

LELEC1101 Rapport Final

Synthétiseur - Casque Anti-Bruit

Groupe 31 - Delait L, Delcoigne B, Dufromont C, Letor M.

Mai 2019

Table des matières

1	Introduction	4
2	Vue d'ensemble du circuit	4
3	Spécifications	5
I	Synthétiseur	5
4	Clavier	5
4.1	Description	6
4.2	Fonctionnement	6
4.3	Équations et dimensionnement	6
4.4	Les deux montages suiveurs	6
4.4.1	Description et Fonction	6
4.4.2	Équation	7
4.5	Résultats expérimentaux et comparaison	7
4.6	Pistes d'amélioration	8
5	Oscillateur contrôlé en tension (OCT)	8
5.1	Fonctionnement et description	8
5.2	Décomposition par blocs	8
5.2.1	Inverseur	8
5.2.2	Sommateur inverseur	9
5.2.3	Intégrateur	9
5.2.4	Bascule à hystérèse	11
5.3	Comparaison	12
6	Conformateur à diodes	13
6.1	Description	13
6.2	Fonctionnement	13
6.3	Équations	13
6.4	Choix des composants	14
6.5	Comparaison	15
6.6	Résultat	16
II	Noise-cancelling	16
7	Introduction	16
8	Micro filtre passe-haut	17
8.1	Description	17
8.2	Entrée-sortie	17
8.3	Choix des composants	17
9	Amplificateur variable	17
9.1	Description	17
9.2	Équations	17
10	Filtre passe-tout	18
10.1	Description	18
10.2	Equations	18
10.2.1	Module	19
10.2.2	Phase	19
10.3	Choix des composants	19
10.4	Comparaison	20
10.4.1	Simulation	20
10.4.2	Résultat	21

11	Sommateur	21
11.1	Description	21
11.2	Equations	22
11.3	Choix des composants	22
12	Suiveur	22
12.1	Description	22
12.2	Equations	22
III	Conclusion	22
IV	Annexe	24

1 Introduction

Dans le cadre du cours LELEC1101, les étudiants de deuxième bachelier en ingénieur civil ont été conviés à concevoir un synthétiseur et une unité d'annulation de bruit. L'Université Catholique de Louvain a mis les composants électroniques nécessaires à leur disposition. Notamment des résistances, capacités, amplificateurs opérationnels, comparateurs et des switches. Aucun autre composant n'était autorisé.

Le synthétiseur doit produire des sons correspondant à des notes de musique lors d'un appui sur ses touches. Dans notre implémentation, il est constitué d'un clavier, d'un oscillateur contrôlé en tension et d'un lisseur de signal. Le casque anti-bruit doit annuler les bruits parasites extérieurs. Il est constitué d'un micro, d'un filtre, d'un amplificateur et d'une unité de déphasage. Les deux signaux de sortie des deux unités doivent ensuite être additionnés pour alimenter le casque audio. Le produit final de notre projet est assez fidèle aux objectifs fixés. Le synthétiseur reproduit toutes les notes de deux octaves ($LA3 \rightarrow LA5$) avec une imprécision moyenne de 4 Hz (0.5%) et maximum de 10Hz (1%). L'unité anti-bruit fonctionne comme attendu théoriquement : tous les signaux sont d'amplitude et de déphasage attendu. En pratique, lorsque le casque est branché, il est toutefois très difficile d'entendre une atténuation du bruit. Cela est dû à la difficulté de calibrage de l'implémentation.

2 Vue d'ensemble du circuit

La Figure 1 présente la décomposition en schémas blocs globale. Le circuit est divisé en deux sous-circuits. Le premier se charge de la fonction synthétiseur alors que le second se charge de la réduction de bruit. Le synthétiseur est constitué d'un ensemble de boutons qui produisent un signal à tension continue. Ce dernier alimente un oscillateur contrôlé en tension (OCT) qui produit un signal triangulaire dont la fréquence dépend linéairement de la tension d'entrée. Le signal triangulaire est ensuite transformé en pseudo-sinusoïde afin de produire un son.

L'unité anti-bruit est constituée d'un microphone dont le signal est d'abord filtré et amplifié. Ce filtrage est nécessaire car une composante continue est présente dans le signal capté par le microphone. Le signal filtré est enfin déphasé. Le déphasage est indispensable pour compenser le temps pris par le trajet du son sur la distance oreille-microphone. Les deux signaux sont ensuite additionnés et envoyés dans un casque audio.

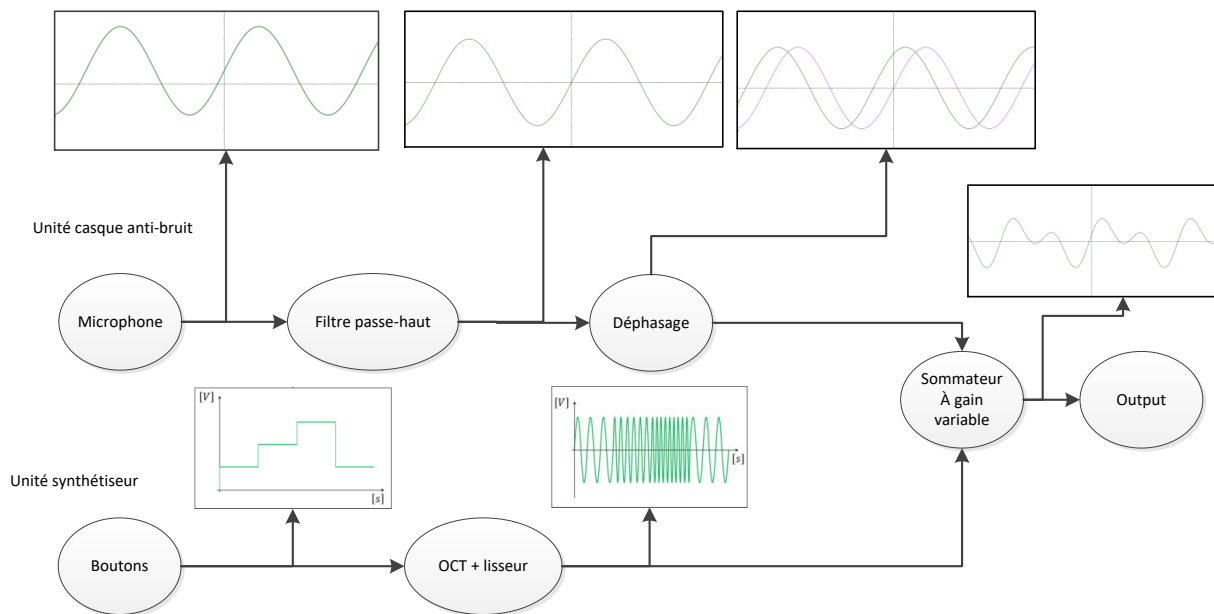


FIGURE 1 – Schéma bloc global du circuit

3 Spécifications

Contraintes	
	Tensions d'alimentation de + et - 15V
	perturbation monochromatique
Choix synthétiseur	
Nombre d'octaves couvertes	2 (La 3 (440Hz) - La5 (1760 Hz))
Fonction du synthétiseur	$f = \frac{440}{1.5} V_{in}$
Amplitude du son	2V
Effets sonores	Aucun
Pureté des notes	δf_{moyen} de 4 Hz (0.5%) δf_{max} de 10 Hz (1%)
Choix casque anti-bruit	
Fréquence à laquelle l'annulation est maximale	1000 Hz
Taux de réduction	indéterminé

Première partie

Synthétiseur

Cette partie expose en détail l'implémentation choisie pour le synthétiseur. Il est composé d'un clavier qui prend pour entrée une tension continue et sort une tension différente selon la combinaison de touches pressées. Ce signal est introduit dans un oscillateur commandé en tension (OCT) produisant un signal triangulaire périodique de fréquence linéairement proportionnelle à la tension d'entrée. Le signal triangulaire est lissé par un conformateur à diodes qui le convertit en signal pseudo-sinusoidal.

4 Clavier

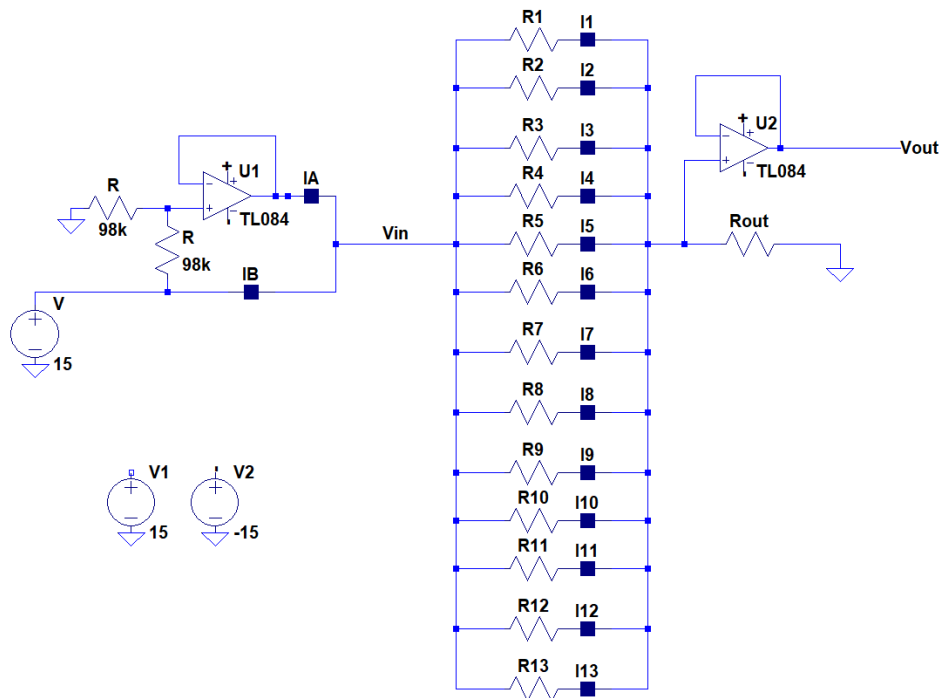


FIGURE 2 – Montage Clavier - I_i est ici le diminutif de l'Interrupteur i

4.1 Description

Le clavier permet, selon la combinaison d'interrupteurs fermés, de produire une tension V_{out} allant de 1.5 à 3 V et de 3 à 6 V. Comme décrit sur la Figure 1, ce signal en tension continue alimente ensuite l'oscillateur contrôlé en tension qui produit un signal dont la fréquence lui est directement proportionnelle.

4.2 Fonctionnement

Le clavier fonctionne sur base d'un double diviseur résistif : le premier permet d'avoir une tension d'entrée (V_{in}) de 7.5V ou 15V (selon si I_A ou I_B est fermé) et le second permet de modifier la valeur des résistances R_i , et donc la tension V_{out} (en fermant un des interrupteurs I_i), $i \in [1, 13]$.

4.3 Équations et dimensionnement

Sur base du dimensionnement de l'OCT, la tension minimale V_{out} doit être de 1.5V et correspondre à un LA3 (440Hz). La relation tension-fréquence étant linéaire, LA4 (880Hz) \leftrightarrow 3V et LA5 (1760Hz) \leftrightarrow 6V.

La tension de sortie du clavier (V_{out}) ne dépasse pas 6V pour être sûr de rester dans la zone de comportement idéal de l'ampli op.

25 notes doivent pouvoir être jouées par le synthétiseur et donc 25 tensions produites en V_{out} .

Ce bloc étant un diviseur résistif (avec 2 montages suiveurs dont la présence sera justifiée par la suite), l'équation qui le caractérise est la suivante :

$$V_{out} = \frac{V_{in}(I_A, I_B) \cdot R_{out}}{R_i(I_i) + R_{out}} \quad (1)$$

Avec $i \in [1, 13]$.

On peut donc jouer sur 2 paramètres d'un côté et 13 de l'autre ce qui fait 26 tensions en V_{out} possibles et donc 26 notes potentielles.

Le synthétiseur doit être capable de produire 25 notes du LA3 au LA5 selon nos spécifications. Sur base de la relation LA4 (880Hz) \leftrightarrow 3V et en sachant que la relation V_{out} -fréquence est linéaire, connaissant les fréquences voulues, on peut déterminer les tensions V_{out} en sortie du clavier.

Le LA4 peut être joué de 2 manières différentes par les combinaisons (i_A, i_{13}) ou (i_B, i_1) qui produisent toutes les 2 une tension de 5V :

De là, connaissant V_{out} , il ne reste qu'à déterminer les valeurs des résistances R_{out} et R_i . La valeur de R_{out} a été imposée à 362Ω , et de là se calculent les valeurs de la Figure 3

	R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	R8	R9	R10	R11	R12	R13	Rout
Valeur (Ω)	1448	1346,43	1250,54	1160,03	1074,59	993,97	917,87	846,02	778,22	714,23	653,83	596,81	543	362

FIGURE 3 – Tableau valeurs résistances

Finalement, la Figure 4 donne la tension V_{out} à la sortie du clavier ainsi que la note correspondante à la sortie de l'OCT selon la combinaison d'interrupteurs actionnés.

4.4 Les deux montages suiveurs

4.4.1 Description et Fonction

L'introduction d'un montage suiveur U1 se justifie par le fait qu'un simple diviseur de tension provoque une chute de tension en V_{in} lorsqu'on active un des interrupteurs I_i , le courant étant trop faible pour maintenir la tension à 7.5V.

	I1	I2	I3	I4	I5	I6	I7	I8	I9	I10	I11	I12	I13	
IA	LA 3	LA# 3	SI 3	DO 4	DO# 4	RE 4	RE# 4	MI 4	FA 4	FA# 4	SOL 4	SOL# 4	LA 4	Note
	440	466	494	523	554	587	622	659	698	740	784	830	880	Fréquence (Hz)
	1,5	1,59	1,68	1,78	1,89	2,00	2,12	2,24	2,38	2,52	2,67	2,83	3	Vout (V)
IB	LA 4	LA# 4	SI 4	DO 5	DO# 5	RE 5	RE# 5	MI 5	FA 5	FA# 5	SOL 5	SOL# 5	LA 5	Note
	880	932	987	1046	1108	1174	1244	1318	1397	1480	1568	1661	1760	Fréquence (Hz)
	3	3,17	3,36	3,57	3,78	4,00	4,24	4,49	4,76	5,04	5,34	5,66	6	Vout (V)

FIGURE 4 – Tableau interrupteurs-tension-note

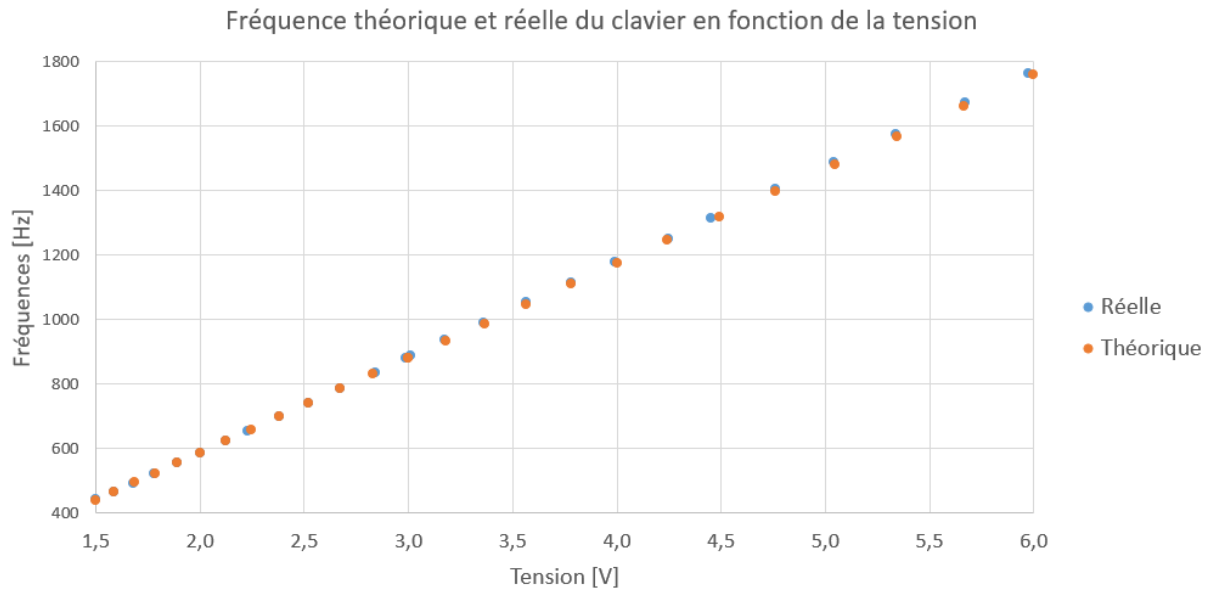


FIGURE 5 – Graphe fréquence-tension

De la même façon, le montage suiveur U2 fut implémenté car le courant en sortie du clavier est trop faible en entrant dans l'OCT, une chute de tension apparaissant à cet endroit.

4.4.2 Équation

Dans la zone de comportement idéal de l'ampli op l'équation qui les caractérise est :

$$V_{out} = V_{in}$$

4.5 Résultats expérimentaux et comparaison

On observe sur la Figure 5 un léger décalage entre les fréquences souhaitées et les fréquences réellement obtenues (δf_{max} de 10Hz, δf_{moyen} de 3.5Hz). Cette différence peut être expliquée car les tensions en sortie de l'OCT ne sont pas parfaitement égales aux valeurs souhaitées (δV_{max} de 43mV, δV_{moyen} de 7mV).

Cette différence minime de tension peut elle-même s'expliquer par le fait qu'il y ait une différence entre les valeurs des résistances voulues et les valeurs réelles du circuit (δR_{max} de 14 Ω , δR_{moyen} de 5 Ω).

Toutes les résistances sont des potentiomètres qu'il a fallu régler manuellement, les valeurs de résistances nécessaires n'étant évidemment pas disponibles telles quelles, de par leur valeur très spécifique. Les erreurs sont

donc causées par le degré de précision mécanique des potentiomètres.

Toutes les valeurs des mesures sont disponibles en Annexe.

4.6 Pistes d'amélioration

Il serait opportun d'imaginer un troisième interrupteur I_C en lien avec la source et un diviseur de tension tel que $V_{in} = 0.75V$. De fait, et par le même raisonnement qu'explicité ci-dessus, on pourrait couvrir les notes du LA2 au LA3 et ainsi de suite avec un quatrième interrupteur tel que $V_{in} = 0.375V$. Cela nécessiterait des valeurs de plus en plus précises pour les résistances utilisées (et donc des imprécisions grandissantes) et permettrait de couvrir toutes les notes plus basses que LA3.

5 Oscillateur contrôlé en tension (OCT)

5.1 Fonctionnement et description

L'oscillateur commandé en tension se base sur un principe de rétroaction. La spécification donnée est qu'une tension continue est donnée en entrée afin de générer un signal triangulaire périodique. Le système conçu est le suivant : soit la tension continue entre telle quelle dans le circuit, soit elle est inversée. Ce signal continu positif ou négatif entre dans un montage ampli-op intégrateur produisant une pente montante, ou descendante. Ce signal linéaire croissant ou décroissant commande une bascule à hystérèse qui active un interrupteur lorsque la tension atteint un certain seuil, et le désactive seulement lorsqu'un autre seuil est atteint. Cet interrupteur a un effet sur la tension d'entrée qui est inversée ou non. Un signal triangulaire apparaît en coordonnant correctement ces trois éléments.

5.2 Décomposition par blocs

Cette section détaille chaque bloc composant l'oscillateur contrôlé en tension. Les variables utilisées, ainsi que le circuit implémenté se trouvant en Figure 6.

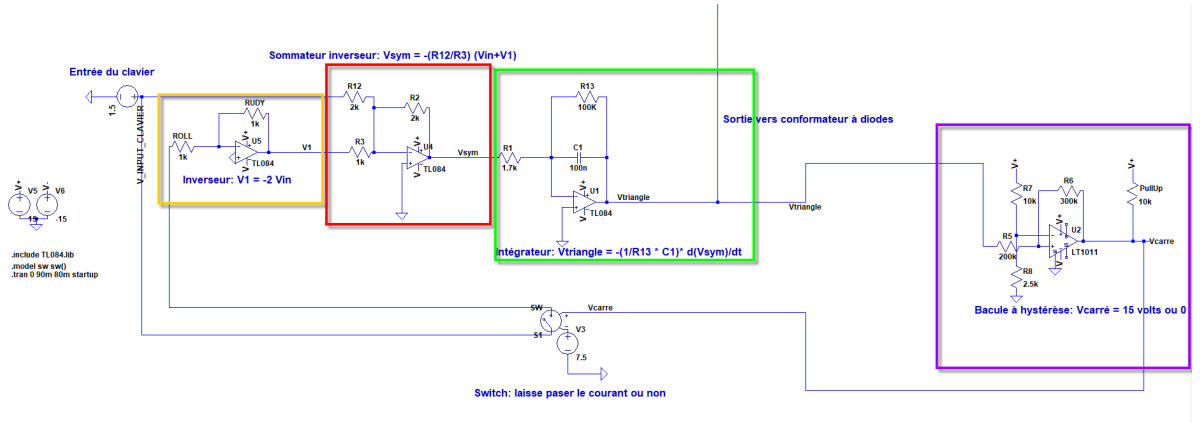


FIGURE 6 – Circuit de l'oscillateur contrôlé en tension

5.2.1 Inverseur

Description La Figure 7 présente le schéma de l'inverseur. L'inverseur prend pour tension d'entrée la tension sortant du clavier, ou bien une tension nulle, dépendant de l'état du switch. L'objectif est d'en ressortir la tension inverse.

Equations Par la loi des noeuds,

$$V_1 = -\left(\frac{R_{udy}}{R_{oll}}\right) \cdot V_{in} \quad (2)$$

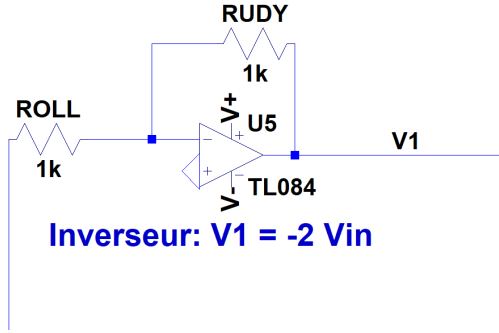


FIGURE 7 – Schéma de l'inverseur

Choix des composants L'objectif du bloc est d'obtenir une tension de sortie

$$V_1 = -V_{in}$$

V_{in} . Le rapport des résistances $\frac{R_{udy}}{R_{oll}}$ doit donc être unitaire. Nous avons choisi des résistances de même valeur.

5.2.2 Sommateur inverseur

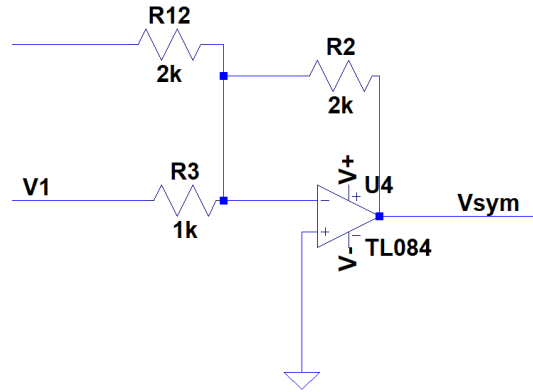


FIGURE 8 – Schéma de sommateur inverseur

Description La Figure 8 présente le schéma du bloc sommateur. Le sommateur prend pour tension d'entrée la tension générée par le clavier, ainsi que la tension sortant de l'inverseur. L'objectif visé est d'obtenir selon l'état d'un switch la tension d'entrée du clavier, ou son inverse. Cet objectif est atteint facilement avec un sommateur inverseur qui somme soit uniquement le signal sortant du clavier, soit le signal du clavier additionné de son inverse avec un rapport de 2.

Équations Par Kirchhoff :

$$V_{sym} = -R2\left(\frac{V_{in}}{R12} + \frac{V1}{R3}\right) \quad (3)$$

Choix des composants Lorsque le switch laisse passer le courant, le sommateur inverseur reçoit deux entrées : V_{in} et $V1$. L'objectif est d'obtenir V_{in} en sortie. Par la relation 3, $V_{sym} = V_{in}$ si $R2 = R12$ et $2 R3 = R2$. Lorsque le switch ne laisse pas passer le courant, le sommateur inverseur inverse uniquement V_{in} avec un rapport unitaire. Selon l'état du switch, la sortie est bien la tension d'entrée inversée ou non.

5.2.3 Intégrateur

Description La Figure 9 présente le schéma de l'intégrateur à perte. L'objectif du bloc intégrateur est d'obtenir en sortie un signal triangulaire symétrique. En intégrant une tension continue positive, on obtient une tension linéairement croissante en sortie. Pour une tension d'entrée négative, la sortie est décroissante. La tension d'entrée

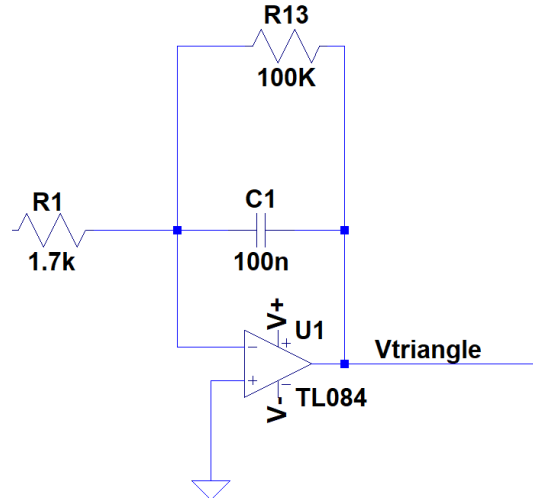


FIGURE 9 – Schéma de l'intégrateur

est positive ou négative suivant l'état du switch. Cette sortie sera symétrique uniquement si la période durant laquelle la pente est décroissante est aussi longue que lorsqu'elle est croissante. Autrement dit, si la tension d'entrée est positive durant un laps de temps, elle doit être négative durant le même laps de temps. La bascule à hystérèse a pour rôle d'actionner le switch au bon moment pour coordonner cette tâche.

Équations La tension de sortie de l'intégrateur peut à nouveau être exprimée par la loi des noeuds :

$$V_{triangle} = \frac{-1}{R13 \cdot C1} \int V_{sym} dt \quad (4)$$

Le gain est donné par

$$\frac{-R1}{R13} \left(\frac{1}{1 + R13j\omega C1} \right) \quad (5)$$

La fréquence de coupure est donnée par

$$\frac{1}{2\pi R13 C1} \quad (6)$$

Choix des composants Le choix de la résistance et de la capacité influence directement sur la fréquence de l'OCT. Il est donc primordial d'exprimer la fréquence en fonction de la tension d'entrée.

L'équation 4 de l'intégrateur nous permet de calculer la pente du signal triangulaire :

$$\frac{dV_{triangle}}{dt} = \frac{-1}{R13 \cdot C1} V_{sym} \quad (7)$$

Le bloc suivant, la bascule à hystérèse, fait en sorte que le signal triangulaire reste borné entre la tension de bascule haute et basse. Cela signifie que sur une demi-période, la tension passe linéairement du seuil haut au seuil bas. Seuil haut étant fixé à 5V, et bas à -5V. Sur une demi-période, le delta de tension est de 10V.

$$\frac{2 \cdot 10V}{T} \quad (8)$$

En combinant les équations (7) et (8),

$$\frac{1}{T} = \frac{V_{sym}}{20 \cdot R13 \cdot C1} \quad (9)$$

Avant de déterminer R et C, il est impératif d'associer une tension à une fréquence. Nous avons choisi une fréquence de 440Hz lorsque $V_{in} = 1.5V$. Comme la fréquence dépend linéairement de la tension d'entrée (9), à 3V nous aurons 880Hz, et à 6V 1760Hz. Avec l'équation 9, en remplaçant la fréquence par 440Hz et la tension par 1.5V, nous trouvons

$$R13 \cdot C1 = 1.704 \cdot 10^{-4}$$

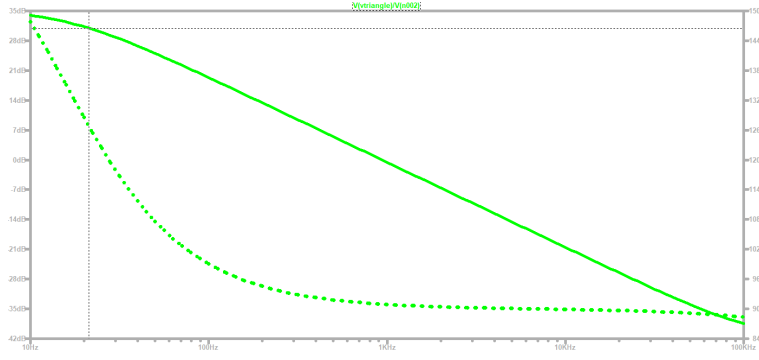


FIGURE 10 – Diagramme de bode de l'intégrateur (simulation)

Une capacité de 100nF a été choisie, ainsi qu'un potentiomètre de $2k\Omega$ réglé à $1.7k\Omega$. La résistance R13 a été choisie telle que la fréquence de coupure soit d'environ 20Hz afin de se situer dans le comportement intégrateur (voir Figure 10) de l'ampli-op dans nos fréquences générées. Une résistance de 100K donne une fréquence de coupure de 16Hz par l'équation (6). C'est bien ce qu'on peut observer dans le Figure 10.

5.2.4 Bascule à hystérèse

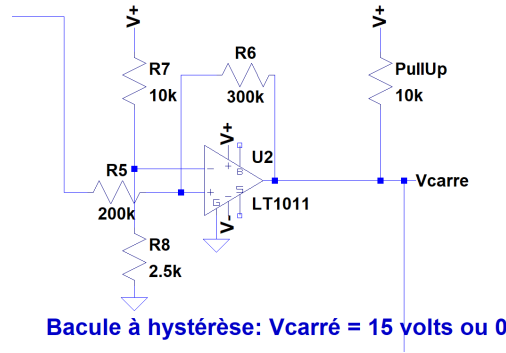


FIGURE 11 – Schéma de la bascule à hystérèse

Description La Figure 11 présente le schéma de la bascule à hystérèse. Le rôle de la bascule à hystérèse est d'actionner l'interrupteur de rétroaction au bon moment (voir intégrateur). L'interrupteur est commandé en tension : il s'ouvre lorsqu'une tension de 15V lui est donnée en entrée, et se ferme avec une tension nulle. Par conséquent, la spécification donnée au bloc bascule à hystérèse est de générer une tension continue de 15V lorsqu'un seuil haut a été atteint, et une tension nulle lorsqu'un seuil bas a été atteint. Les seuils haut et bas ont été fixés à +5V et -5V. Il est impératif que la valeur absolue des seuils soit identique afin d'avoir un signal triangulaire symétrique.

Le signal sortant de l'intégrateur entre dans la bascule à hystérèse. Initialement, ce signal est décroissant. Lorsque le seuil de -5V est atteint, la bascule actionne le switch, ce qui a pour effet d'inverser la tension entrante dans l'intégrateur et par conséquent de produire un signal linéaire croissant. Lorsque ce signal atteint le seuil de 5V, le switch change à nouveau d'état et donc le signal décroît à nouveau. Ce mécanisme nous fournit donc un signal triangulaire périodique.

Equations Les équations (10) et (11) donnent les valeurs des seuils haut et bas de la bascule à hystérèse. V_{ref} est la tension à la borne négative de l'amplificateur opérationnel. Nous pouvons la fixer avec le pont résistif formé de R7 et R8.

$$V_h = V_{REF} \cdot \left(1 + \frac{R5}{R6}\right) \quad (10)$$

$$V_b = V_{REF} + \frac{R5}{R6} \cdot (V_{ref} - V_{DD}) \quad (11)$$

La spécification du bloc est un seuil haut, V_h égal à 5V, et un seuil bas, V_b égal à -5V. En résolvant le système d'équations, sachant que $V_{DD} = 15V$, nous trouvons :

$$V_{ref} = 3V$$

$$\frac{R6}{R5} = \frac{3}{2}$$

Choix des composants V_{Ref} est générée par un simple diviseur résistif constitué d'un potentiomètre de $10k\Omega$. Pour effectuer nos calculs nous avons utilisé la condition de simplification : $1k\Omega < R_{pullup} \ll R6$. R_{pullup} , la résistance pullup est une résistance de $10k\Omega$. R6 doit donc lui être bien supérieure. Pour le rapport R5/R6, un potentiomètre de $400k\Omega$ a donc été choisi.

5.3 Comparaison

Afin de vérifier la cohérence des calculs et simulation, il est important de comparer les signaux obtenus aux différents endroits de l'OCT. Cette section reprend les signaux d'entrée et de sortie de chaque bloc, en simulation et en réalité.

Sortie du sommateur Selon les équations, la sortie du sommateur présente un signal périodique carré symétrique. Avec une tension haute égale à l'inverse de la tension basse. La Figure 12 montre la tension en sortie du sommateur dans nos simulations LTSPICE, alors que la Figure 13 montre la tension dans le circuit implémenté. Les signaux simulés sont symétriques comme prévu par les équations. Les signaux réels semblent être symétriques aussi. L'erreur est trop petite pour être mesurée.

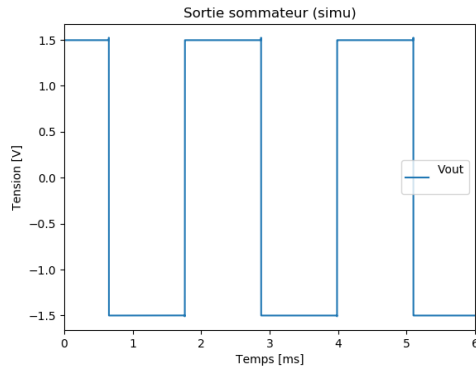


FIGURE 12 – Signal en sortie du sommateur(simulation)

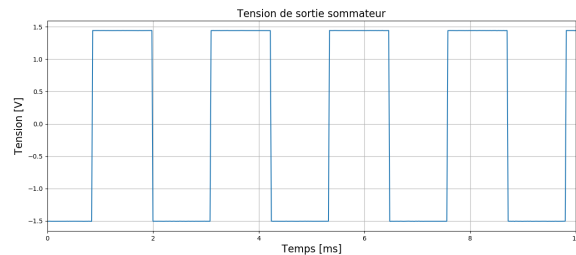


FIGURE 13 – Sortie du sommateur inverseur(MyDaq)

Sortie de l'intégrateur Le signal triangulaire sortant de l'intégrateur doit en théorie être borné entre -5 et 5V. Cela se justifie par le fait que la bascule à hystérèse agit théoriquement à -5V et 5V pour inverser la pente de l'intégrale. La Figure 14 montre le signal simulé sortant de l'intégrateur et la Figure 15 montre ce même signal dans le circuit implémenté. En simulation comme en réalité, la tension d'entrée est de 1.5V, ce qui correspond théoriquement à une fréquence de 440Hz, donc une période de 2.2ms. C'est bien ce qu'on peut observer sur les deux figures.

Bascule à hystérèse Le paramètre important à analyser dans la bascule à hystérèse est la tension seuil. La Figure 16 montre en simulation le signal entrant et sortant de la bascule. Nous observons bien que la bascule s'actionne à -5 et 5V en simulation. Malheureusement, le MyDaq ne nous permet pas de faire un graphe de la tension de la bascule. En effet, la tension varie entre 0 et 15V alors que le MyDaq sature à 10.66V. À l'oscilloscope nous avons remarqué que le signal, quelle que soit la fréquence, a une amplitude de 15V.

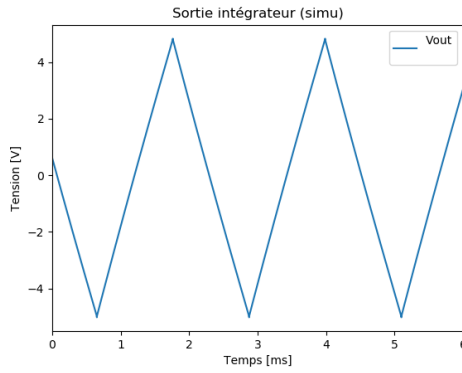


FIGURE 14 – Signal en sortie de l'intégrateur (simulation)

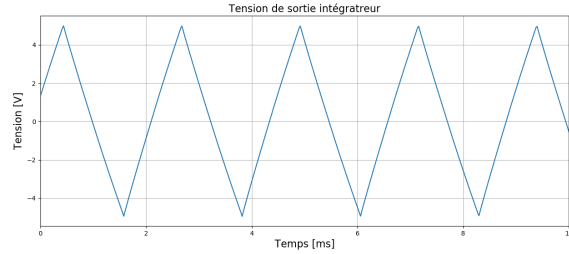


FIGURE 15 – Signal en sortie de l'intégrateur(MyDaq)

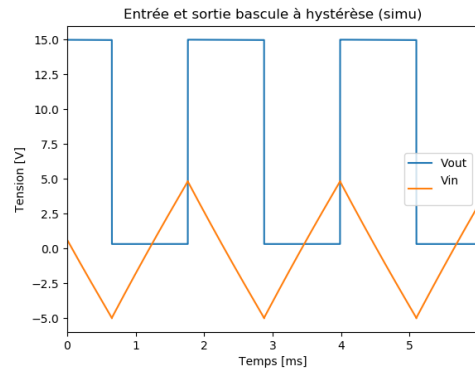


FIGURE 16 – Signal entrant et sortant de la bascule à hystérèse (simulation)

6 Conformateur à diodes

6.1 Description

Ce bloc prend en entrée le signal triangle de l'intégrateur et l'interpole en un sinus plus doux à l'oreille. Le choix du conformateur à diodes pour effectuer cette tâche se justifie pour plusieurs raisons. Les fréquences auxquelles nous travaillons varient entre 440 Hz et 1760 Hz or le conformateur est insensible à la fréquence. Cependant il requiert une amplitude constante ce qui est bien notre cas (5 V).

6.2 Fonctionnement

Le conformateur fonctionne comme un diviseur résistif qui change de valeur en fonction de la tension d'entrée (Figure 17). Ce système se base sur la non-idéalité des diodes qui ne s'activent qu'à partir de 0.6 V. Le sinus est donc interpolé en segments de droites comme montré sur la Figure 18.

6.3 Équations

La tension de sortie du conformateur varie en fonction du nombre de diodes passantes. Ainsi, lorsqu'aucune diode ne laisse passer le courant (entre 0 et t_1), le conformateur agit comme un diviseur de tension entre R_4 et les autres résistances. De ce fait la tension de sortie s'exprime :

$$V_s = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} V_e$$

À l'instant t_1 , la diode D_5 devient passante, ce qui signifie que la tension aux bornes du premier étage (qui est égale à la tension aux bornes de R_1) vaut 0.6 V :

$$\frac{V_e(t_1) \cdot R_1}{(R_1 + R_2 + R_3 + R_4)} = 0.6V$$

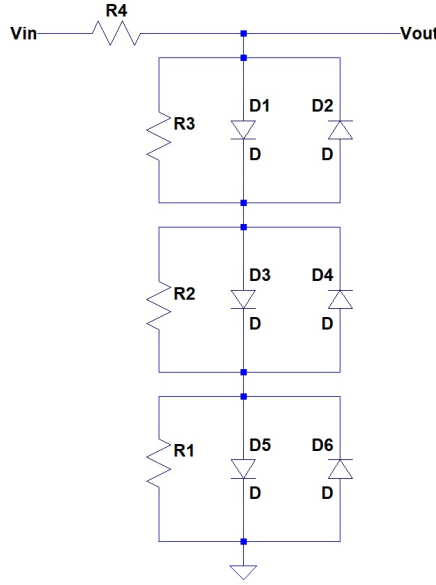


FIGURE 17 – Schéma du convertisseur à diodes

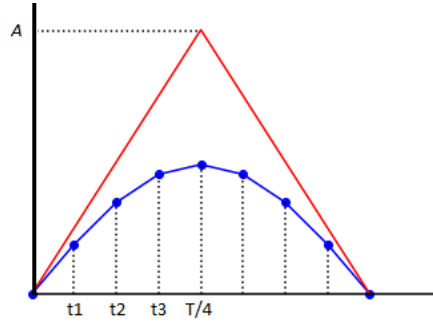


FIGURE 18 – Fonctionnement du convertisseur à diodes

Une fois que les diodes sont passantes, elles se comportent comme des sources de tension DC de 0.6 V. Nous pouvons donc trouver trois autres équations décrivant le convertisseur en fonction de la tension d'entrée :

Entre t_1 et t_2 :

$$V_s(t) = 0.6 + \frac{(V_e(t) - 0.6) \cdot (R_2 + R_3)}{R_2 + R_3 + R_4}$$

Entre t_2 et t_3 :

$$V_s(t) = 1.2 + \frac{(V_e(t) - 1.2) \cdot R_3}{R_3 + R_4}$$

Entre t_3 et $T/4$:

$$V_s(t) = 1.8 + \frac{V_e(t) - 1.8}{R_4}$$

Les tensions négatives sont obtenues de la même façon avec les diodes disposées dans l'autre sens.

6.4 Choix des composants

Le choix des résistances s'effectue en fonction du choix des abscisses où sera interpolé le sinus. Ce choix d'abscisses doit en effet permettre de minimiser les contributions des harmoniques dans le signal pour avoir un sinus le plus pur possible. Nous avons décidé de prendre des intervalles proportionnels à la pente du sinus, et non équidistants car le sinus est assez linéaire au début puis devient de plus en plus courbe.

Prenons un sinus d'amplitude 1 et de période 2π (cela simplifie les calculs mais ne change pas les résultats) et calculons les fractions de période. Nous savons que la pente de $\sin(t)$ est décrite par $\cos(t)$ et qu'elle varie de

1 à 0 entre 0 et $T/4(=\pi/2$ ici). Nous séparons donc l'intervalle de pente en 4 et égalons ces temps aux pentes correspondantes :

$$(\cos(0) = 1), \cos(x1) = 0.75, \cos(x2) = 0.5, \cos(x3) = 0.25$$

Ce qui nous donne nos abscisses qu'il faut encore diviser par 2π afin d'obtenir des fractions de période. On obtient $t1 \simeq 0.115T$, $t2 = T/6 \simeq 0.167T$ et $t3 \simeq 0.21T$. Le sinus interpolé avec de telles abscisses est représenté à la figure 19.

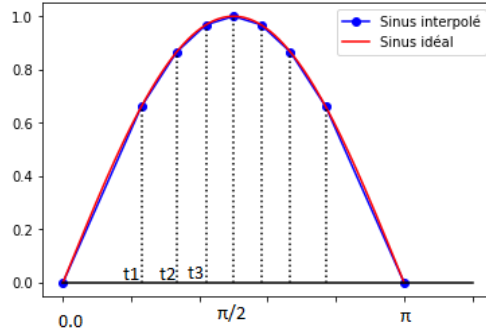


FIGURE 19 – Sinus interpolé aux abscisses optimisées

Une fois ces abscisses calculées, les résistances découlent des équations aux différents points d'interpolation à savoir :

En $t1$:

$$0.6 = \frac{V_e(t1).R1}{R1 + R2 + R3 + R4}$$

En $t2$:

$$0.6 = \frac{(V_e(t2) - 0,6).R2}{R2 + R3 + R4}$$

En $t3$:

$$0.6 = \frac{(V_e(t3) - 1,2).R3}{R3 + R4}$$

Nous disposons donc de 3 équations à 4 inconnues. Nous avons décidé arbitrairement de fixer $R4$ à 1.8 k Ω . En résolvant ensuite le système et en tenant compte que le signal triangle d'entrée varie entre -5v et 5V, nous obtenons $R1 = 450 \Omega$, $R2=633\Omega$ et $R3=1\ 017\Omega$.

6.5 Comparaison

La théorie nous dit que le sinus sera interpolé en segments de droite. Cependant, les diodes ne sont pas idéales et les points anguleux sont lissés. Ce comportement est pris en compte par LTSpice dans les simulations. La comparaison entre la simulation et les valeurs observées au MyDaq peut être observée aux Figures 20) et 21. On peut voir que les graphes sont très similaires au niveau de la forme et donc que les simulations se rapprochent très bien de la réalité.

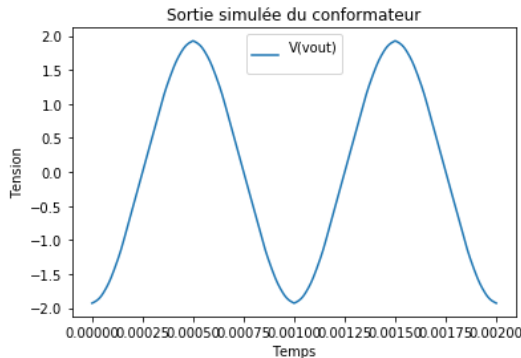


FIGURE 20 – Sortie du convertisseur sur LTSpice

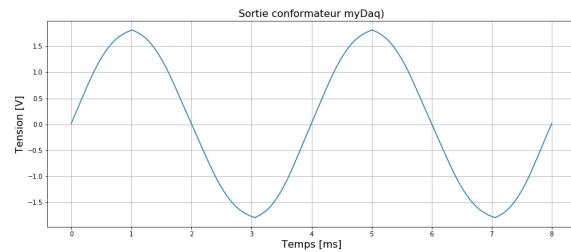


FIGURE 21 – Sortie du convertisseur au MyDaq

De plus, les simulations montraient que le conformateur interpolait le sinus de la même manière quelle que soit la fréquence. Des tests au laboratoire nous ont confirmé ce comportement, nous n'avons donc pas à nous soucier d'une éventuelle déformation quelle que soit la note jouée.

6.6 Résultat

La qualité d'un sinus s'observe en consultant son contenu spectral. Sur le spectre obtenu en simulation (Figure 22 à 1000 Hz), nous pouvons voir la fondamentale à $1kHz$ ainsi que la première harmonique à $3kHz$ qui est déjà très atténuée ($-32dB$). Toutes les harmoniques suivantes sont atténuées en deçà de cette valeur. Le spectre obtenu en laboratoire est similaire bien que l'on puisse constater une moindre atténuation des harmoniques. Cela peut s'expliquer par le fait que les résistances calculées ont des valeurs spécifiques que nous avons réalisées avec des potentiomètres moins précis que dans la simulation.

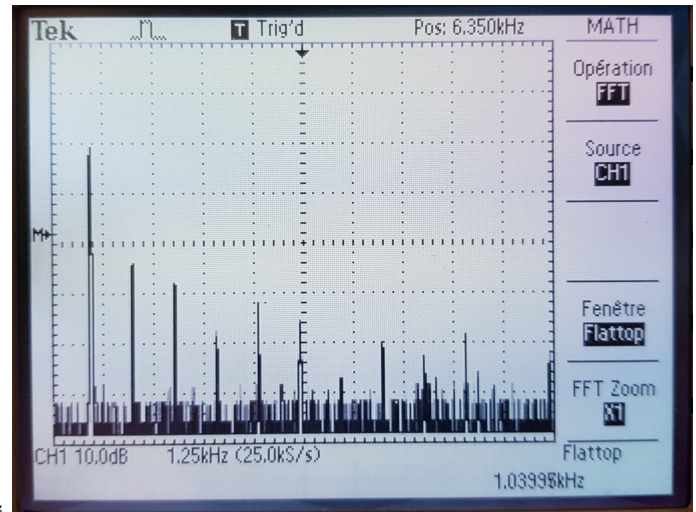
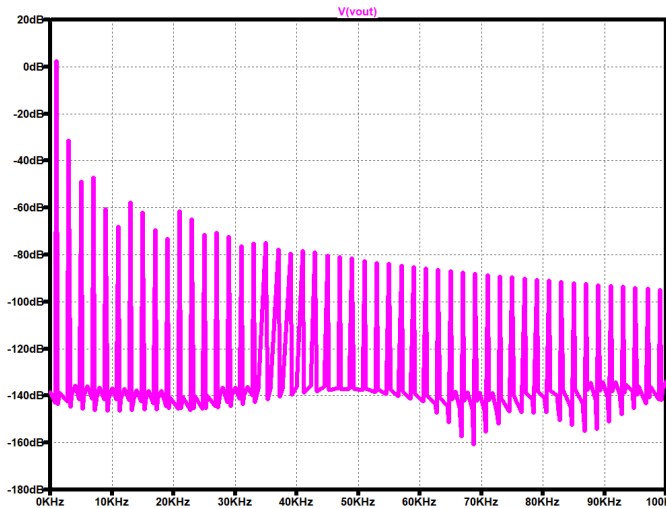


FIGURE 22 – Spectre de sortie du conformateur sur LTSpice

FIGURE 23 – Spectre de sortie du conformateur à l'oscilloscope

Deuxième partie Noise-cancelling

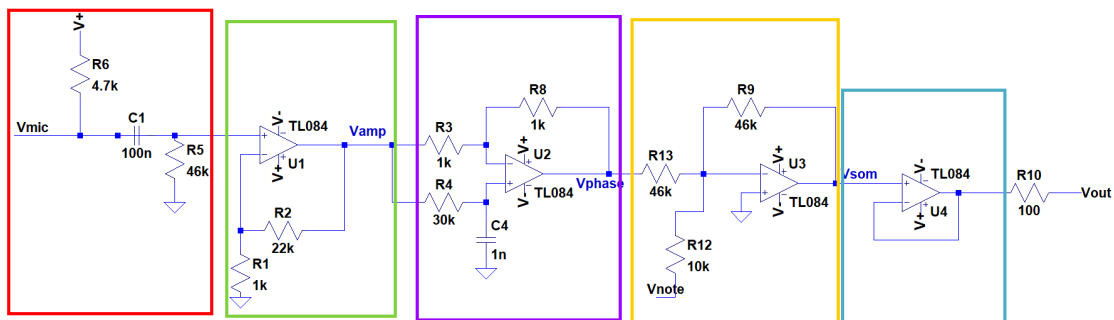


FIGURE 24 – Circuit anti-bruit

7 Introduction

Ce circuit (figure 24) capte un signal en entrée grâce au micro, amplifie ce signal, le déphase pour ensuite l'additionner au signal de sortie du conformateur. Cette addition est faite par le sommateur inverseur qui permet

également d'inverser le signal. Le signal ainsi renvoyé agit en interférence destructive avec les sons ambiants et supprime une partie d'entre eux pour permettre à l'utilisateur d'entendre plus clairement les notes émises par le synthétiseur.

8 Micro filtre passe-haut

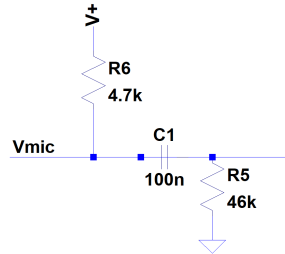


FIGURE 25 – Circuit micro filtre passe-haut

8.1 Description

Le but du micro est de capter le son extérieur que nous voulons annuler. Ce son, comme précisé dans les spécifications, est monochromatique.

8.2 Entrée-sortie

Entrée : onde sonore monochromatique

Sortie : Tension sinusoïdale dont l'amplitude est de l'ordre de la dizaine ou la centaine de millivolts.

8.3 Choix des composants

La capacité et la résistance jouent un rôle de filtre passe-haut, ce filtre permet de supprimer la composante DC du signal de sortie du micro. Pour que le filtre ait ce comportement, il faut que sa fréquence de coupure soit assez basse ($\leq 100\text{Hz}$). Nous avons alors pris une fréquence de 35Hz et par la relation 12 on trouve

$R5 = 46k\Omega$ et $C1 = 100nF$

L'autre résistance (R2) joue quant à elle un rôle dans l'alimentation du transistor du micro.

$$RC = \frac{1}{2\pi f_c} \quad (12)$$

9 Amplificateur variable

9.1 Description

Le circuit de la figure 26 est un amplificateur non-inverseur avec un gain variable grâce à un potentiomètre (représenté par R1 et R2 sur la Figure 26). En utilisation, son gain est d'environ 10 (tension du micro de l'ordre de 100mV) à 100 (tension micro de l'ordre de 10mV).

9.2 Équations

$$V_{out} = V_{in} * \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \quad (13)$$

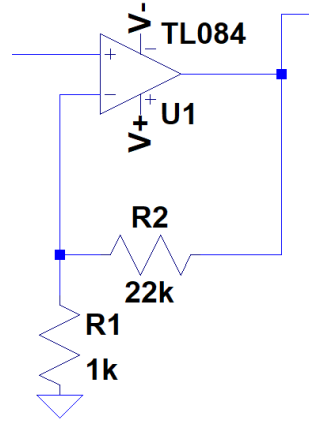


FIGURE 26 – Circuit amplificateur

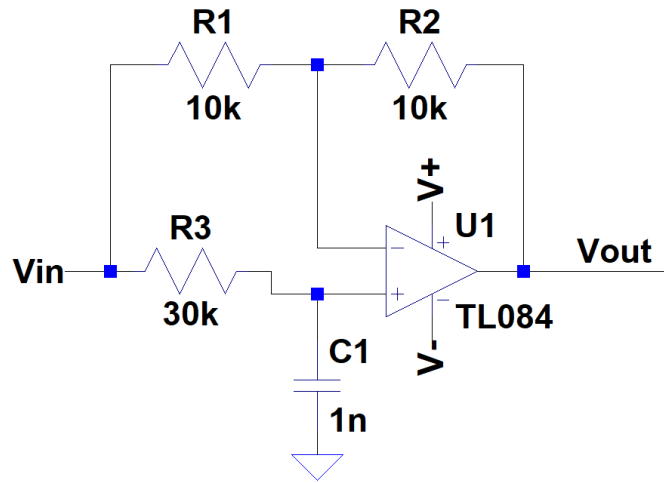


FIGURE 27 – Filtre passe-tout

10 Filtre passe-tout

10.1 Description

L'objectif de ce bloc (figure 27) est d'effectuer un déphasage entre les signaux d'entrée (V_{in}) et de sortie (V_{out}). Ce déphasage permet de compenser le décalage temporel dû à la distance entre le micro et l'oreillette. Sans ce bloc le son envoyé au casque serait en avance par rapport au son arrivant à l'oreille, empêchant donc une annulation complète.

10.2 Equations

\bar{H} , la fonction de transfert du bloc peut être déterminée et étudiée grâce à une étude du circuit. Ce bloc est parcouru par des signaux sinusoïdaux, il peut donc être décrit grâce aux équations phasorielles. Sur base des relations de Kirchhoff :

$$\begin{cases} \frac{\bar{V}_o - \bar{V}_i}{R_1} = \frac{\bar{V} - \bar{V}_i}{R_2} \\ \frac{\bar{V}_i - \bar{V}}{R_3} = j\omega C \bar{V} \leftrightarrow \bar{V} = \frac{\bar{V}_i}{R_3 j\omega C + 1} \end{cases}$$

Dans notre cas $R_1 = R_2$. on a donc

$$\begin{aligned} \bar{V}_o &= \bar{V}_i \cdot \frac{1 - R_3 j\omega C}{1 + R_3 j\omega C} \\ \bar{H} &= \frac{\bar{V}_o}{\bar{V}_i} = \frac{1 - R_3 j\omega C}{1 + R_3 j\omega C} \end{aligned}$$

Qu'on peut réécrire sous la forme

$$\bar{H} = \frac{1 - j \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (14)$$

$\omega_0 = \frac{1}{R_3 C}$ est la pulsation de coupure.

Sur base de (14), on peut étudier le comportement de $\bar{H}(j\omega)$ en module et en phase et en déterminer le diagramme de Bode.

10.2.1 Module

Le module de $\bar{H}(j\omega)$ peut s'exprimer selon l'équation suivante :

$$|\bar{H}(j\omega)| = \frac{\sqrt{1 + (R_3\omega C)^2}}{\sqrt{1 + (R_3\omega C)^2}} = 1 \quad (15)$$

Le module de \bar{H} ne varie donc pas avec la fréquence.

10.2.2 Phase

La phase de $\bar{H}(j\omega)$ peut s'exprimer selon l'équation suivante :

$$\text{Arg}(\bar{H}(j\omega)) = \text{Arg}(1 - R_3 j\omega C) - \text{Arg}(1 + R_3 j\omega C) \quad (16)$$

Arg(1 - R₃jω C) tend vers 0 pour des fréquences basses et $-\pi/2$ pour des fréquences hautes.

Arg(1 + R₃jω C) tend vers 0 pour des fréquences basses et $+\pi/2$ pour des fréquences hautes.

Arg(\bar{H}) tend donc vers 0 pour des fréquences basses et $-\pi$ pour des fréquences hautes.

La fréquence de coupure peut être déterminée grâce à (15) :

$$\begin{aligned} \omega_0 &= 2\pi f_0 = \frac{1}{R_3 C} \\ \leftrightarrow f_0 &= \frac{1}{R_3 C 2\pi} \end{aligned} \quad (17)$$

En remplaçant par les valeurs du circuit,

$$f_0 = 5.3 \text{ kHz}$$

Le diagramme de Bode simulé grâce à LTspice est disponible à la figure 28. Il correspond en tout point à cette analyse, La courbe pleine représentant le module et la courbe pointillée la phase.

La relation entrée-sortie du bloc peut donc être décrite de la sorte :

$$V_{out}(t) = V_{in}(t - \tau) \quad (18)$$

où, selon notre dimensionnement, τ est le temps mis par le son pour parcourir la distance entre le micro et l'oreillette.

10.3 Choix des composants

Nous estimons la distance entre le tympan de l'utilisateur et le haut-parleur (Δx) à 2cm et souhaitons annuler parfaitement la fréquence 1000 Hz.

Le temps que met l'onde sonore pour passer du haut-parleur au tympan est $\Delta t = \frac{\Delta x}{v} = 58 \cdot 10^{-6} \text{ s} \approx 60 \mu\text{s}$ avec v la vitesse du son dans l'air $\text{sec}(340 \text{ m/s})$.

Ce qui donne un déphasage $\Delta\phi = \omega\Delta t = 2\pi f\Delta t = 0.37[\text{rad}] = 21.2[\text{degres}]$.

Le déphasage entre l'entrée et la sortie doit être négatif pour pouvoir avoir un retard et non une avance de V_{out} sur

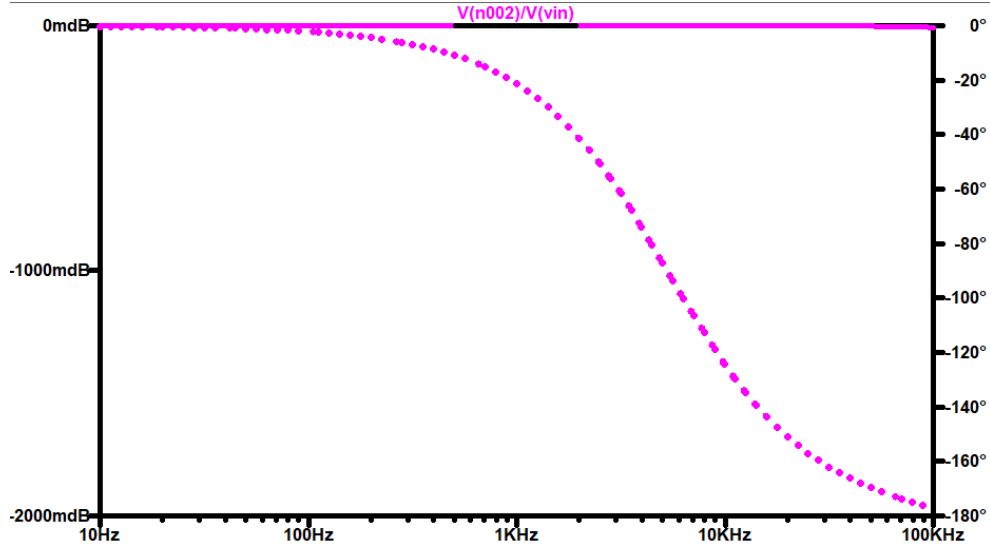


FIGURE 28 – Diagramme de Bode du filtre passe-tout (simulation)

Vin, nous prenons donc $-21.2[degrees]$. De plus, il n'est pas possible de faire un déphasage positif avec une capacité. En effet, une capacité ne peut que retarder la sortie par rapport à l'entrée.

Sur base de (16) :

$$Arg(\bar{H}(j\omega)) = \arctan\left(\frac{-R_3\omega C}{1}\right) - \arctan\left(\frac{R_3\omega C}{1}\right)$$

$$Arg(\bar{H}(j\omega)) = -2\arctan(\omega R_3 C)$$

Nous pouvons l'égaliser au déphasage voulu pour obtenir les valeurs de C et R_3 .

$$\omega \Delta t = -21.2 = -2\arctan(\omega R_3 C)$$

$$R_3 C_1 = \tan\left(\frac{\omega t}{2}\right) \cdot \frac{1}{\omega} = 29.75 \cdot 10^{-6} \quad (19)$$

d'où les valeurs $R_3 = 30k\Omega$ et $C_1 = 1nF$

Pour R_3 , nous utilisons un potentiomètre de $100k\Omega$ pour pouvoir calibrer parfaitement le déphasage. Nous pouvons ainsi nous adapter à une autre fréquence que $1000Hz$ ou à une distance micro-oreillette différente.

10.4 Comparaison

10.4.1 Simulation

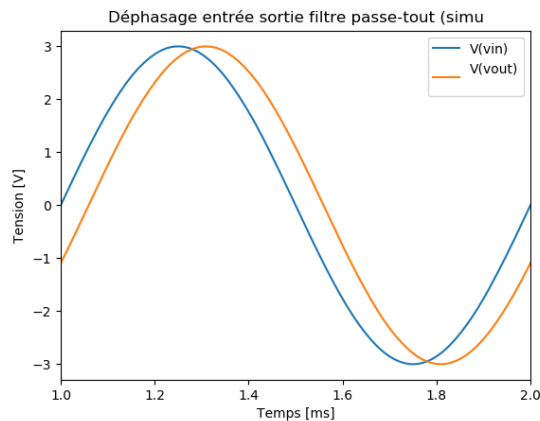


FIGURE 29 – Déphasage entré sortie (simu)

Le circuit (figure 27) a été simulé grâce au logiciel Ltspice. On observe donc bien un déphasage entre l'entrée et la sortie (figure 29). Comme on peut le voir sur le diagramme de Bode (figure 28) : pour une fréquence de 1kHz , le déphasage entre l'entrée et la sortie est bien de l'ordre de -20 degrés. Lors des mesures effectuées sur Ltspice le déphasage était de $21,45$ degrés et le retard de $59,3\mu\text{s}$ pour une fréquence de 1kHz .

L'écart avec la théorie peut notamment s'expliquer par le fait que nous avons arrondi $29,75$ par 30 dans l'équation

10.4.2 Résultat

Les mesures obtenues avec le MyDaq coïncident avec les simulations. Le décalage est bien de $60\mu\text{s}$ (figure 30) lorsque le potentiomètre ($R3$ sur la figure 27) est réglé sur $30\text{k}\Omega$ et que le signal entrant est un sinus à 1kHz . De plus la fréquence mesurée sur le diagramme de Bode (figure 31) est bien de $5,3\text{kHz}$ comme calculée dans la section 10.2.2 à l'équation 17

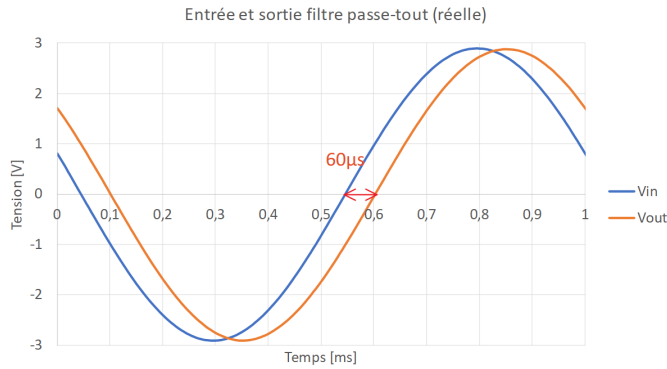


FIGURE 30 – Déphasage entré sortie (réel)

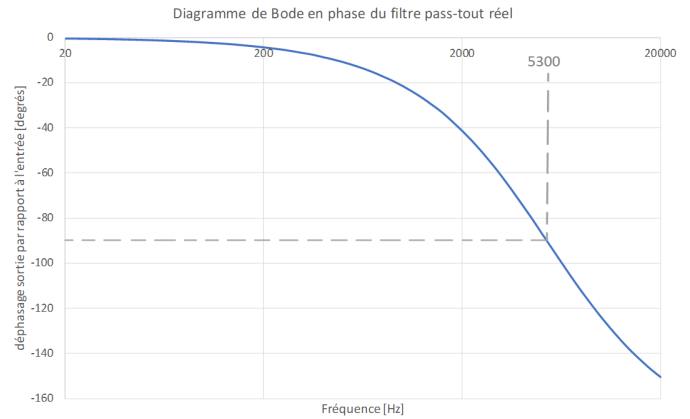


FIGURE 31 – Diagramme de Bode en phase du filtre passe-tout réel

11 Sommateur

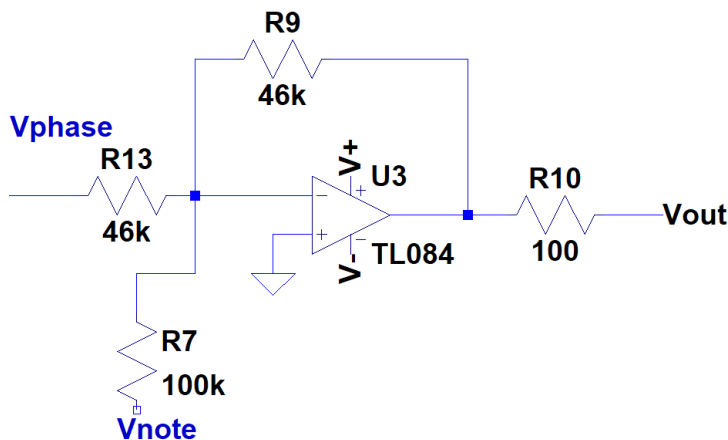


FIGURE 32 – Circuit Sommateur

11.1 Description

Ce bloc (figure 33) a pour objectif de sommer le signal de sortie du filtre passe-tout et celui du conformateur et ensuite inverser cette somme. Le signal de sortie est ensuite envoyé au casque par l'intermédiaire d'une résistance

variable (R10) permettant de limiter le courant.

11.2 Equations

Avec les lois de Kirchhoff :

$$\frac{V_{phase}}{R_{13}} + \frac{V_{note}}{R_7} = \frac{-V_{out}}{R_9}$$

$$V_{out} = -R_9 \left(\frac{V_{note}}{R_7} + \frac{V_{phase}}{R_{13}} \right) \quad (20)$$

11.3 Choix des composants

Sur base de l'équation (20), on peut dimensionner les valeurs des résistances.

Le signal V_{phase} a une amplitude théorique de l'ordre du Volt alors que le signal V_{note} a une amplitude d'environ 5V.

En jouant sur les résistances, on peut diminuer l'amplitude des tensions. Ainsi on peut diminuer l'impact de V_{note} sur le signal final pour rendre l'impact de V_{phase} plus significatif. De plus, il ne faut pas faire varier l'amplitude de V_{phase} qui a une amplitude parfaitement calibrée pour annuler le son. Cette tension est calibrée à l'aide du potentiomètre de l'amplificateur section 9.

Sur base de cette analyse, les valeurs des résistances suivantes ont été imposées :

R_7 = potentiomètre de $100k\Omega$ permettant de régler l'amplitude de la composante de sortie provenant de V_{note}

$R_{13} = 46k\Omega$

$R_9 = 46k\Omega$

12 Suiveur

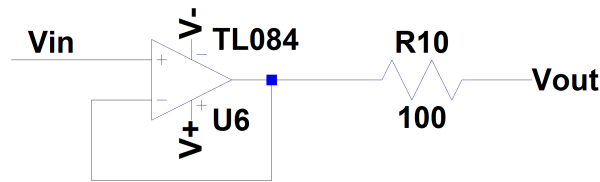


FIGURE 33 – Circuit Suiveur

12.1 Description

Le but du suiveur est d'isoler l'impédance d'entrée et de sortie. Il permet d'alimenter le casque et d'éviter une chute de tension à la sortie du sommateur à cause du faible courant que celui-ci peut délivrer.

La résistance R10 est implémentée par un potentiomètre de 220Ω , faire varier cette résistance permet de faire varier le courant alimentant le casque et donc faire varier l'intensité du son.

12.2 Equations

$$V_{out} = V_{in}$$

Troisième partie

Conclusion

Cette conclusion va reprendre le fonctionnement théorique global du circuit, comparer le résultat obtenu avec nos spécifications et enfin aborder des pistes d'amélioration et d'optimisation.

Synthétiseur Ce bloc est dimensionné pour produire la gamme des notes suivantes : LA3 \rightarrow LA5, soit en couverture fréquentielle : 440Hz \rightarrow 1760Hz.

L'enclenchement d'une combinaison d'interrupteurs permet d'avoir en sortie du clavier une tension continue commandable entre 1.5 et 6V selon la combinaison enclenchée. Ce signal rentre dans l'oscillateur contrôlé en tension (OCT) qui produit un signal triangulaire dont la fréquence est linéairement proportionnelle à la tension en sortie du clavier.

Ce signal triangulaire rentre enfin dans un conformateur à diodes qui le modifie en un signal dont la forme est proche d'un sinus en diminuant au maximum la valeur de l'amplitude pour toutes ses harmoniques hormis la fondamentale.

Noise-Cancelling Ce bloc a été dimensionné pour annuler parfaitement un signal monochromatique de 1000 Hz. Plus la fréquence du son diffère de cette valeur et plus le taux d'atténuation du dispositif diminue.

Le son à annuler rentre dans un micro qui le transforme en signal électrique. Ce signal passe ensuite dans un filtre passe-haut pour enlever la composante DC et enfin dans un filtre passe-tout pour le déphaser.

Le tout rentre dans un sommateur-inverseur, ainsi la composante "Noise-cancelling" du signal de sortie agit en interférence destructive avec le bruit à atténuer et l'utilisateur n'entend que le son venant du synthétiseur. Libre cours à votre imagination pour nous sustenter de vos plus belles compositions.

Critique La partie "synthétiseur" répond parfaitement aux spécifications avec une différence maximale de fréquence en sortie du conformateur de 10Hz ou 0.5% sur les 2 octaves couvertes.

L'étude expérimentale du "Noise-Cancelling" nous fait remarquer que les signaux sont parfaitement en accord avec la théorie : un signal monochromatique de 1000 Hz peut être atténué à plus de 99 % en théorie, plus la fréquence s'éloigne de cette valeur et plus le taux d'atténuation diminue.

Optimisation Globalement, nous sommes satisfaits du travail final et pensons qu'il respecte la majorité des objectifs fixés. Certains éléments peuvent être améliorés comme l'unité anti-bruit qui demande beaucoup de précision pour le calibrage de par la sensibilité du micro, ce qui la rend peu fonctionnelle. Il serait aussi possible d'augmenter le nombre d'octaves couvertes par le synthétiseur, mais cela demanderait une grande précision dans les valeurs des résistances choisies, cette précision étant dépendante des appareils de mesure utilisés. Dans notre cas une précision de l'ordre du $m\Omega$ nous a limité à l'implémentation de 2 octaves.

Quatrième partie

Annexe

Ci-joint le tableau contenant toutes les valeurs de tensions à la sortie du clavier, les fréquences associées en sortie du synthétiseur, les résistances théoriques associées (R_i avec $i \in [1, 13]$) ainsi que les valeurs expérimentales, le δ entre ces 2 valeurs et le δ moyen.

	f théorique (Hz)	f réelle (Hz)	Delta f	Vout Théorique (V)	Vout Réelle (V)	deltaV	R Théorique (Ohm)	R Réelles (Ohm)	delta r
	440	440,980	0,980	1,500	1,500	0,000	1448	1449	1,00
	466,16	465,970	0,190	1,589	1,585	0,004	1346	1353	6,57
	493,88	492,307	1,573	1,684	1,683	0,001	1251	1258	7,46
	523,25	522,730	0,520	1,784	1,778	0,006	1160	1170	9,97
	554,37	555,000	0,630	1,890	1,892	0,002	1075	1079	4,41
	587,33	586,000	1,330	2,002	1,999	0,003	994	1003	9,03
	622,25	623,000	0,750	2,121	2,122	0,001	918	922	4,13
	659,26	654,000	5,260	2,247	2,230	0,017	846	861	14,98
	698,46	700,000	1,540	2,381	2,382	0,001	778	781	2,78
	739,99	741,000	1,010	2,523	2,520	0,003	714	719	4,77
	783,99	785,000	1,010	2,673	2,672	0,001	654	657	3,17
	830,61	835,000	4,390	2,832	2,840	0,008	597	597	0,19
	880	880,000	0,000	3,000	2,986	0,014	543	548	5,00
	880	887,000	7,000	3,000	3,010	0,010			
	932,32	935,000	2,680	3,178	3,174	0,004			
	987,76	990,000	2,240	3,367	3,360	0,007			
	1046,5	1052,000	5,500	3,568	3,564	0,004			
	1108,74	1116,000	7,260	3,780	3,783	0,003			
	1174,66	1177,000	2,340	4,005	3,989	0,016			
	1244,5	1252,000	7,500	4,243	4,246	0,003			
	1318,52	1313,000	5,520	4,495	4,452	0,043			
	1396,92	1406,000	9,080	4,762	4,763	0,001			
	1479,98	1487,000	7,020	5,045	5,042	0,003			
	1567,98	1574,000	6,020	5,345	5,341	0,004			
	1661,22	1672,000	10,780	5,663	5,674	0,011			
	1760	1764,000	4,000	6,000	5,976	0,024			
moyenne			3,697			0,007			5,65

FIGURE 34 – Tableau tension-fréquence-résistance

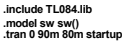


FIGURE 35 – Schéma du circuit complet