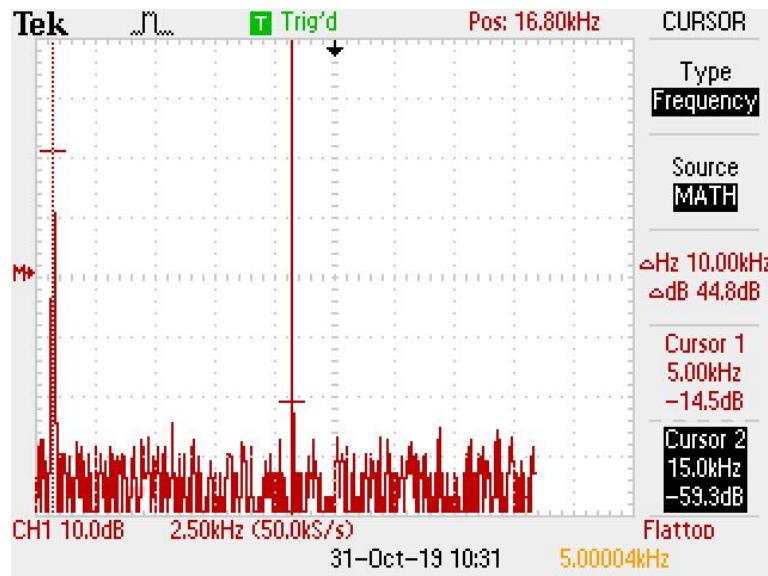


Figure 4.6.5-1 – FFT du signal démodulé

#### 4.6.6. Résumé de résultats

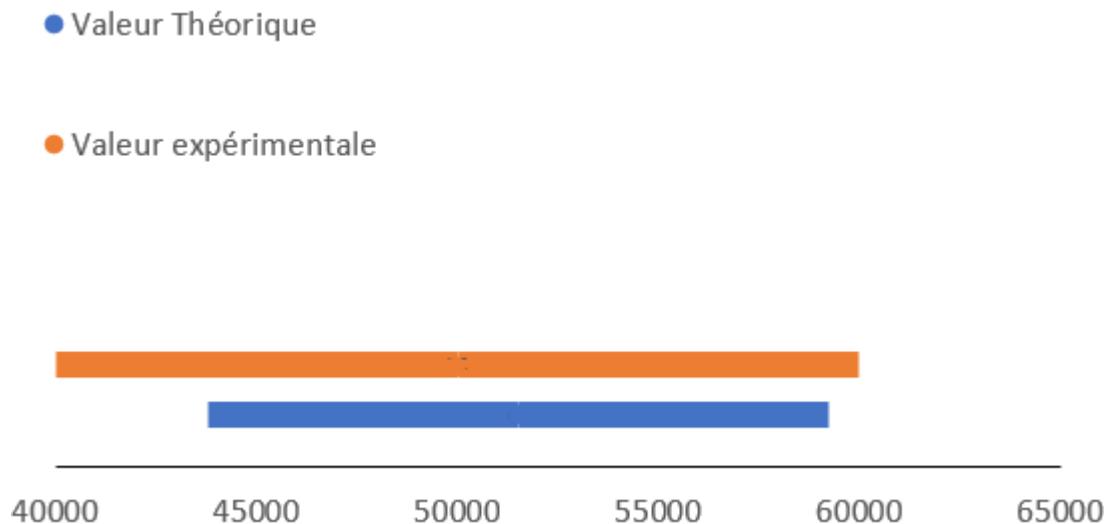
Tableau 4.6-2 – Analyse des résultats du démodulateur

Paramètres	Condition	Contrainte	Tolérance	Mode*	Résultat
Fréquence centrale	Égale à	51.5 kHz	±14,98%	O	(50 ± 10) kHz
Largeur de bande	Égale à	12 kHz	±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 985Ω	Même ordre de grandeur	M	12 500Ω
	Phase	176,7°			182°
Impédance de sortie	Résistance	141Ω		M	177,8Ω
	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 4.6.2-1](#) 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 4.6.6-1 - Comparaison de la fréquence de coupure théorique et expérimentale**

La [Figure 4.6.6-1](#) 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 4.6.1-1](#), 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.

#### 4.8. Discussion

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.

## 4.9. Annexe

### 4.9.1. 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					Légende
Tableau 1.1 : Donnée du filtre passe-bande	fc	$\Delta f_{max}$	G0	$\alpha$	$\beta$
	51500	12000	1	0,7071	0,7071
Tableau 1.2 : Calcul du facteur de qualité du filtre passe-bande					Spécification du filtre passe-bande
		QPB			Pôles (passe-bas normalisé) Butterworth
Calcul de la cellule	=A3/B3				Calculs intermédiaires
Valeur numérique	4,292				Spécification des étages
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	fc1	Q	G1	fc1	Q
	55933	6,090	1,419	47419	6,090
On pose C3=C4 :	1,00E-09			On pose C3=C4 :	1,00E-09
Tableau 2.1.2 : Constantes intermédiaires supplémentaires	k	H		Tableau 2.2.2 : Constantes intermédiaires supplémentaires	k
Calcul de la cellule	=2*PI()*A30*B32	=C30/B30		Calcul de la cellule	=2*PI()*E30*F32
Valeur numérique	3,514E-04	0,233		Valeur numérique	=G30/F30 2,979E-04 0,233
Tableau 2.1.3 : Valeur des composants	R1	R2	R5	Tableau 2.2.3 : Valeur des composants	R1
Calcul de la cellule	=1/(C37*B37)	=1/((2*B30-C37)*B37)	=2*B30/B37	Calcul de la cellule	=1/(G37*F37)
Valeur numérique	12212	238	34658	Valeur numérique	=1/((2*F30-G37)*F37) 14405 281
					R2 R5
					=2*F30/F37 40881
Légende					
Spécification des étages					
Calculs intermédiaires					
Valeur posée par convenance					
Valeurs des composants					

#### 4.9.2. Calcul Excel du passe-bande ajusté

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](#) et sont utilisés à la section [4.4.1.1](#).

##### 1. Réalisation du filtre passe-bande - Caractéristiques des étages

Tableau 1.1 : Donnée du filtre passe-bande

fc	$\Delta f_{max}$	G0	$\alpha$	$\beta$
56500	12000	1	0,7071	0,7071

## Légende

Spécification du filtre passe-bande

Pôles (passe-bas normalisé) Butterworth

Calculs intermédiaires

Spécification des étages

Tableau 1.2 : Calcul du facteur de qualité du filtre passe-bande

	QPB
Calcul de la cellule	=A3/B3
Valeur numérique	4,708

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	0,300	4,045	4,000	6,678

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	1,078	60915	52405

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	1,418	1,418

##### 2. Réalisation du filtre passe-bande - Valeur idéale des composants

###### 1. Premier étage

Tableau 2.1.1 : Caractéristiques du filtre

fc1	Q	G1
60915	6,678	1,418

On pose C3=C4 :

1,00E-09

###### 2. Deuxième étage

Tableau 2.2.1 : Caractéristiques du filtre

fc1	Q	G1
52405	6,678	1,418

On pose C3=C4 :

1,00E-09

Tableau 2.1.2 : Constantes intermédiaires supplémentaires

	k	H
Calcul de la cellule	=2*PI()*A30*B32	=C30/B30
Valeur numérique	3,827E-04	0,212

Tableau 2.2.2 : Constantes intermédiaires supplémentaires

	k	H
Calcul de la cellule	=2*PI()*E30*F32	=G30/F30
Valeur numérique	3,293E-04	0,212

Tableau 2.1.3 : Valeur des composants

	R1	R2	R5
Calcul de la cellule	=1/(C37*B37)	=1/((2*B30-C37)*B37)	=2*B30/B37
Valeur numérique	12302	199	34893

Tableau 2.2.3 : Valeur des composants

	R1	R2	R5
Calcul de la cellule	=1/(G37*F37)	=1/((2*F30-G37)*F37)	=2*F30/F37
Valeur numérique	14299	231	40559

## Légende

Spécification des étages

Calculs intermédiaires

Valeur posée par convenance

Valeurs des composants

#### 4.9.3. 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](#).

Erreurs\_relative\_fo.wxmz

Expression de w1 en fonction des valeur 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 4.9.3-1 - Code pour l'erreur relative sur la fréquence de coupure théorique et son incertitude (1)

Erreur\_relative\_fo.wxm

```
(%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 4.9.3-2 - Code pour l'erreur relative sur la fréquence de coupure théorique et son incertitude (2)

## IV. Boutons

## 5. Mise en contexte

L'expérience suivante est la troisième étape de conception du système de domotique. Elle consiste à réaliser un système de commande à au moins trois canaux 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. Deux signaux audio et l'état d'au moins un bouton doit pouvoir être transporté à l'aide d'un seul fil. Un fil supplémentaire contient la masse du circuit. Un circuit pouvant détecter l'état d'un bouton doit être réalisé, ainsi que les signaux audio.

### 5.1. Concept

#### 5.1.1. Allocation des fréquences

Jusqu'à présent, la bande sonore 1 occupe de 0 à 20 kHz. La bande sonore 2 occupe de 35 à 65 kHz. Il est à noter que l'on ne réserve pas uniquement la bande passante, mais aussi la bande de transition. Cela est car les signaux dans la plage de transition sont plus petits que dans la bande passante, mais pas suffisamment petits pour être considérés coupés. Insérer d'autres canaux de communication dans la bande de transition pourrait causer un signal audio pas très plaisant à écouter dû au bruit additionnel dans la bande transitoire. Pour insérer au moins deux interrupteurs, il reste alors la bande de 20 à 35 kHz et de 65 à 100 kHz.

#### 5.1.2. Conception des interrupteurs

La transmission de l'état d'un interrupteur se fera en transmettant ou non le signal d'une porteuse avec un interrupteur pour couper ou non le courant.

Pour pouvoir détecter l'état de l'interrupteur dans le fil où tous les signaux sont mélangés, un filtre passe-bande dont la fréquence centrale est égale à la fréquence de la porteuse est à implémenter. Il est préférable que ce filtre ait une largeur de bande étroite pour occuper la plage de fréquence le plus petit possible. Puisque  $Q = \frac{f_o}{\Delta f} \rightarrow \Delta f = \frac{f_o}{Q}$ , l'utilisation d'une fréquence de centrale basse permet d'avoir un filtre plus étroit pour un même facteur de qualité. De plus, une petite erreur (relative) sur la fréquence centrale et la génération de la porteuse a plus de chance que le signal se retrouve dans la bande atténuee du filtre si  $f_o$  est plus grand si on fixe  $\Delta f$ . De plus, les amplis op fonctionnent plus selon leur modèle idéal à basse fréquence. Pour ces raisons, la bande de 20 à 25 kHz est attribuée au bouton 1, de 25 à 30 kHz au bouton 2. La bande de 30 à 35 kHz est laissée libre pour l'instant, mais si le temps permet, il sera attribué à un troisième bouton.

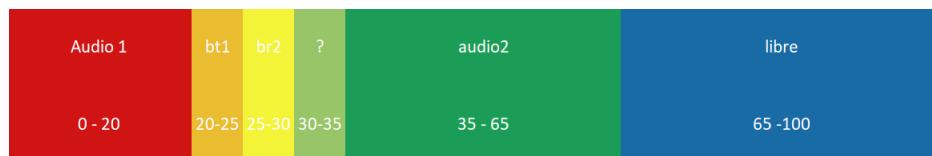


Figure 5-1 - Allocation des fréquences

#### 5.1.3. Génération du signal des boutons

Pour le premier interrupteur, on a

$$f_{min} = 20\text{kHz}, \quad f_{max} = 25\text{kHz}$$

Équation 5.1-1

La fréquence centrale d'un filtre passe-bande est

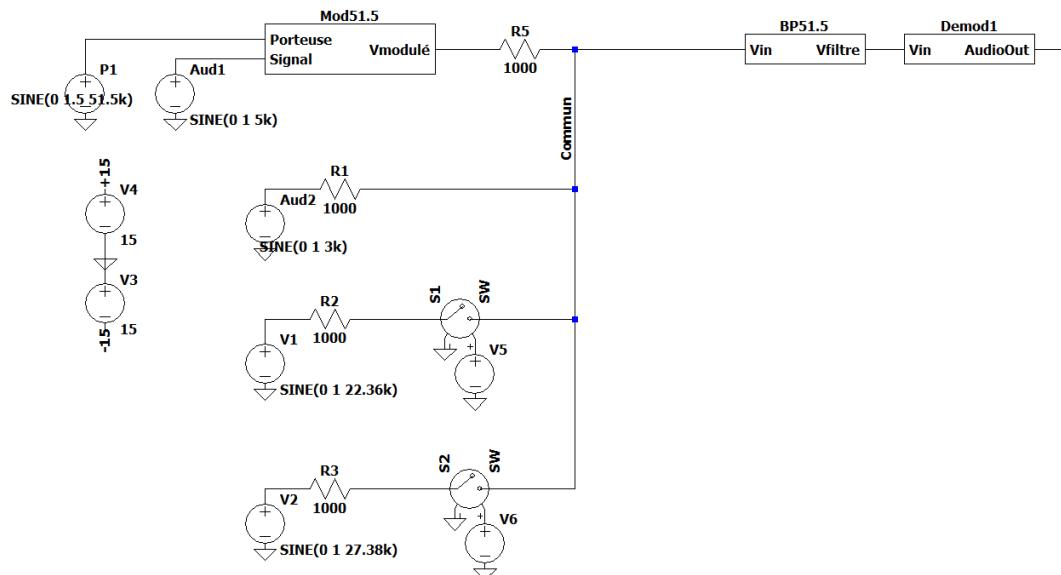
$$f_c = \sqrt{f_{min} f_{max}}$$

**Équation 5.1-2**

On obtient alors  $f_c = 22.36$  kHz pour le premier bouton et 27.38 kHz pour le deuxième bouton.

#### 5.1.4. Mélange des signaux

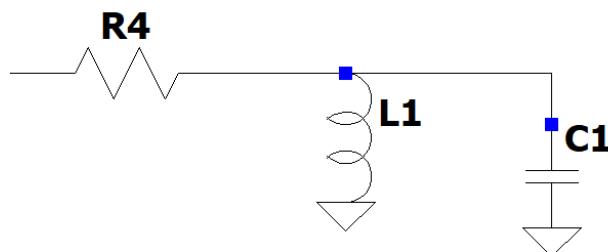
Pour additionner tous les signaux ensemble, on utilise un sommateur passif avec des résistances de  $1\text{k}\Omega$ .



**Figure 5-2 - Addition des signaux**

#### 5.1.5. Récupération de l'état des interrupteurs

On veut détecter la porteuse transmis (ou non) par l'interrupteur.



**Figure 5-3 - Montage de base d'un filtre passe-bande**

$$\omega_o^2 = \frac{1}{LC}$$

Équation 5.1-3

$$L = \frac{R}{Q\omega_o}$$

Équation 5.1-4

Pour avoir une grande impédance d'entrée et ne pas modifier le signal du fil commun, on pose  $R=1000k$ . Pour avoir un filtre qui détecte uniquement la porteuse voulue, on choisit  $Q=100$ .

Pour le premier bouton, on trouve  $L=71mH$  et  $C=712pF$  et pour le deuxième, on trouve  $L=58mH$  et  $C=581pF$ .

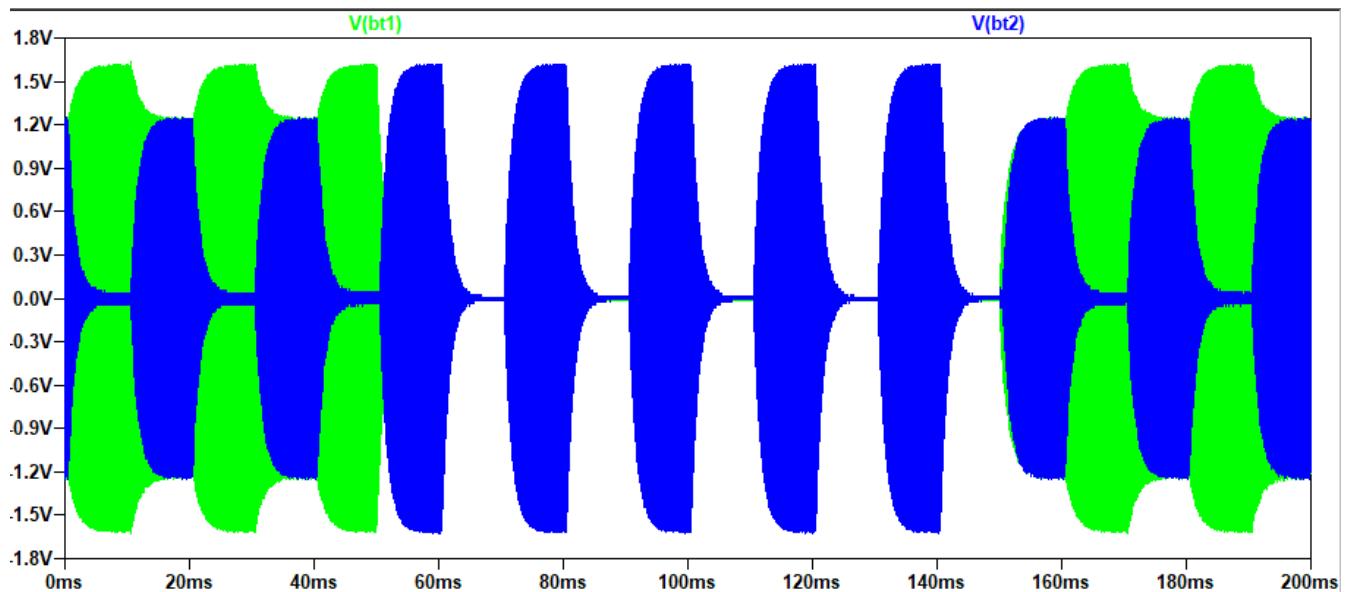
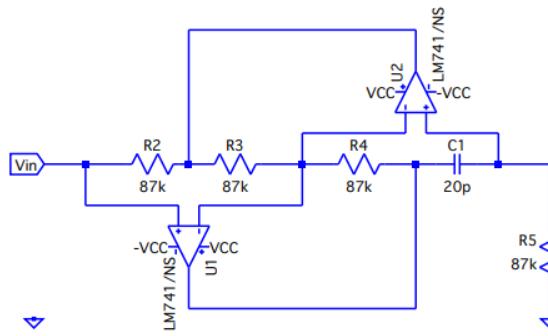


Figure 5-4 - Oscilloscope du signal des boutons avec interrupteur intermittents

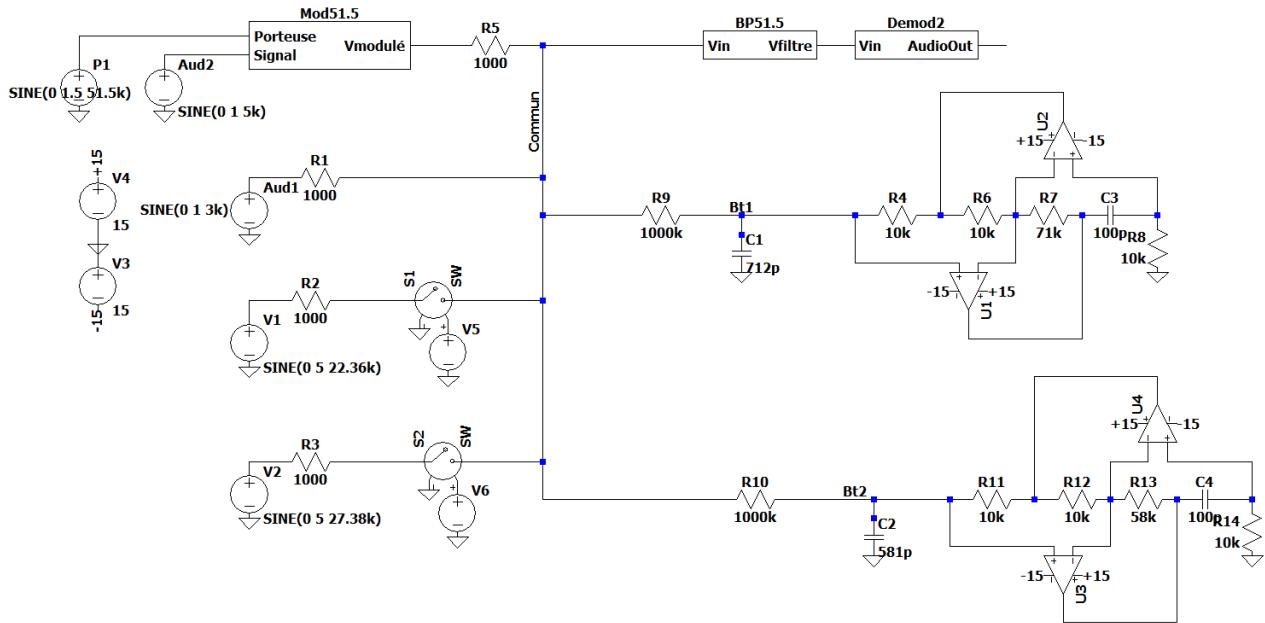
Puisque l'usage de bobine réelle n'est pas souhaitable ni permis, une bobine simulée est alors utilisée. Le gyrateur permet de simuler la bobine. Le modèle de bobine simulé présenté précédemment comporte une résistance série, ce qui n'est pas souhaitable pour un circuit nécessitant un fort rapport de qualité. Le modèle utilisé pour ce livrable est :



$$\blacktriangleright Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{C_1 R_2 R_4 R_5}{R_3} s$$

**Figure 5-5 - Simulation de bobine Antoniou<sup>1</sup>**

Puisque l'on veut avoir un fort facteur de qualité, la largeur de bande est très étroite. Cela veut dire qu'une petite erreur sur un composant peut faire en sorte que le circuit ne capte pas la porteuse. Pour remédier à cela, on pose R4 un potentiomètre de 100k. De cette façon, la valeur de la bobine pourra être ajustée pour bien fonctionner avec sa porteuse. Par simplicité, on pose C=100pF et R2=R3=R5=R. On trouve alors R=10k en donnant une inductance maximale de 100mH.



**Figure 5-6 - Mise à jour du circuit**

<sup>1</sup> Tirée des notes de cours de Moodle

Puisque la sommation passive a posé des problèmes d'atténuations, un sommateur passif est implémenté pour isoler l'impédance. En gros, la différence entre un sommateur passif et actif est l'utilisation d'un circuit d'isolation d'impédance. Un circuit suiveur est alors ajouté après la sommation des signaux. Le circuit devient donc :

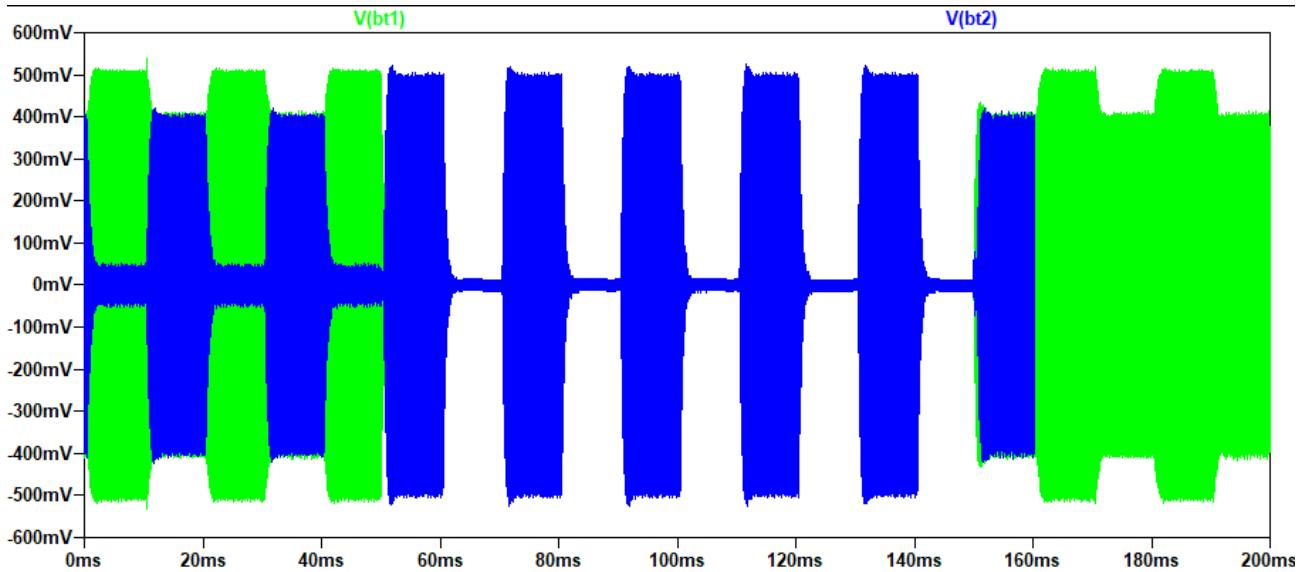


Figure 5-7 - Oscillogramme de l'état des interrupteurs avec bobine simulés

On doit aussi s'assurer que le signal audio portée à 51.5 kHz est toujours intact.

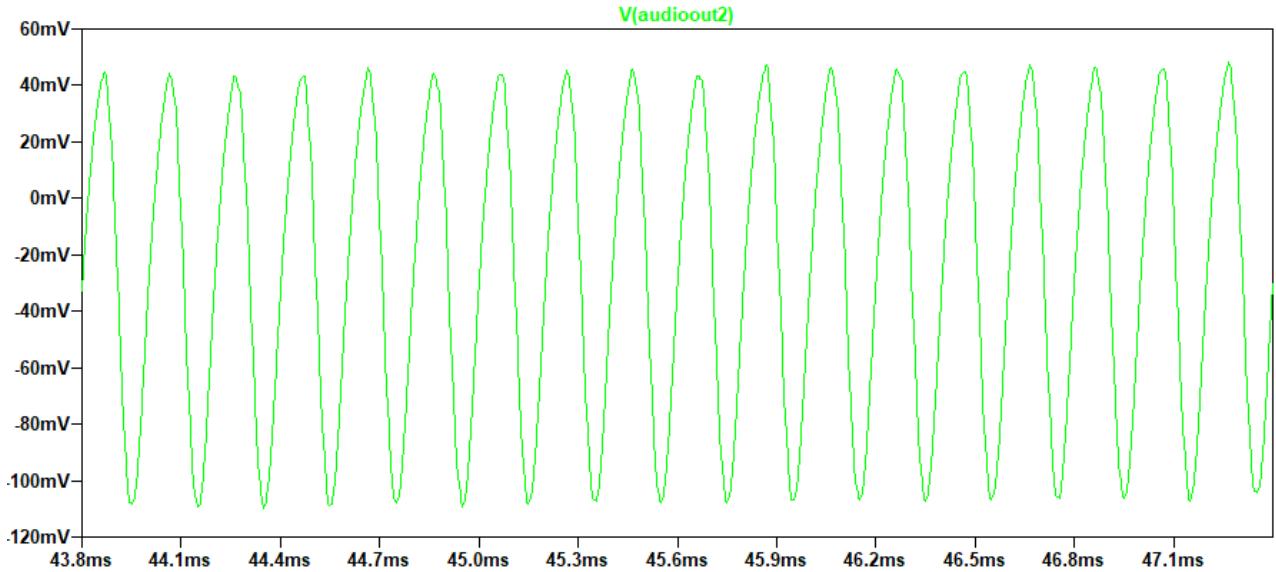
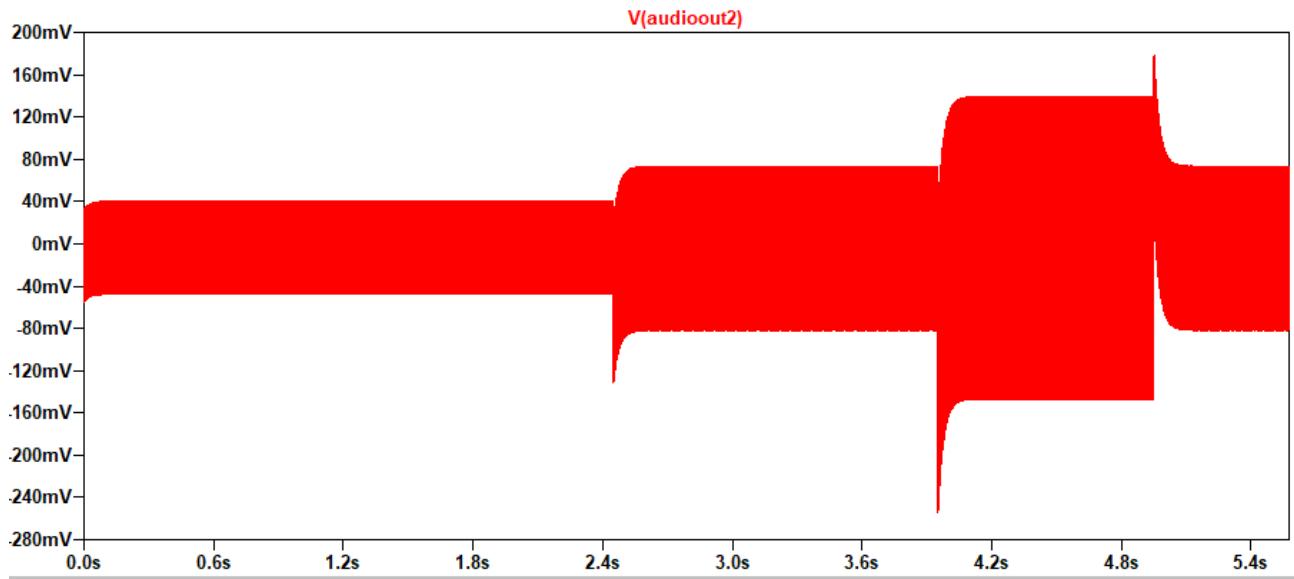


Figure 5-8 - Oscillogramme de la sortie audio 2

Il y a 17 périodes. La fréquence du signal de sortie est alors

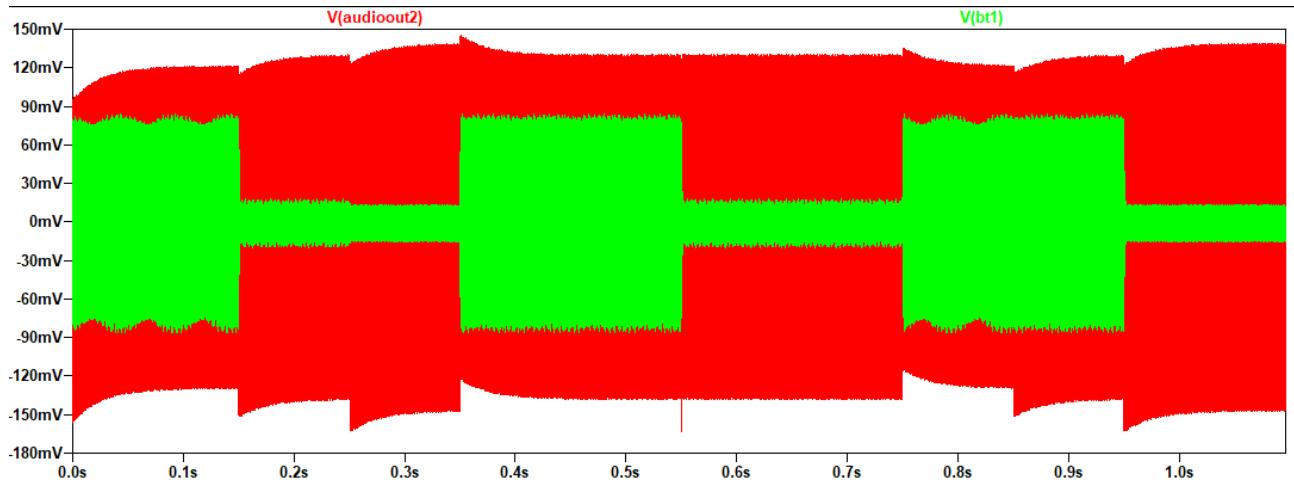
$$f = \frac{\text{nombre de périodes}}{\Delta t} = \frac{17}{47.6\text{ms} - 43.9\text{ms}} = 4722\text{Hz}$$

C'est alors le signal de 5 kHz qui est présent (le nombre de période est discret et les temps sont approximatifs). Le signal audio est préservé.



**Figure 5-9 - Oscilloscopique général du signal audio 2**

On remarque alors que lorsqu'un interrupteur se ferme, le signal audio a maintenant à fournir du courant vers un autre potentiel au travers d'une petite résistance (1k). C'est ce qui fait varier l'amplitude du signal audio résultant. On place alors des résistances de 10k devant les porteuses d'interrupteurs. Le signal des interrupteurs sera petit, mais il n'a pas à être de qualité (on veut juste allumer ou éteint).



**Figure 5-10 - Oscilloscopique du signal audio et du bouton 1**

L'état du bouton est alors bien conservé et l'amplitude du signal audio reste relativement constant.

### 5.1.6. Récupération du signal audio 1

On veut une bande passante de 5 kHz. Pour avoir une marge de manœuvre sur l'erreur de conception et des composants, on place  $f_p = 7\text{kHz}$ . Le prochain signal dans le fil commun a une fréquence de 22 kHz alors  $f_a = 22\text{kHz}$ . Puisqu'on ne veut pas atténuer dans la bande passante, on place  $A_{max} = 1\text{dB}$ . Cela veut dire que l'amplitude à la fin de la bande passante est de  $10^{-1/20} = 0.89$  fois l'amplitude du signal original, soit environ 10% d'atténuation. On fait un Butterworth d'ordre 2. La raison pour cela est que le seul signal dans le fil commun ayant une fréquence audible est le signal audio 1. Cela veut dire que même si certaines oscillations de hautes fréquences d'un autre signal restent, il ne sera pas entendu.

La fonction de transfert de Butterworth a l'allure :

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + (\epsilon\omega^n)^2} \quad \text{Équation 5.1-5}$$

$$\epsilon = \sqrt{10^{A_{max}/10-1}} \quad \text{Équation 5.1-6}$$

On a alors :  $\epsilon = \sqrt{10^{1/10-1}} = 0.5088$

Le polynôme de Butterworth d'ordre 4 est :

$$(s^2 + as + 1)(s^2 + bs + 1) \quad \text{Équation 5.1-7}$$

$$a = 0.765367, \quad b = 1.847759 \quad \text{Équation 5.1-8}$$

On remplace s par  $\epsilon^{1/4}s$  puis on remplace s par  $s/\omega_p$

On a alors comme fonction de transfert :

$$H(s) = \frac{1}{\frac{\sqrt{\epsilon}}{\omega_p}s^2 + \frac{a\epsilon^{1/4}}{\omega_p}s + 1} + \frac{1}{\frac{\sqrt{\epsilon}}{\omega_p}s^2 + \frac{b\epsilon^{1/4}}{\omega_p}s + 1} \quad \text{Équation 5.1-9}$$

### 5.1.7. Implémentation du circuit

L'utilisation de la topologie de Sallen-Key est utilisée pour réaliser ce filtre.

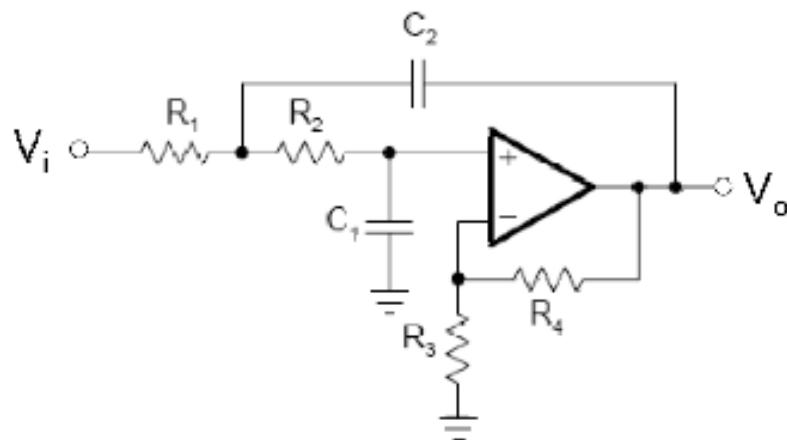


Figure 5-11 - Schéma de base d'un filtre passe bas de Sallen-Key

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1 + R_4/R_3}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + (C_1(R_1 + R_2) - (R_4/R_3) R_1 C_2) s + 1}.$$

Équation 5.1-10

On choisit de ne pas avoir de gain alors  $R_3=R_4=$  non existant. Par simplicité on pose  $R_1=R_2$  et  $C_1=C_2$ . La fonction de transfert devient alors :

$$H(s) = \frac{1}{R^2 C_1 C_2 s^2 + 2C_1 R s + 1}$$

Équation 5.1-11

On a alors  $\frac{\epsilon}{\omega_p^2} = R^2 C_1 C_2$  et  $\frac{\sqrt{2}\epsilon}{\omega_p} = 2C_1 R$ . En posant  $C_1=100\text{pF}$ , on résout les équations et on trouve comme valeurs de composants et on trouve  $C_2=680\text{pF}$  et  $R=73486\text{k}$  pour la première cellule et  $C_2=117\text{pF}$  et  $R=177\text{k}$  pour la deuxième cellule. Pour avoir des valeurs de composants réalistes, on prend  $R=73.6\text{k}$  pour la première cellule. Pour la deuxième cellule, on prend  $C=100\text{pF}$  et  $R=180\text{k}$ .

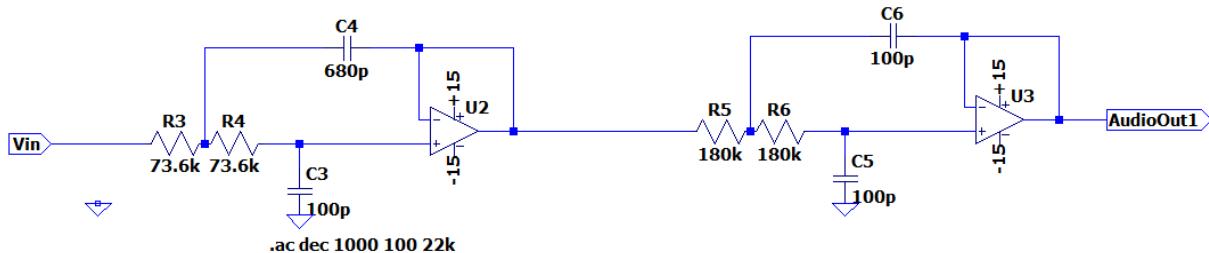


Figure 5-12 - Schéma de montage du filtre passe bas

## 5.2. Simulations

Note : pour toutes les simulations de cette section, on a à l'entrée :

- Audio 1 un sinus de 3 kHz
- Audio 2 un sinus de 5 kHz
- Bouton 1 et 2 sont intermittent, sauf pour la FFT des boutons.

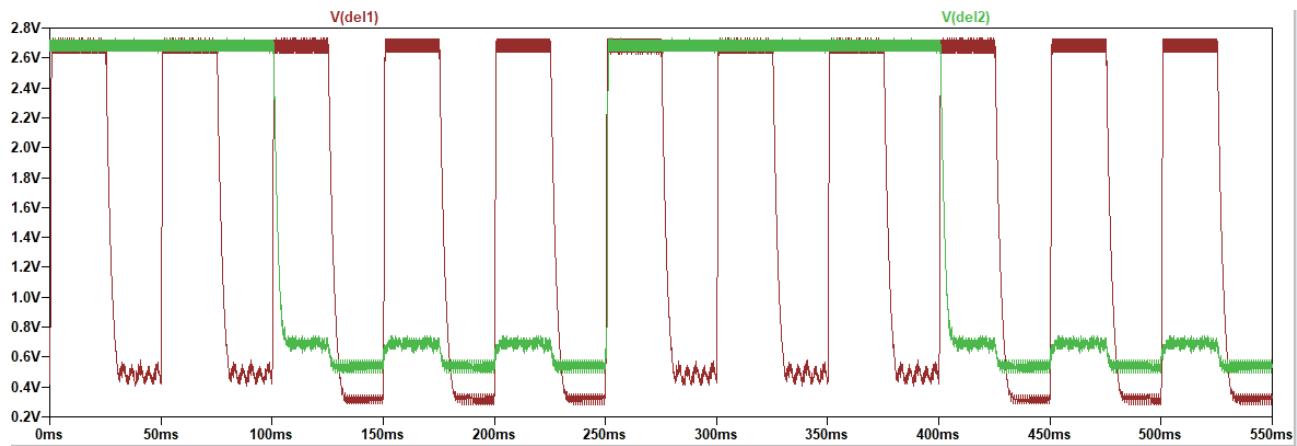


Figure 5-13 - Oscillogramme de l'état des boutons 1 et 2

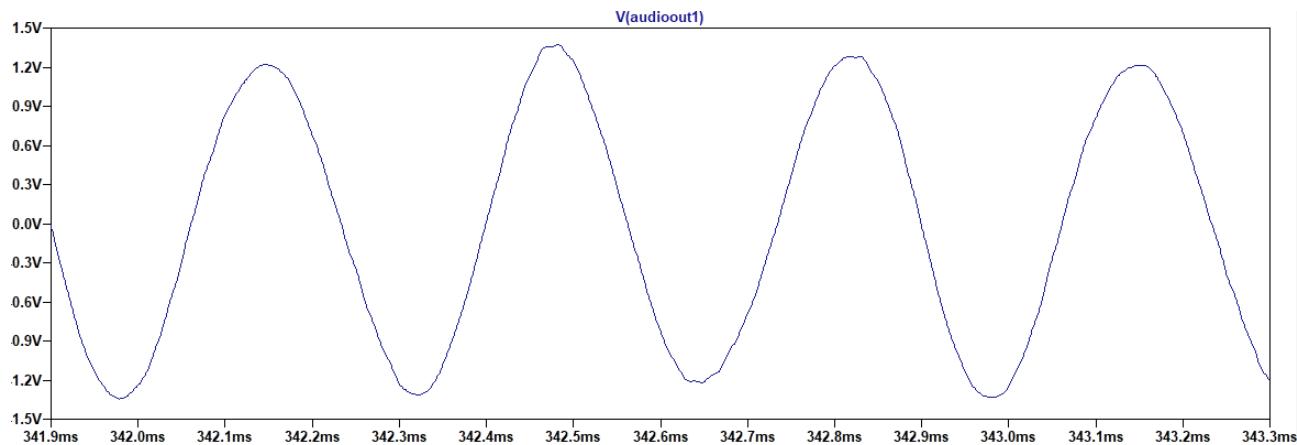


Figure 5-14 - Oscillogramme de la sortie Audio 1

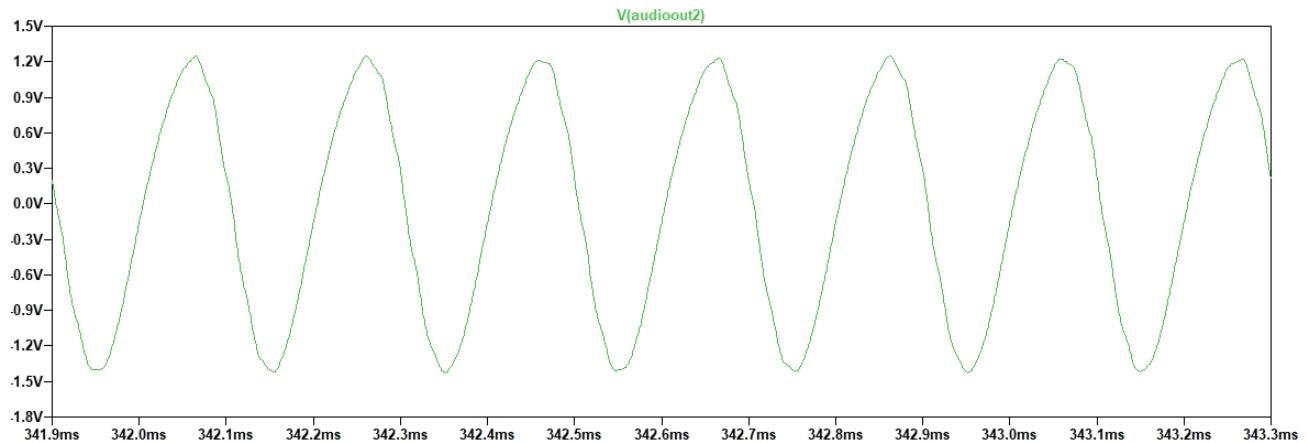


Figure 5-15 - Oscillosgramme de la sortie audio 2

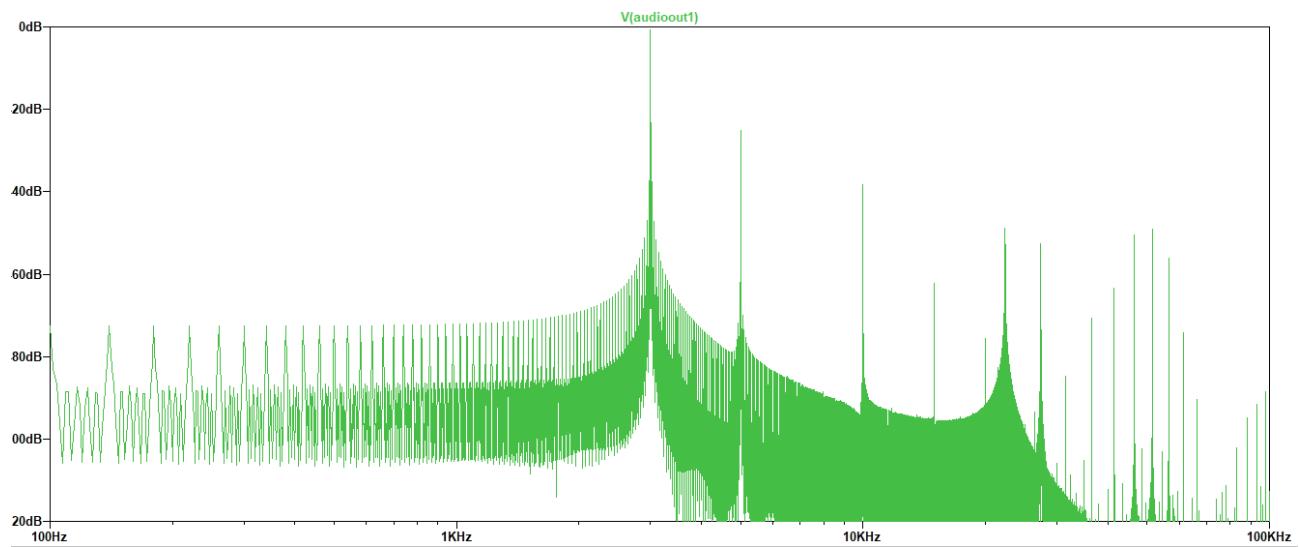


Figure 5-16 - FFT de la sortie audio 1

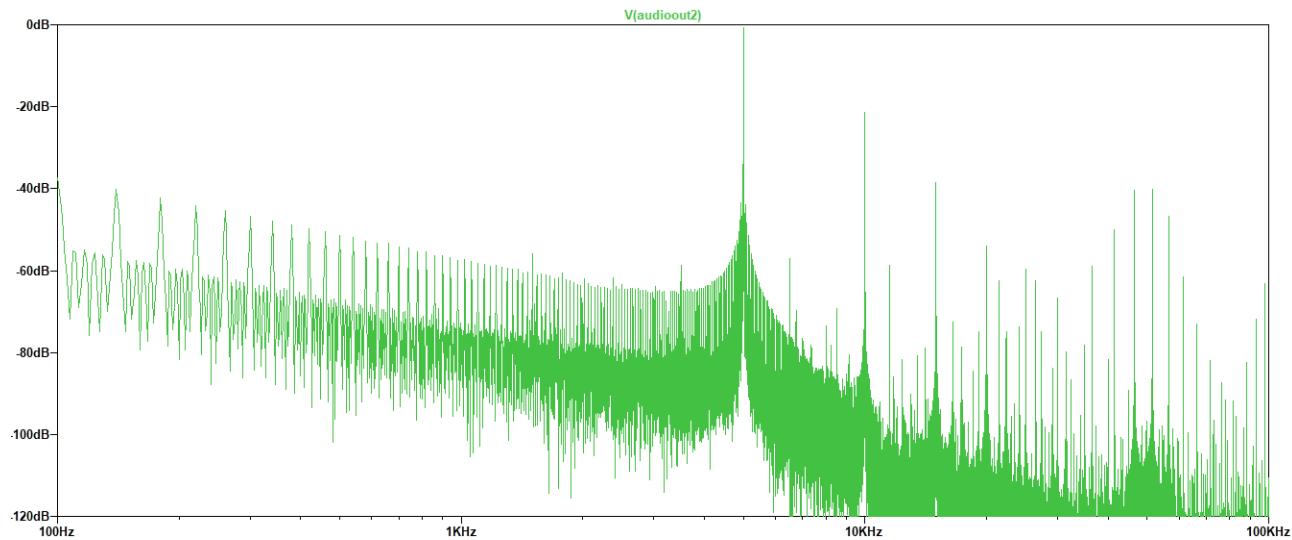


Figure 5-17 - FFT de la sortie audio 2

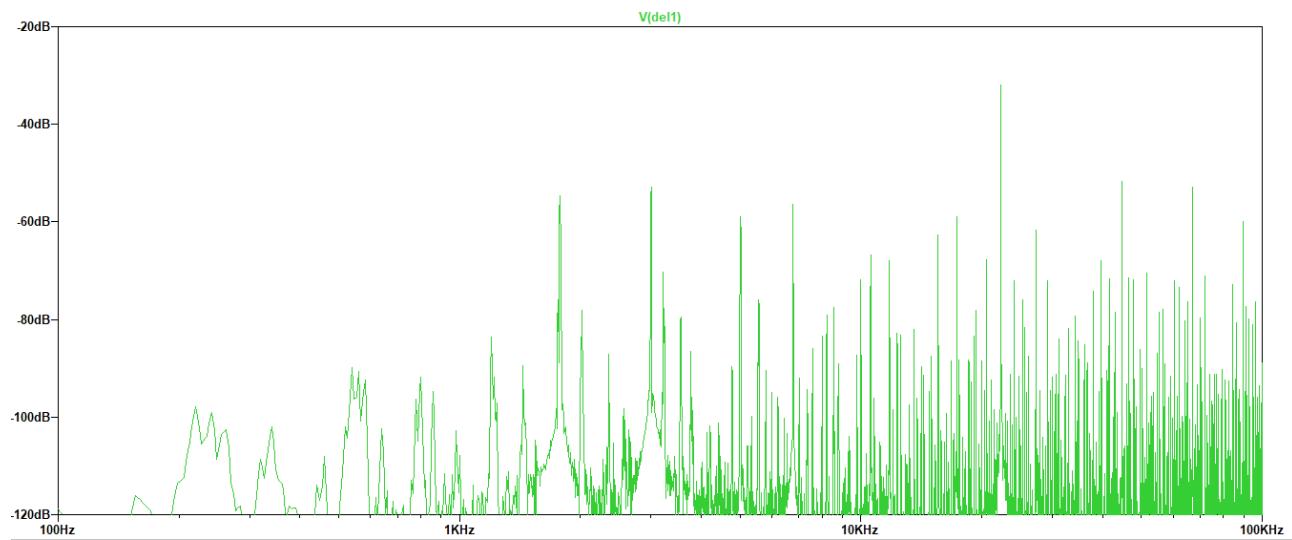


Figure 5-18 - FFT de l'état du bouton 1

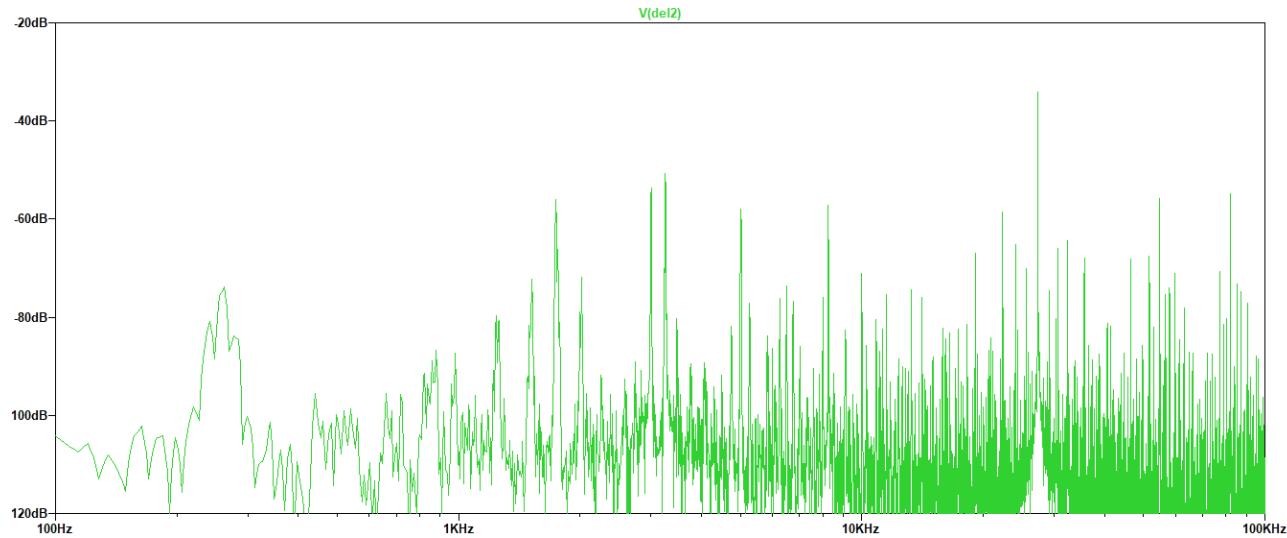


Figure 5-19 - FFT du bouton 2

### 5.3. Montage

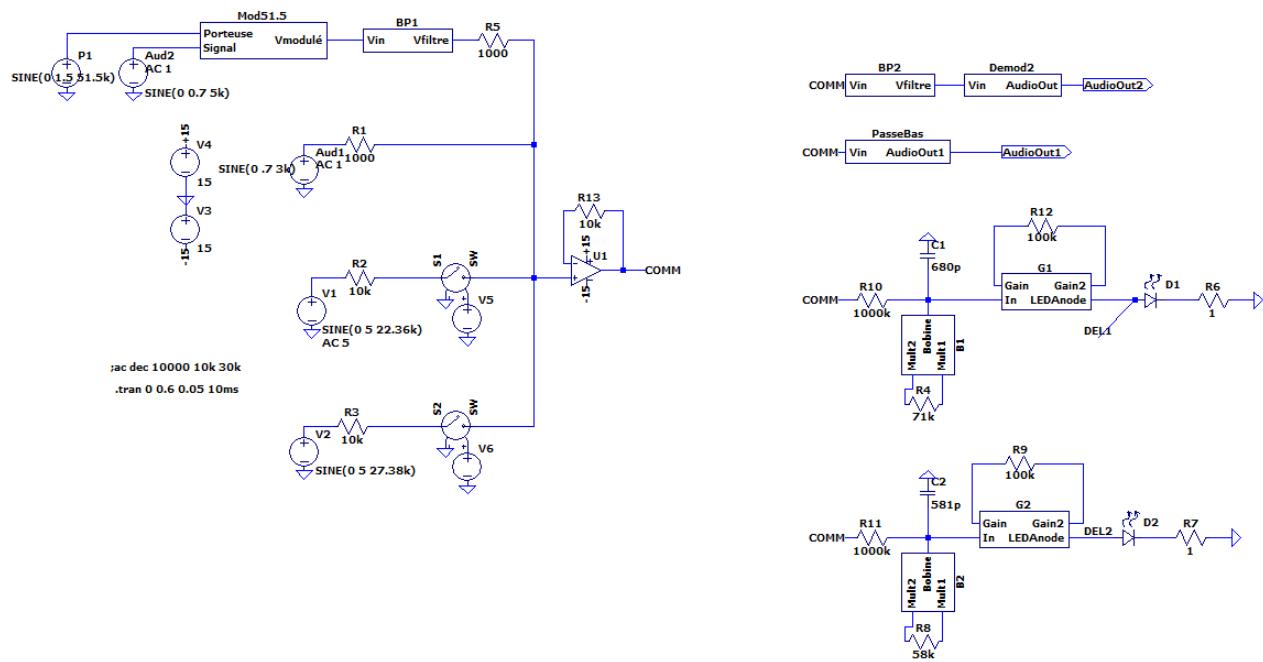
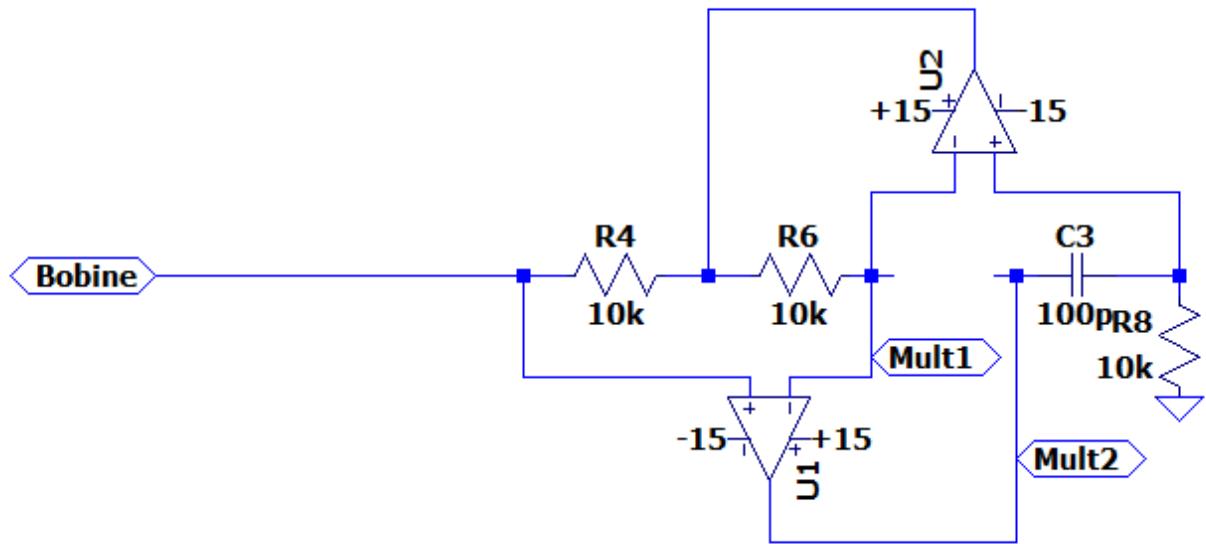


Figure 5-20 - Schéma de montage du circuit

**Tableau 5-1 - Liste des composants du circuit**

--- Bill of Materials ---		
Ref.	Mfg.	Description
C1	Murata Electronics	capacitor, 680pF
C2	Murata Electronics	capacitor, 581pF
D1	Lumileds	LED
D2	Lumileds	LED
R1	Ohmite	resistor, 1K
R2	Ohmite	resistor, 10K
R3	Ohmite	resistor, 10K
R4	Ohmite	resistor, 71K
R5	Ohmite	resistor, 1K
R6	Ohmite	resistor, 1
R7	Ohmite	resistor, 1
R8	Ohmite	resistor, 58K
R9	Ohmite	resistor, 100K
R10	Ohmite	resistor, 1M
R11	Ohmite	resistor, 1M
R12	Ohmite	resistor, 100K
R13	Ohmite	resistor, 10K
U1	Texas Instruments	OpAmp, TL081
BP1, BP2		Passe Bande fo=51.5kHz
PasseBas		PasseBas
B1,B2		Bobine simule
G1, G2		Étage de gain et conversion



**La valeur de la bobine en mH = la résistance branché à mult en kohm**

Figure 5-21 - Schéma de montage de la bobine d'antoniou

Tableau 5-2 - Liste de matériel pour une bobine

--- Bill of Materials ---		
Ref.	Mfg.	Description
C3	Murata Electronics	capacitor, 100pF
R4	Ohmite	resistor, 10K
R6	Ohmite	resistor, 10K
R8	Ohmite	resistor, 10K
U1	Texas Instruments	OpAmp, TL081
U2	Texas Instruments	OpAmp, TL081

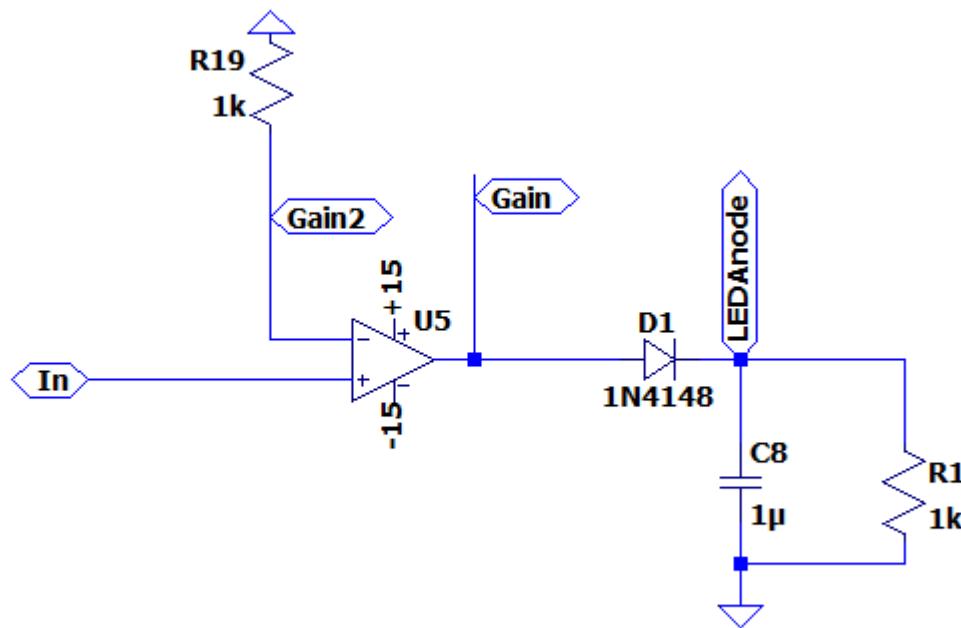


Figure 5-22 - Schéma de montage de l'étage de gain et la conversion DC pour alimenter la DEL

Tableau 5-3 - Liste de matériel pour l'étage de gain et conversion DC pour alimenter la DEL

--- Bill of Materials ---		
Ref.	Mfg.	Description
C8	Murata Electronics	capacitor, 1μF
D1	OnSemi	diode
R1	Ohmite	resistor, 1K
R19	Ohmite	resistor, 1K
U5	Texas Instruments	OpAmp, TL081

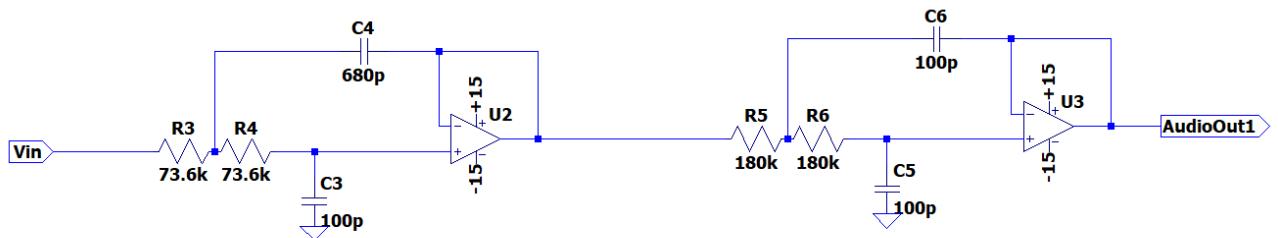


Figure 5-23 - Schéma de montage pour le filtre passe bas

Tableau 5-4 - Liste de matériel pour le filtre passe bas

--- Bill of Materials ---		
Ref.	Mfg.	Description
C3	Murata Electronics	capacitor, 100pF
C4	Murata Electronics	capacitor, 680pF
C5	Murata Electronics	capacitor, 100pF
C6	Murata Electronics	capacitor, 100pF
R3	Ohmite	resistor, 73.6K
R4	Ohmite	resistor, 73.6K
R5	Ohmite	resistor, 180K
R6	Ohmite	resistor, 180K
U2	Texas Instruments	OpAmp, TL081
U3	Texas Instruments	OpAmp, TL081

#### 5.4. Plan d'essai

- Alimenter le circuit avec une source de tension continue, comprenant +15V, -15V et 0V.
- Générer les signaux suivants :

**Tableau 5-5- Caractéristique des signaux**

Signal	Amplitude (Vpp)	Fréquence (kHz)
Audio 1	1.6	5
Audio 2	1.6	3
Porteuse audio 2	3	51.5
Porteuse bouton 1	10	22.36
Porteuse bouton 2	10	27.38

- Connecter une sonde de l'oscilloscope au fil commun
- Sauvegarder une capture d'écran de l'oscillogramme.
- Effectuer une FFT du signal sauvegarder une capture d'écran
- Sauvegarder une capture d'écran des signaux suivants :
  - Audio 2 – Entrée
  - Audio 2 – Modulé
  - Audio 2 - Modulé et filtré
  - Audio 2 - sortie

## 5.5. Résultats

Après avoir fait les mesures, l'équipe s'est rendu compte que le signal audio2 était audible dans le canal audio 1. L'équipe a alors ajouté un filtre passe-bande avant que le signal audio2 soit sommé dans le fil commun. Ce filtre passe-bande est le même que celui utilisé juste avant la démodulation du signal audio 2 et le problème s'est réglé. La section suivante présente les résultats après avoir ajouté le filtre passe-bande.

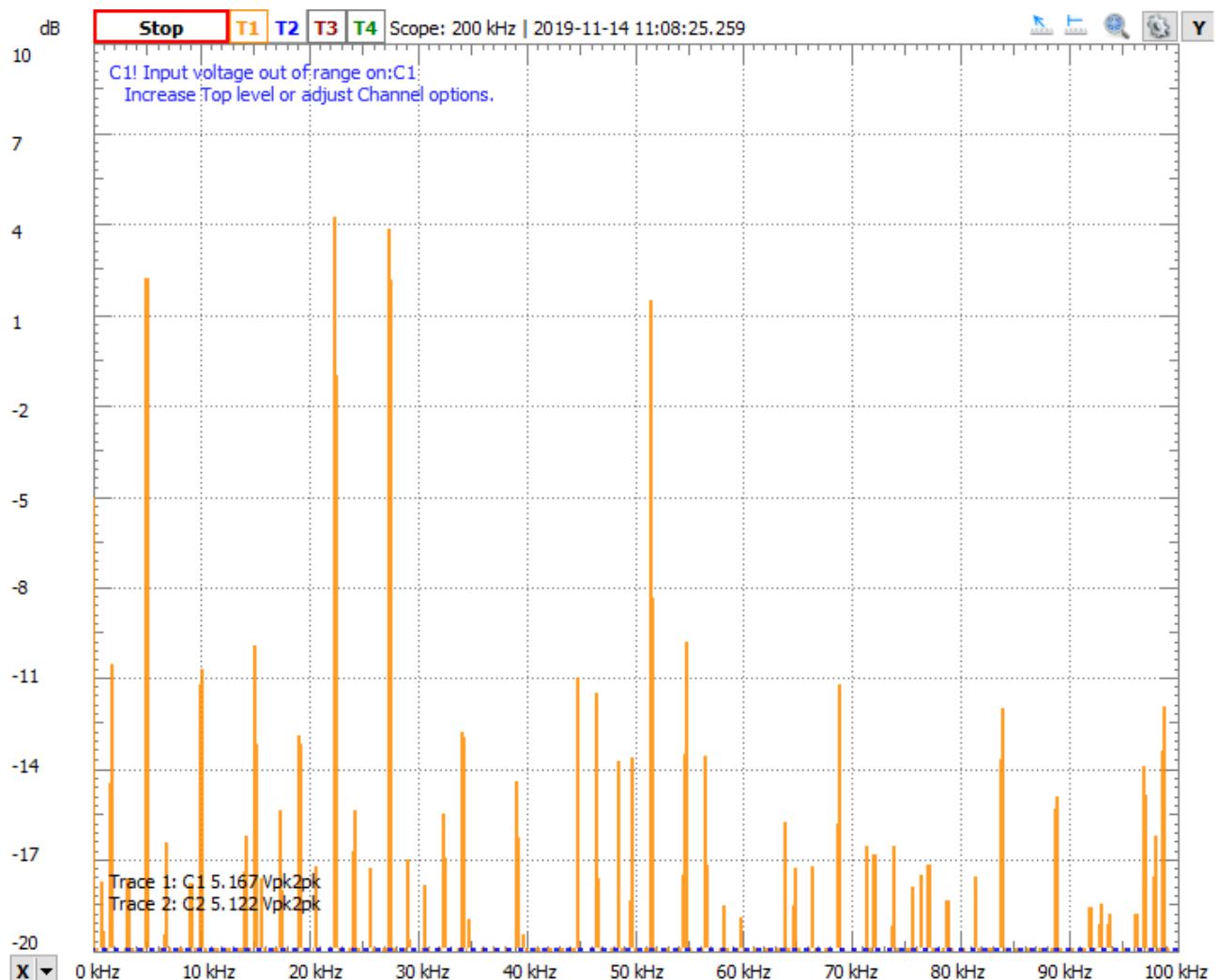


Figure 5-24 - FFT du fil commun

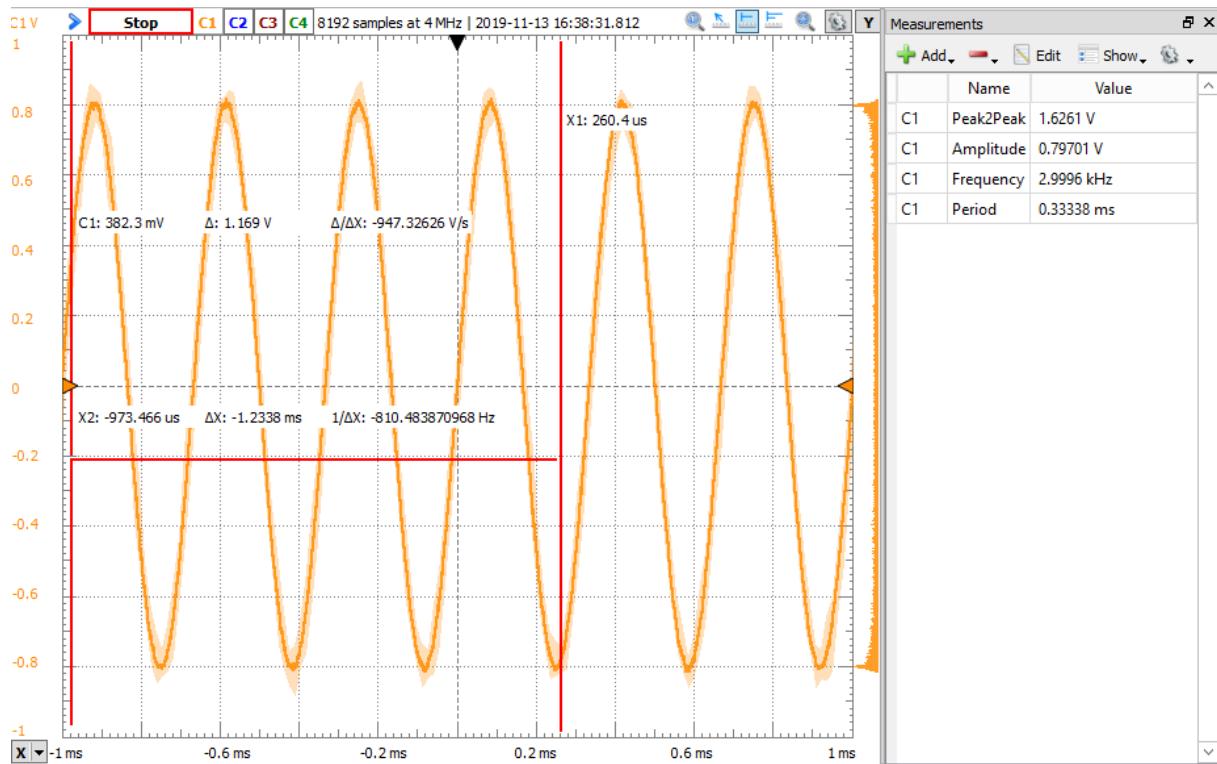


Figure 5-25 - Oscilloscopogramme du signal audio 2 – Entrée

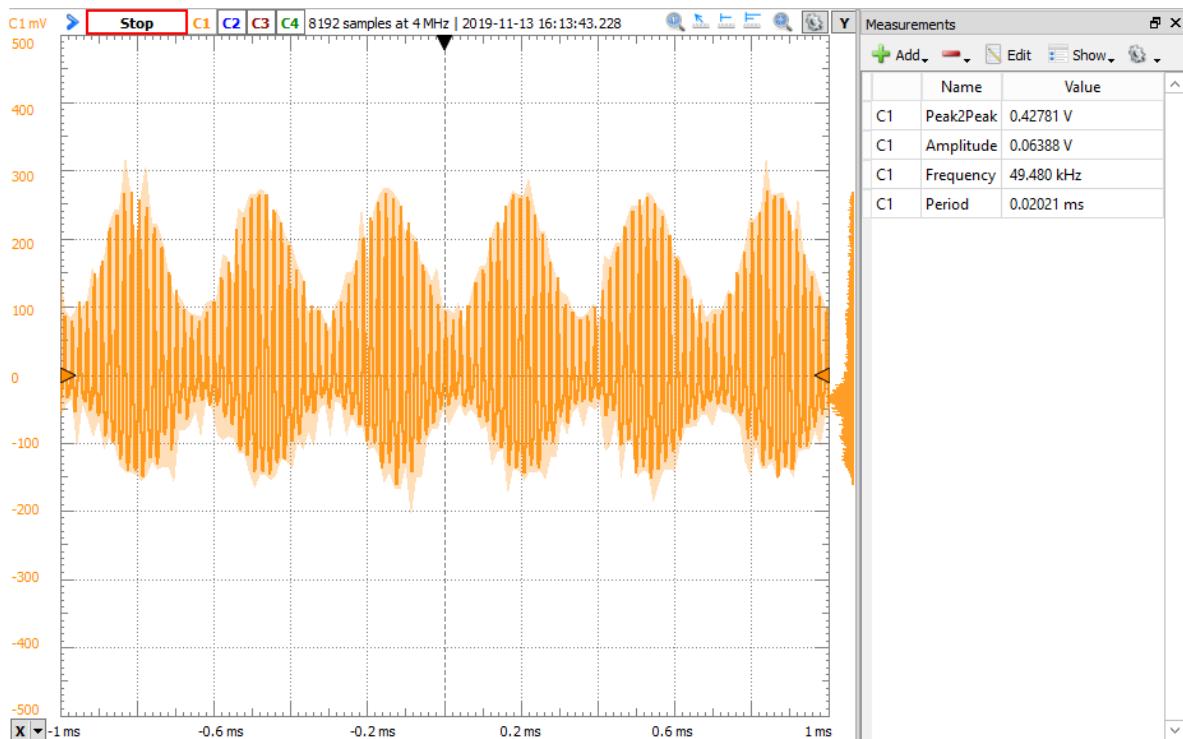


Figure 5-26 - Oscilloscopogramme du signal audio 2 – Modulé

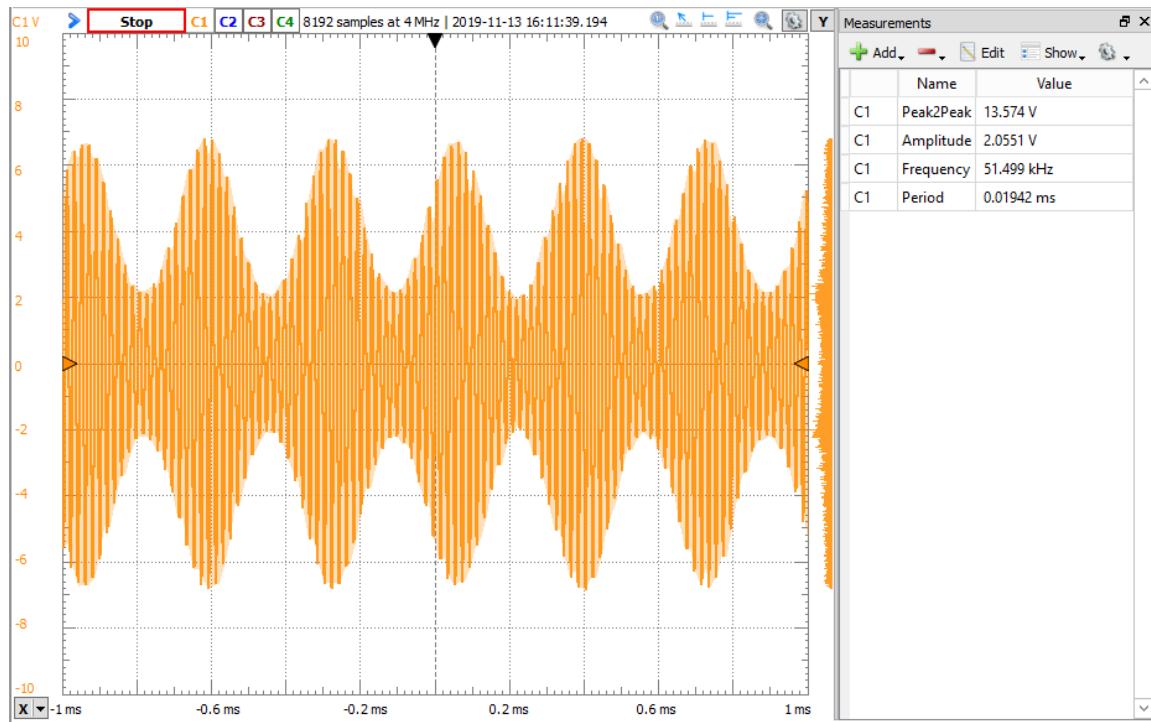


Figure 5-27 - Oscilloscopogramme du signal audio 2 - Modulé et filtré

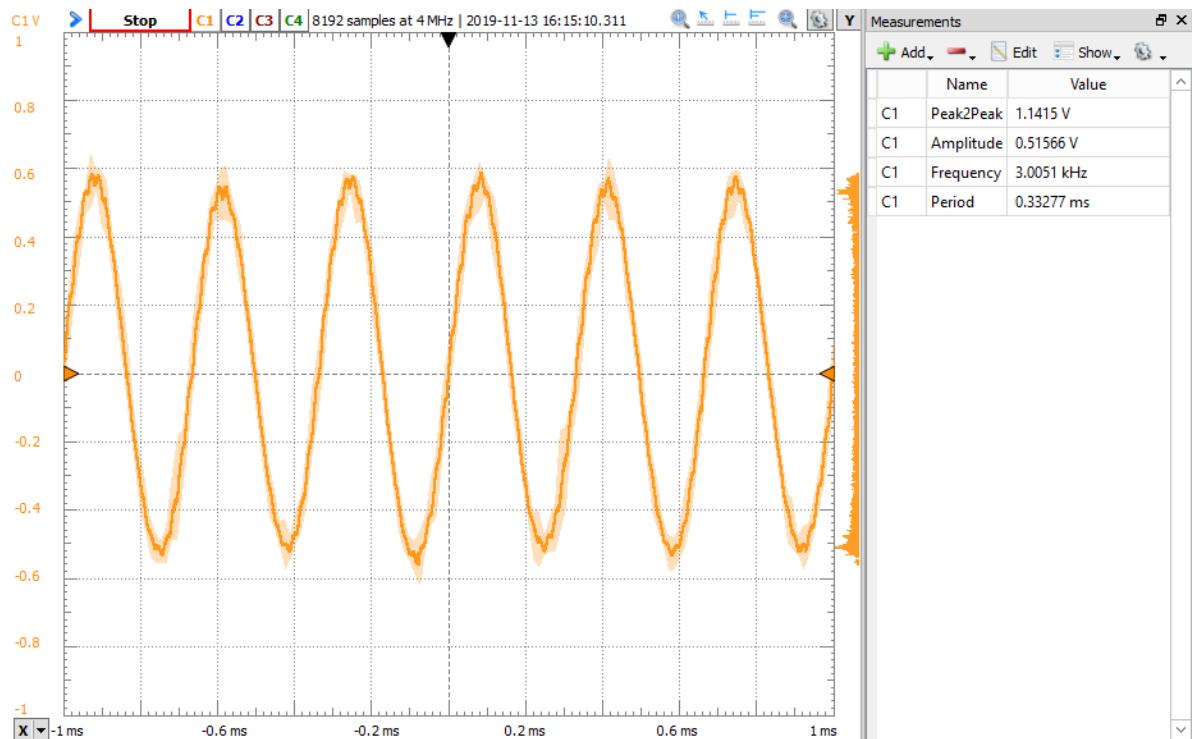


Figure 5-28 - Oscilloscopogramme du signal audio 2 – sortie

### 5.5.1. Quantité maximale d'interrupteur

Largeur de bande utilisé par les signaux audio (avec les plages de fréquences transitoires) :

$20 \text{ kHz} * 2 = 40 \text{ kHz}$ . Il reste alors 60 kHz de libre pour les boutons.

Les boutons ont une plage de 5 kHz. Le nombre de boutons maximal est alors  $60/5=12$  boutons au maximum.

### 5.6. Interprétations

Puisqu'il n'y avait pas de contraintes spécifiques sur le livrable (pas de caractéristiques spécifiques ou de contraintes), l'interprétation est faite de façon qualitative.

Les deux boutons contrôlent leurs LED respectives et n'interfèrent pas l'un envers l'autre. Les signaux audios ne se mélange pas (en écoutant avec l'écouteur, on trouve qu'il n'y a pas la musique d'un canal qui se trouve dans l'autre canal. La musique ne change pas l'état d'un bouton. Le livrable est alors accompli.

### 5.7. Discussion

Les signaux audios sont mélangés dans le fil commun et retrouvé dans leur canal respectif. L'état des boutons sont aussi récupérés. Le cahier de charge est alors respecté. Un filtre passe bande a été ajouté à la fin du circuit de modulation pour bien isoler les deux signaux audios.

## V. Oscillateurs

## 6. Mise en contexte

L'expérience suivante est la quatrième étape de conception du système de domotique. Elle consiste à réaliser un oscillateur pour chaque porteuse du livrable 3 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. Ce module permet de finaliser le montage du système de domotique et vise à remplacer le générateur de fonction. Les démarches de conception, les résultats et la conformité au cahier de charge sont décrits dans le présent rapport.

### 6.1. Analyse des besoins

Le cahier de charge demande de concevoir autant d'oscillateurs qu'il y a de canaux modulés dans le système. Les mesures supplémentaires décrites dans les tableaux suivants. Puisque le système conçu dans les livrables précédents comportaient trois fréquences porteuses, la table 3 concevra 3 oscillateurs.

**Tableau 6.1-1 – Oscillateur du signal audio**

Paramètres	Condition	Contrainte	Tolérance	Mode*	Résultat
Fréquence (Hz)	Égale à	51 500	$\pm 6\ 000$	O	
Amplitude (Vpp)	Égale à	3	$\pm 5\%$	O	
Taux de distorsion d'une sinusoïde	Inférieur à	5%	-	M	
Impédance de sortie	-	-	-	M	

\* O – Par Observation ; M – par Mesure

**Tableau 6.1-2 – Oscillateur du premier interrupteur**

Paramètres	Condition	Contrainte	Tolérance	Mode*	Résultat
Fréquence (Hz)	Égale à	22 360	$\pm 100$	O	
Amplitude (Vpp)	Égale à	10	$\pm 5\%$	O	
Taux de distorsion d'une sinusoïde	Inférieur à	5%	-	M	
Impédance de sortie	-	-	-	M	

\* O – Par Observation ; M – par Mesure

**Tableau 6.1-3 – Oscillateur du deuxième interrupteur**

Paramètres	Condition	Contrainte	Tolérance	Mode*	Résultat
Fréquence (Hz)	Égale à	27 380	$\pm 100$	O	
Amplitude (Vpp)	Égale à	10	$\pm 5\%$	O	
Taux de distorsion d'une sinusoïde	Inférieur à	5%	-	M	
Impédance de sortie	-	-	-	M	

\* O – Par Observation ; M – par Mesure

Les tolérances sur les fréquences sont déterminées par la moitié de la valeur de la bande passante et les tolérances sur les amplitudes sont données par les résultats obtenus des livrables précédents.

## 6.2. Concept

L'objectif du livrable 4 est de concevoir un oscillateur pour chaque canal modulé. L'oscillateur doit générer un signal sinusoïdal et doit être conçu à l'aide des amplificateurs opérationnels. La topologie utilisée pour ce laboratoire est basée sur le Pont de Wien. Elle est particulièrement intéressante pour son faible taux de distorsion. Le schéma est présenté à la figure ci-dessous. Le montage correspond au circuit présenté en classe, mais modifié sur LTSpice.

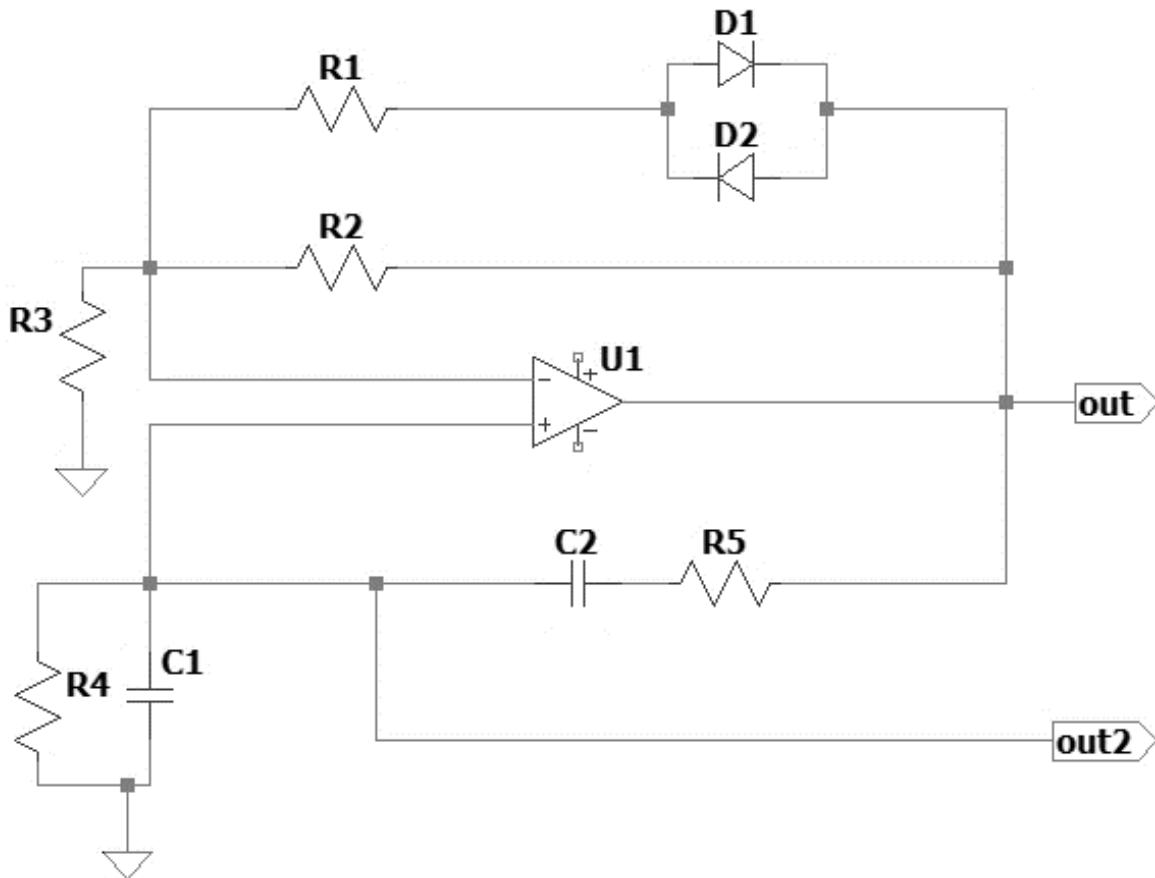


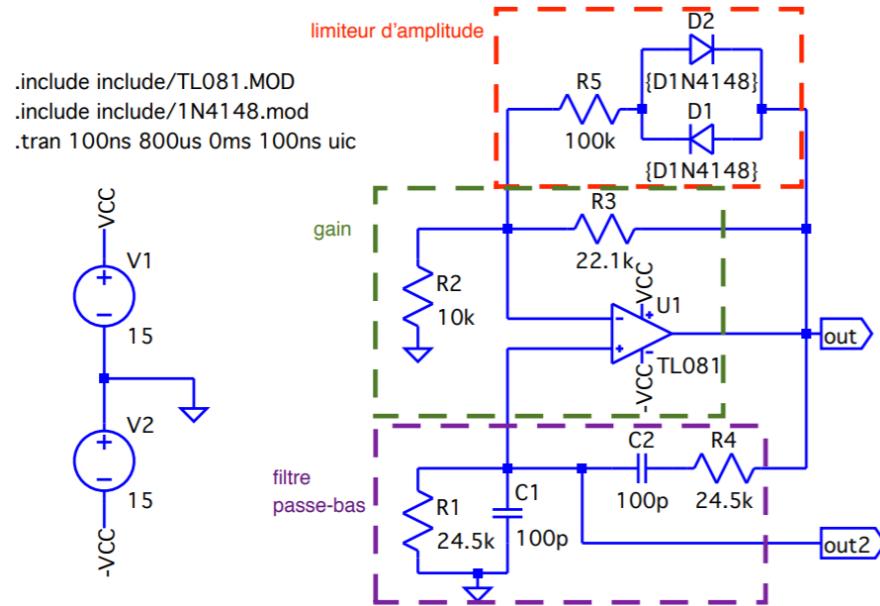
Figure 5.5.1-1 – Schéma d'un oscillateur basé sur le Pont de Wien

Le circuit réalisé ne donnera pas les amplitudes attendues pour des fréquences porteuses. Il faut ajouter un circuit d'amplification du gain à la sortie out2. On prend le signal de la sortie out2, car il est plus précis que celui à la sortie out.

## 6.3. Conception préliminaire

L'oscillateur basé sur le pont de Wien peut se décomposer en trois sections : le limiteur d'amplitude, le gain et un filtre passe-bas passif. La [Figure 5.5.1-1](#) est tirée du power point présenté dans le cadre du cours 11 de ELE2003 (4) et elle présente les différents modules qui composent le circuit. Le filtre passe-bas donne la fréquence d'oscillation.

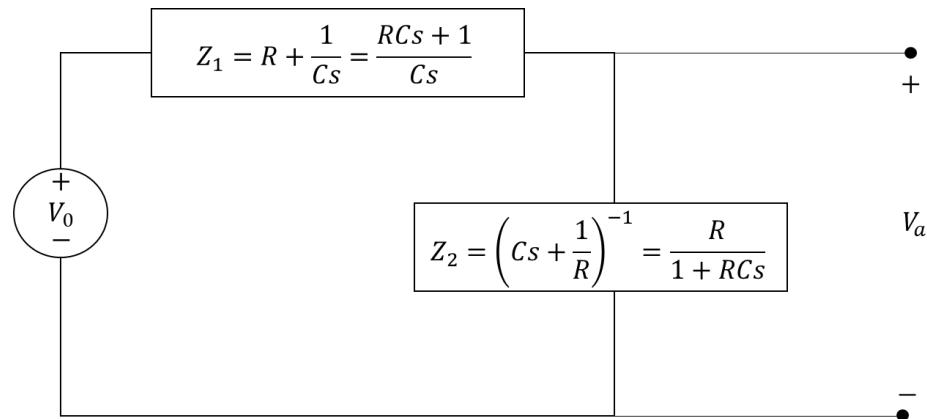
Par convenance, le limiteur d'amplitude et le gain sont conçus avec les mêmes valeurs que sur le schéma fournit en classe ([Figure 5.5.1-1](#)), car ils ne dépendent pas de la fréquence d'oscillation. Toutefois, il faut rectifier la conception du filtre passe-bas pour que le circuit oscille à la fréquence désirée. La sortie de l'oscillateur est prise à out2, car elle est plus précise.



[Figure 5.5.1-1 – Sections de l'oscillateur \(4\)](#)

### 6.3.1. Conception du filtre passe-bas

On peut représenter le circuit du filtre passe-bas par le schéma de la [Figure 6.3.1-1](#). On suppose que  $R_1 = R_4$  et  $C_1 = C_2$  (passe-bas de la [Figure 5.5.1-1](#)).



[Figure 6.3.1-1 – Schéma du filtre passe-bas](#)

La fonction de transfert est donnée par :

$$H(s) = \frac{V_a}{V_0} = \frac{V_0 \left( \frac{Z_2}{Z_2 + Z_1} \right)}{V_0} = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_1}$$

[Équation 6.3-1](#)

On calcul alors la fonction de transfert selon les composants :

$$H(s) = \frac{\frac{R}{1+RCs}}{\frac{R}{1+RCs} + \frac{RCs+1}{Cs}} = \frac{R}{R^2Cs + 3R + \frac{1}{sC}}$$

**Équation 6.3-2**

On trouve ensuite la relation entre les composants et la fréquence d'oscillation  $\omega_0$  à partir de la fonction de transfert ci-dessus :

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{R}{R^2Cs + 3R + \frac{1}{sC}} * \frac{Cs}{Cs} = \frac{RCs}{R^2C^2s^2 + 3RCs + 1} \\ &= \frac{\frac{1}{RC}s}{s^2 + \frac{3}{RC}s + \frac{1}{(RC)^2}} = \frac{\omega_0 s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \end{aligned}$$

**Équation 6.3-3**

On obtient ainsi la fréquence d'oscillation  $\omega_0$  et le facteur de qualité sont :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

**Équation 6.3-4**

$$Q = 1/3$$

**Équation 6.3-5**

On constate que la fonction de transfert est réelle à la fréquence de résonnance :

$$\begin{aligned} H(j\omega_0) &= \frac{\frac{1}{RC}(j\omega_0)}{(j\omega_0)^2 + \frac{3}{RC}(j\omega_0) + \frac{1}{(RC)^2}} \\ H(j\omega_0) &= \frac{(\omega_0)(j\omega_0)}{(j\omega_0)^2 + 3\omega_0(j\omega_0) + \omega_0^2} \\ H(j\omega_0) &= \frac{j\omega_0^2}{-\omega_0^2 + 3j\omega_0^2 + \omega_0^2} = 1/3 \end{aligned}$$

**Équation 6.3-6**

La fréquence en Hz est donnée par :

$$2\pi f_0 = \omega_0 = \frac{1}{RC} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

**Équation 6.3-7**

On trouve la valeur des composants du filtre passe-bas. En posant  $C$ , on obtient le calcul de la résistance :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \Rightarrow R = \frac{1}{2\pi f_0 C}$$

**Équation 6.3-8**

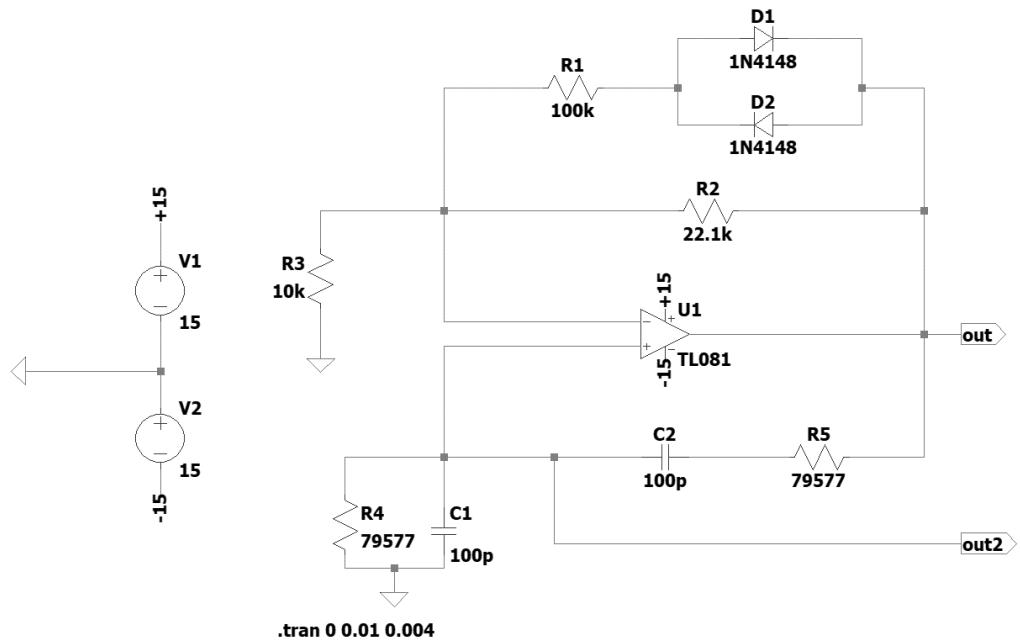
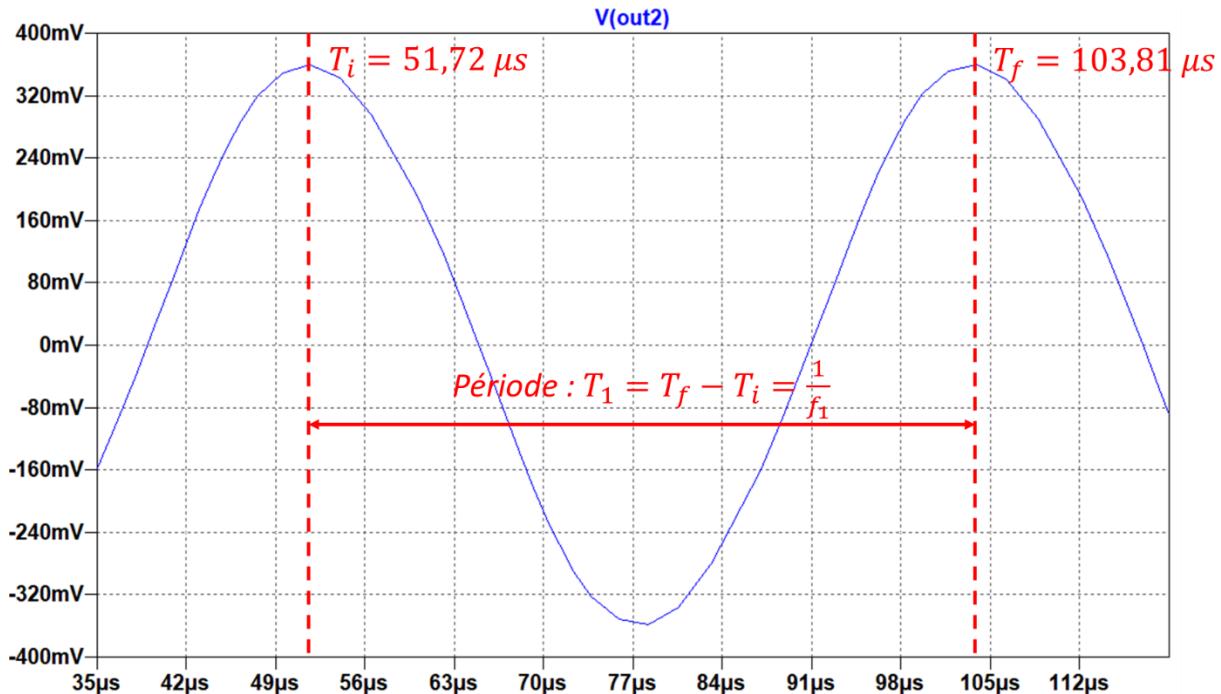
On pose une valeur de  $C$ , pour des raisons de disponibilités. Les résistances sont disponibles sur une plus large gamme de valeurs que les condensateurs.

### 6.3.2. Méthode d'ajustement

L'amplificateur TL081 cause une erreur importante entre la fréquence d'oscillation idéale et réelle. On peut le constater grâce à une simulation LTSpice. Par exemple, pour une fréquence d'oscillation de  $f_0 = 20$  kHz et une capacité de  $C = 100$  pF on obtient une résistance de  $R = 79\,577\ \Omega$  à partir de l'**Équation 6.3-8** :

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{2\pi(20\,000)(100 \times 10^{-12})} = 79\,577\ \Omega$$

**Équation 6.3-9**

Figure 6.3.2-1 – Circuit pour la simulation LTSpice pour  $f = 20$  kHzFigure 6.3.2-2 – Oscilloscope simulé pour  $f = 20$  kHz

On observe alors que la fréquence réelle  $f_1$  devient :

$$f_1 = \frac{1}{T_1} = \frac{1}{103,81 \mu s - 51,72 \mu s} = \frac{1}{52,09 \mu s} = 19\,198 \text{ Hz}$$

Équation 6.3-10

Où  $T_1$  est la période obtenue.

Afin de pallier ce problème, on utilise une méthode d'ajustement pour ramener la fréquence réelle plus proche de sa fréquence idéale. Soit la fonction de la période en fonction de la résistance :

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$T = \frac{1}{f} = 2\pi CR$$

Équation 6.3-11

On observe que la relation  $T_0$  et  $R$  est linéaire de pente de  $2\pi C$  où  $C$  est constant. On utilise l'approximation linéaire basée sur la méthode de Newton pour ajuster la fréquence. L'objectif de cette approximation est de se rapprocher le plus possible de la valeur idéale. La **Figure 6.3.2-3** schématise l'approximation linéaire pour illustrer la provenance des équations ci-dessous.

On considère  $T_0$  la période souhaitée et  $\hat{T}_i(R)$  les approximations tel que  $i$  est la  $i$ ème approximation. La première approximation est donnée par (comme l'équation **Équation 6.3-11**) :

$$\hat{T}_1(R) = 2\pi CR$$

Équation 6.3-12

La deuxième approximation est une droite parallèle non confondue à  $\hat{T}_1(R)$ . Elle a donc la même pente que  $\hat{T}_1(R)$  mais commence à  $\Delta T = T_1 - T_0$  :

$$\hat{T}_2(R) = 2\pi CR + \Delta T = \hat{T}_1(R) + \Delta T$$

Équation 6.3-13

Par convenance, deux approximations sont suffisantes dans le cadre de ce livrable. Une simulation LTSpice est effectuée pour valider l'amélioration de la fréquence d'oscillation.

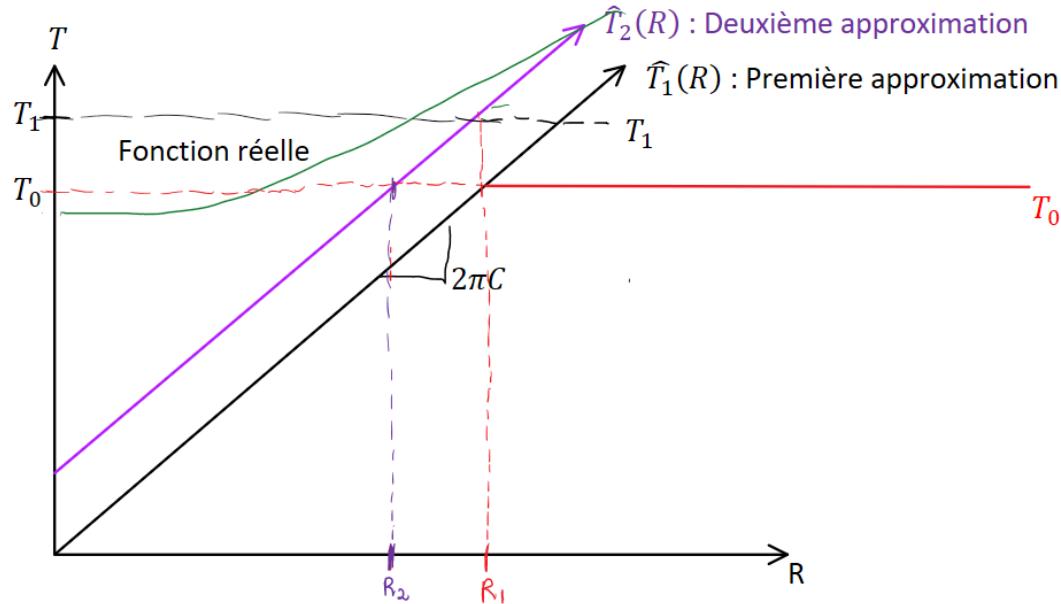


Figure 6.3.2-3 – Schéma de l'approximation linéaire

On note ici que la fonction réelle est dessinée à titre indicatif (courbe en vert). Elle n'est donc pas représentative de la courbe réelle que suit l'amplificateur TL081. Il est n'est pas nécessaire de connaître la courbe pour effectuer l'approximation linéaire.

Pour valider l'approximation, on trouve une relation permettant de trouver la nouvelle valeur de résistance à partir de l'[Équation 6.3-13](#) :

$$\hat{T}_2(R) = 2\pi CR + \Delta T$$

$$T_0 = 2\pi CR_2 + T_1 - T_0$$

$$2T_0 - T_1 = 2\pi CR_2$$

$$R_2 = \frac{2T_0 - T_1}{2\pi C}$$

[Équation 6.3-14](#)

En reprenant les valeurs obtenues pour  $f_0 = 20$  kHz et une capacité de  $C = 100$  pF ([Équation 6.3-10](#)), la nouvelle résistance est de :

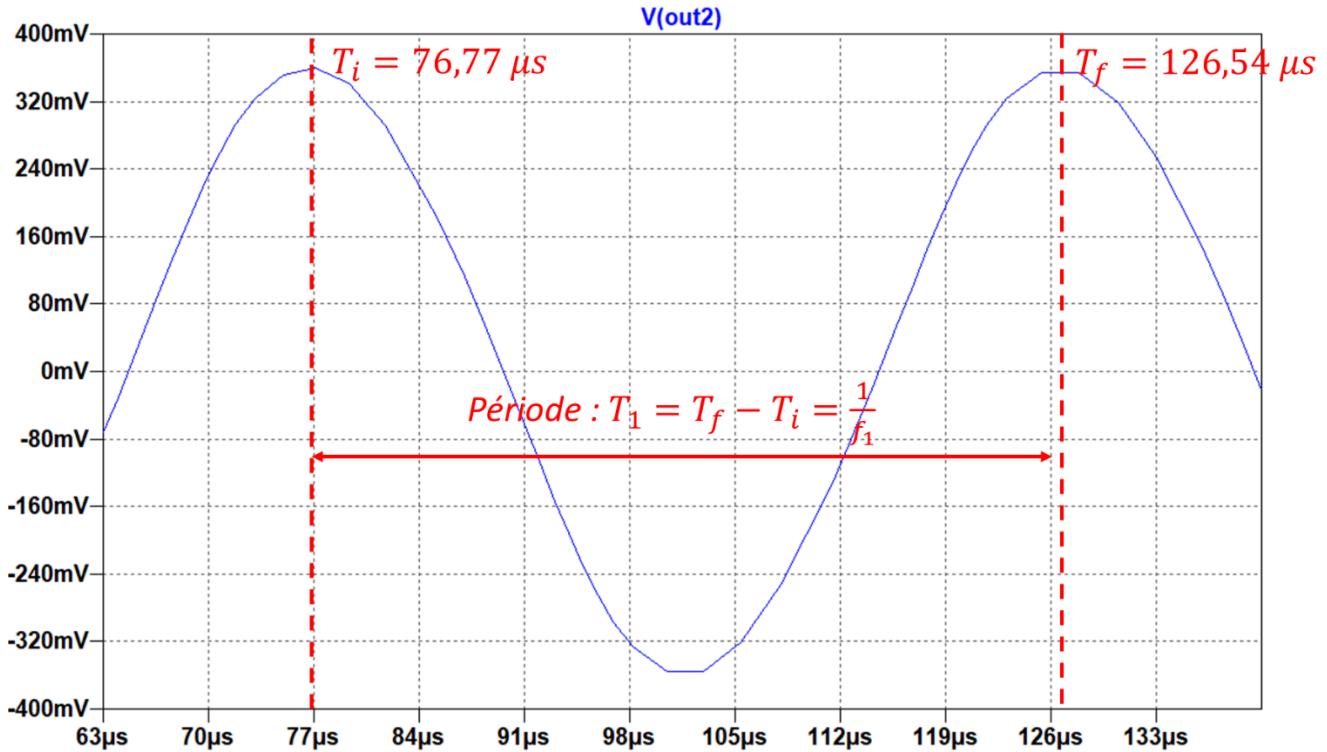
$$R_2 = \frac{2T_0 - T_1}{2\pi C} = \frac{2\left(\frac{1}{20\,000}\right) - 52,09 \times 10^{-6}}{2\pi(100 \times 10^{-12})} = 76\,251 \Omega$$

[Équation 6.3-15](#)

Le circuit simulé est le même qu'à la [Figure 6.3.2-1](#) en changeant  $R4 = R5 = 76\,251 \Omega$ . On observe une fréquence d'oscillation proche de celle attendue avec une erreur d'environ 100 Hz. La simulation sur la [Figure 6.3.2-4](#) donne une nouvelle fréquence de :

$$f_{\text{réelle}} = \frac{1}{T} = \frac{1}{126,54 \mu\text{s} - 76,77 \mu\text{s}} = \frac{1}{49,77 \mu\text{s}} = 20\,092 \text{ Hz}$$

[Équation 6.3-16](#)



[Figure 6.3.2-4 – Oscilloscopage simulé pour  \$f = 20\$  kHz avec approximation](#)

### 6.3.3. Ajustement de l'amplitude

L'oscillateur réalisé précédemment ne renvoie pas l'amplitude des signaux désirés. On doit donc ajouter un montage d'amplification de gain pour assurer le fonctionnement adéquat des oscillateurs dans le projet final. Puisque l'on ne désire pas inverser la phase et que le gain à ajouter est supérieur à 1, on favorise l'utilisation de l'amplificateur non inverseur. Ce module ayant été détaillé dans les rapports précédents, cette section contient les équations et le schéma pertinent à réaliser.

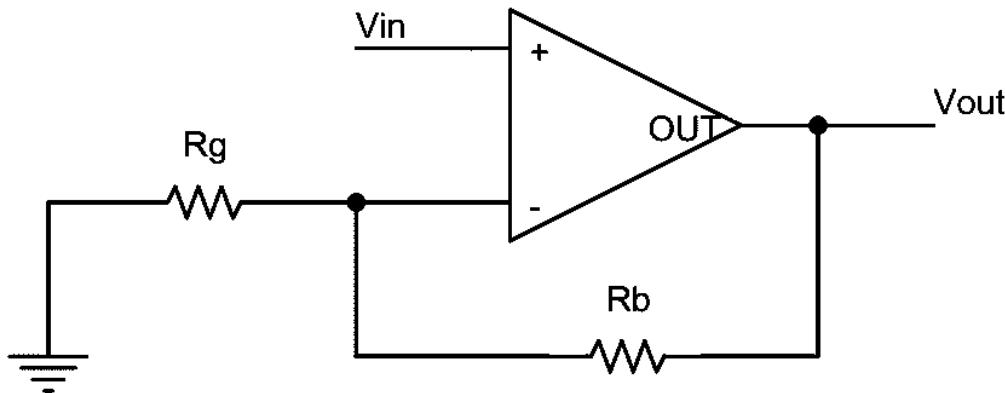


Figure 6.3.3-1 – Schéma d'un amplificateur non inverseur

Le gain est donné par l'équation suivante :

$$G = 1 + \frac{R_b}{R_g}$$

Équation 6.3-17

Pour trouver la valeur des résistances on pose par convenance une valeur à  $R_g$  puis on détermine  $R_b$  par :

$$R_b = G(R_g - 1)$$

Équation 6.3-18

### 6.3.4. Taux de distorsion

Le taux de distorsion est une mesure du nombre d'harmonies indésirables dans le système. Le taux de distorsion est calculé selon l'amplitude des harmoniques d'une FFT. On considère que le taux de distorsion est donné par le rapport de l'harmonique la plus élevée en dehors de la fréquence étudiée sur l'harmonique de la fondamentale. L'[Équation 6.3-19](#) indique comment convertir une valeur en dB à une valeur en volts. L'oscilloscope fournit les valeurs de distorsion en décibels.

$$V_n = 10^{\frac{\text{valeur}_{dB}}{20}}$$

Équation 6.3-19

$$TDH(\%) = \frac{V_2}{V_1} * 100 = \frac{10^{\frac{V_2}{20}}}{10^{\frac{V_1}{20}}} = 10^{\frac{V_2-V_1}{20}}$$

Équation 6.3-20

## 6.4. Conception détaillée

La section précédente traite de deux modules à concevoir : un oscillateur et un amplificateur non inverseur. Il faut prendre note que seulement deux valeurs de composants sont à déterminer pour chaque oscillateur soit la résistance et le condensateur du filtre passe-bas. Or on pose par convenance la même valeur de condensateur  $C = 100 \text{ pF}$ . Il reste uniquement la résistance à trouver. La conception du circuit non inverseur dépend de la sortie de l'oscillateur et de l'amplitude voulue.

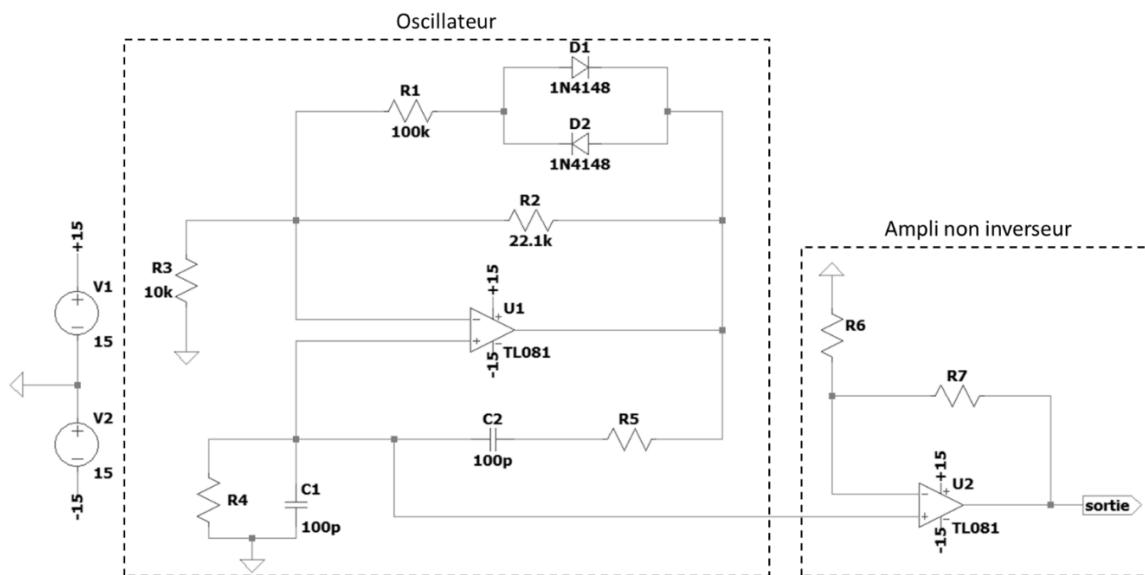
### 6.4.1. Conception générale

La [Figure 6.4.1-1](#) présente le schéma de montage à réaliser pour chaque canal modulé. Il faut trouver la valeur de :  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $R_6$  et  $R_7$  où  $R_4 = R_5$ . Les composants déjà identifiés sont idéaux et réels, c'est-à-dire qu'ils sont disponibles. Les résistances utilisées ont toutes une tolérance de 5%. La démarche de conception pour chaque canal est la suivante.

D'abord, on trouve la valeur de  $R_4$  et  $R_5$  du schéma de la [Figure 6.4.1-1](#) tel que  $R_4 = R_5$  à partir de l'[Équation 6.3-8](#). Dans la section [6.3](#), on a mentionné que la conception à partir d'un TL081 induisait une erreur dans la fréquence d'oscillation. On simule alors le circuit sur LTSpice pour obtenir la fréquence d'approximation  $T_1$ .

Ensuite, on trouve une nouvelle valeur de résistance à partir de l'[Équation 6.3-14](#). On doit alors ajuster la valeur des résistances selon la disponibilité des composants. On simule de nouveau le circuit pour obtenir l'amplitude à la sortie de l'oscillateur et valider la fréquence d'oscillation.

Enfin, on calcule le gain à ajouter selon l'amplitude du cahier de charge et celle obtenue à la sortie du module de l'oscillateur. On peut alors déterminer les valeurs des résistances  $R_6$  et  $R_7$  à partir de l'[Équation 6.3-18](#) où  $R_b = R_7$  et  $R_g = R_6$ . On ajuste la valeur des résistances selon la disponibilité des composants. Une simulation permet de constater la validité du montage.



**Figure 6.4.1-1 – Schéma général à réaliser pour la conception des oscillateurs**

#### 6.4.2. Oscillateur du signal audio

Tel que mentionnée dans la section **Analyse des besoins** la fréquence d'oscillation, soit la fréquence porteuse, est de 51,5 kHz avec une amplitude crête-à-crête de 3 V. (**Tableau 6.1-1**). En se basant sur la **Figure 6.4.1-1** et la démarche de conception décrite à la section **6.4.1**, on conçoit un oscillateur respectant les contraintes du cahier de charge. La période initiale est donnée :

$$T_0 = \frac{1}{f_0} = \frac{1}{51\,500} \approx 19,42 \mu s$$

Équation 6.4-1

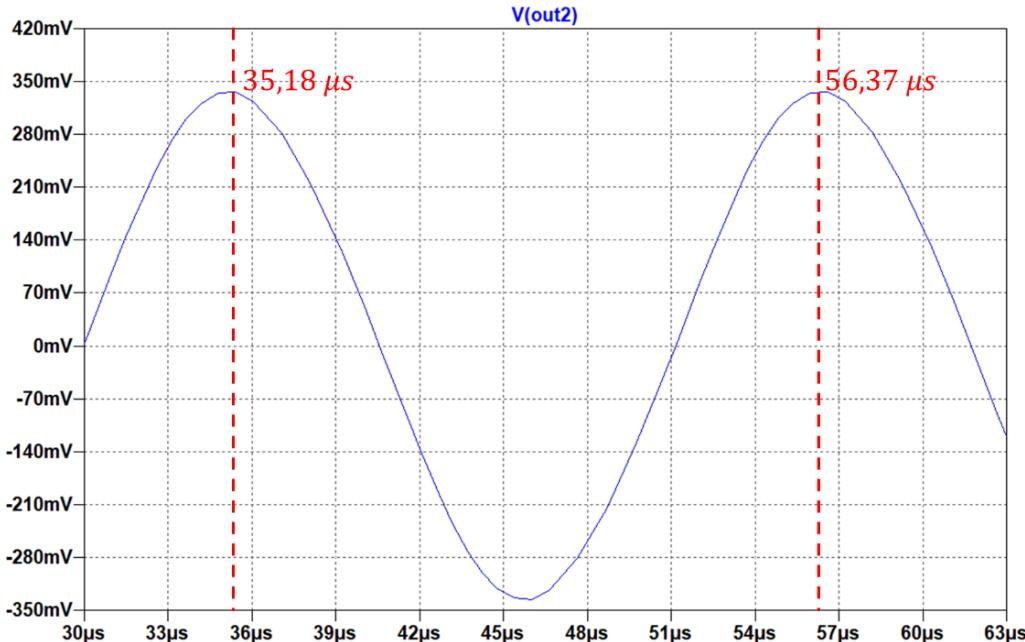
D'abord, on trouve R4 et R5 du filtre passe-bas présenté à l'**Équation 6.4-2**, puis on simule le circuit sur LTSpice. On obtient l'oscilloscopogramme de la **Figure 6.4.2-1** qui permet de déterminer  $T_1$  la période d'approximation. Le calcul est présenté à l'**Équation 6.4-3**.

$$R4 = R5 = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{2\pi(51\,500)(100 \times 10^{-12})} = 30\,904 \Omega$$

Équation 6.4-2

$$T_1 = 56,37 - 35,18 = 21,19 \mu s$$

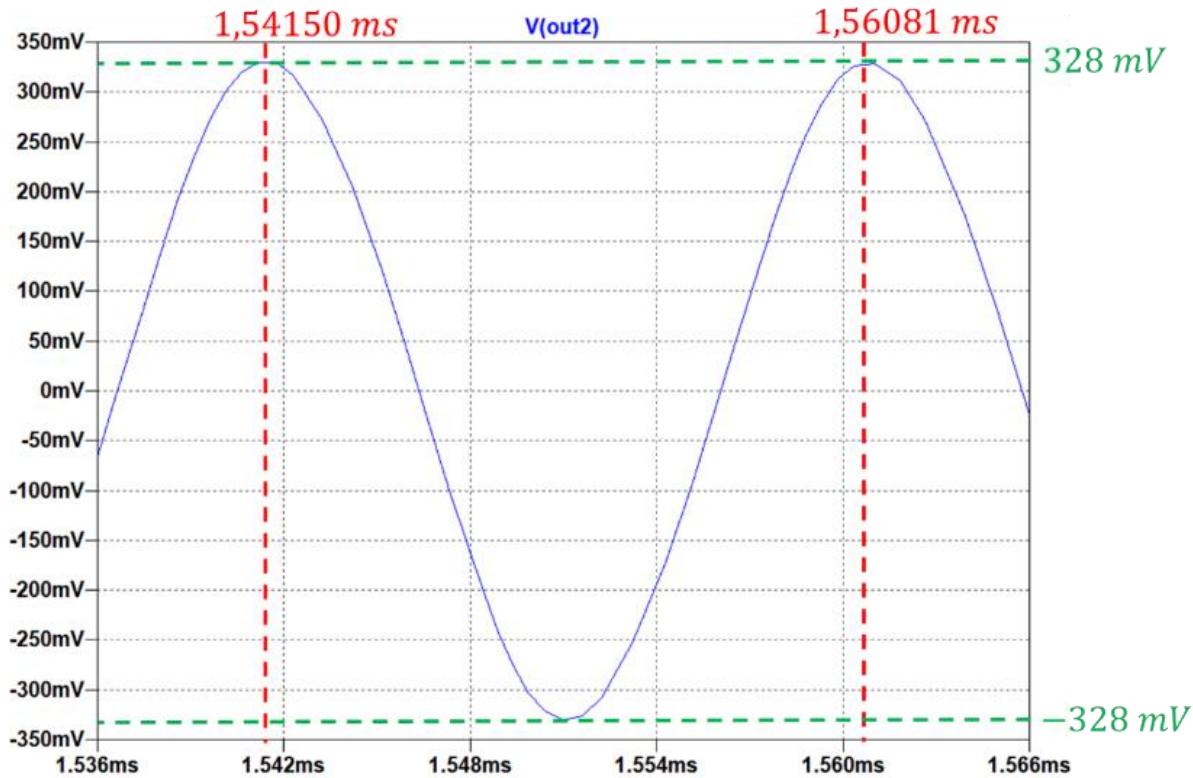
Équation 6.4-3

Figure 6.4.2-1 – Oscillateur de la 1<sup>ère</sup> approximation du signal audio

Ensuite, on trouve la nouvelle valeur de résistance par approximation (**Équation 6.4-4**). La résistance de 28 083 Ω est alors adaptée à une valeur réelle. On cherche à combiner en série maximum deux résistances pour diminuer les problèmes de faux contacts. Selon la disponibilité des résistances on choisit une résistance de 27 kΩ en série avec une de 1,1 kΩ pour une résistance totale de  $R4 = R5 = 27\,000 + 1\,100 = 28\,100 \Omega$ . Le résultat de simulation est présenté à la **Figure 6.4.2-2**.

$$R4 = R5 = \frac{2T_0 - T_1}{2\pi C} = \frac{(2(19,42) - 21,19) \times 10^{-6}}{2\pi(100 \times 10^{-12})} = 28\,083 \Omega$$

Équation 6.4-4



**Figure 6.4.2-2 – Oscillateur de la 2<sup>e</sup> approximation du signal audio**

La simulation permet de trouver la fréquence d'oscillation et l'amplitude crête à crête :

$$f_{porteuse} = \frac{1}{(1,56081 - 1,54150) \times 10^{-3}} = 51\,787 \text{ Hz}$$
Équation 6.4-5

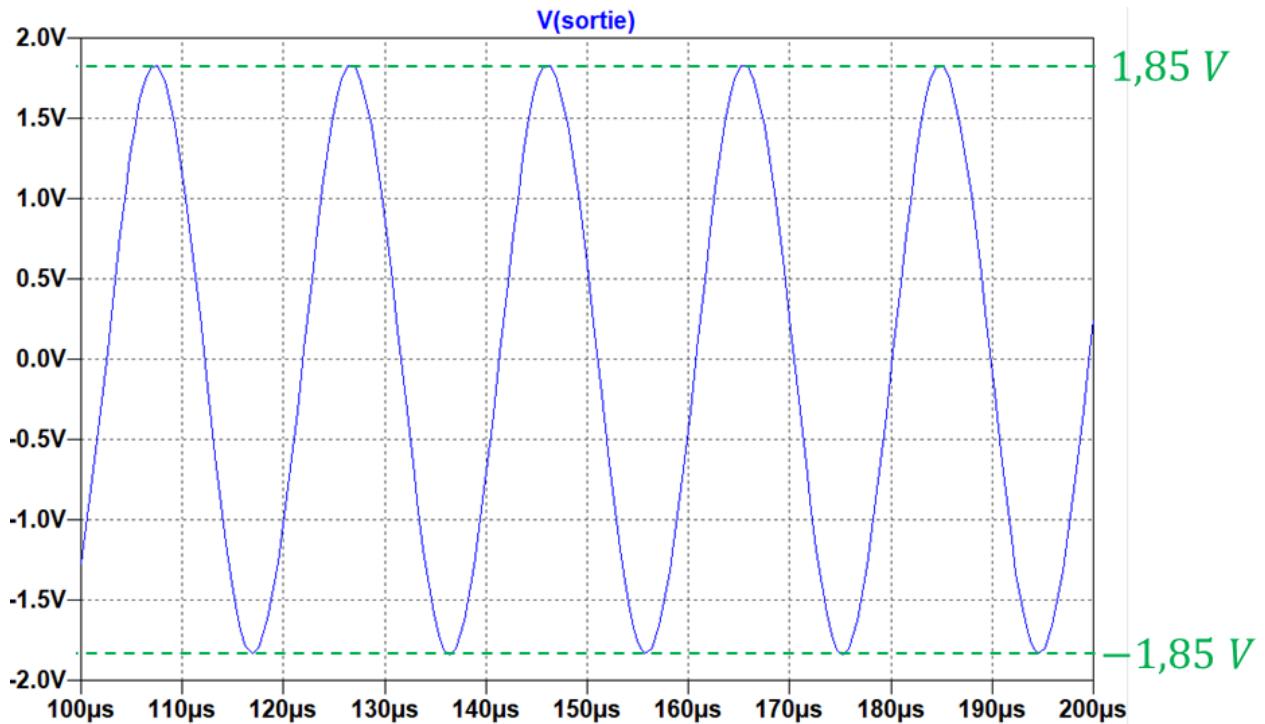
$$A_{Vpp} = 0,328 - (-0,328) = 0,656 \text{ V}$$
Équation 6.4-6

Enfin on calcule le gain à ajouter à la fin de l'oscillateur. Selon le cahier de charge, l'amplitude doit être de 3V crête-à-crête. Le gain est :

$$G = \frac{A_{Vpp} voulue}{A_{Vpp} obtenue} = \frac{3 \text{ V}}{0,656 \text{ V}} \approx 4,573$$
Équation 6.4-7

On peut trouver la valeur des résistances R6 et R7. On pose par convenance  $R6 = 10 \text{ k}\Omega$ . R7 est donnée par l'[Équation 6.4-8](#).  $R7 = 45\,730 \Omega$  doit être adaptée à une valeur réelle. On cherche à combiner en série maximum deux résistances et ce dans le but de diminuer les chances de faux contacts. Selon la disponibilité des résistances on choisit une résistance de  $39 \text{ k}\Omega$  en série avec une de  $6,8 \text{ k}\Omega$  pour une résistance totale de  $R7 = 39\,000 + 6\,800 = 45\,800 \Omega$ . Le résultat de simulation est présenté à la [Figure 6.4.2-3](#).

$$R7 = G * R6 - 1 = 4,573 * 10\,000 - 1 = 45\,730 \Omega$$
Équation 6.4-8



**Figure 6.4.2-3 – Oscilloscopogramme de l'amplification du signal audio**

$$Amplitude_{sim} = 1,85 - (-1,85) = 3,7 \text{ Vpp}$$

**Équation 6.4-9**

On constate en simulation que l'on obtient un gain trop élevé par rapport à celui attendu. Le problème provient de l'imprécision de l'amplificateur TL081. On doit faire un ajustement du gain pour compenser les erreurs du TL081. On utilise cette fois-ci une méthode basée sur l'erreur relative. À partir de l'erreur, on retire à R7 (précédemment calculée) le pourcentage d'erreur. On peut utiliser cette méthode, car l'amplificateur TL081 a un comportement linéaire à cette fréquence.

$$\text{erreur (\%)} = \frac{|Vpp_{idéal} - Vpp_{réel}|}{Vpp_{idéal}} * 100$$

**Équation 6.4-10**

$$R7_{nv} = R7 - R7 * \text{erreur(\%)} = R7(1 - \text{erreur(\%)})$$

**Équation 6.4-11**

Dans le cas ici présent, on obtient donc le R7 suivant :

$$\text{erreur (\%)} = \frac{|3 - 3,7|}{3} * 100 = 23,3\%$$

**Équation 6.4-12**

$$R7_{nv} = 45\,800(1 - 0,233) = 35\,113 \Omega$$

**Équation 6.4-13**

R7 = 35 113 Ω doit être adaptée à une valeur réelle. On cherche à combiner en série maximum deux résistances et ce dans le but de diminuer les chances de faux contacts. Selon la disponibilité des résistances on choisit une résistance de 30 kΩ en série avec une de 5,1 kΩ pour une résistance totale de  $R7 = 30\,000 + 5\,100 = 35\,100 \Omega$ .

La figure ci-dessous montre le bon fonctionnement de l'oscillateur du canal audio. La courbe en bleu est la sortie du montage complet et la courbe en vert est la sortie du premier module. L'amplitude de 3V est visible directement sur la figure (courbe bleue). La fréquence est donnée par deux maximums relevés sur LTSpice. La section [6.4.5](#) résume la conception détaillée du montage ; s'y référer pour les mesures expérimentales.

$$f_{porteuse} = \frac{1}{(133,60 - 114,14) \times 10^{-6}} = 51\,387 \text{ Hz}$$

Équation 6.4-14

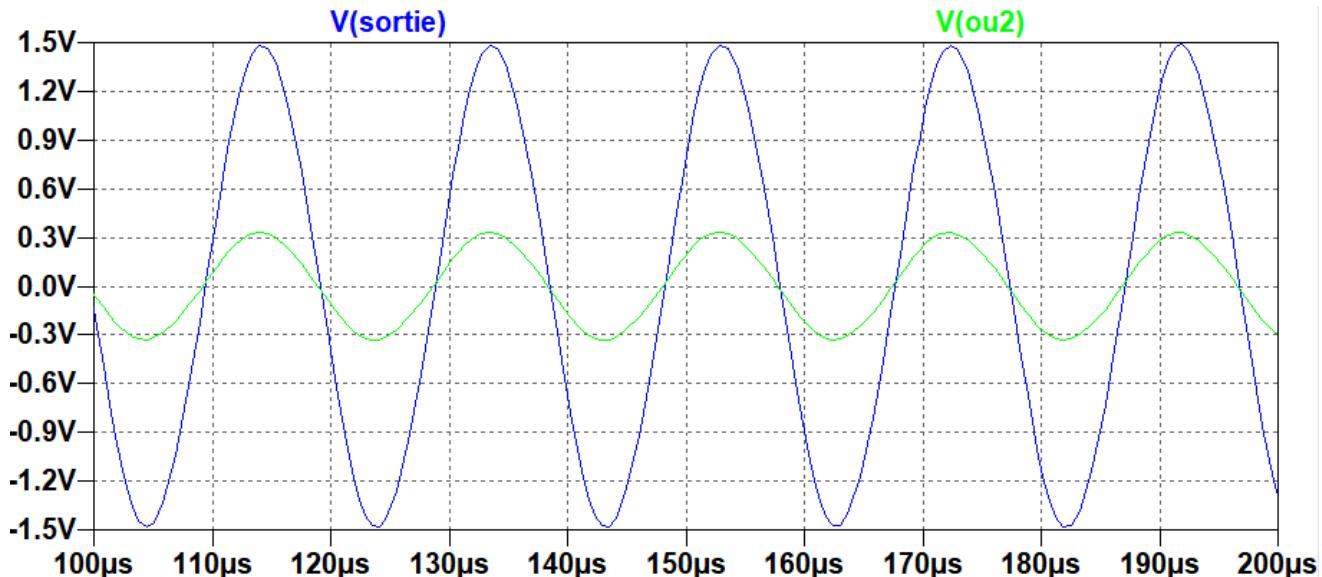


Figure 6.4.2-4 - Oscilloscopage de la fréquence porteuse du signal audio

#### 6.4.3.Oscillateur du premier interrupteur

Tel que mentionnée dans la section [Analyse des besoins](#) la fréquence d'oscillation, soit la fréquence porteuse, est de 22,36 kHz avec une amplitude crête-à-crête de 10 V. ([Tableau 6.1-2](#)). En se basant sur la [Figure 6.4.1-1](#) et la démarche de conception décrite à la section [6.4.1](#), on conçoit un oscillateur respectant les contraintes du cahier de charge. La période initiale est donnée par :

$$T_0 = \frac{1}{f_0} = \frac{1}{22\,360} \approx 44,72 \mu\text{s}$$

Équation 6.4-15

D'abord, on trouve R4 et R5 du filtre passe-bas présenté à l'[Équation 6.3-16](#), puis on simule le circuit sur LTSpice. On obtient l'oscilloscopage de la [Figure 6.4.3-1](#) qui permet de déterminer  $T_1$  la période d'approximation. Le calcul est présenté à l'[Équation 6.4-17](#).

$$R4 = R5 = \frac{1}{2\pi f_o C} = \frac{1}{2\pi(22\,360)(100 \times 10^{-12})} = 71\,178 \Omega$$

Équation 6.4-16

$$T_1 = 163,71 - 117,19 = 46,52 \mu\text{s}$$

Équation 6.4-17

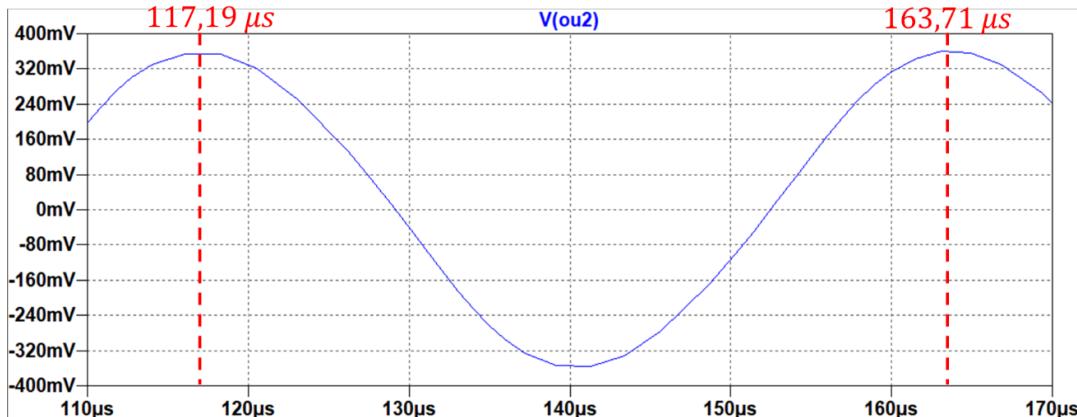


Figure 6.4.3-1 – Oscillateur de la 1<sup>ère</sup> approximation du 1<sup>er</sup> interrupteur

Ensuite, on trouve la nouvelle valeur de résistance par approximation ([Équation 6.3-18](#)). La résistance de  $68\ 318\ \Omega$  est alors adaptée à une valeur réelle. On cherche à combiner en série maximum deux résistances pour diminuer les problèmes de faux contacts. Selon la disponibilité des résistances on choisit une résistance de  $68\ k\Omega$  en série avec une de  $300\ \Omega$  pour une résistance totale de  $R4 = R5 = 68\ 000 + 300 = 68\ 300\ \Omega$ . Le résultat de simulation est présenté à la [Figure 6.4.3-2](#).

$$R4 = R5 = \frac{2T_0 - T_1}{2\pi C} = \frac{(2(44,72) - 46,52) \times 10^{-6}}{2\pi(100 \times 10^{-12})} = 68\ 318\ \Omega$$

Équation 6.4-18

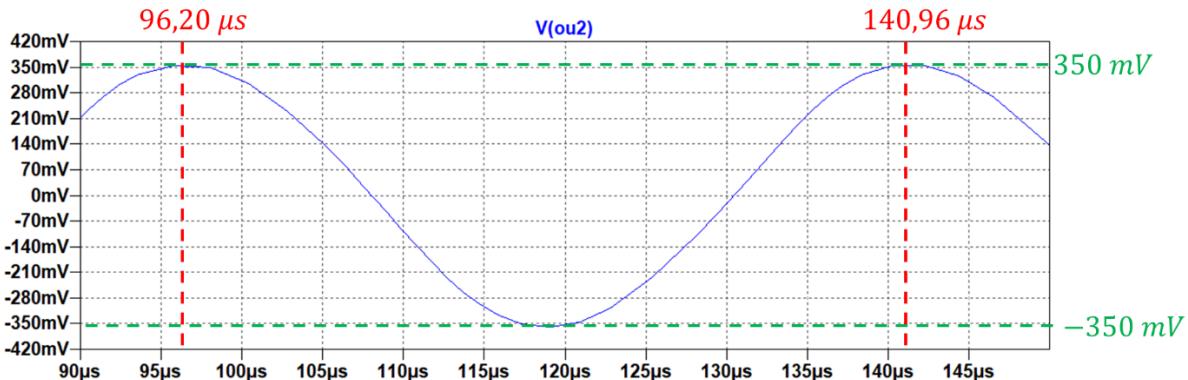


Figure 6.4.3-2 - Oscillateur de la 2<sup>e</sup> approximation du 1<sup>er</sup> interrupteur

La simulation permet de trouver la fréquence d'oscillation et l'amplitude crête à crête :

$$f_{porteuse} = \frac{1}{(140,96 - 96,20) \times 10^{-6}} = 22\ 341\ Hz$$

Équation 6.4-19

$$A_{Vpp} = 0,350 - (-0,350) = 0,700\ V$$

Équation 6.4-20

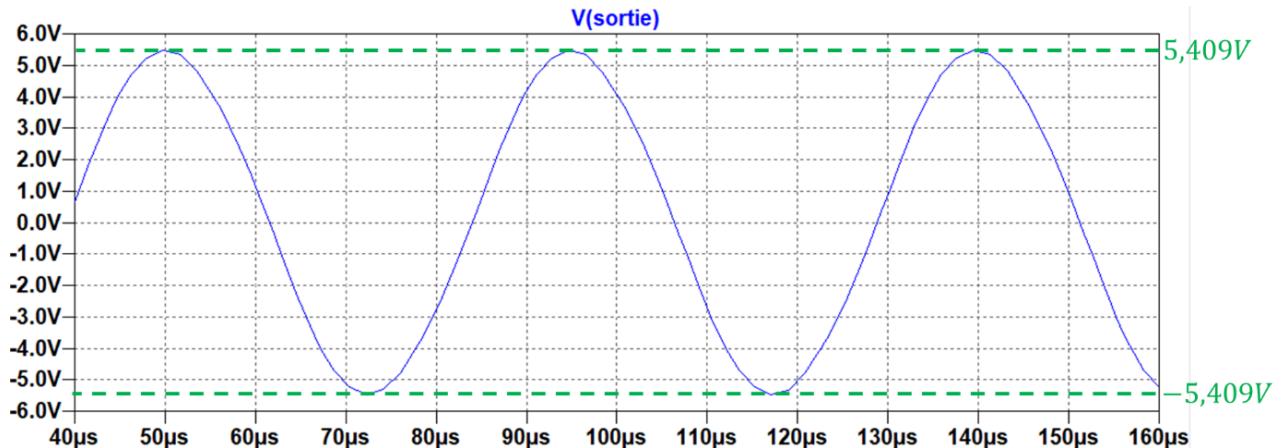
Enfin on calcule le gain à ajouter à la fin de l'oscillateur. Selon le cahier de charge, l'amplitude doit être de 10V crête-à-crête. Le gain est :

$$G = \frac{A_{Vpp}\ voulue}{A_{Vpp}\ obtenue} = \frac{10\ V}{0,700\ V} \approx 14,286$$

Équation 6.4-21

On peut trouver la valeur des résistances R6 et R7. On pose par convenance  $R6 = 10 \text{ k}\Omega$ . R7 est donnée par l'[Équation 6.4-22](#). Un ajustement sera fait sur R7 (mentionné dans la section précédente). On ne calcule pas immédiatement la valeur réelle. Le résultat de simulation est présenté à la [Figure 6.4.3-3](#).

$$R7 = G * R6 - 1 = 14,286 * 10\,000 - 1 = 142\,856 \Omega$$

[Équation 6.4-22](#)[Figure 6.4.3-3 – Oscilloscopogramme de l'amplification du 1<sup>er</sup> interrupteur](#)

$$Amplitude_{sim} = 5,409 - (-5,409) = 10,818 \text{ Vpp}$$

[Équation 6.4-23](#)

Pour ajuster le gain on utilise la même méthode que pour l'oscillateur du signal audio. À partir des équations fournies à la section précédente ([Équation 6.4-10](#) et [Équation 6.4-11](#)), on trouve une nouvelle valeur de R7 :

$$erreur (\%) = \frac{|10 - 10,818|}{10} * 100 = 8,18\%$$

[Équation 6.4-24](#)

$$R7_{nv} = 142\,856(1 - 0,0818) = 131\,170 \Omega$$

[Équation 6.4-25](#)

$R7 = 131\,170 \Omega$  doit être adaptée à une valeur réelle. On cherche à combiner en série maximum deux résistances pour diminuer les problèmes de faux contacts. Selon la disponibilité des résistances on choisit une résistance de  $120 \text{ k}\Omega$  en série avec une de  $11 \text{ k}\Omega$  pour une résistance totale de  $R7 = 120\,000 + 11\,000 = 131\,000 \Omega$ .

La [Figure 6.4.3-4](#) montre le bon fonctionnement de l'oscillateur du premier interrupteur. La courbe en bleu est la sortie du montage complet et la courbe en vert est la sortie du premier module. L'amplitude de 10V est visible directement sur la figure (courbe bleue). La fréquence est donnée par deux maximums relevés sur LTSpice. La section [6.4.5](#) résume la conception détaillée du montage ; s'y référer pour les mesures expérimentales.

$$f_{porteuse} = \frac{1}{(94,84 - 50,08) \times 10^{-6}} = 22\,341 \text{ Hz}$$

[Équation 6.4-26](#)

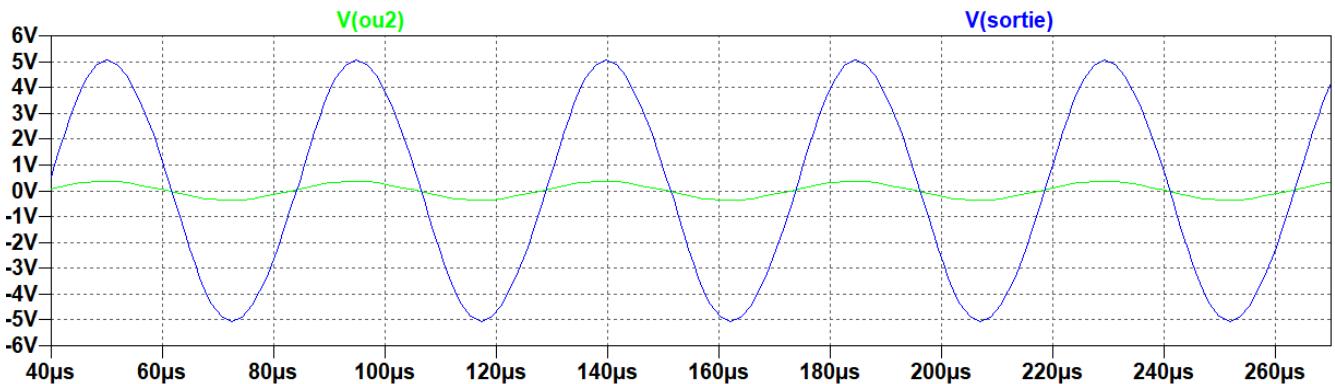


Figure 6.4.3-4 – Oscilloscopogramme de la fréquence porteuse du 1<sup>er</sup> interrupteur

#### 6.4.4. Oscillateur du deuxième interrupteur

Tel que mentionnée dans la section [Analyse des besoins](#) la fréquence d'oscillation, soit la fréquence porteuse, est de 27,38 kHz avec une amplitude crête-à-crête de 10 V. ([Tableau 6.1-3](#)). En se basant sur la [Figure 6.4.1-1](#) et la démarche de conception décrite à la section [6.4.1](#), on conçoit un oscillateur respectant les contraintes du cahier de charge. La période initiale est donnée par :

$$T_0 = \frac{1}{f_0} = \frac{1}{27\,380} \approx 36,52 \mu s$$

Équation 6.4-27

D'abord, on trouve R4 et R5 du filtre passe-bas présenté à l'[Équation 6.4-28](#), puis on simule le circuit sur LTSpice. On obtient l'oscilloscopogramme de la [Figure 6.4.4-1](#) qui permet de déterminer  $T_1$  la période d'approximation. Le calcul est présenté à l'[Équation 6.4-29](#).

$$R4 = R5 = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{2\pi(27\,380)(100 \times 10^{-12})} = 58\,128 \Omega$$

Équation 6.4-28

$$T_1 = 61,86 - 23,56 = 38,3 \mu s$$

Équation 6.4-29

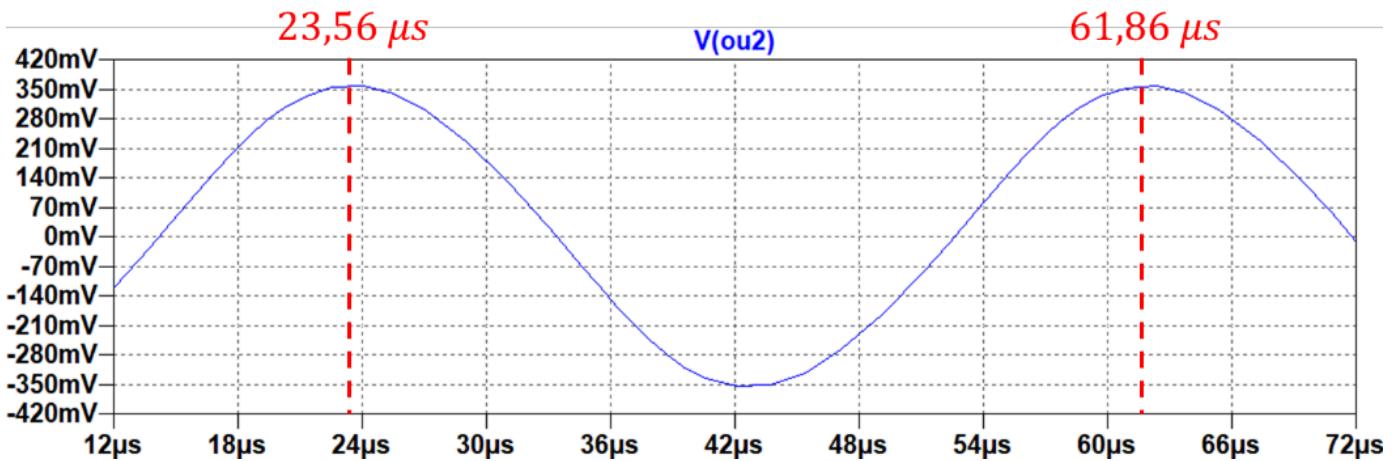
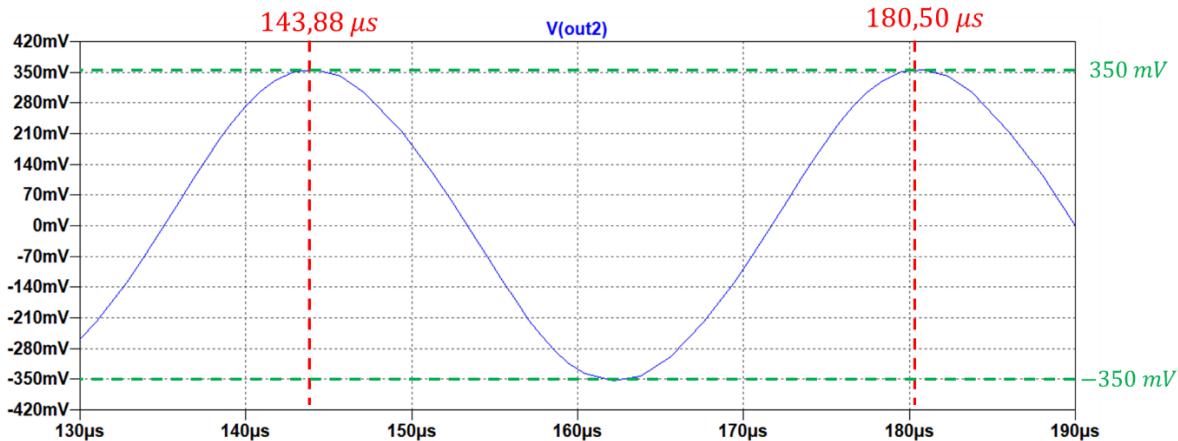


Figure 6.4.4-1 – Oscillateur de la 1<sup>ère</sup> approximation du 2<sup>e</sup> interrupteur

Ensuite, on trouve la nouvelle valeur de résistance par approximation ([Équation 6.4-30](#)). La résistance de  $55\ 300\ \Omega$  est alors adaptée à une valeur réelle. On cherche à combiner en série maximum deux résistances pour diminuer les problèmes de faux contacts. Selon la disponibilité des résistances on choisit une résistance de  $51\ k\Omega$  en série avec une de  $4,3\ k\Omega$  pour une résistance totale de  $R4 = R5 = 51\ 000 + 4\ 300 = 55\ 300\ \Omega$ . Le résultat de simulation est présenté à la [Figure 6.4.4-2](#).

$$R4 = R5 = \frac{2T_0 - T_1}{2\pi C} = \frac{(2(38,3) - 36,52) \times 10^{-6}}{2\pi(100 \times 10^{-12})} = 55\ 300\ \Omega$$
Équation 6.4-30



[Figure 6.4.4-2 - Oscillateur de la 2<sup>e</sup> approximation du 2<sup>e</sup> interrupteur](#)

La simulation permet de trouver la fréquence d'oscillation et l'amplitude crête à crête :

$$f_{porteuse} = \frac{1}{(180,50 - 143,88) \times 10^{-6}} = 27\ 307\ Hz$$
Équation 6.4-31

$$A_{Vpp} = 0,350 - (-0,350) = 0,700\ V$$
Équation 6.4-32

Enfin on calcule le gain à ajouter à la fin de l'oscillateur. Selon le cahier de charge, l'amplitude doit être de 10V crête-à-crête. Le gain est :

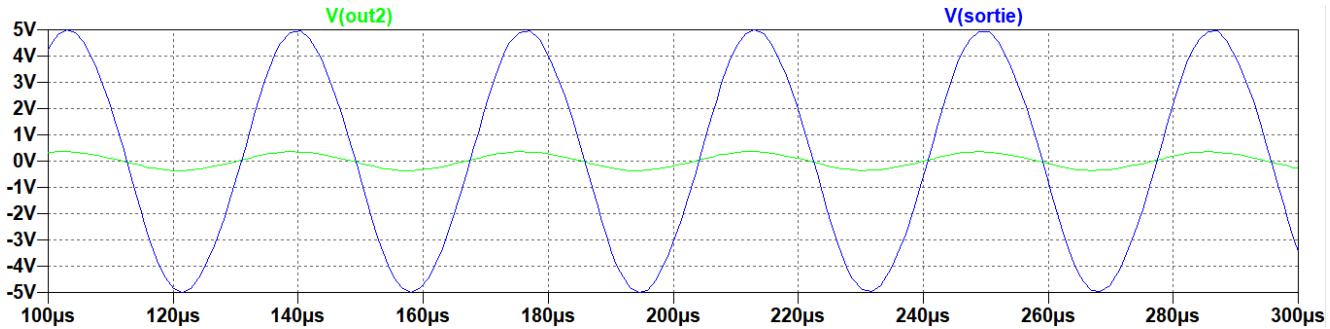
$$G = \frac{A_{Vpp} voulue}{A_{Vpp} obtenue} = \frac{10\ V}{0,700\ V} \approx 14,286$$
Équation 6.4-33

On constate que l'on obtient le même résultat que l'amplification du 1<sup>er</sup> interrupteur ([Équation 6.4-21](#)). On obtiendra donc les mêmes résultats en prenant  $R6 = 10\ k\Omega$ . La résistance  $R7$  est donc égale à  $R7 = 120\ 000 + 11\ 000 = 131\ 000\ \Omega$ , soit deux résistances en série. Pour le détail du calcul, voir la section du gain dans la [6.4.3](#).

La [Figure 6.4.4-3](#) montre le bon fonctionnement de l'oscillateur du deuxième interrupteur. La courbe en bleu est la sortie du montage complet et la courbe en vert est la sortie du premier module. L'amplitude de 10V est visible directement sur la figure (courbe bleue). La fréquence est donnée par deux maximums relevés sur LTSpice. La section [6.4.5](#) résume la conception détaillée du montage ; s'y référer pour les mesures expérimentales.

$$f_{porteuse} = \frac{1}{(176,50 - 139,92) \times 10^{-6}} = 27\,337 \text{ Hz}$$

Équation 6.4-34

Figure 6.4.4-3 – Oscilloscopogramme de la fréquence porteuse du 2<sup>e</sup> interrupteur

#### 6.4.5. Conception officielle

Les sections précédentes ont permis de déterminer la valeur des composants. La [Figure 6.4.5-1](#) est le schéma utilisé pour tous les oscillateurs du livrable. Le tableau ci-dessous présente un résumé.

Tableau 6.4-1 – Référence rapide des valeurs des composants

	R1 (Ω)	R2 (Ω)	R3 (Ω)	R4 (Ω)	R5 (Ω)	R6 (Ω)	R7 (Ω)	R8 (Ω)	R9 (Ω)	R10 (Ω)	C1 (pF)	C2 (pF)
Audio	100K	22K1	10K	27K	1K1	27K	1K1	10K	30K	5K1	100	100
Interrupteur 1	100K	22K2	10K	68K	300	68K	300	10K	120K	11K	100	100
Interrupteur 2	100K	22K3	10K	51K	4K3	51K	4K3	10K	120K	11K	100	100

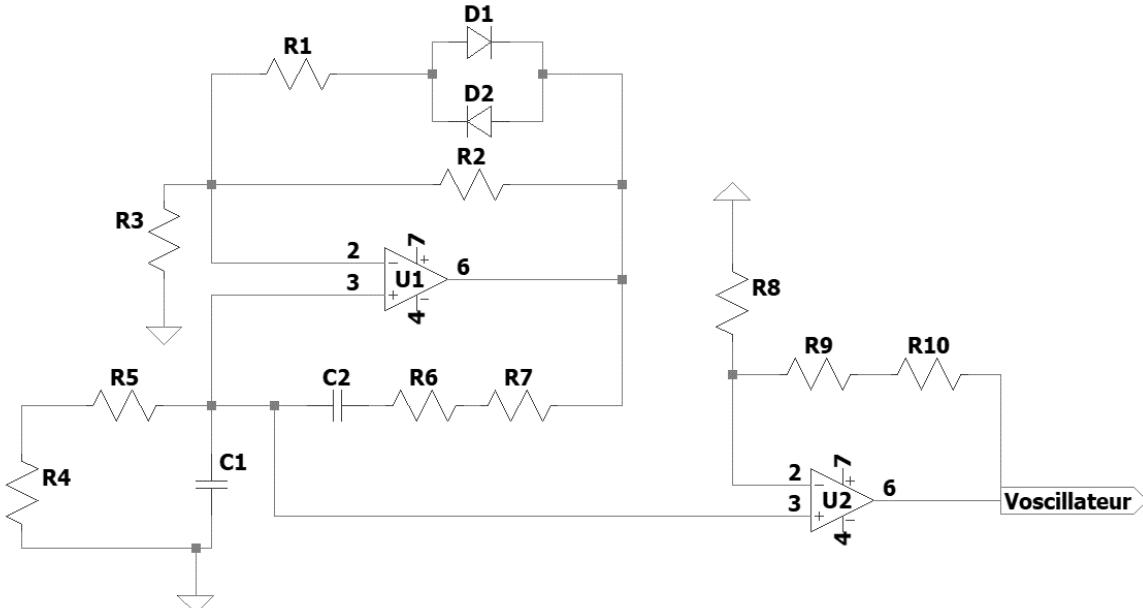


Figure 6.4.5-1 – Schéma de montage d'un oscillateur

La liste détaillée pour chaque oscillateur est présentée dans les tableaux ci-dessous.

**Tableau 6.4-2 – Liste de matériel de l'oscillateur du canal audio**

Qté	Désignateurs	Description	Manufacturier
2	U1, U2	Amplificateur opérationnel TL081	Texas-Instruments
2	D1, D2	1N4148	Onsemi
2	C1, C2	Condensateur 100pF 10% 16V	KEMET
1	R1	Résistance film 100KΩ 5% 250 mW	MFR-25SJ52-100K
1	R2	Résistance film 22K1Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-22K1
2	R3, R8	Résistance film 10K0Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-10K0
2	R4, R6	Résistance film 27K0Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-27K0
2	R5, R7	Résistance film 1K1Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-1K1
1	R9	Résistance film 30K0Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-30K0
1	R10	Résistance film 5K1Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-5K1

**Tableau 6.4-3 – Liste de matériel de l'oscillateur du canal de l'interrupteur 1**

Qté	Désignateurs	Description	Manufacturier
2	U1, U2	Amplificateur opérationnel TL081	Texas-Instruments
2	D1, D2	1N4148	Onsemi
2	C1, C2	Condensateur 100pF 10% 16V	KEMET
1	R1	Résistance film 100KΩ 5% 250 mW	MFR-25SJ52-100K
1	R2	Résistance film 22K1Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-22K1
2	R3, R8	Résistance film 10K0Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-10K0
2	R4, R6	Résistance film 68K0Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-68K0
2	R5, R7	Résistance film 300Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-300R
1	R9	Résistance film 120KΩ 5% 250 mW	MFR-25SJ52-120K
1	R10	Résistance film 11K0Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-11K0

**Tableau 6.4-4 – Liste de matériel de l'oscillateur du canal de l'interrupteur 2**

Qté	Désignateurs	Description	Manufacturier
2	U1, U2	Amplificateur opérationnel TL081	Texas-Instruments
2	D1, D2	1N4148	Onsemi
2	C1, C2	Condensateur 100pF 10% 16V	KEMET
1	R1	Résistance film 100KΩ 5% 250 mW	MFR-25SJ52-100K
1	R2	Résistance film 22K1Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-22K1
2	R3, R8	Résistance film 10K0Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-10K0
2	R4, R6	Résistance film 51K0Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-51K0
2	R5, R7	Résistance film 4K3Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-4K3
1	R9	Résistance film 120KΩ 5% 250 mW	MFR-25SJ52-120K
1	R10	Résistance film 11K0Ω 5% 250 mW	MFR-25SJ52-11K0

#### 6.4.6.Intégration dans le projet

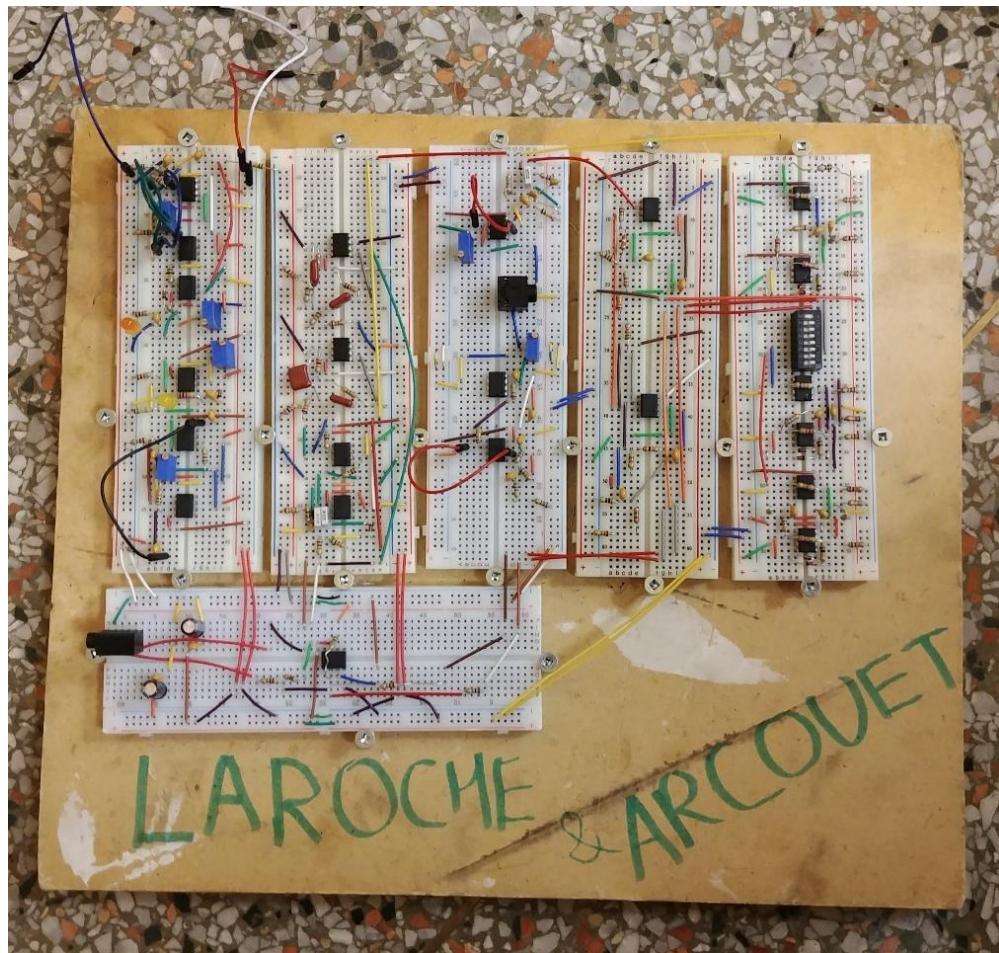


Figure 6.4.6-1 - Montage final du projet

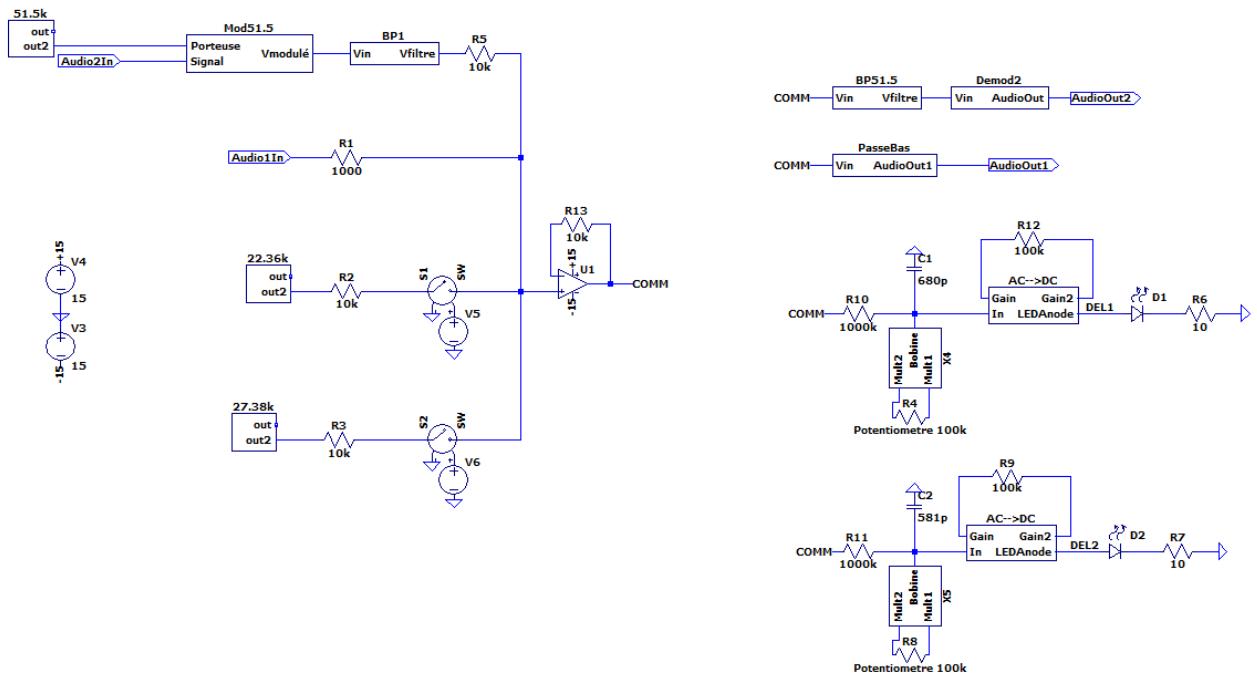


Figure 6.4.6-2 - Schéma bloc du projet final

Les blocs de filtres, modulateur, démodulateurs, bobines simulés, AC→DC ont été présentés dans les Livrables suivant.

Pour ce qui est des oscillateurs, leur fréquence d'oscillations expérimentales étaient très différentes de ce que les simulations donnaient. Quelques itérations de l'approximation présentées dans la section **Méthode d'ajustement** ont été fait à partir des résultats expérimentaux pour réajuster leur fréquence d'oscillation après la conception pour des composants fonctionnels et compatibles avec le reste du projet.

## 6.5. Plan d'essai

### 6.5.1. Oscillogrammes

1. Alimenter les amplificateurs opérationnels de  $\pm 15V$  aux entrées respectives
2. Connecter la sonde 1 de l'oscilloscope à la sortie (Voscillateur)
3. Afficher l'oscillogramme de la sonde
4. Enregistrer l'oscillogramme pour visualiser le comportement du signal (capture d'écran)
5. Refaire les mêmes manipulations pour tous les oscillateurs

### 6.5.2. Taux de distorsion

1. Alimenter les amplificateurs opérationnels de  $\pm 15V$  aux entrées respectives
2. À l'aide du générateur de signal, générer le signal de la porteuse
3. Connecter la sonde 1 de l'oscilloscope à la sortie du circuit (Voscillateur)
4. Utiliser le mode FFT de l'oscilloscope (Math)
5. Enregistrer la FFT pour visualiser le comportement du signal
6. Prendre en note la valeur de la plus haute impulsion sur la courbe (autre que la porteuse)
7. Refaire les mêmes manipulations pour tous les oscillateurs

### 6.5.3. Impédance de sortie

1. Mesurer le potentiel de thévelin de l'oscillateur ( $V_{th}$ ) avec la sortie flottante
2. Connecter une résistance de  $R = 100\Omega$  à la sortie de l'oscillateur
3. Mesurer le potentiel à nouveau ( $V_x$ )
  - o Si le potentiel  $V_x=0$ , prendre une résistance d'un ordre de grandeur plus grande
  - o Si le potentiel  $V_x = V_{th}$ , prendre une résistance d'un ordre de grandeur plus petite
4. Répéter pour chaque oscillateur

L'impédance de sortie d'un oscillateur est donnée par :

$$R_{th} = R_o = \frac{V_{th}R - V_xR}{V_x}$$

Équation 6.5-1

### 6.6. Résultats

Les résultats expérimentaux sont présentés dans la section suivante. Les oscillosogrammes, le taux de distorsion et les résultats d'impédance de sortie sont présentés pour les trois fréquences porteuses.

### 6.6.1. Oscillogrammes

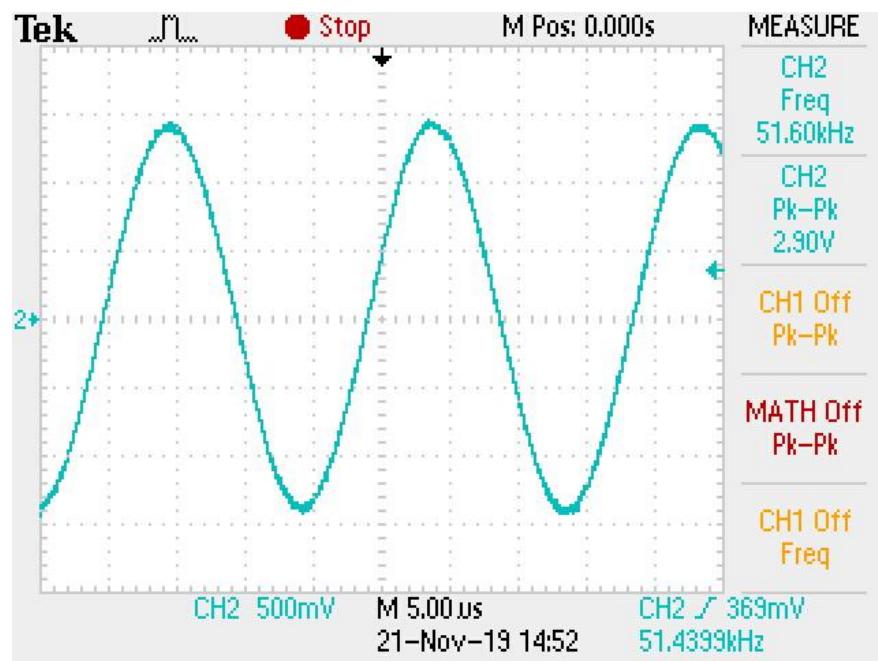


Figure 6.6.1-1 – Oscilloscopogramme de l'oscillateur de la porteuse du signal audio

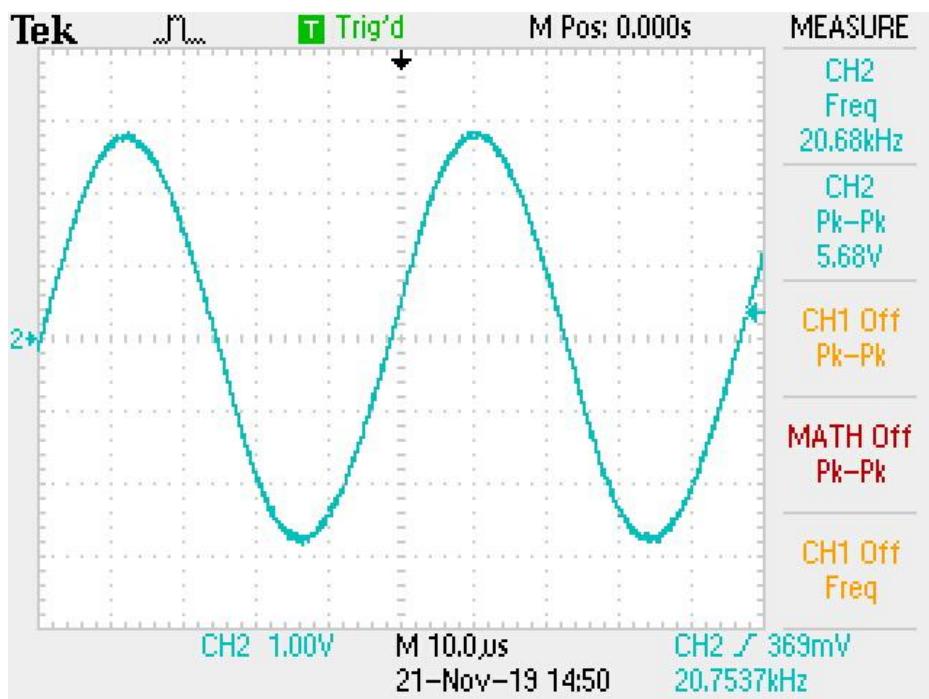


Figure 6.6.1-2 – Oscilloscopogramme de l'oscillateur de la porteuse du 1<sup>er</sup> interrupteur

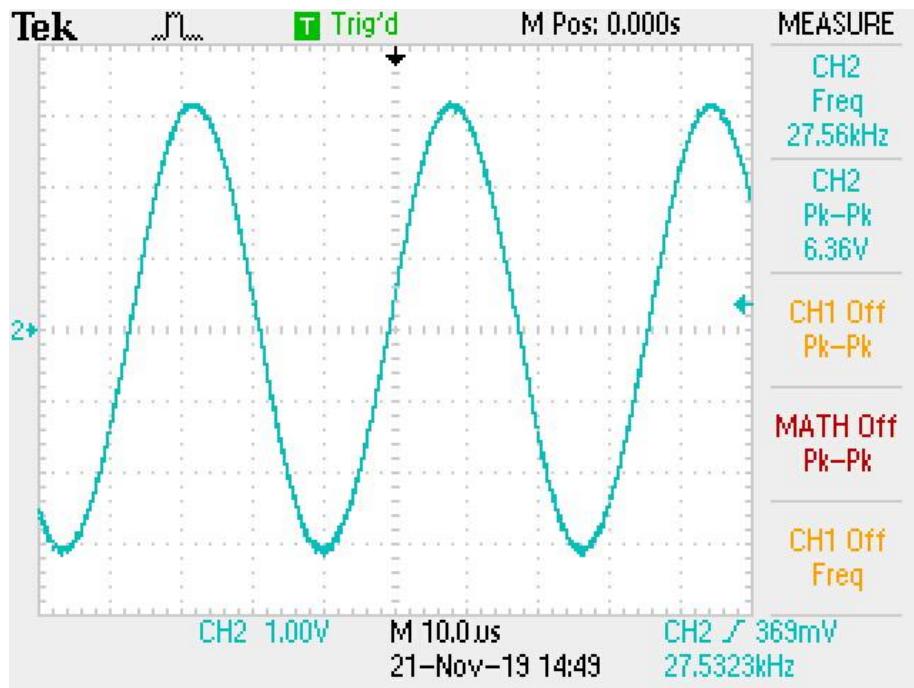


Figure 6.6.1-3 – Oscillosgramme de l'oscillateur de la porteuse du 2<sup>e</sup> interrupteur

## 6.6.2. Taux de distorsion

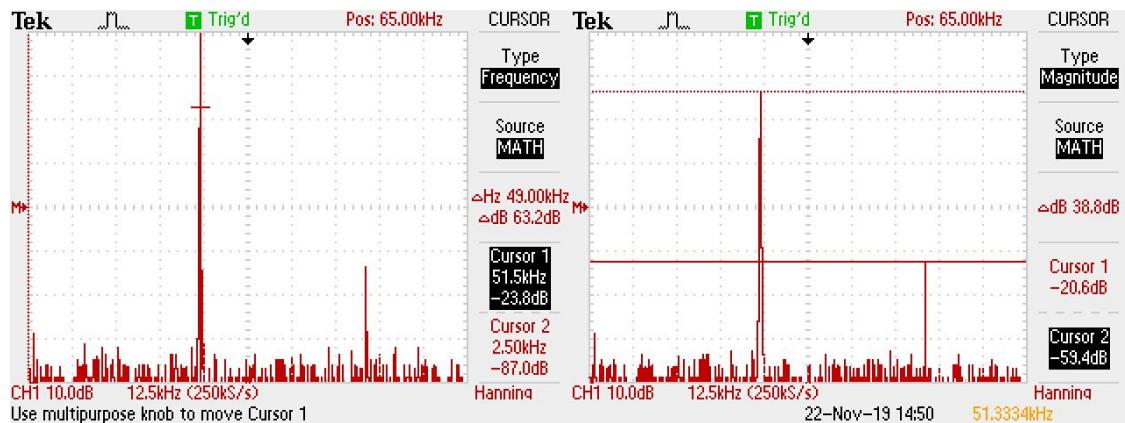
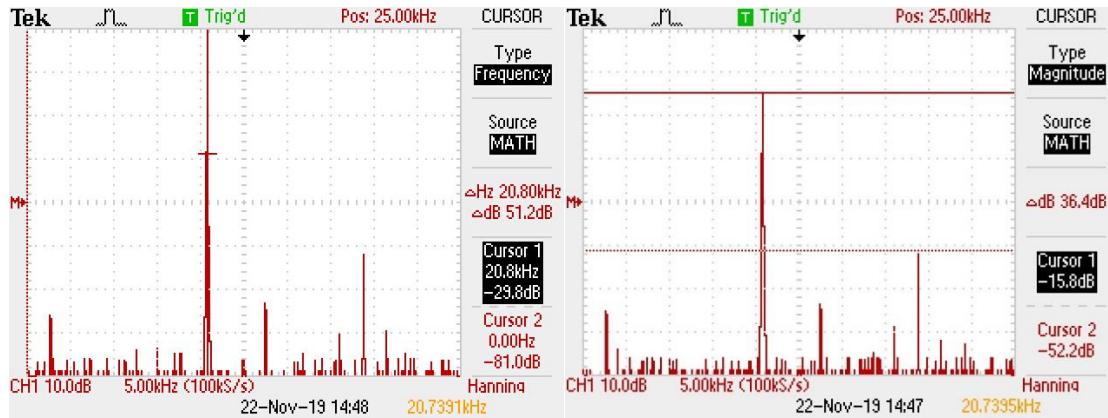
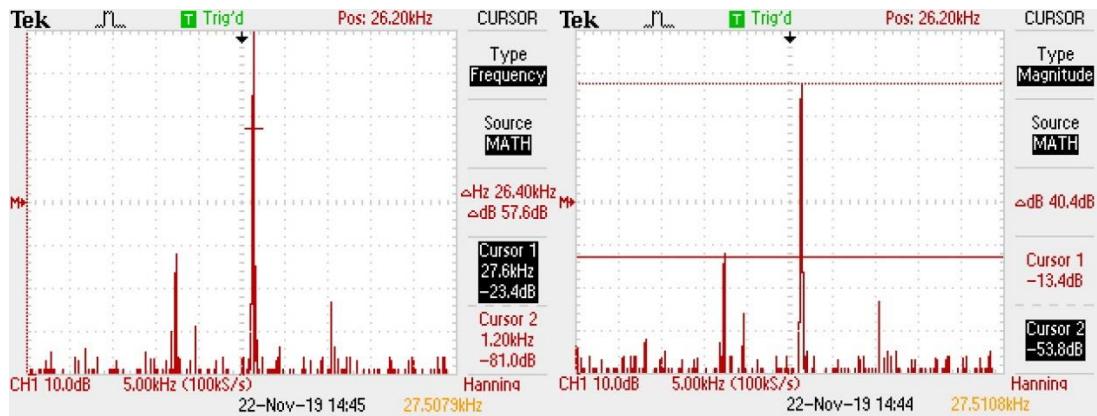


Figure 6.6.2-1 – Taux de distorsion de l'oscillateur de la porteuse du signal audio

Figure 6.6.2-2 – Taux de distorsion de l'oscillateur de la porteuse du 1<sup>er</sup> interrupteurFigure 6.6.2-3 – Taux de distorsion de l'oscillateur de la porteuse du 2<sup>e</sup> interrupteur

$$TDH(\%)_{audio} = 10^{\frac{(-59,4) - (-20,6)}{20}} * 100 = 1,148\%$$

Équation 6.6-1

$$TDH(\%)_{INT1} = 10^{\frac{(-52,2) - (-15,8)}{20}} * 100 = 1,462\%$$

Équation 6.6-2

$$TDH(\%)_{INT2} = 10^{\frac{(-53,8) - (-13,4)}{20}} * 100 = 1,047\%$$

Équation 6.6-3

### 6.6.1. Impédance de sortie

Tableau 6.6-1 - Impédance de sortie des oscillateurs

Oscillateur	22k	27k	51.5k
$V_{th}$ (V)	5.84	6.40	2.96
$V_x$ (V)	4.52	5.08	2.76
$R_{th}$ ( $\Omega$ )	29.2	26.0	7.24

## 6.7. Interprétation

Pour ce qui est de l'oscillateur de 22.36 kHz, sa fréquence d'oscillation pratique est de 20.75kHz. On considère que ce n'est pas un problème puisque cette fréquence n'est pas dans la bande passante d'un autre module dans le projet. La fréquence centrale du filtre passe bande que <>reçoit<> cette fréquence été conçu avec un potentiomètre qui ajuste la fréquence centrale. Le potentiomètre est donc tourné jusqu'à ce que la DEL allume à sa luminosité maximale. Le même processus de résolution a été fait avec l'oscillateur de 27.38kHz, qui a maintenant une fréquence de 27.53 kHz.

L'impédance de sortie des oscillateurs de boutons est d'environ 30 ohm. Puisque l'impédance d'entrée du sommateur actif est de 10kOhm, l'impédance de sortie des oscillateurs est respectable. Le modulateur est le circuit qui reçoit le signal de l'oscillateur de 51.5kHz. Ce modulateur a une impédance de 10kOhm, ce qui est beaucoup plus grand que l'impédance de sortie  $\approx 100\Omega$  de l'oscillateur.

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

Les oscillateurs respectent les contraintes du cahier de charge

## VI. Conclusion

En conclusion, le modulateur AM a été conçu selon les contraintes du cahier de charge après quelques ajustements du premier livrable, soit la plage écrasée. Un filtre passe bande a été ajouté à la fin du circuit de modulation pour bien isoler les deux signaux audios. Le filtre passe-bande suivi d'un démodulateur AM a été conçu en ajustant la bande passante. Elle a été réduite pour des raisons pratiques. Les signaux audios sont mélangés dans le fils commun et retrouvé dans leur canal respectif tel que demandé par le cahier de charge. L'équipe 3 a choisi de monter deux boutons et a donc construit trois oscillateurs avec un taux de distorsion inférieur à 5%.

Lors de la conception, nous avons observé que la théorie et la pratique ne concordent pas toujours. Par exemple, 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, différentes méthodes d'approximation ont été utilisées. De plus, lors de la présentation les amplificateurs ont été plus performant que d'autres jours. Ceci a engendré des problèmes avec les oscillateurs, ayant beaucoup plus d'harmonique impure.

Le projet est alors complété. Le projet a montré aux étudiant comment additionner, moduler, transférer, filtrer et démoduler des signaux analogiques. Une bonne compréhension des circuit analogiques est nécessaire dans le génie électrique puisque toute donnée prise du monde réelle commence par un signal analogique.

## 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. Leduc-Primeau, François. Moodle - ELE2003. *Moodle*. [En ligne] 13 11 2019. [Citation : 14 11 2019.] [https://moodle.polymtl.ca/pluginfile.php/638832/mod\\_resource/content/0/cours11.pdf](https://moodle.polymtl.ca/pluginfile.php/638832/mod_resource/content/0/cours11.pdf).
5. École Polytechnique de Montréal. [En ligne] <http://www.polymtl.ca/etudes/cours/details.php?sigle=ELE2003>.
6. Audet Y., Morin C. *ELE2003 - Guide de Travail - Rev 3*. Montréal : École Polytechnique de Montréal, 2019.
7. Contributors. Butterworth filter. *Wikipedia*. [En ligne] The Free Encyclopedia. [Citation : 14 08 2019.] [https://en.wikipedia.org/wiki/Butterworth\\_filter](https://en.wikipedia.org/wiki/Butterworth_filter).
8. Murara. EMI suppression filters \_ Murata Manufacturing Co. [www.murata.com](http://www.murata.com). [En ligne] Murata manufacturing. [Citation : 14 09 2019.] <https://www.murata.com/en-global/products/emc/emifil/knowhow/basic/chapter06-p8>.
9. *Datasheet-UA741. 7929237 0023607 6*.
10. 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>.
11. Le Ny, Jérôme. *Cours 3 - Filtres analogiques linéaires I*. Montréal : Polytechnique Montréal, 2016.
12. F., Leduc-Primeau. *Expérience 1 : Montages à base d'ampli-OP*. Montréal : Polytechnique de Montréal, 2019.

## 8. Historique des révisions

Tableau 6.7-1 – Historique des révisions

Révision	Date	Paragraphe	Modification
0	2019/11/14	V	Juliette Arcouet : création du livrable 4
1	2019/11/26	Tous	Maxime Laroche : Ajout des autres rapport intermédiaire
2	2019/11/27	Tous	Juliette Arcouet et Maxime Laroche : tout
3	2019/12/02	Tous	Juliette Arcouet et Maxime : tout