



ECOLE
POLYTECHNIQUE
DE BRUXELLES

Projet TRAN-H101

Implant Cochlear

TREMENTOZZI David Judah

MATAGNE Milo-Matéo

ALAH DAD Abul Fazel

CAPELLUTO Néo

PISKUNOVSKY Ilja

AIT SAID Zaky

Bertieaux Quentin

2022-2023

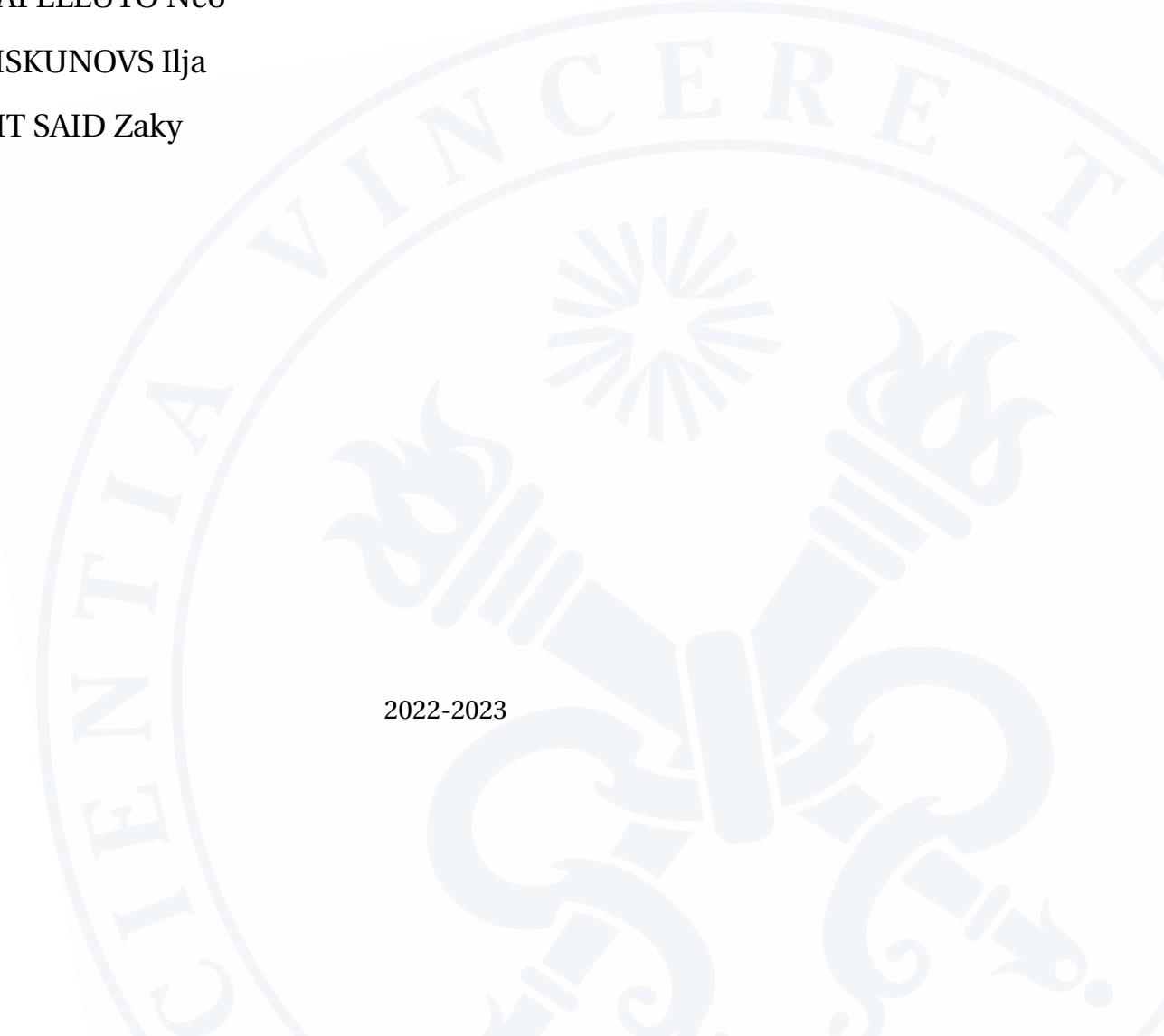
A large, faint watermark of the ULB seal is visible in the background. The seal is circular with the Latin motto "CIENTIA VINCERE" around the top edge and "SCIENTIA ET MALLEUS" around the bottom edge. In the center is a stylized torch or hammer.

Table des matières

1	Introduction	1
2	Circuit de transfert	3
2.1	Introduction	3
2.2	Présentation du circuit	3
2.2.1	Principe du transfert de puissance	3
2.2.2	Rendement	4
2.3	Fréquence de résonance	5
2.4	Rendement et Résolution du circuit	8
2.4.1	Principe	8
2.4.2	Résolution du circuit	8
2.4.3	Approche théorique de l'optimisation	10
2.4.4	Modélisation de la mutuelle	12
3	Démodulation	14
3.1	Introduction	14
3.2	Modulation	14
3.2.1	Fonctionnement du sound processor.	14
3.3	Démodulation	16
3.3.1	Diode/Pont de Diodes	16
3.3.2	Démodulateur	17
3.3.3	Filtre passe-bas	19
4	Manipulations et Tests	22
4.1	Introduction	22

4.2 Rendement	22
4.2.1 Méthode de mesure du rendement théorique	22
4.2.2 Méthode de mesure du rendement pratique	27
4.3 Construction de la bobine secondaire	29
4.4 Démodulateur	30
4.5 Réalisation du circuit imprimé	31
4.5.1 Modélisation	31
4.5.2 Soudure	32
4.6 Encapsulation	33
5 Cycle de vie	35
6 Conclusion	36
7 SWOT et fonctionnement de l'équipe :	38

Résumé

La réalisation de ce projet a été séparée en plusieurs étapes importantes qui seront présentées dans ce rapport de 6200 mots. L'objectif était d'avoir le meilleur rendement possible tout en prenant en compte les restrictions du cahier des charges. D'abord, une résolution du circuit a été effectuée pour trouver une formule qui donne le rendement. Pour ce dernier, la loi des mailles et le principe de résonance ont été utilisés. De plus, pour retrouver le signal de départ, un pont de diodes suivi d'un circuit RC a été réalisé. Différents nombres de tours et largeurs de fil ont ensuite été testés afin de déterminer les paramètres optimaux. Une hauteur de 0.8 cm et un rayon de 1.1 cm ont finalement été choisis. En effet, pour la hauteur, c'est la valeur maximale et il est impossible de faire plus petit dû au nombre de tours et pour ce qui est du rayon, c'est le minimum pour que le PCB rentre à l'intérieur du support, optimisant ainsi l'espace utilisée. Le meilleur résultat obtenu est de 54 tours pour 60% de rendement pratique et 45 tours pour 72.3% de rendement théorique.

1

Introduction

De nos jours, les appareils électroniques sont de plus en plus utilisés. Ceux-ci deviennent progressivement indispensables à notre quotidien. Il y a d'importants progrès technologiques, qui permettent à ces outils de devenir très utiles dans le domaine de la santé. Des dispositifs sont implantés tous les jours dans les corps de patients dans le besoin. Ceux-ci étant situés sous la peau, ils doivent être alimentés par induction. Pour minimiser les interventions chirurgicales, ces appareils doivent avoir le meilleur rendement possible, tout en restant fonctionnels.

Dans le cadre du projet de première année du cycle d'ingénieur civil, l'objectif est de réaliser un implant cochléaire. Le principe est de construire un circuit électrique permettant de recevoir par induction un signal modulé et de le démoduler pour retrouver le signal original tout en ayant le rendement le plus élevé possible.

Dans la 2ème partie, le circuit à résoudre sera présenté. Le rendement y sera défini, ainsi que les principaux concepts utilisés. Ensuite viendra la résolution du circuit avec d'abord les différentes données qui sont fournies, puis un développement théorique qui donnera la formule du rendement du circuit. Après cela, les dimensions de la bobine à réaliser seront déterminées par calcul.

Ensuite, la démodulation sera expliquée de fond en comble. Plus précisément : le fonctionnement du sound processor, le démodulateur, sans oublier les problèmes rencontrés ainsi que leurs solutions seront développés. Enfin, le concept de pont de diodes sera expliqué avec les intérêts de son utilisation.

Vient ensuite le circuit, qui sera d'abord réalisé sur une breadboard avec des composants traversants, puis sous forme de PCB avec des composants de surface dans le but que celui-ci soit peu volumineux, et qu'il puisse être introduit à l'intérieur du support de bobine.

Par la suite, le circuit, ainsi que la bobine, seront encapsulés pour qu'aucun court-circuit ne se fasse et que l'implant soit fonctionnel sous la peau du patient. Pour cela, certains choix devront être faits au préalable, comme les matériaux utilisés pour encapsuler le prototype final, ou

la technique d'encapsulation utilisée, en tenant compte de plusieurs aspects.

Finalement, les tests qui ont été effectués seront expliqués et illustrés, ainsi que les différentes hypothèses qui ont été confirmées ou réfutées.

Circuit de transfert

2.1 Introduction

Dans cette partie, le but est de pouvoir transférer le signal de la partie extérieur de l'implant vers la partie intérieur. La partie extérieur étant fournie, il faudra uniquement résoudre le circuit pour l'autre partie. Pour cela, Il faudra trouver les composantes qui composent le deuxième circuit, leur utilité et les valeurs pour que le signal soit retransmis de la manière la plus précise du circuit extérieur vers le circuit intérieur.

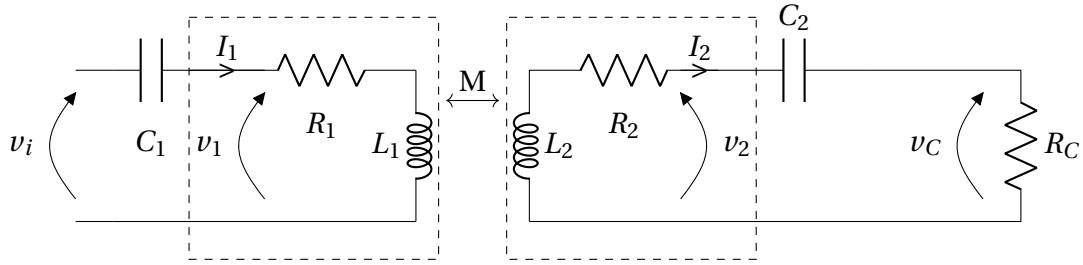
2.2 Présentation du circuit

Pour obtenir le signal le plus précis lors de la transmission de la primaire vers le secondaire, la bobine secondaire doit être construite de manière à maximiser le rendement lors ce transfert de puissance.

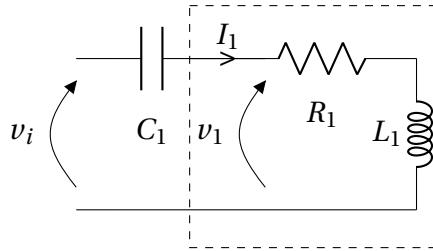
2.2.1 Principe du transfert de puissance

Lorsqu'une bobine est alimenté d'un courant alternatif, elle produit un champ magnétique variable. Si une deuxième bobine est placée à proximité, le flux de ce champ sera ensuite intercepté par la bobine secondaire qui induit une force électromotrice à ses bornes. Cette force électromotrice vaut $\mathcal{E} = j\omega MI = -V$ [p.107; Rob18a]. Où I est le courant qui circule dans la première bobine, V est la tension aux bornes de la deuxième bobine et M est l'inductance mutuelle entre les deux bobines. Cette dernière représente l'influence qu'a la première bobine sur l'autre et inversement. En effet, le champ magnétique engendré par le courant au sein de la première bobine induit une force électromotrice et donc une tension aux bornes de la deuxième bobine [p.222-223; Rob18b]. Ceci est le principe du transfert de puissance.

Le circuit du transfert de puissance est le suivant :

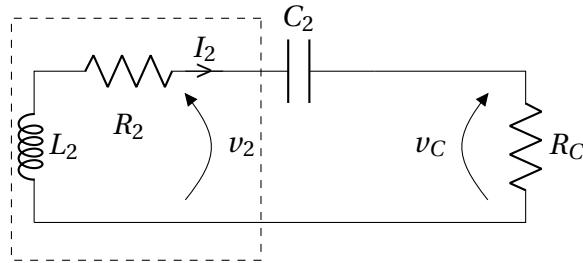


Durant cette section, lorsque le terme "circuit primaire" est énoncé, il s'agit du membre de gauche du circuit principal.



Cette partie du circuit est fournie et les valeurs des composants sont connues et fixées. Lorsque le terme " I_1 " est énoncé, il s'agit du courant qui circule dans cette partie du circuit.

Lorsque le terme "circuit secondaire" est énoncé, il s'agit du membre de droite du circuit principal soit :



Cette partie est le circuit qui sera résolu au cours de ce projet.

L_2 s'agit de la bobine qui induit le signal transmis depuis le circuit primaire dans la partie secondaire. Les paramètres de cette bobine permettent l'optimisation du transfert du signal.

Les valeurs des composants L_2 et C_2 sont donc à choisir de manière à optimiser le rendement de transfert vers la résistance de charge, R_C . La résistance de charge sera, par la suite, remplacée par un circuit de démodulation. Lorsque le terme " I_2 " est énoncé, il s'agit du courant qui circule dans cette partie du circuit.

2.2.2 Rendement

Le rendement est défini comme le rapport entre l'énergie utile et l'énergie totale consommée. Ce qui peut également s'exprimer comme le rapport entre la puissance utile et la puissance totale

dissipée.

$$\eta = \frac{P_{utile}}{P_{totale}}$$

La puissance dissipée dans un composant électrique est donnée par :

$$P = V \cdot I$$

Ou encore en utilisant la loi d'Ohm :

$$P = \frac{V^2}{R} = R \cdot I^2$$

(Où I est le courant qui traverse le composant, V est la différence de potentiel aux bornes du composant et R est la résistance du composant)

Donc, le rendement à maximiser est :

$$\eta = \frac{R_C I_2^2}{P_{totale}} \quad (2.1)$$

2.3 Fréquence de résonance

La résonance dans un circuit RLC est un phénomène qui permet au courant et à la tension d'atteindre leurs valeurs maximales.[Phy15]

Le circuit RLC est un circuit oscillatoire, c'est à dire que lorsque une force électromotrice alternative sinusoïdale est appliquée aux bornes de la bobine, de l'énergie est stockée dans le condensateur pour ensuite se décharger lorsque cette force électromotrice devient plus faible au cours de la période. À la résonance, le condensateur prend le relai de l'inductance exactement au bon moment ce qui fait que la réactance dans le circuit devient nulle. [Max20] Comme la réactance est nulle, l'impédance totale du circuit n'est plus que la résistance et le courant est donc maximal. Ceci est intéressant pour maximiser le rendement du transfert de puissance car ceci permet de supprimer la contribution de la réactance de L_2 et C_2 du calcul des pertes.

Il est également important de noter que les circuits résonants peuvent générer de plus hautes tensions et courants que ce qu'ils reçoivent.

Pour formaliser ceci mathématiquement, il faut passer par les phaseurs. Un phaseur est un nombre complexe qui est introduit dans des problèmes oscillatoires pour aider à la résolution de ceux-ci. Les phaseurs sont souvent représentés comme le caractère utilisé habituellement, souligné (ici la tension et le courant).

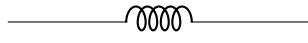
En notation phaseurs, les expressions de l'intensité aux bornes de résistances, de condensa-

teurs, et d'inducteurs sont données par :

$$\underline{V} = R\underline{I} \quad (2.2)$$



$$\underline{V} = i\omega L\underline{I} \quad (2.3)$$



$$\underline{V} = \frac{\underline{I}}{i\omega C} \quad (2.4)$$



En appliquant le principe de transposition des phaseurs, il est possible de transformer la loi des mailles habituelle en son phaseur :

$$\underline{V}_t = \underline{V}_L + \underline{V}_R + \underline{V}_C \quad (2.5)$$

Il est ensuite possible de factoriser par \underline{I} :

$$\underline{V}_t = \underline{I} * (R + i\omega L + \frac{1}{i\omega C}) \quad (2.6)$$

En posant :

$$Z = R + i\omega L + \frac{1}{i\omega C} \quad (2.7)$$

Le complexe Z sera désormais dénommé l'impédance du circuit. En isolant \underline{I} :

$$\underline{I} = \frac{\underline{V}}{Z} \quad (2.8)$$

[Hae20]

Pour conclure, pour maximiser la valeur de I, il faut donc minimiser celle de Z.

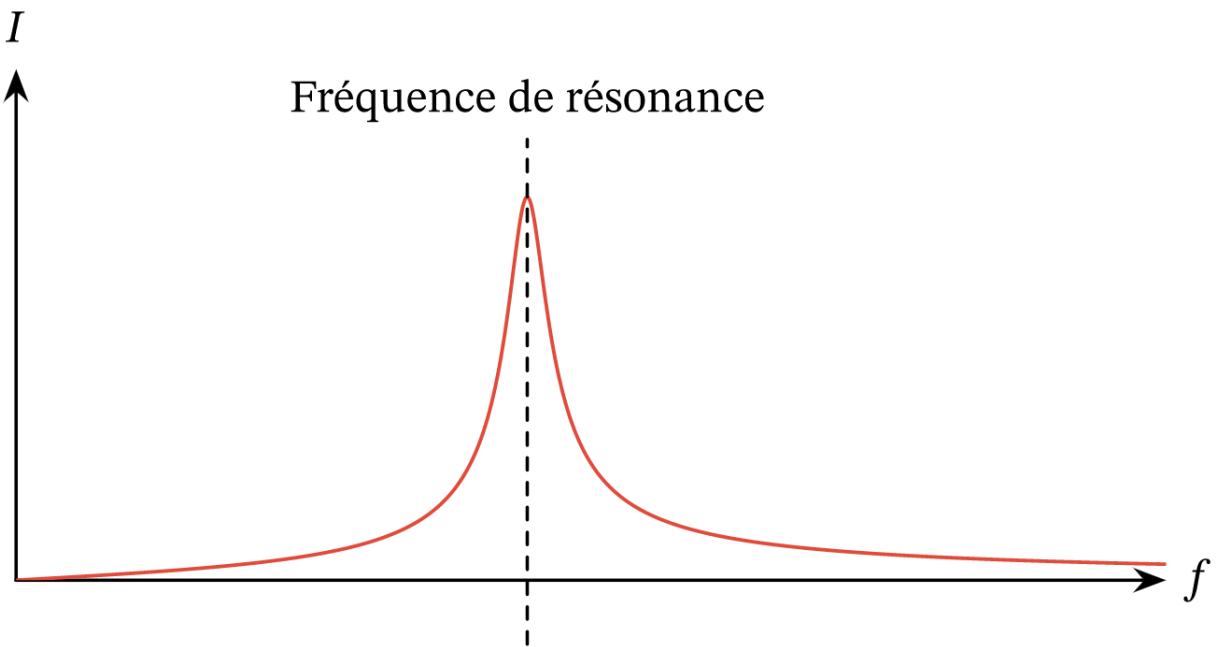


FIGURE 2.1 – Graphique illustrant le phénomène de résonance [Nag21]

Grâce à la formule de l'impédance Z :

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L + X_C)^2} \quad (2.9)$$

Où X_L et X_C sont, respectivement, la réactance de l'inductance et du condensateur. La réactance étant l'opposition du circuit au changement de courant dû au changement de sens du courant.

À résonance :[Uni22]

$$\begin{aligned} X_L + X_C &= 0 \\ \iff Z &= R \end{aligned} \quad (2.10)$$

où X est la partie imaginaire de Z, soit sa réactance.

Donc lorsque l'impédance est minimale, le courant est maximal. Il faudrait donc minimiser l'impédance afin de maximiser l'intensité. Avoir un courant plus élevé va permettre d'avoir un rendement maximal au niveau de R_C . En effet, même si les pertes seront plus grandes dans l'ensemble du circuit car l'intensité va augmenter, le courant et par conséquence la tension aux bornes de R_C vont également augmenter.

A l'impédance minimale :

$$\begin{aligned}
 X_L + X_C &= 0 \\
 \iff \omega L - \frac{1}{\omega C} &= 0 \\
 \iff \omega &= \frac{1}{\omega LC} \\
 \iff \omega^2 &= \frac{1}{LC} \\
 \iff \omega &= \sqrt{\frac{1}{LC}}
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

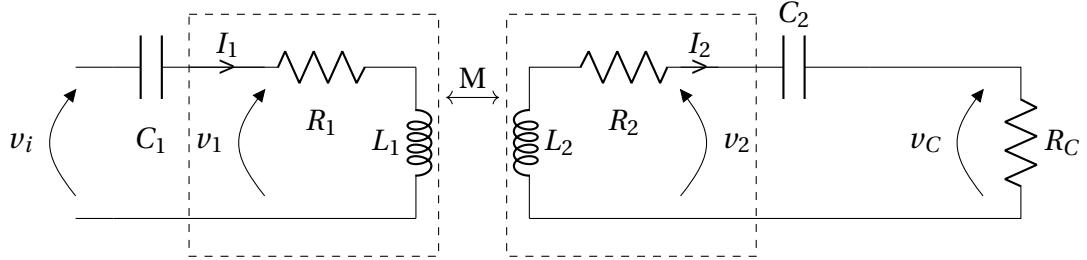
Avec $\omega = 2\pi f$, la fréquence de résonance est :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Il s'agit donc de la fréquence du générateur afin que le circuit entre en résonance. Celle-ci étant déjà donnée (300kHz) il ne reste plus qu'à trouver le bon condensateur pour notre bobine.

2.4 Rendement et Résolution du circuit

2.4.1 Principe



La résolution du circuit se base sur le principe de l'optimisation du rendement. Pour résoudre ce circuit, la valeur de L_2 sera choisie de manière à maximiser le rendement lors du transfert de puissance par induction depuis la partie primaire du circuit. Ensuite, de manière à minimiser le rapport entre les pertes et la puissance transmise (de manière à augmenter le rendement), la valeur de C_2 sera choisie tel que le circuit soit à résonance à la fréquence du circuit, soit 300kHz.

2.4.2 Résolution du circuit

Les valeurs de L_1 , C_1 , R_1 et R_C sont données et valent respectivement $85\mu\text{H}$, 3.3nF , 15Ω et 22Ω .

[EPB22a]

La puissance totale vaut la somme de toutes les puissances dissipées dans le circuit. La résistance de L_1 est représentée en R_1 , la résistance de L_2 est également représentée en R_2 . Ces résistances

sont dues à la longueur et l'épaisseur des fils. Cette partie résistive est la seule responsable de l'énergie dissipée. [p.259 ; Rob18a] Comme l'impédance d'un condensateur est purement réactive [p.248-249 ; Rob18a], elle n'intervient pas dans la formule du rendement.

Le circuit considéré est en courant alternatif, la puissance dissipée est donc une fonction du temps. Le rendement à maximiser correspond à la puissance moyenne et non pas à la puissance à un instant précis.

La puissance moyenne est définie par : $P_{moy} = V_{rms} I_{rms}$ [p.239 ; Rob18a] (Où V_{rms} et I_{rms} sont les valeurs moyennes quadratiques de la tension et le courant)

Les puissances à prendre en compte sont donc celles dues à R_1 , R_2 et R_C . En effectuant la loi des mailles dans la partie primaire et secondaire, l'expression suivante est obtenue pour la puissance totale :

$$P_{totale} = R_C I_{2rms}^2 + R_2 I_{2rms}^2 + R_1 I_{1rms}^2$$

Comme le but est de maximiser le rendement de transfert de puissance vers la résistance de charge, R_C , la puissance utile est donné par : $P_{utile} = R_C I_2^2$. Ce qui fait du rendement :

$$\eta = \frac{R_C I_{2rms}^2}{R_C I_{2rms}^2 + R_2 I_{2rms}^2 + R_1 I_{1rms}^2} \quad (2.12)$$

Par la loi des mailles, $v_2(t) = R_2 I_2(t) + R_C I_2(t) + (X_{C2} + X_{L2}) I_2(t)$ (Où X_{C2} et X_{L2} sont respectivement les impédances de C_2 et L_2)

Comme cité précédemment, si le circuit est à résonance, $X_{L2} = -X_{C2}$ Donc, si C_2 et L_2 sont choisis de telle sorte que 300 kHz soit la fréquence de résonance, cela permettrait de diminuer v_2 et d'exprimer C_2 en fonction de L_2 comme cité précédemment.

L'expression de v_2 se résume donc à $v_2(t) = R_2 I_2(t) + R_C I_2(t)$ et donc celle de v_{2rms} :

$$v_{2rms} = R_2 I_{2rms} + R_C I_{2rms}$$

Où la valeur rms (parfois dite efficace) s'agit de la moyenne quadratique.

Grâce à la loi des mailles, l'équation suivante est obtenue dans le second circuit :

$$\begin{aligned} -j I_1 \omega M &= I_2 \omega L j - \frac{j I_2}{\omega c} + R_c I_2 + R_2 I_2 \\ \iff I_2 (\omega L j - \frac{j}{\omega c} + R_c + R_2) &= -j I_1 \omega M \end{aligned}$$

Or comme le circuit est en résonance, $\omega Lj - \frac{j}{\omega c} = 0$. En isolant I_1 :

$$\iff I_{1rms} = -\frac{R_2 + R_C}{\omega M j} I_{2rms}$$

De plus, la tension dans le circuit primaire est donnée par

$$V_i = -\frac{j I_{1rms}}{\omega c} + I_{1rms} \omega L j + R_1 I_{1rms} - I_{2rms} j \omega M$$

Le formule du rendement peut donc s'écrire sous la forme suivante :

$$\eta = \frac{R_C I_{2rms}^2}{(R_1 I_{1rms}^2 - I_{2rms} j \omega M) I_{1rms}}$$

En remplaçant I_{1rms} par son expression trouvé précédemment et en simplifiant par les facteurs I_{2rms} :

$$\eta = \frac{R_C}{-R_1 \left(\frac{R_2 + R_C}{\omega M j}\right)^2 + R_2 + R_C}$$

Ou encore

$$\eta = \frac{\omega^2 M^2 R_C}{R_1 (R_2 + R_C)^2 + \omega^2 M^2 (R_2 + R_C)} \quad (2.13)$$

2.4.3 Approche théorique de l'optimisation

A partir de l'équation du rendement, il est possible de conclure que lorsque M tend vers l'infini, le rendement tend vers 1, de même si R_2 diminue, le rendement augmente. Donc lorsque M croît plus vite que R_2 , le rendement augmente et si R_2 croît plus vite que M le rendement diminue.

Modélisation de R_2

R_2 étant la résistance de la bobine, elle est dû à la longueur et résistivité du fil qui la compose mais aussi à l'effet de peau et l'effet de proximité.

Un conducteur parcouru par un courant alternatif génère un champ magnétique variable en son sein qui influence le flux du courant dans celui-ci. La surface utilisée par le courant se réduit et la résistance du conducteur se met à croître rapidement.[CER02]. Ceci est l'effet de peau.

Ce phénomène peut être modélisé assez facilement. Comme cet effet est dû à une diminution de la section dans laquelle le courant peut circuler, il suffit de trouver cette section et de la

remplacer dans la formule de résistance de base.

$$R = \rho \frac{l}{S} = \rho \frac{l}{S_{peau}}$$

Où ρ est la résistivité du fil

$$S_{peau} = \pi \frac{(r^2 - (r - 2\delta)^2)}{4}$$

Où δ est l'épaisseur de peau et r est la rayon de la section du fil.

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}}$$

Où ω est la pulsation et μ est la permittivité du fil.

Lorsque deux conducteurs alimentés de courant alternatif sont placés à proximité, ils produisent chacun un champ magnétique variable, qui par la suite induit un courant dans le conducteur adjacent. Si les courants sont de même sens, ce courant se met à empêcher le courant de base ce qui augmente la résistance dans le fil [CER02].

Ce phénomène, quant à lui, est très compliqué à modéliser car il dépend de la géométrie de la bobine et de l'influence qu'à chaque tour sur chaque autre tour[CER02]. L'effet de peau sera donc le seul effet pris en compte dans cette première approximation théorique de R_2 .

La modélisation théorique de R_2 se résume donc à :

$$R_2 = \rho \frac{l}{S_{peau}} \tag{2.14}$$

Si le diamètre de fil utilisé pour la modélisation ainsi que le rayon de la bobine sont fixées, il est possible d'exprimer R_2 en fonction du nombre de tours.

Note sur l'allure de la courbe

Pour cette modélisation, un rayon moyen a été fixé pour pouvoir obtenir la longueur totale du fil. Ceci était nécessaire car en enroulant une bobine, les fils se mettent les un par dessus les autres et ceux-ci se retrouvent plus loin du centre de la bobine. En tenant compte de cela, il est normal de constater que la courbe de R_2 est celle d'une parabole.

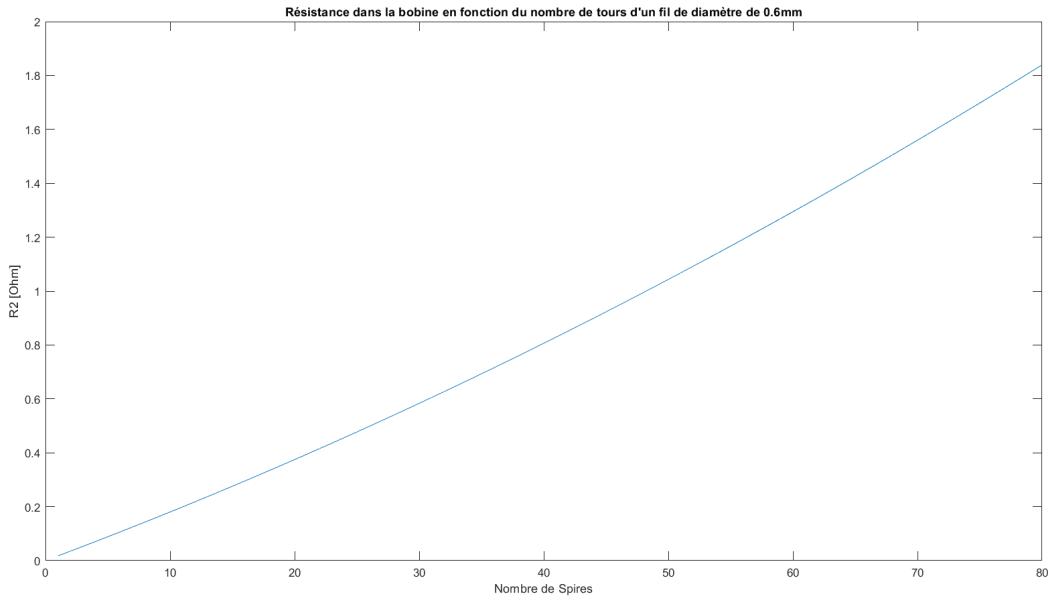


FIGURE 2.2 – R_2 théorique sans considérer l’effet de proximité en fonction du nombre de tours

2.4.4 Modélisation de la mutuelle

Comme cité précédemment, l’inductance mutuelle ou simplement la mutuelle s’agit de l’effet qu’a la bobine primaire sur la bobine secondaire et inversement. Elle a pour expression

$$M = k\sqrt{L_1 L_2}$$

Où k est le coefficient de couplage entre les deux bobines.

k était difficile à modéliser étant donné qu’il dépend d’une multitude de paramètres. De ce fait, il a été décidé, dans un premier temps, de considérer la situation idéale ($k = 1$) pour avoir une idée de l’inductance mutuelle, M , en fonction du nombre de tours de la bobine secondaire.

Dans cette modélisation simplifiée :

$$M = \sqrt{L_1 L_2}$$

Or,

$$L = \mu_0 \frac{N^2 S}{h}$$

(Où μ_0 est la perméabilité du vide, N est le nombre de spires de la bobine, S est la section de la bobine et h est la hauteur de la bobine)

En réalité, compte tenu des flux de dispersion, l’inductance sera inférieure à la valeur calculée à partir de cette formule. [p.236; Rob18b]

L'expression de M peut donc se résumer à :

$$M = N \sqrt{L_1 \mu_0 \frac{S}{h}} \quad (2.15)$$

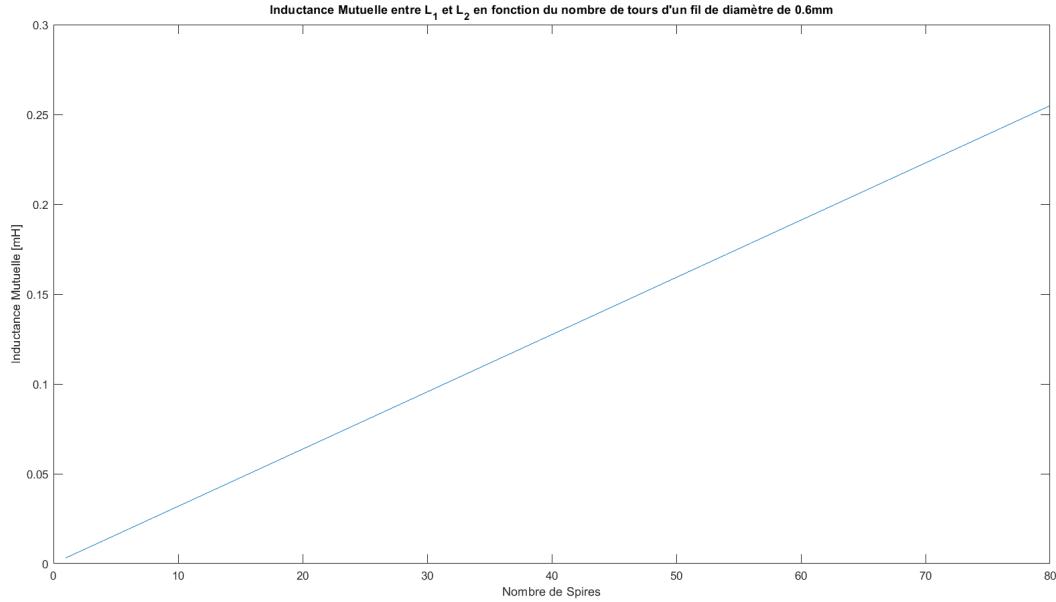


FIGURE 2.3 – Inductance mutuelle idéale en fonction du nombre de tours

Il est clair que M est directement proportionnel au nombre de tours de la bobine.

3.1 Introduction

Pour réaliser ce projet, une démodulation devra également être effectuée. Celle-ci consiste à séparer 2 signaux qui ont été modulés (mélangés) au préalable. Les 2 signaux utilisés ici sont : la voix humaine (aussi appelée signal modulant) et un signal de 300kHz, qui est également appelé le signal porteur. L'intérêt d'avoir effectué la modulation est de pouvoir transmettre le signal modulant (donc le signal original) par inductance mutuelle depuis la partie extérieure de notre implant vers la partie intérieure. Pour pouvoir transporter ce signal, il faut que celui-ci soit à une fréquence d'environ 300kHz. La modulation étant déjà fournie, et effectuée par le sound processor, l'objectif sera donc simplement de démoduler ce signal modulé afin de récupérer le signal original de la voix humaine [EPB22a].

3.2 Modulation

3.2.1 Fonctionnement du sound processor.

Le sound processor est un appareil permettant de réaliser une modulation d'amplitude (modulation AM). Celle-ci consiste à mélanger 2 signaux pour en créer un nouveau. Ces signaux doivent être :

un signal porteur, qui aura une fréquence très élevée (300 kHz dans ce cas) et un signal modulant, qui sera de plus basse fréquence (ici, ça sera la fréquence audible par l'humain, donc entre 20 Hz et 20 kHz) [EPB22a].

Sa fréquence va varier entre $f_p - f_m$ et $f_p + f_m$, où f_m est la fréquence du signal modulant et f_p est la fréquence du signal porteur.[20]

[20]

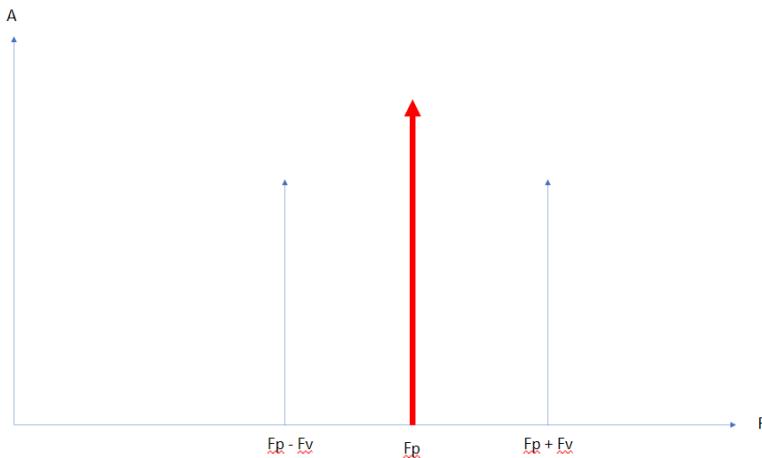


FIGURE 3.1 – Plage de fréquence signal modulé

L'allure de la fonction va ressembler à ceci :

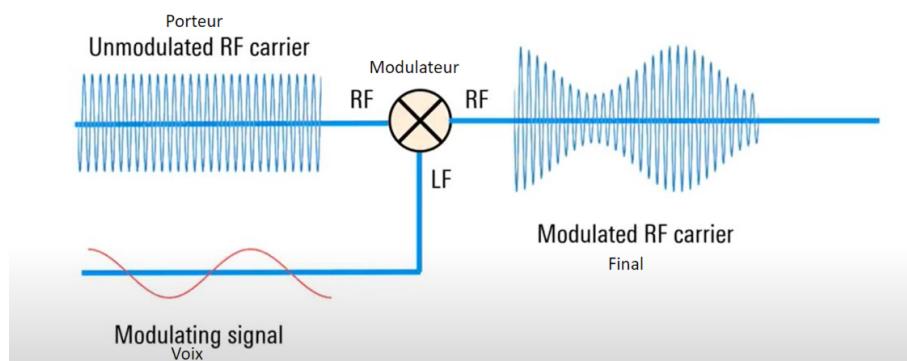


FIGURE 3.2 – Plage de fréquence signal modulé

[20]

Sur le graphique ci-dessus, l'enveloppe du signal modulé (la courbe en rouge) correspond à la même fonction que celle de notre signal modulant. L'objectif est alors de pouvoir récupérer l'enveloppe (et donc le signal modulant).

Un autre point qui est important est le taux de modulation. L'équation pour calculer ce taux est le suivant :

$$A_m / A_p = m$$

[20] Où A_m est l'amplitude du signal modulant et A_p est l'amplitude du signal porteur. L'objectif est que m se rapproche le plus de 1. Si $m = 1$ alors $A_m = A_p$. Il faut donc que A_m et A_p aie la même valeur pour que le signal modulé soit le mieux possible. Ceci aidera également à récupérer un signal démodulé qui sera le plus ressemblant au signal modulé.

3.3 Démodulation

3.3.1 Diode/Pont de Diodes

Pour effectuer une démodulation, il sera d'abord nécessaire de garder que l'une des 2 enveloppes. Le moyen le plus simple est d'utiliser une diode. Celle-ci va conserver uniquement la partie positive de notre signal modulé (l'équivalent mathématique de prendre la racine carrée puis de mettre au carré). Elle va donc laisser passer le courant uniquement quand la différence de potentiel est supérieur à 0 (celle-ci va alterner entre positif et négatif étant donné que le courant est alternatif). Quand ce n'est pas le cas, elle va simplement bloquer le passage des charges dans le circuit [Sha20]. Cependant, le fait d'utiliser simplement une diode, a un gros désavantage : Il y a des trous dans le signal après que celui-ci soit passé par la diode. Effectivement, au moment où la différence de potentiel est censé être négative, elle devient tout simplement nulle. Il y aura alors beaucoup de perte de puissance dans le circuit et le rendement va diminuer. De plus, un deuxième inconvénient de l'utilisation d'une diode simple, le plus important et limitant, est que le condensateur ne pourra pas se décharger, étant donné que le courant sera bloqué dans un sens à cause de la diode. Pour cela, la diode sera remplacée par un pont à diodes. En effet, celui-ci permet de transformer le courant négatif en courant positif et il n'y aura plus d'intervalles pendant lesquels le courant et la tension sont nuls. [Exp22]

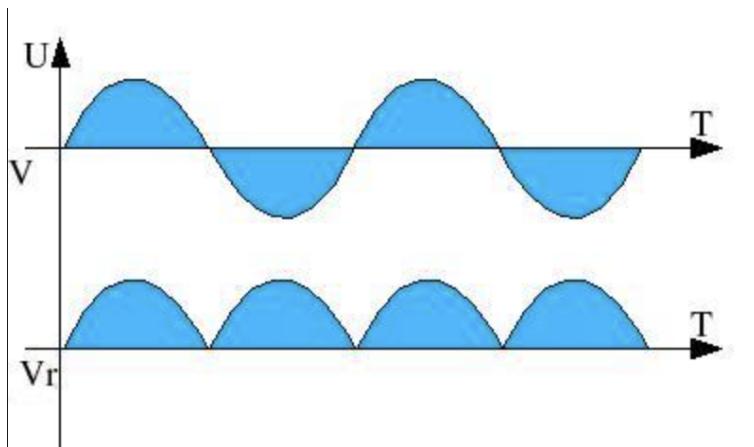


FIGURE 3.3 – Graphique de la tension en fonction du temps avec et sans ponts à diodes

Un autre intérêt d'ajouter ce pont est d'avoir le signal le plus précis pour la voix. En effet, l'objectif est d'avoir la meilleure approximation possible de l'enveloppe de notre signal. Le signal qui reste positif permet donc d'avoir moins de "perturbations". Sans ce pont, l'enveloppe se rapproche moins du signal de la voix que lorsqu'il y a présence de ce pont car le temps entre deux sommets positifs est multiplié par deux. [Sha20] [Wik13]

Ce schéma montre que peu importe le sens original du courant, grâce à ce pont de diodes qui

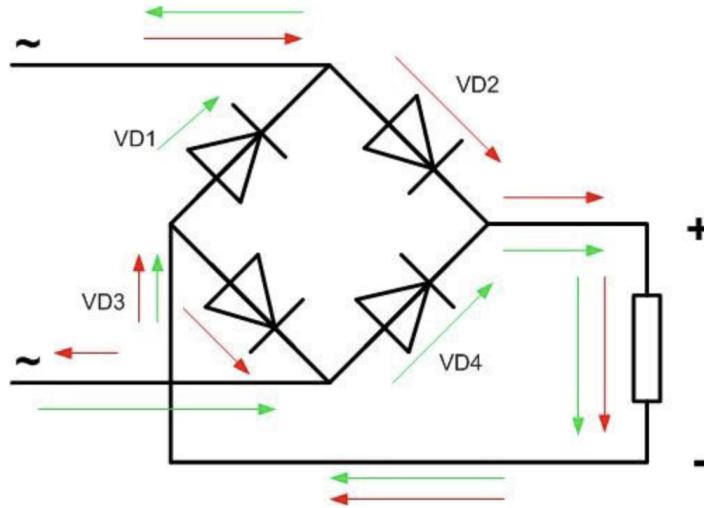


FIGURE 3.4 – Schéma pont à diodes

laisse passer seulement dans un sens et bloque dans l'autre, le courant négatif qui était dans le sens contraire au courant positif se retrouvera dans le même sens. Cela correspond mathématiquement à la fonction valeur absolue.

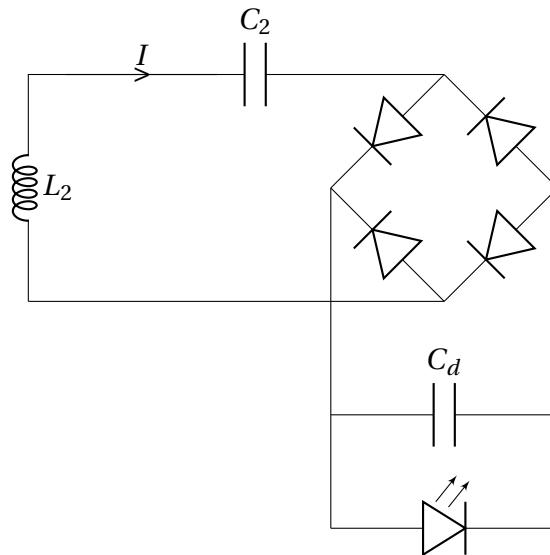


FIGURE 3.5 – Schéma circuit démodulation

3.3.2 Démodulateur

La suite du circuit sera composé d'un condensateur (C_d pour démodulation) et d'une résistance. Les 2 seront placés en parallèle [Sha20]. Le principe sera le suivant :

Quand la tension au générateur de courant sera plus grande que celle au borne du condensateur, celui-ci va se charger et toutes les charges vont se diriger vers le condensateur. Bien sûr, certaines d'entre elles seront ralenties par les résistances présentes respectivement dans les diodes (même

si ces résistances sont très petites) et une autre partie des charges se dirigeront directement vers la résistance. Et quand ça sera l'inverse, le condensateur va se décharger au travers de la résistance [p.32-36 ; Hae22].

Pour le choix des valeurs dans la résistance et dans le condensateur, la valeur de τ sera le seul critère. Pour rappel, τ est la constante de temps de charge d'un condensateur. Elle représente donc la vitesse à laquelle un condensateur va se charger et décharger. En effet τ est de dimension [T] et est exprimé en secondes. C'est donc le temps nécessaire pour que le condensateur atteigne une certaine valeur. Plus τ est grand, plus il prendra de temps à l'atteindre et donc il se chargera et déchargera plus lentement. Donc plus il est petit, plus il se chargera et déchargera rapidement. τ est obtenu par l'équation suivante [Héb17] : Si la valeur τ est trop élevée, le condensateur va se charger et se décharger trop lentement. Il n'arrivera donc pas à suivre l'allure de l'enveloppe et la tension au borne de la résistance sera similaire à celle sur la première image. Au contraire si elle est trop faible, le condensateur va se décharger et se charger trop rapidement. Le signal démodulé sera donc similaire à celui sur la deuxième image [Sha20].

Il faut donc que la valeur de τ soit le plus éloigné de la valeur de la période de la fréquence porteuse et de celle de la fréquence modulante [Héb17] :

$$\frac{1}{f_m} \ll \tau \ll \frac{1}{f_p}$$

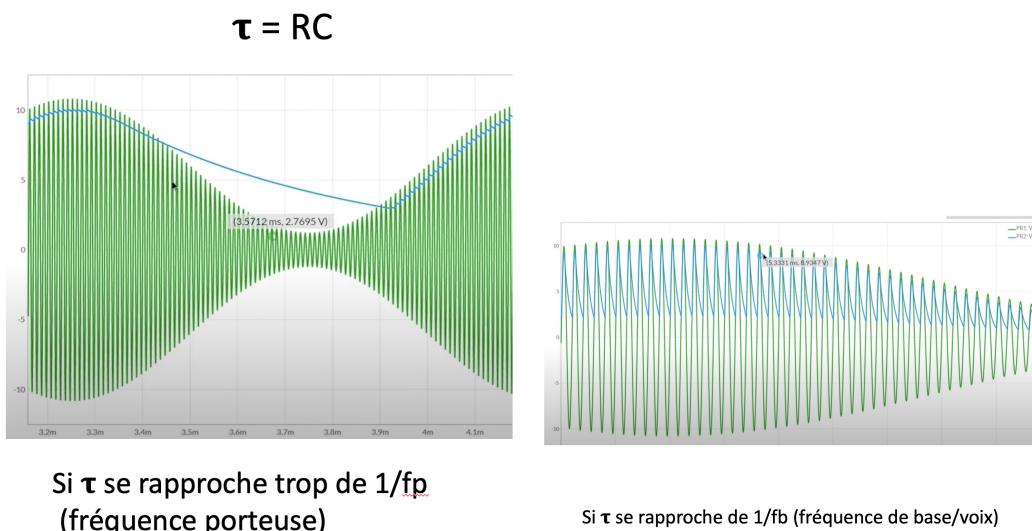


FIGURE 3.6 – Plage de fréquence signal modulé[Sha20]

Cette image représente la tension au bornes de la résistance. Il y est très clairement visible que le signal démodulé ressemble énormément à celui de départ mais avec de légères imperfections.

La dernière étape sera alors de réussir à lisser ce signal. Pour cela, il sera nécessaire d'utiliser

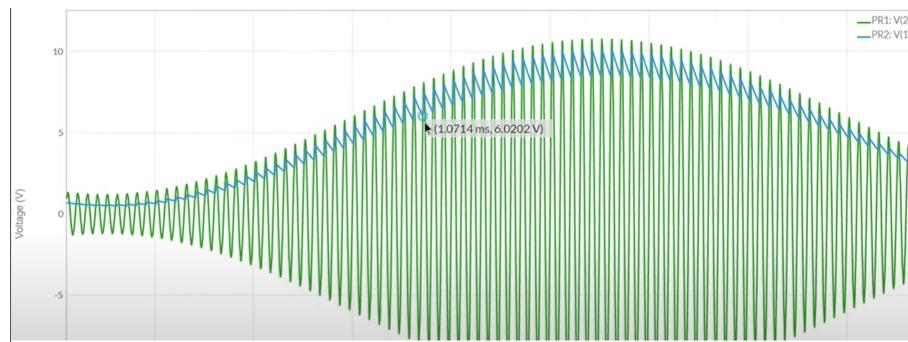


FIGURE 3.7 – Plage de fréquence signal modulé[Sha20]

un filtre passe-bas.

3.3.3 Filtre passe-bas

Pour réaliser un filtre passe-bas, un condensateur et une résistance vont devoir être utilisées, placés en série [20]. Le principe est assez similaire à celui qui a été employé pour la démodulation : Jusqu'à une certaine fréquence le condensateur pourra se charger et se décharger normalement, le signal va alors rester la même que celui de base (image 1). Cependant, quand une certaine fréquence sera dépassée, le condensateur n'aura plus le temps de se charger et de se décharger complètement, et l'amplitude du signal va baisser (image 2). Quand la fréquence sera trop élevée, le condensateur n'aura presque plus de temps pour se charger et se décharger et l'amplitude va tendre vers 0 (image 3).

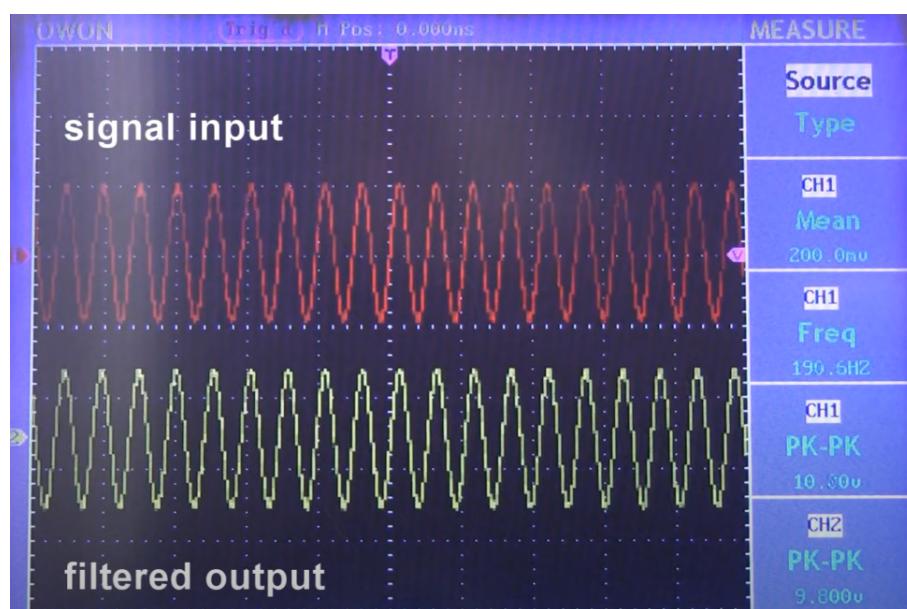


FIGURE 3.8 – Plage de fréquence signal modulé

il est possible de choisir la valeur à partir de laquelle notre filtre basse-bas va couper les fréquences à l'aide des valeurs de notre condensateur et de notre résistance dont voici l'équation

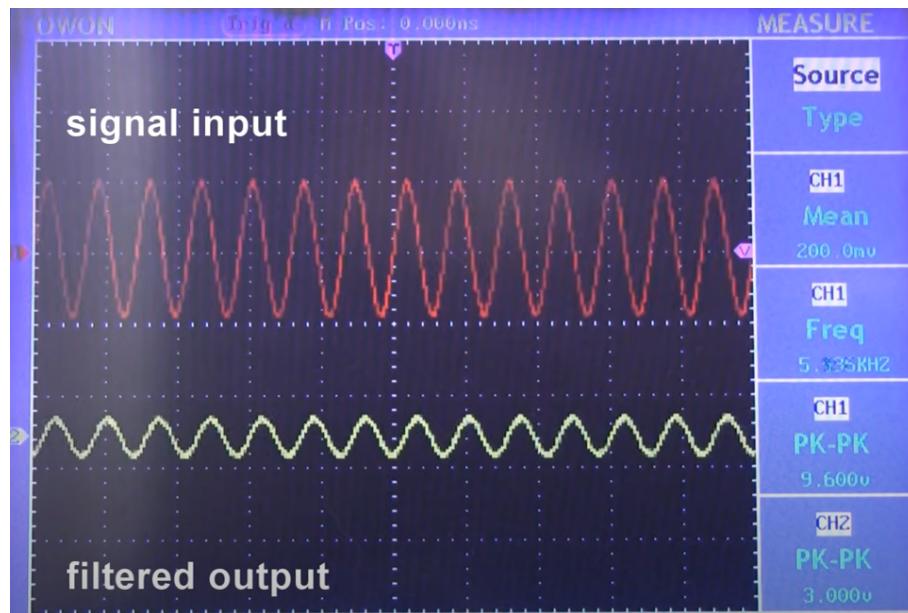


FIGURE 3.9 – Plage de fréquence signal modulé

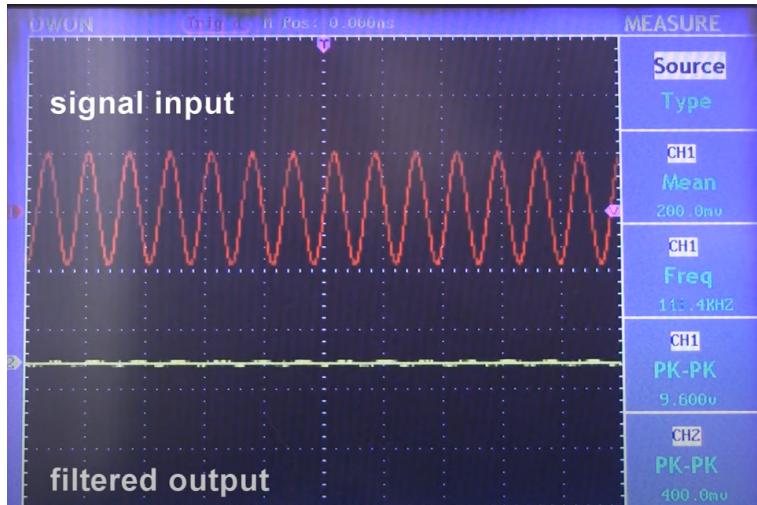


FIGURE 3.10 – Plage de fréquence signal modulé [Mul10]

[Mul10] :

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi R C_d}$$

Dans ce cas, Il faudra garder toutes les fréquences de moins de 20kHz. Il sera donc nécessaire de choisir des valeurs pour la résistance et le condensateur pour que la f_{max} soit de 20kHz. De cette façon les fréquences de 300kHz auront une amplitude de 0 étant donné que leur fréquence est beaucoup plus élevé que celle de f_{max} [EPB22a].

Voici à quoi ressemblera le circuit du filtre passe-bas :

Filtre passe-bas

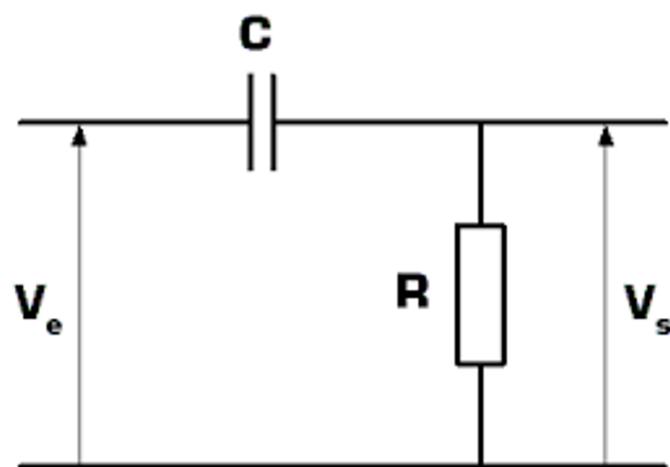


FIGURE 3.11 – Filtre passe Bas

Manipulations et Tests

4.1 Introduction

Pour finir, vient la création de la bobine. D'abord, une méthode de mesure du rendement théorique devra être développée ainsi qu'une autre méthode de mesure pratique pour pouvoir ensuite les comparer et vérifier que tout reste cohérent. Une fois le nombre de tours idéal trouvé pour avoir la meilleure efficacité, il faudra modéliser son support. Ensuite, la construction du démodulateur devra être effectuée et il faudra s'assurer qu'il fonctionne correctement. Pour finir, la bobine devra être encapsulée.

4.2 Rendement

4.2.1 Méthode de mesure du rendement théorique

Dans un premier temps, une première méthode de mesure du rendement théorique a été employée, notamment pour servir du point de départ pour les mesures du rendement pratique. Cette méthode consistait à utiliser un LRMètre pour mesurer l'inductance équivalente en plaçant la bobine primaire et la bobine secondaire en série pour ensuite en déduire la valeur de l'inductance mutuelle. Le rendement peut donc être déduit en plaçant ces valeurs dans la formule du rendement obtenue dans l'équation (2.13). L'inductance équivalente vaut :

$$L_{eq} = L_1 + L_2 \pm 2M$$

Le $\pm 2M$ est l'effet qu'a la mutuelle sur l'inductance totale des deux bobines. Celle-ci fait augmenter ou diminuer l'inductance totale en fonction des polarités des deux bobines. Si les deux bobines sont placées tel qu'elles sont de polarités opposées, alors M aura l'effet de diminuer l'inductance

totale et inversément si elles sont de même polarité[Bru09]. En prenant deux fois la mesure de l'inductance équivalente, ces expressions peuvent être obtenues :

$$L_{eq1} = L_1 + L_2 + 2M \quad L_{eq2} = L_1 + L_2 - 2M$$

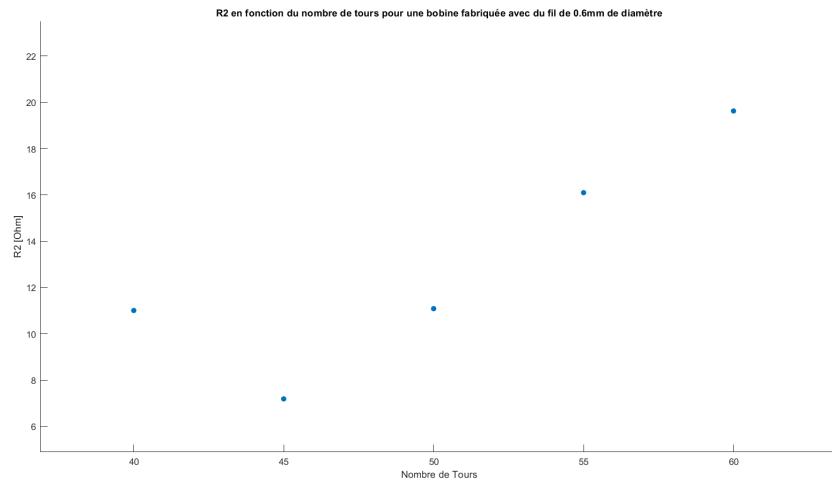
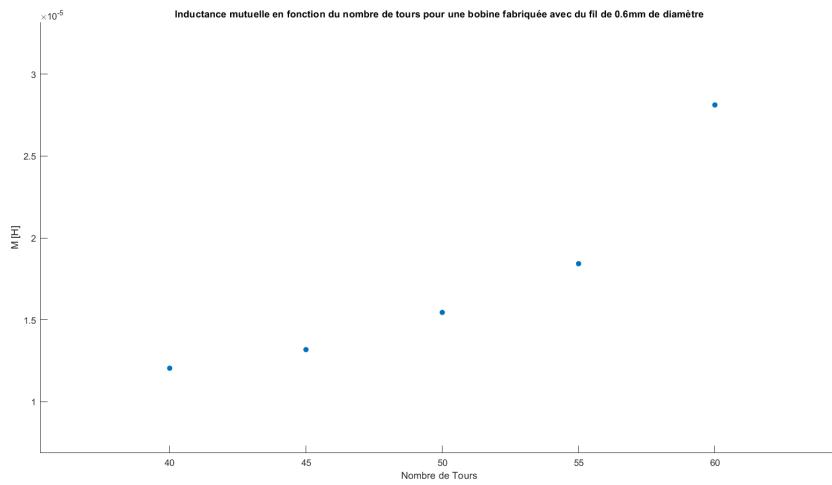
En soustrayant les deux équations :

$$L_{eq1} - L_{eq2} = L_1 + L_2 + 2M - L_1 - L_2 + 2M$$

$$L_{eq1} - L_{eq2} = 4M$$

$$\frac{L_{eq1} - L_{eq2}}{4} = M$$

La résistance R_2 a pu être mesurée à l'aide du LRMètre. La mesure théorique a été effectuée uniquement pour le fil de 0.6 mm car c'était le fil le plus abondant et il était attendu que l'allure de la courbe soit la même pour les autres diamètres de fil. Les résultats obtenus sont les suivants :

(a) R_2 en fonction du nombre de tours(b) M en fonction du nombre de tours

Comme énoncé précédemment, le graphique théoriquement attendu de l'inductance mutuelle est celle d'une droite. Là déviation des points relevés d'une loi linéaire peut être dû aux erreurs sur les mesures. En interpolant les points de mesure de la mutuelle par une loi linéaire :

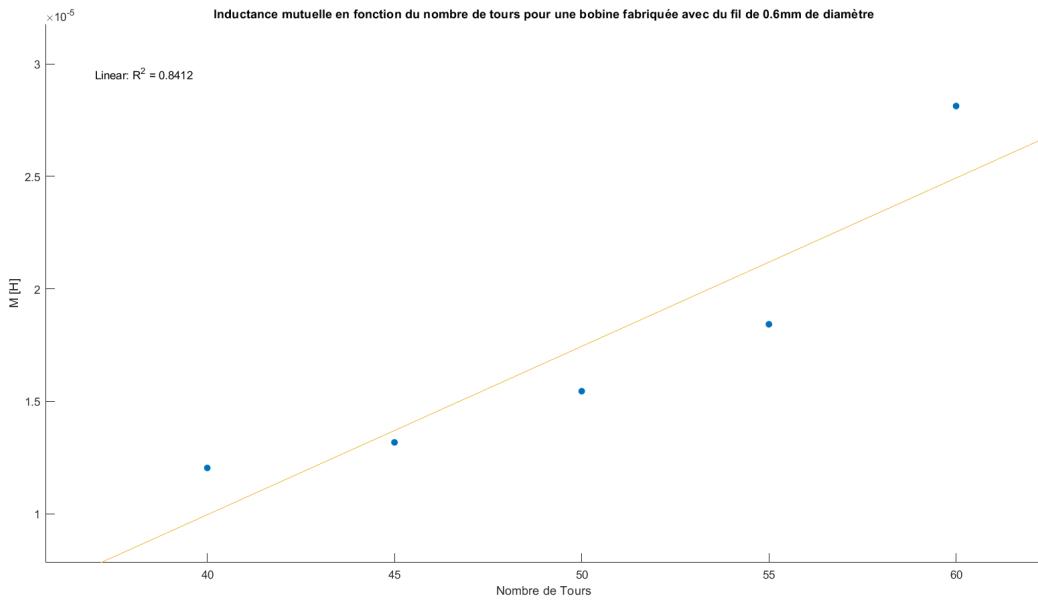


FIGURE 4.2

En utilisant la droite d’interpolation de M , l’erreur sur nos mesures peut être diminuée. Le graphique du rendement pour les bobines mesurés est donc le suivant :

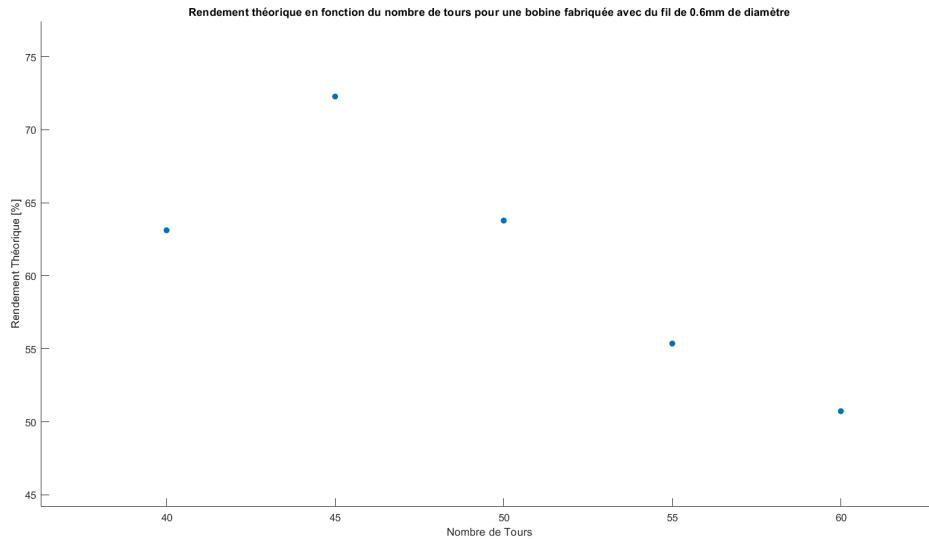


FIGURE 4.3 – Rendement Théorique des bobines Mesurés

Ensuite, comme l’effet sur R_2 de l’effet de proximité n’a pas pu être modéliser précédemment, une interpolation par une loi quadratique de R_2 permet d’approcher la valeur réelle de R_2 en appliquant une approximation à la contribution de l’effet de proximité par une constante multiplicative.

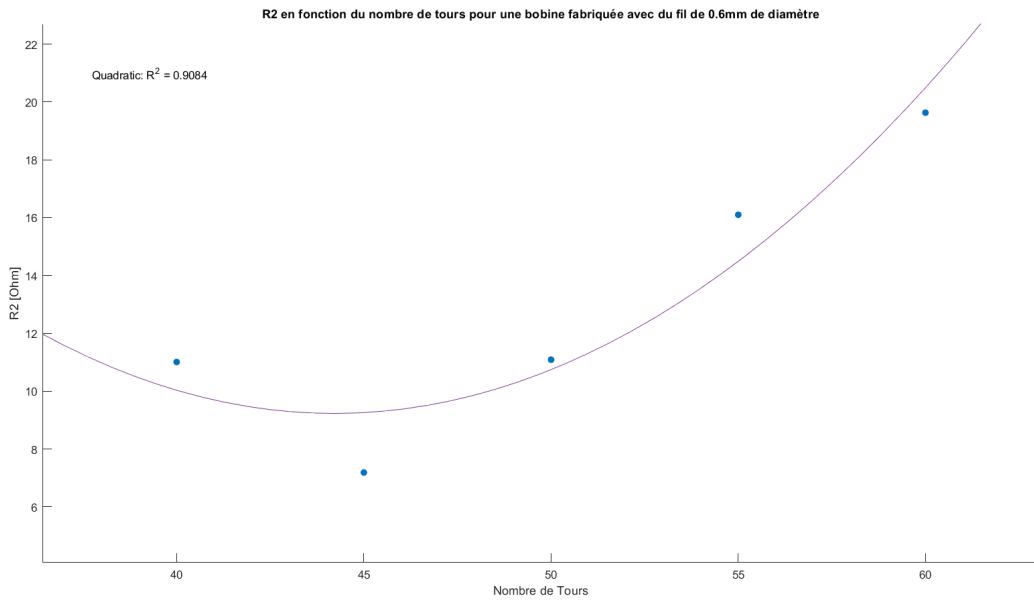


FIGURE 4.4 – R_2 interpolé par une loi quadratique

Finalement, l'interpolation du rendement théorique est la suivante :

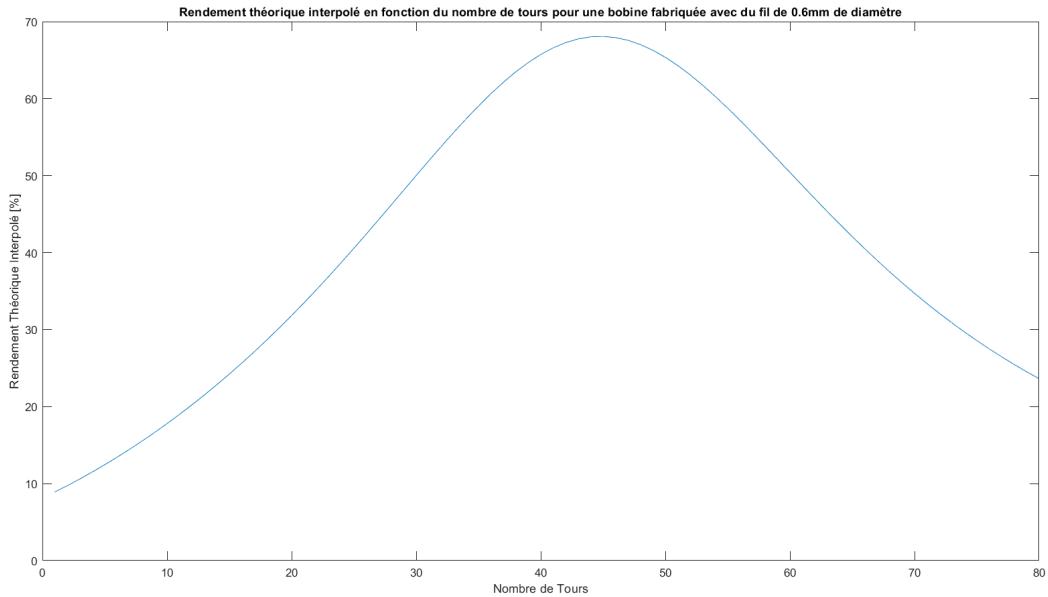


FIGURE 4.5 – Rendement théorique approximé par interpolation de R_2 et M

Un pic de rendement maximum est observé en 45 tours, ceci est donc pris comme point de départ pour les mesures du rendement pratique.

4.2.2 Méthode de mesure du rendement pratique

Une fois la théorie terminée, il faut maintenant faire des mesures pratiques pour confirmer les hypothèses faites précédemment. Des mesures pratiques seront effectuées pour la démodulation et le rendement. Celle-ci doivent bien évidemment rester cohérente avec toute la partie théorique.

Pour mesurer le rendement réelle des bobines fabriquées, l'équation (2.4) sera utilisée :

$$\eta = \frac{P_{utile}}{P_{totale}}$$

Par la loi des mailles, la puissance totale dissipée est analogue à la puissance totale fournie, donc $P_{totale} = v_i I_1$, sa valeur RMS se résume donc à $P_{totale}(rms) = v_{irms} I_{1rms}$

Une fois la résistance d'une bobine mesurée à l'aide d'un LRMètre, un circuit de mesure qui permet de mesurer les valeurs de I_{1rms} , v_{irms} et v_{Crms} peut être réalisé. La mesure de v_{Crms} , la tension aux bornes de la résistance de charge de 22Ω , est effectuée pour ensuite en déduire, par la relation $P = \frac{V^2}{R}$, le courant étant faible dans la partie secondaire l'usage de cette loi était nécessaire pour éviter toute influence de la résistance interne du multimètre sur la mesure de I_2 . Un condensateur variable remplace le condensateur dans la partie secondaire du circuit pour pouvoir facilement introduire une capacité qui fait entrer le circuit en résonance avec la bobine testée.

En pratique, les valeurs rms de I_1 , v_i et v_C peuvent être mesurées à l'aide d'un multimètre par mesures consécutives de la composante alternative et continue de I_1 et v_i et ensuite par application de la loi :

$$I_{rms} = \sqrt{I_{CA}^2 + I_{CC}^2}$$

$$V_{rms} = \sqrt{V_{CA}^2 + V_{CC}^2} \text{ [EPB22b]}$$

(Où I_{CA} et V_{CA} signifient la composante alternative du courant et de la tension respectivement, et I_{CC} et V_{CC} la composante continue de ces derniers) L'utilisation de cette loi est nécessaire car la partie primaire possède une partie continue et alternative du courant et de la tension.

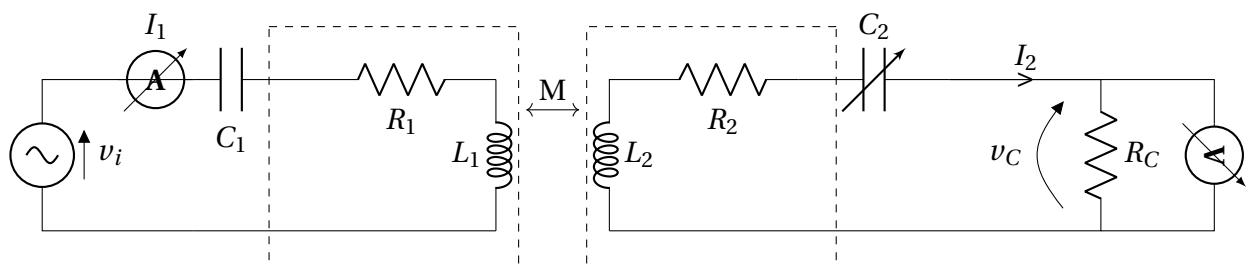


FIGURE 4.6 – Circuit complet implant cochléaire

Résultats

En effectuant cette méthode de mesure avec des fils de diamètres différents et en faisant varier le nombre de tours, les résultats obtenus sont les suivants :

Diamètre de fil : 0.20 mm	Nombre de tours : 200	Rendement : 0.32 %	Puissance : 0.002 W
Diamètre de fil : 0.40 mm	Nombre de tours : 90	Rendement : 43.58 %	Puissance : 0.331 W
Diamètre de fil : 0.40 mm	Nombre de tours : 100	Rendement : 44.46 %	Puissance : 0.382 W
Diamètre de fil : 0.40 mm	Nombre de tours : 102	Rendement : 45.13 %	Puissance : 0.495 W
Diamètre de fil : 0.40 mm	Nombre de tours : 103	Rendement : 46.44 %	Puissance : 0.409 W
Diamètre de fil : 0.40 mm	Nombre de tours : 104	Rendement : 48.20 %	Puissance : 0.465 W
Diamètre de fil : 0.40 mm	Nombre de tours : 105	Rendement : 46.54 %	Puissance : 0.495 W
Diamètre de fil : 0.40 mm	Nombre de tours : 110	Rendement : 41.21 %	Puissance : 0.331 W
Diamètre de fil : 0.40 mm	Nombre de tours : 120	Rendement : 29.97 %	Puissance : 0.331 W
Diamètre de fil : 0.40 mm	Nombre de tours : 140	Rendement : 28.82 %	Puissance : 0.382 W
Diamètre de fil : 0.40 mm	Nombre de tours : 160	Rendement : 22.95 %	Puissance : 0.307 W
Diamètre de fil : 0.40 mm	Nombre de tours : 180	Rendement : 16.05 %	Puissance : 0.262 W
Diamètre de fil : 0.40 mm	Nombre de tours : 190	Rendement : 9.60 %	Puissance : 0.102 W
Diamètre de fil : 0.40 mm	Nombre de tours : 200	Rendement : 16.27 %	Puissance : 0.164 W
Diamètre de fil : 0.60 mm	Nombre de tours : 35	Rendement : 18.72 %	Puissance : 0.131 W
Diamètre de fil : 0.60 mm	Nombre de tours : 45	Rendement : 32.77 %	Puissance : 0.220 W
Diamètre de fil : 0.60 mm	Nombre de tours : 50	Rendement : 45.84 %	Puissance : 0.307 W
Diamètre de fil : 0.60 mm	Nombre de tours : 60	Rendement : 51.03 %	Puissance : 0.382 W
Diamètre de fil : 0.60 mm	Nombre de tours : 61	Rendement : 63.60 %	Puissance : 0.525 W
Diamètre de fil : 0.60 mm	Nombre de tours : 62	Rendement : 59.24 %	Puissance : 0.465 W
Diamètre de fil : 0.60 mm	Nombre de tours : 63	Rendement : 56.30 %	Puissance : 0.437 W
Diamètre de fil : 0.60 mm	Nombre de tours : 64	Rendement : 47.53 %	Puissance : 0.344 W
Diamètre de fil : 0.60 mm	Nombre de tours : 65	Rendement : 42.87 %	Puissance : 0.307 W
Diamètre de fil : 0.60 mm	Nombre de tours : 80	Rendement : 41.50 %	Puissance : 0.307 W
Diamètre de fil : 1.00 mm	Nombre de tours : 40	Rendement : 60.64 %	Puissance : 0.495 W
Diamètre de fil : 1.00 mm	Nombre de tours : 38	Rendement : 48.38 %	Puissance : 0.356 W
Diamètre de fil : 1.00 mm	Nombre de tours : 39	Rendement : 55.83 %	Puissance : 0.437 W
Diamètre de fil : 1.20 mm	Nombre de tours : 18	Rendement : 11.07 %	Puissance : 0.077 W
Diamètre de fil : 1.20 mm	Nombre de tours : 20	Rendement : 15.44 %	Puissance : 0.116 W

FIGURE 4.7 – Tableau des mesures pour des bobines de plusieurs diamètres de fils

Les meilleurs résultats sont obtenus quand le diamètre du fil est de 0,6 mm. C'est donc celui-ci qui a été choisi pour la bobine final. Le meilleur rendement est obtenu quand le nombre de tours est de 62. Cependant, ces observations ne concordent pas avec les résultats théoriques notés plus haut (4.5). En théorie, le nombre de tours nécessaire pour obtenir un rendement optimal doit être entre 22 et 54 tours.

Il est également important d'observer que la puissance aux bornes de R_C augmente quand le nombre de spires de la bobine augmente également.

Pour la bobine finale, les dimensions du support ont été changées ce qui a modifié les résultats pour le rendement.

Le graphique final se trouve ci-dessous :

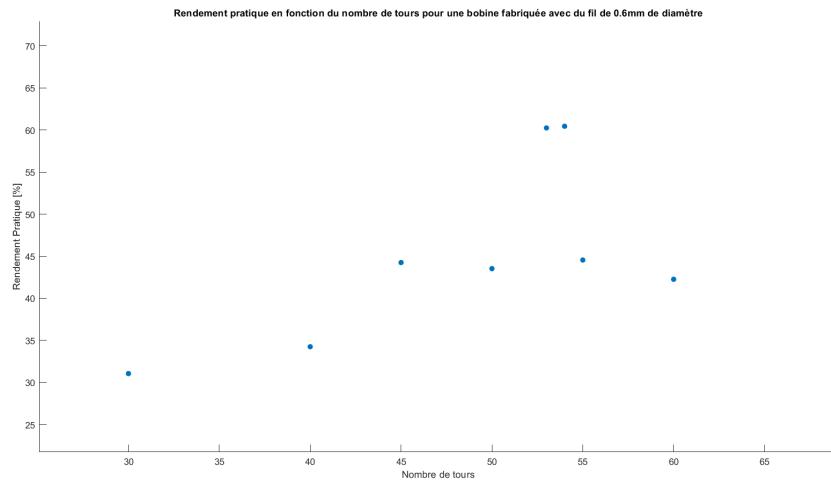


FIGURE 4.8 – Rendement pratique pour la bobine de 0.6mm de diamètre

Le graphique du rendement pratique ressemble à la théorique ayant subi une translation vers la gauche et le pic se trouve maintenant à 54 tours.

Le graphique a une allure légèrement étrange entre 50 et 55 tours. En effet, le rendement fait un grand saut alors que le nombre de tours ne change que très peu. Cela est sans doute dû à certaines imprécisions qui arrivent lors des mesures : la manière dont la bobine est enroulée change et l'im-précision des appareils utilisés.

L'allure de la courbe du rendement observé reste tout de même cohérent avec la théorique.

Le meilleur rendement observé est donc 60.44% avec une puissance dissipée de 0.374W pour la bobine à 54 tours. L'inductance de cette bobine a été mesurée à l'aide d'un LRMètre et vaut $75.7\mu\text{H}$. Par l'équation (2.11), un condensateur de 3.74nF a été choisi pour C_2 .

4.3 Construction de la bobine secondaire

Une fois la bobine dimensionnée, il était temps de modéliser son support. Cependant, il fallut d'abord penser au matériau qui va constituer notre support. Très vite, l'idée du plastique est venue car celui-ci est très mauvais conducteur et ne perturbera donc pas le circuit.

Avant de créer ce support, il faut le designer puis le modéliser en 3D pour avoir une pièce sur mesure qui conviendrait au cahier des charges. [EPB22a] Il est également nécessaire que la bobine puisse maximiser le rendement et que le PCB puisse rentrer à l'intérieur de celui-ci. Une fois tout ces paramètres pris en compte, une pièce constituée de deux parties qui s'assembleraient l'une dans l'autre pour former une forme de dé à coudre de 10 mm de hauteur par 32 mm de diamètre serait la forme finale du support.

Une fois le support modélisé, il est maintenant possible de se tourner vers la réalisation phy-

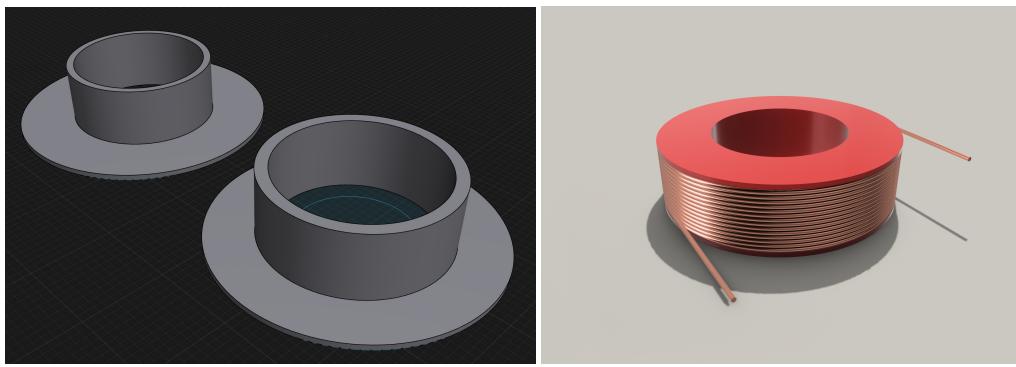


FIGURE 4.9 – Modélisations 3D du support et de la bobine

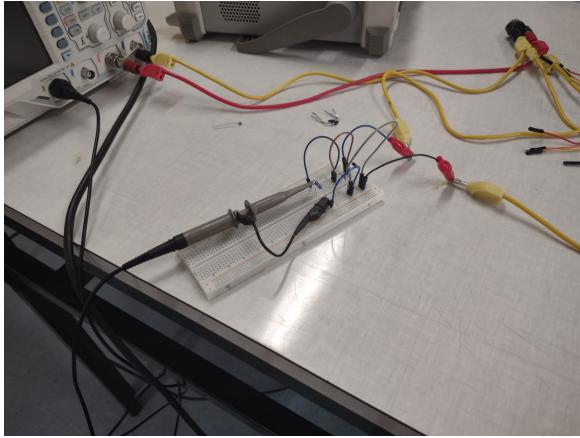
sique de celle-ci. Il faut alors se renseigner sur les différentes options disponibles. La plus adaptée est l'impression 3D car elle permet d'avoir une pièce sur mesure avec une grande précision. Le support a donc été imprimé en 3D avec une imprimante Prusa i3 mk3 en utilisant du PLA.

4.4 Démodulateur

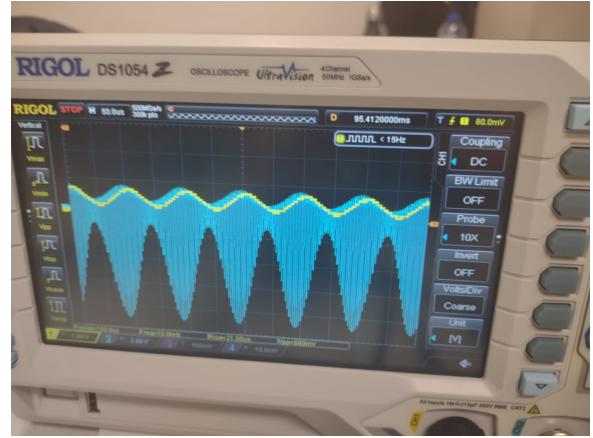
Pour la construction du démodulateur, la première idée qui est venue en tête était de simplement brancher un pont à diode ainsi qu'un circuit RC en parallèle, de relier le circuit à un générateur de signal modulé et de connecter la résistance à l'oscilloscope pour voir si la démodulation la plus simple allait fonctionner. Pour cela, il a fallu choisir les valeurs de la résistance et du condensateur. La seul piste qu'il y avait pour choisir nos valeurs était l'équation $\frac{1}{f_m} \ll \tau \ll \frac{1}{f_p}$. La valeur choisie pour $\tau \ll$ était $1/(1,6 \times 10^5)$ car c'est la plus éloignée de $1/(3,0 \times 10^5)$ et de $1/(2,0 \times 10^4)$. Il y avait donc 2 équations et 1 inconnue. Cependant, il n'y avait qu'une résistance avec une valeur de 22 ohm. La valeur pour la capacité du condensateur qui convenait le mieux était donc de 284nF. Le condensateur avec la valeur la plus proche disponible était de 330nF. C'est donc celle-là qui a été choisie. Après la fabrication du circuit, le premier test a été effectué, et celui-ci a directement été concluant.

La prochaine étape devait être le filtre passe-bas. Cependant, il n'a finalement pas été utile de l'utiliser. En effet, celui-ci sert à lisser le signal après qu'il ait été démodulé. Mais la fréquence de la porteuse est tellement élevée que le signal se charge et se décharge 300 000 fois par seconde. Il a donc très peu de temps pour se charger et se décharger. Le signal est alors déjà très lisse et il n'y a pas besoin d'ajouter de filtre passe-bas en plus.

Pour finir, la résistance dans le démodulateur a simplement été remplacée par une LED comme demandé dans le cahier des charges [EPB22a].



(a) Circuit de démodulation



(b) Onde démodulée sur l'oscilloscope

FIGURE 4.10 – Construction du démodulateur

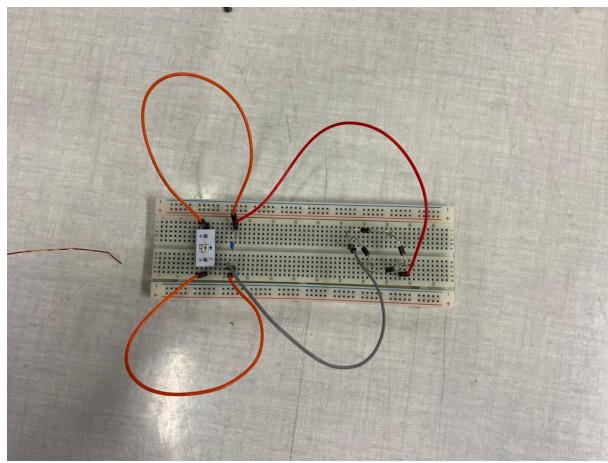


FIGURE 4.11 – Circuit final de Démodulation

4.5 Réalisation du circuit imprimé

4.5.1 Modélisation

Pour mettre le circuit sous forme de PCB (Printed Circuit Board, ou circuit imprimé), il a fallu passer par le logiciel KiCad. Pour modéliser celui-ci, le circuit a été re-dessiner sur le logiciel en utilisant uniquement les composantes fournies. En effet, il existe plusieurs formats pour un seul et même circuit, et les différents composants du circuit (LED, diodes, condensateurs) étaient fournis par le FabLab, il était donc dans l'intérêt du projet d'utiliser la bibliothèque de composants KiCad. Une fois le circuit réalisé avec les bons composants, il est possible de générer le fichier qui donne une vue des composants tels qu'ils seront une fois le circuit imprimé. Ensuite, il faut découper le circuit aux dimensions voulues, pour ce projet il a été choisi de faire un cercle de 2 cm de diamètre car pour rappel, le PCB devait rentrer à l'intérieur de la bobine. Il ne reste donc plus qu'à faire les connexions entre chaque composant en choisissant l'épaisseur des pistes[Ver22].

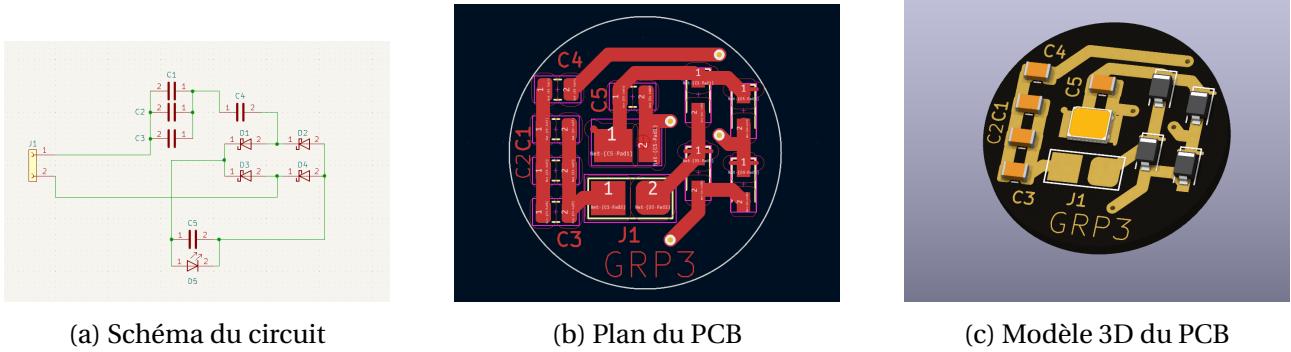


FIGURE 4.12 – PCB

4.5.2 Soudure

La soudure des composants se fait à l'aide d'un fer à souder avec une mine très fine. Après un échec sur le premier PCB, la seconde tentative fut plus convaincante car l'implant fonctionnait correctement.



FIGURE 4.13 – PCB avant et après soudure

4.6 Encapsulation

Premièrement, un matériau doit être choisi pour encapsuler notre implant. Le critère le plus important est l'impact sur la santé humaine. Mais il y avait également de nombreux autres critères pour qu'un matériau puisse être utilisé, notamment l'impact environnemental et le prix du matériau. Le choix a donc été basé sur le tableau ci-dessous :

			Catégorie d'impact midpoint					Catégorie endoint		
			Potentiel réchauffement climatique	Formation de particules fines	Epuisement des ressources minérales	Epuisement des ressources fossiles	Consommation d'eau	Santée humaine	Ecosystème	Ressources
Inventaire séchoir solaire			kg CO2 eq	kg PM2.5 eq	kg Cu eq	kg oil eq	m3	DALY	species.yr	USD2013
Matériaux	Quantités	Unité								
PMMA	4,13E-01	kg	3,72E+00	4,42E-03	3,87E-04	1,19E+00	1,38E-02	6,58E-06	1,48E-08	4,53E-01
PVC	1,60E-01	kg	3,12E-01	2,08E-04	1,23E-04	1,63E-01	2,85E-02	5,35E-07	1,51E-09	6,20E-02
silicone	1,50E-02	kg	4,76E-02	6,77E-05	6,35E-05	1,61E-02	1,80E-03	1,02E-07	2,31E-10	5,03E-03
MDF	3,26E-03	m3	2,14E+00	3,78E-03	8,67E-03	7,85E-01	6,03E-02	5,49E-06	2,37E-08	2,56E-01
OSB	6,29E-03	m3	1,62E+00	2,43E-03	7,50E-03	6,09E-01	2,67E-02	3,92E-06	5,85E-08	2,05E-01
EPS	2,83E-01	kg	1,05E+00	7,97E-04	1,53E-04	5,30E-01	1,84E-02	1,61E-06	4,00E-09	2,14E-01
Aluminium	7,65E-02	kg	4,55E-01	1,06E-03	4,87E-03	9,49E-02	5,79E-03	1,44E-06	2,30E-09	1,80E-02
Bois tendre rabot	3,77E-03	m3	4,44E-01	1,28E-03	1,42E-03	1,23E-01	2,35E-03	1,37E-06	3,72E-08	3,91E-02
Acier	5,91E-01	kg	3,06E+00	1,09E-02	2,95E-01	6,96E-01	1,68E-02	1,40E-05	1,49E-08	2,16E-01
Fibre de verre	1,50E-01	kg	1,40E+00	1,51E-03	3,67E-04	4,16E-01	3,13E-02	2,47E-06	5,70E-09	1,41E-01
Total			1,42E+01	2,64E-02	3,19E-01	4,62E+00	2,06E-01	3,75E-05	1,63E-07	1,61E+00

FIGURE 4.14 – Tableau impact environnemental des matériaux à disposition

Le silicone est donc le matériau avec le plus petit impact sur la santé humaine. De plus, le silicone possède aussi le plus petit impact écologique et il est régulièrement utilisé pour l'encapsulation médicale. C'est donc lui qui a été choisi dans le cadre de notre projet.

Pratiquement, il était très efficace d'utiliser un moule imprimé en 3D de forme cylindrique, en prenant soin de laisser 4mm de marge dans chaque direction pour pouvoir bien isoler la bobine de tout les côtés. Pour avoir 4mm de silicone sous l'implant, un morceau de silicone séché a été disposé sous celui-ci. Un autre aspect important était d'éviter la formation de bulles d'air, qui entraveraient la visibilité de la LED. Cependant, même en prenant ces précautions, lors de la première étape de l'encapsulation, un bout du support de bobine n'étant pas complètement submergé dans le silicone, une couche supplémentaire a été rajoutée par-dessus, en prenant soin de ne pas obstruer la LED. Cette étape était nécessaire, pour ne pas prendre le risque que le prototype présente des fuites. En effet, si le circuit imprimé était mal isolé, il suffirait d'une goutte d'eau salée pour créer un court-circuit.



(a) Le moule



(b) Projet encapsulé

FIGURE 4.15 – Moule d'encapsulation et résultat final

5

Cycle de vie

Pour effectuer l'analyse du cycle de vie du prototype, les masses utilisées de chaque type de matériau ont été enregistrées. Cependant, celle des Composantes électroniques divers a dû être déterminée par calcul, en pesant tout le prototype, et en soustrayant les masses des autres composants. De ce fait, la précision de la balance a fortement limité cette partie, et peut avoir faussé les résultats/conclusions.

Matériel	Quantité	Catégorie d'impact midpoint					Catégorie endoint		
		Potentiel réchauffement climatique	Formation de particules fines	Épuisement des ressources minérales	Épuisement des ressources fossiles	Consommation d'eau	Santé humaine	Ecosystème	Ressources
		kg CO2 eq	kg PM2.5 eq	kg Cu eq	kg oil eq	m3	DALY	species.yr	USD2013
Total		3,84E-01	1,89E-03	3,50E-02	1,03E-01	1,32E-02	7,11E-06	6,22E-09	3,59E-02
Bobine PLA	1 kg	3,47E+00	6,12E-03	6,91E-03	8,85E-01	2,68E-01	8,43E-06	2,87E-08	2,31E-01
3,07g * 8 bobines + 8,33g	32,89 g	1,14E-01	2,01E-04	2,27E-04	2,91E-02	8,81E-03	2,77E-07	9,45E-10	7,59E-03
Composants électroniques divers	1 kg	1,59E+02	1,19E+00	3,06E+01	4,07E+01	1,27E+00	5,91E-03	4,19E-06	1,78E+01
8 diodes + 3 condensateurs + 2 led + fil à souder	1g	1,59E-01	1,19E-03	3,06E-02	4,07E-02	1,27E-03	5,91E-06	4,19E-09	1,78E-02
Fil de cuivre verni pour bobinage	1 kg	5,12E-01	4,64E-03	4,66E-02	1,31E-01	1,06E-02	8,95E-06	8,79E-09	4,08E-02
11g * 8 bobines	88g	4,50E-02	4,08E-04	4,10E-03	1,16E-02	9,35E-04	7,88E-07	7,74E-10	3,59E-03
Silicone	1 kg	3,17E+00	4,51E-03	4,24E-03	1,08E+00	1,20E-01	6,80E-06	1,54E-08	3,36E-01
15g	15g	4,76E-02	6,77E-05	6,35E-05	1,61E-02	1,80E-03	1,02E-07	2,31E-10	5,03E-03
Fibre de verre (PCB)	1 kg	9,31E+00	1,01E-02	2,44E-03	2,77E+00	2,09E-01	1,65E-05	3,80E-08	9,40E-01
1g * 2	2g	1,86E-02	2,02E-05	4,89E-06	5,54E-03	4,18E-04	3,30E-08	7,60E-11	1,88E-03

FIGURE 5.1 – Impact de chaque composants pondéré

6

Conclusion

Les recherches réalisées dans ce rapport ont consisté en l'étude d'un circuit permettant, par induction, d'acquérir un signal modulé et de le démoduler tout en ayant le rendement le plus élevé possible.

Dans un premier temps, l'expression du rendement à maximiser à l'aide au rapport entre l'énergie utile et l'énergie totale consommée. À l'aide de la loi d'Ohm, de la loi des mailles et du principe de résonance, l'expression du rendement du circuit a pu être trouvée. Pour les dimensions de la bobine, en prenant en compte les restrictions imposées ainsi que la hauteur maximale de la bobine, de 0.8cm, sa section est fixée à $1.92 \times 10^{-3} \text{ m}^2$ tandis que la longueur du fil est proportionnelle au produit du nombre de spires et de la circonférence de la bobine. Deux graphiques ont été obtenus en fonction du diamètre du fil et du nombre de spires. Après une analyse des deux graphiques, un diamètre de fil de 0,6 mm a été choisi. À l'aide d'un graphique qui donne le rendement en fonction du nombre de spires, un maximum à 45 spires a été trouvé pour un rendement de 72.3% en utilisant l'interpolation de la mutuelle. En analysant l'interpolation de la mutuelle et la résistance, ce maximum donnait environ 68% de rendement. En pratique, un maximum entre 22 et 54 spires était attendu.

Par la suite, il a fallut démoduler un signal modulé. D'abord, un pont de diodes a été utilisé car seulement l'une des deux enveloppes du signal était nécessaire. La partie bloquée qui était négative devient positive en passant par le pont de diodes. Cette manipulation a également permis d'avoir une enveloppe plus précise car le temps entre deux sommets est divisé par deux. La suite du circuit est composée d'un condensateur et de la LED en parallèle. Le choix de la valeur du condensateur est crucial pour l'optimisation de l'enveloppe du signal. Pour cela il est nécessaire d'utiliser la formule $\tau = RC$. Ce dernier représente la constante de temps de charge d'un condensateur. Il faut que $\frac{1}{f_m} << \tau << \frac{1}{f_p}$ avec f_m la fréquence modulante et f_p la fréquence porteuse.

Pour la construction de la bobine secondaire, un support en plastique a été choisi car c'est un très mauvais conducteur. Et avec les résultats du chapitre 3 et des différents tests qui ont été effec-

tués, la bobine secondaire possède 54 spires de fil de cuivre de 0,6mm de diamètre fournissant une inductance de $75.7\mu\text{H}$. Le rendement de notre implant vaut 60.44% et la valeur du condensateur est de 3.74nF. Finalement, l'implant a du être encapsulé pour l'isoler du milieu extérieur où il sera implanté. Pour cela, du silicone a été utilisé car celui-ci respectait au mieux les critères imposés, tant dans le domaine de la santé que dans celui de l'environnement.

SWOT et fonctionnement de l'équipe :

Le SWOT qui est ci-dessous reprend nos forces, faiblesses, les opportunités et menaces auxquelles le groupe a pu être confronté. Celui-ci permettra d'avoir un oeil sur l'ensemble de notre groupe et de notre travail afin de s'améliorer pour le second quadrimestre.

Strengths	Weaknesses
<ul style="list-style-type: none"> — Créatifs — Attentifs aux remarques — Motivés — Soudure supposément maîtrisée par un membre du groupe 	<ul style="list-style-type: none"> — Aucunes connaissances préalables
Opportunities	Threats
<ul style="list-style-type: none"> — Imprimantes 3D accessibles — Entraide 	<ul style="list-style-type: none"> — Peu de LR mètres — Espace projet surpeuplé

Le travail a été divisé en plusieurs parties. Deux membres de l'équipe ont travaillé sur la modulation et la démodulation pendant que les quatre autres travaillaient sur la résolution du circuit. Les recherches documentaires avaient pris un peu plus de temps que prévu ce qui a entraîné un tout petit peu de retard sur la partie pratique au laboratoire.

Malgré cela le groupe a gardé la motivation et l'équipe s'est penchée sur la partie pratique.

Strengths	Weaknesses
<ul style="list-style-type: none"> — Efficaces — Communication — Déterminés 	<ul style="list-style-type: none"> — Problèmes/accidents majeurs lors de la soudure — Horaires très différents
Opportunities	Threats
<ul style="list-style-type: none"> — Imprimantes 3D accessibles et très faciles d'utilisation — Aide entre groupes 	<ul style="list-style-type: none"> — Plus de fil au bon diamètre ni de composants électriques — Temps d'attente pour pouvoir démarrer l'encapsulation

Bibliographie

- [Bru09] BRUNE, Brett (2009). « Inductors ». In : URL : <https://www.electronics-tutorials.ws/inductor/series-inductors.html>.
- [CER02] CERN (2002). « L'effet de peau les courants de Foucault ». In : URL : https://ythurel.web.cern.ch/Numeric/electronique/transformateur/transformateur_hf/rapport%20hf/effet%20hf%20rcu/effet%20hf%20rcu.htm.
- [Edu16] EDUMEDIA (2016). « Démodulation AM ». In : URL : <https://www.edumedia-sciences.com/fr/media/27-demodulation-am>.
- [ELG20] ELG, Ottawa (2020). « Démodulateur Ottawa ». In : URL : https://www.site.uottawa.ca/~damours/courses/ELG_3575/Semaine8a.pdf.
- [EPB22a] EPB (2022a). « Guide Engin-hearing ». In : *1. Le projet*.
- [EPB22b] — (2022b). « Workshop : Familiarisation avec les instruments de mesure et autres ». In : *1. Le projet*.
- [Exp22] EXPERT, Electrician (2022). « Qu'est-ce qu'un pont de diodes, son fonctionnement et son schéma de câblage? » In : URL : <https://electricianexp.com/41/fr/equipment/electronic-components/chto-takoe-diodnyj-most>.
- [Fra14] FRANDON, François (2014). « TRONIK AVENTUR 38 - LE PONT DE DIODES expliqué - ELECTRONIQUE POUR DEBUTANTS ». In : *thonain*. URL : <https://www.youtube.com/watch?v=Z9RauRYzSWM>.
- [Fre] FREE, Aluttrin (s. d.). « Démodulateur Aluttrin ». In : (). URL : http://aluttrin.free.fr/Lycee/Contenu%20lycee/sp%C3%A9cialit%C3%A9/Corrections/Ph_3.2_Modulation/Ph_3.2_modulation_amplitude_prof.htm.
- [Hae20] HAELTERMAN, Marc (2020). « Physique générale : Oscillations et ondes ». In : *PHYS-H-1002*.
- [Hae22] — (2022). « Physique générale : Syllabus de laboratoire ». In : *PHYS-H-1001-H*.

- [Héb17] HÉBERT, Benoît (2017). « Démodulation par détecteur de crête-modulation/démodulation d'amplitude (3/4) ». In : *E-Learning Physique*. URL : <https://www.youtube.com/watch?v=wFs3XlzLLqc>.
- [Kad15] KADIRA, Professeur L.H. (2015). « Modulation et démodulation d'amplitude ». In : URL : <https://www.lewebpedagogique.com/lhoussainkadira/files/2014/12/AM.pdf>.
- [Max20] MAXICOURS (2020). « Impédance circuit RLC en série ». In : URL : <https://www.maxicours.com/se/cours/impedance-circuit-rlc-en-serie-3/>.
- [Mul10] MULUMBA, Matthieu (2010). « Passive RC low pass filter tutorial! ». In : *Afrotechmods*. URL : <https://www.youtube.com/watch?v=EL-cf01MqPo>.
- [Nag21] NAGWA (2021). « Résonance dans les circuits à courant alternatif ». In : URL : <https://www.nagwa.com/fr/explainers/108147821682/>.
- [Phi14] PHILIPPE, Jacques (2014). « RÉSONANCE ÉLECTRIQUE ÉTUDE D'UN CIRCUIT RLC ». In : URL : <https://edutice.archives-ouvertes.fr/edutice-00000840/file/b52p131.pdf>.
- [Phy15] PHYSAGREG (2015). « EC5 : résonances du circuit RLC série ». In : URL : <https://www.physagreg.fr/electrocinetique-5-resonances-rlc-serie.php>.
- [Rob18a] ROBERT, Frederic (2018a). « Première partie : Théorie des circuits ». In : *ELEC-H-2001-Electricité*.
- [Rob18b] — (2018b). « Seconde partie : Théorie des champs ». In : *ELEC-H-2001-Electricité*.
- [Sha20] SHAH, Rushal (2020). « AM Demodulation - Envelope Detector Explained (with Simulation) ». In : *ALL ABOUT ELECTRONICS*. URL : <https://www.youtube.com/watch?v=4JrryefRNfk>.
- [ULB22] ULB (2022). « Livret information ACV - Analyse du Cycle de Vie ». In : URL : [Livret%20information%20ACV_ULB.pdf](https://www.ulb.ac.be/formation/formation-environnement/formation-acv/livret-information-acv-analyse-cycle-vie.pdf).
- [20] « Understanding Amplitude Modulation » (2020). In : *Rohde Schwarz*. URL : https://www.youtube.com/watch?v=I46eP8uZh_Y.
- [Uni22] UNISCIEL (2022). « Fréquence de résonance ». In : URL : https://uel.unisciel.fr/physique/sinusoi/sinusoi_ch05/co/apprendre_ch5_02.html.
- [Ver22] VERSTRAETEN, Maxime (2022). « Engin-Hearing : Tutoriel Kicad 6 pour la conception d'un circuit imprimé ». In : URL : <https://youtu.be/0S01JAcMnk0>.
- [Wik13] WIKIPÉDIA (2013). « Pont de diodes ». In : URL : https://fr.wikipedia.org/wiki/Pont_de_diodes.

- [Wik15] — (2015). « Modulation d'amplitude ». In : URL : https://fr.wikipedia.org/wiki/Modulation_d%5C%27amplitude.