



**HAL**  
open science

# Transmission d'énergie par induction électromagnétique en plastronique 3D

Sergkei Kamotesov

► **To cite this version:**

Sergkei Kamotesov. Transmission d'énergie par induction électromagnétique en plastronique 3D. Electronique. Université de Lyon, 2019. Français. NNT : 2019LYSE1353 . tel-02496934

**HAL Id: tel-02496934**

**<https://theses.hal.science/tel-02496934v1>**

Submitted on 3 Mar 2020

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

N° d'ordre NNT :  
2019LYSE1353



## **THESE de DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE LYON**

Opérée au sein de  
**L'Université Claude Bernard Lyon 1**

**Ecole Doctorale N° 160**  
**Electronique Electrotechnique et Automatique de Lyon**

**Spécialité de doctorat** : Electronique, Electrotechnique, Automatique  
**Discipline** : Electronique

Soutenue publiquement le 17/12/2019, par :  
**Sergkei Kamotesov**

---

# **Transmission d'énergie par induction électromagnétique en plastronique 3D**

---

Devant le jury composé de :

M. Benech Philippe, Professeur INP de Grenoble, Rapporteur  
M. Passeraub Philippe, Professeur HEPIA de Genève, Rapporteur  
M. Journet Gautier Catherine, Professeur UCBL de Lyon, Examinatrice  
M. Martin Christian, MC UCBL de Lyon, Examineur  
Mme. Kaddour Darine, MC INP de Grenoble, Examinatrice  
Mme. Reverdy-Bruas Nadège, MC INP de Grenoble, Examinatrice  
M. Semet Vincent, MC de l'UCBL de Lyon, Directeur de thèse  
M. Cabrera Michel, CR CNRS INSA de Lyon, Co-directeur de thèse  
M. Moguedet Maël, PDG de la société S2P, Invité  
M. Lombard Philippe, MC UCBL de Lyon, Invité  
M. Voltaire Christian, Professeur ECL de Lyon, Invité

# Remerciements

---

Tout d'abord, je tiens à remercier mon co-directeur de thèse, Michel Cabrera pour m'avoir accueilli au sein de son équipe de recherche et pour m'avoir permis de travailler dans d'excellentes conditions. Ce professeur au grand cœur et au grand savoir, m'a transmis sa passion pour la recherche. L'ensemble de ses conseils et sa détermination m'ont motivé tout au long de cette thèse.

Mes remerciements vont ensuite à mon directeur de thèse et Maître de Conférences à l'UCB, Vincent Semet pour ses précieux conseils et ses brillantes idées, notamment en mécanique, en chimie et en simulation électromagnétique. Ses riches connaissances de la physique ont été une ressource précieuse pour mes travaux.

Je remercie également mon autre co-directeur de thèse et Maître de Conférences à l'UCB, Philippe Lombard pour son investissement dans ce projet. Son aide a permis d'accélérer le projet. D'autre part, ses connaissances en électronique et ses aptitudes rédactionnelles ont été une ressource précieuse.

J'adresse un grand merci tout particulièrement à mon co-directeur de thèse et Président fondateur (CEO – Chief Executive Officer) de la société S2P, Maël Moguedet pour avoir créé et financé ce projet. Ce jeune chef d'entreprise m'a énormément impressionné par son ambition et son leadership. Il a su me motiver pour avancer mes travaux.

Je tiens également à remercier Amaury Veille, Directeur technique à S2P pour ses précieuses connaissances en plastronique. Grâce à ses conseils j'ai réussi à fabriquer les objets en plastronique.

Je remercie également le Professeur Bruno Allard, pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire AMPERE dont il est le Directeur. Monsieur Allard a su se rendre disponible, notamment pour me conseiller et apporter des ressources pour mener à bien mon projet.

Je remercie également Christian Vollaire, Directeur Adjoint et Professeur au laboratoire AMPERE pour m'avoir conseillé et m'avoir accordé des ressources importantes pour mon projet.

Je remercie Christian Martin, Maître de Conférences à l'UCB pour sa disponibilité et ses précieux conseils lors des mesures à l'impédancemètre.

Je remercie Rabah Dahmani, ancien chef de projet chez S2P pour m'avoir encadré au début de cette thèse.

Je remercie l'ensemble de l'équipe du laboratoire Ampère et de la société S2P pour leur accueil, et leur soutien dans ce projet.

Et bien évidemment, merci à ma famille, à mes proches et à mes amis pour leurs encouragements et leur soutien. Enfin, merci à Estelle Tang, pour m'avoir encouragé, soutenu et supporté, rien ne pourra jamais égaler ce que tu as fait et ce que tu fais encore chaque jour pour moi.

# Résumé

---

L'objectif de la thèse est d'évaluer l'intérêt de la plastronique 3D dans le domaine de la transmission d'énergie à distance par induction électromagnétique (TEDIM). En effet, la TEDIM est actuellement basée sur des inductances planes, qui n'autorisent un transfert d'énergie entre émetteur et récepteur que sur une courte à moyenne distance, à condition de plus qu'elles soient alignées.

Dans ce manuscrit est étudié le cas particulier de récepteurs de forme 3D disposés à l'intérieur d'une boîte émettrice de 50 cm de côté comportant 4 inductances émettrices. Différents récepteurs avec des inductances plastroniques ont été étudiés en abordant les questions suivantes : résonance des inductances plastroniques à 6,78 MHz, dimensionnement et forme en 3D.

Ainsi, un récepteur en plastronique de forme quasi-sphérique ( $\varnothing$  8 cm) a été fabriqué par impression 3D, structuration laser directe, métallisation autocatalytique et électrodéposition. Celui-ci a été doté de 3 inductances réceptrices solénoïdes en plastronique et disposées orthogonalement sur les équateurs ayant chacune un facteur de qualité supérieur à  $129 \pm 10$ . Les résultats expérimentaux sont les suivants : (1) le récepteur reçoit jusqu'à 4,33 W avec un rendement de 15,8 % au centre de la boîte, et (2) lorsque l'on fait varier la position et l'orientation du récepteur dans la boîte, la disposition des inductances permet, dans une large mesure, de moyenner la puissance reçue.

En conclusion, la plastronique permet d'intégrer, relativement aisément, des inductances autorisant une TEDIM, dans les habillages d'appareils électroniques, à la manière des antennes électromagnétiques intégrées par plastronique dans les téléphones intelligents. Ces inductances peuvent épouser la forme 3D de ces habillages, ce qui permet de concevoir des récepteurs et émetteurs omnidirectionnels.

**Mots clefs :** transmission d'énergie à distance, transmission de puissance à distance, TEDIM, plastronique, structuration laser directe, induction électromagnétique, résonance, inductance, 3D, omnidirectionnel, modèle, boîte, cube, sphère, métallisation autocatalytique, électrodéposition.

# Abstract

---

The objective of this thesis is to evaluate the interest of 3D molded interconnect devices technologies 3D-MID for wireless power transfer (WPT) through electromagnetic induction. WPT systems mostly uses planar coils that allows transfer between receiver and emitter at low and mid-range distance, at the condition that they are well aligned.

We studied a specific case with a 3D receiver enclosed in a half meter box with 4 emitting inductors on 4 sides. Three questions were examined: the magnetic resonance of 3D-MID inductors at 6.78 MHz, their dimensions and their 3D shape.

The nearly spherical shape 3D-MID receiver ( $\varnothing$  8 cm) was 3D printed, activated with laser direct structuring (LDS), autocatalytic metallization and electroplating. It has 3 solenoid receiving inductors, each with quality factor above  $129 \pm 10$ , placed orthogonally on the equators. The experimental results show: (1) the receiver is able to receive 4.33 W at 15.8 % efficiency in the middle of the box and (2) that we can change position and orientation of the receiver in the box, the placement of the inductors allows, in a widely meaning, to mean the received power.

In conclusion 3D-MID allows to integrate, relatively easily, inductors for WPT, in the casing of electronics devices, in the same way as for 3D-MID electromagnetic antennas in smartphones. These inductors can 3D-shape the casing, which will allow the design of omnidirectional receivers.

**Keywords:** wireless power transfer, WPT, 3D molded interconnect device, 3D-MID, laser direct structuring, LDS, electromagnetic induction, resonance, inductor, 3D, omnidirectional, model, box, cube, sphere; electroless plating; electroplating.

# Table des matières

Table des matières .....	5
Table des figures .....	9
Liste des tables .....	16
Liste des sigles et des abréviations .....	19
Liste des Annexes .....	20
Introduction abrégée .....	21
Chapitre 1 : Introduction générale .....	24
1. INTRODUCTION .....	24
2. LA TRANSMISSION D'ENERGIE A DISTANCE PAR INDUCTION ELECTROMAGNETIQUE .....	24
3. LA TEDIM NON-RESONANTE DE TYPE QI .....	27
3.1. Inductances réceptrices $Q_i$ .....	27
3.2. Inductances réceptrices $Q_i$ .....	28
3.3. Conclusion sur l'intérêt de la plastronique pour la TEDIM en mode non résonant .....	31
4. LA PLASTRONIQUE 3D POUR LA TRANSMISSION D'ENERGIE PAR INDUCTION RESONANTE .....	32
4.1. Zone de réception de puissance et distance .....	32
4.2. Utilisation d'une inductance de forme 3D .....	33
4.3. Utilisation d'inductances disposées 3D .....	36
4.4. Alimentation de petits objets dans un grand volume .....	39
4.5. Discussion .....	41
5. PROJET DE BOITE EMETTRICE ET DE RECEPTEUR OMNIDIRECTIONNEL .....	41
6. CONCLUSION .....	42
Chapitre 2 : Inductances planes .....	44
1. INTRODUCTION .....	44
2. L'INDUCTION .....	44
2.1. Equations de Maxwell dans le vide .....	44
2.2. Théorème d'Ampère .....	46
2.3. Loi de Faraday .....	46
2.4. Equations de Maxwell dans les conducteurs .....	47
2.4.1. Approximation des Régimes Quasi-Statiques dans un conducteur .....	47
2.4.2. Conservation de la charge .....	48
2.4.3. Propagation dans un conducteur - équation d'onde .....	48
2.5. L'inductance $L$ .....	49
2.6. L'inductance Mutuelle $M$ et le facteur de couplage $k$ .....	50
3. INDUCTANCE : EFFET DE PEAU, DE PROXIMITE, ET EFFET CAPACITIF .....	51
3.1. Résistance de l'inductance en continu $R_{DC}$ .....	51
3.2. Effet de peau .....	52
3.3. Influence de l'effet de peau sur l'impédance .....	54
3.4. Calcul de la Résistance $R_{AC}$ d'un fil cylindrique en tenant compte de l'effet de peau .....	55
3.5. Calcul de l'inductance d'un fil cylindrique en tenant compte de l'effet de peau .....	56
3.6. Résistance et Effet de proximité .....	58
3.7. Calcul de l'inductance et de la résistance d'une inductance spirale .....	59
3.8. Calcul de la résistance et de l'inductance d'un enroulement par la méthode des éléments finis .....	61
3.9. Simulation des inductances par la méthode des éléments finis en 2D et 3D .....	61
3.10. Effet capacitif .....	64

4.	MODELE D'UNE INDUCTANCE .....	65
4.1.	<i>Modèle RL</i> .....	65
4.2.	<i>Modèle RLC</i> .....	65
4.3.	<i>Facteur de qualité, inductance effective et fréquence de résonance</i> .....	67
4.4.	<i>Résonance d'un circuit LC</i> .....	68
4.5.	<i>Résonance du modèle RLC</i> .....	69
4.6.	<i>Ajout des effets capacitifs aux simulations des inductances 2D</i> .....	70
5.	CONCLUSION.....	72
Chapitre 3 : Fonctionnement d'une TEDIM .....		73
1.	INTRODUCTION .....	73
2.	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT .....	73
3.	SYSTEMES NON-RESONANTS.....	74
4.	SYSTEMES RESONANTS .....	79
4.1.	<i>Généralités</i> .....	79
4.2.	<i>Modèle du système résonant</i> .....	80
5.	ETAGE D'ENTREE.....	85
5.1.	<i>L'amplificateur classe D</i> .....	86
5.2.	<i>Amplificateur ZVS</i> .....	88
6.	ETAGE DE SORTIE.....	90
7.	CONCLUSION.....	91
Chapitre 4 : Elaboration d'inductances plastroniques par structuration laser .....		92
1.	INTRODUCTION .....	92
2.	PLASTRONIQUE PAR STRUCTURATION LASER.....	92
2.1.	<i>Principe de base</i> .....	92
2.2.	<i>Choix de la matière</i> .....	94
2.3.	<i>Choix du procédé de mise en forme</i> .....	94
2.4.	<i>Adressage du laser en 3D</i> .....	95
2.5.	<i>Interaction laser matière</i> .....	96
2.6.	<i>Remplissage d'une piste pendant l'activation (exemple avec la Microline 3D 160i)</i> .....	99
2.7.	<i>Métallisation autocatalytique du cuivre</i> .....	100
2.8.	<i>Règles de dessin et limitations du procédé de structuration laser</i> .....	102
2.9.	<i>Electrodéposition de cuivre</i> .....	103
2.10.	<i>Caractérisation des pièces plastroniques</i> .....	105
2.10.1.	<i>Conductivité</i> .....	105
2.10.2.	<i>Permittivité diélectrique</i> .....	105
2.10.3.	<i>Perméabilité magnétique</i> .....	106
2.10.4.	<i>Adhésion des pistes conductrices</i> .....	106
2.10.5.	<i>Défauts de métallisation</i> .....	107
3.	INDUCTANCES PLASTRONIQUES 2D PAR STRUCTURATION LASER.....	109
3.1.	<i>Résultats préliminaires</i> .....	109
3.2.	<i>Amélioration du facteur de qualité</i> .....	112
4.	INDUCTANCES DISPOSEES SUR DES CALOTTES SPHERIQUES .....	114
5.	INDUCTANCES PLASTRONIQUES ET TRANSMISSION D'ENERGIE PAR INDUCTION .....	121
5.1.	<i>Inductance solénoïde en plastronique</i> .....	122
5.2.	<i>Amélioration des récepteurs</i> .....	125
5.3.	<i>Analyse de l'état de surface du récepteur 1 en plastronique</i> .....	127
5.4.	<i>Résultats des mesures de l'impédance pour le récepteur 1</i> .....	131
6.	CONCLUSION.....	133
Chapitre 5 : Conceptions et simulations pour dimensionner le démonstrateur.....		134
1.	INTRODUCTION .....	134

2.	MODELE DE SIMULATION TEDIM .....	134
2.1.	<i>Inductance plane carrée pour l'étude</i> .....	135
2.2.	<i>Simulation du facteur de couplage</i> .....	135
2.3.	<i>Modèle électronique</i> .....	137
2.3.1.	Puissance et rendement en fonction de Z et de la fréquence .....	138
2.3.2.	Calcul de $\eta$ et $P_{out}$ en translation et en rotation .....	140
2.4.	<i>Comparaison modèle et mesure</i> .....	141
2.4.1.	Optimisation de la charge .....	143
2.4.2.	Optimisation de la fréquence d'excitation $f$ .....	144
2.5.	<i>Modèle électronique avec redressement</i> .....	146
2.6.	<i>Bilan de l'étude sur la simulation de deux inductances résonantes carrées</i> .....	147
3.	SIMULATION DU PROJET AVEC UN MODELE ELECTRONIQUE.....	148
3.1.	<i>Le récepteur cubique</i> .....	149
3.2.	<i>Dimensionnement de l'inductance émettrice</i> .....	150
3.2.1.	Simulation d'une inductance émettrice et réceptrice en fonction de leur éloignement .....	151
3.2.1.	Simulation de deux inductances émettrices et d'une réceptrice en translation XZ.....	153
3.3.	<i>Orientation du champ magnétique émetteur</i> .....	156
3.4.	<i>Simulation du récepteur cubique en translation dans la boîte émettrice</i> .....	159
4.	CONCLUSION.....	162
Chapitre 6 : Résultats expérimentaux .....		164
1.	INTRODUCTION .....	164
2.	DESCRIPTION DU DISPOSITIF EXPERIMENTAL .....	164
2.1.	<i>Généralités</i> .....	164
2.2.	<i>Inductance émettrice</i> .....	165
2.3.	<i>Boîte émettrice</i> .....	166
2.4.	<i>Amplificateur pour l'émetteur</i> .....	167
3.	MESURE AVEC LE RECEPTEUR CUBIQUE EN CIRCUIT IMPRIME .....	169
3.1.	<i>Cube récepteur par assemblage de circuits imprimés</i> .....	169
3.2.	<i>Mesure de la charge optimale pour le récepteur cubique</i> .....	171
3.3.	<i>Mesure de la cartographie de puissance</i> .....	173
3.4.	<i>Réception omnidirectionnelle du récepteur cubique</i> .....	176
3.5.	<i>Bilan des résultats de mesures avec le récepteur cubique</i> .....	178
4.	RECEPTEUR 1 EN PLASTRONIQUE 3D .....	178
4.1.	<i>Conception</i> .....	178
4.2.	<i>Charge optimale</i> .....	179
4.3.	<i>Mesure de la cartographie de puissance</i> .....	180
4.4.	<i>Réception omnidirectionnelle du récepteur plastronique</i> .....	182
4.5.	<i>Bilan des résultats avec le récepteur plastronique et comparaison avec le récepteur cubique</i> 184	
5.	DRONE .....	185
6.	DISCUSSION.....	188
6.1.	<i>Perspectives d'amélioration du dispositif expérimental</i> .....	188
6.2.	<i>Perspectives en termes d'applications</i> .....	189
6.2.1.	Implants médicaux .....	189
6.2.2.	Monitoring humain ou animalier .....	189
6.2.3.	Robots.....	190
6.2.4.	Outillage .....	190
6.3.	<i>Spéculations sur l'utilisation de la plastronique pour la TEDIM</i> .....	190
6.3.1.	Inductances sur la coque d'un appareil.....	190
6.3.2.	Retransmission d'énergie vers un appareil voisin .....	190
6.3.3.	Inductances disposées en 3D dans un bol.....	191
6.3.4.	Plateforme émettrice multidirectionnelle .....	192
6.3.5.	Transmission d'énergie angulaire (équerre de transfert d'énergie).....	192



6.3.6.	Rotule de transfert d'énergie.....	193
6.3.7.	Focalisation variable d'un émetteur d'énergie.....	193
6.3.8.	Metamatériaux.....	194
7.	CONCLUSION.....	194
	Conclusion générale et perspectives.....	196
	Bibliographie.....	199

# Table des figures

Figure 1 : Exemple d'un système plastronique 3D (centre) issu de l'association d'un support plastique (à gauche) et d'un circuit électronique (à droite) [1].	21
Figure 2 : Limites de la TEDIM.	22
Figure 3 : Exemple de dispositif de TEDIM pour un téléphone portable et sa plateforme de rechargement.	25
Figure 4 : Modélisation des systèmes de TEDIM (a) système non-résonant, (b) système résonant ...	25
Figure 5 : Exemples d'appareils utilisant une transmission d'énergie sans fil de type Qi et Rezence.	26
Figure 6 : Inductance type A11 issue des spécifications Qi V1.2.	27
Figure 7 : Inductance réceptrice de référence 760308201303 pour le standard Qi.	29
Figure 8 : Inductance numéro i3 avec ses paramètres géométriques.	30
Figure 9 : Dispositif de TEDIM sans fil non-résonant type Qi.	31
Figure 10 : a) Expérience Witricity et b) mesure du rendement en fonction de la distance.	33
Figure 11 : a) Inductance solénoïde et b) simulation, c) inductance 3D et d) simulation [24].	34
Figure 12 : Boîte émettrice de forme cubique permettant d'émettre suivant 6 directions [25].	35
Figure 13 : Inductance de forme 3D permettant de recharger un portable et une montre [27].	35
Figure 14 : Bol émetteur de forme 3D permettant d'alimenter une oreillette [28].	36
Figure 15 : Etude d'un réseau d'inductances émettrices enroulées autour d'un cylindre [29].	37
Figure 16 : Etude d'un émetteur avec une disposition 3D des inductances émettrices [30].	37
Figure 17 : Etude d'une boîte émettrice pour alimenter un capteur sur un rat de laboratoire [34].	38
Figure 18 : Alimentation d'un petit robot de 4 cm dans un grand volume [35].	39
Figure 19 : Alimentation de plusieurs objets portables sur une même plateforme émettrice [36].	40
Figure 20 : Alimentation du capteur sur un rat de laboratoire a) [38] b)[39] c)[40].	40
Figure 21 : Schéma de principe de la transmission d'énergie vers un objet dans un grand volume.	42
Figure 22 : Boucle fermée pour le calcul du champ magnétique $B$ généré par un fil parcouru par un courant $I$ .	46
Figure 23 : Flux magnétique à travers une surface $S$ parcourue par des lignes de champs.	47
Figure 24 : Champ magnétique généré par une inductance.	49
Figure 25 : Modèle de deux bobines couplées.	50
Figure 26 : Dimensions dans un conducteur de section a) rectangulaire et b) ronde.	51
Figure 27 : Epaisseur de peau $\delta$ en fonction de la fréquence $f$ .	53
Figure 28 : Exemple de simulations par éléments finis de la répartition de la densité de courant dans un fil conducteur (Cu) de diamètre 15 mm en vue de coupe à deux fréquences différentes. a) 100 Hz et b) 100 kHz	54
Figure 29 : Evolution du rapport $R_{AC}/R_{DC}$ en fonction du rayon du fil à 6,78 MHz.	55
Figure 30 : Evolution de $R_{AC}$ en fonction du rayon du fil à 6,78 MHz.	56
Figure 31 : Exemple de calcul de la répartition de la densité de courant pour un fil de 300 $\mu\text{m}$ de diamètre avec $f = 6,78 \text{ MHz}$ qui illustre l'effet de peau ( $\delta = 25 \mu\text{m}$ ). Calcul Matlab.	56
Figure 32 : Evolution de $L_{AC}$ en fonction du diamètre du fil à 6,78 MHz.	57
Figure 33 : Effet de proximité sur la répartition de la densité de courant dans le cas d'une seule spire.	58
Figure 34 : Modèle d'inductance 2D, a) maillage et b) distribution de densité de courant et lignes de champ.	62
Figure 35 : Inductance numéro i6 réalisée sur circuit imprimé.	63
Figure 36 : Graphe de l'évolution des valeurs mesurées et simulées de l'inductance i6 en utilisant FEMM, de a) la résistance $R_{AC}$ et de b) l'inductance $L_{AC}$ en fonction de la fréquence.	63
Figure 37 : Exemple des effets capacitifs entre les enroulements d'une inductance 2 tours sur un circuit imprimé en FR4.	64
Figure 38 : Modèle effectif d'une inductance.	65

Figure 39 : Modèle RLC d'une inductance.....	66
Figure 40 : Courbes de l'impédance $Z_{eff}$ en fonction de la fréquence. a) $20\log( Z_{eff} )$ et b) phase de $Z_{eff}$ .....	66
Figure 41 : $Q$ et $L_{eff}$ de la Figure 39.....	68
Figure 42 : Circuit LC en résonance.....	69
Figure 43 : Exemple du courant dans un circuit LC résonant idéal excité à 6,78 MHz.....	69
Figure 44 : Graphe de l'évolution des valeurs mesurées et simulées de l'inductance $i_6$ en fonction de la fréquence en utilisant FEMM.....	70
Figure 45 : Graphe pour l'inductance $i_6$ de l'évolution des valeurs mesurées et simulées en utilisant FEMM, de a) l'inductance $L_{eff}$ et de b) de $Q$ en fonction de la fréquence.....	71
Figure 46 : Système de transmission d'énergie par induction.....	73
Figure 47 : Modèle d'un système non-résonant.....	74
Figure 48 : Modèle équivalent de celui de la Figure 47.....	75
Figure 49 : Exemple de a) du rendement $\eta$ et de b) la puissance en sortie $P_{out}$ en fonction de $f$ et $k$ .....	77
Figure 50 : Rendement d'un système non-résonant en fonction du couplage et des facteurs de qualités $Q_{L1}$ et $Q_{L2}$ .....	78
Figure 51 : Système de TEDIM non-résonant.....	78
Figure 52 : Les différentes configurations possibles en résonance.....	79
Figure 53 : Modèle d'un système de TEDIM résonant.....	80
Figure 54 : Modèle équivalent d'un système de TEDIM résonant.....	81
Figure 55 : Exemple de la a) $P_{out}$ et b) de $\eta$ en fonction de $k$ et de la fréquence.....	82
Figure 56 : Transmission de puissance d'un système résonant en fonction de la distance.....	83
Figure 57 : Exemple de rendement d'un système à $f_{res}$ en fonction de couplage $k$ et de la charge $R_L$ .....	84
Figure 58 : Circuit amplificateur classe D.....	86
Figure 59 : Exemple du courant et de la tension parcourant le circuit LC d'un onduleur classe D.....	86
Figure 60 : Circuit amplificateur classe D avec un pont en H.....	87
Figure 61 : Exemple pour le courant et la tension parcourant le circuit LC d'un onduleur classe D ayant un pont en H.....	87
Figure 62 : Pertes capacitives liées à la commutation des transistors d'un amplificateur classe D.....	88
Figure 63 : Circuit amplificateur classe D ZVS.....	89
Figure 64 : Circuit amplificateur classe D ZVS avec un pont en H.....	89
Figure 65 : Exemple de l'évolution des tensions sur un amplificateur classe D ZVS.....	90
Figure 66 : Redressement double alternance avec un pont de diodes.....	90
Figure 67 : Procédé de structuration laser.....	93
Figure 68 : Principe de l'adressage d'un laser dans un volume de travail ( <a href="https://www.scanlab.de/en">https://www.scanlab.de/en</a> ).....	96
Figure 69 : Trajectoires curvilignes sur une surface 3D ( <a href="https://www.scanlab.de/en">https://www.scanlab.de/en</a> ).....	96
Figure 70 : Schéma d'une tranchée créée par le passage du spot laser. Image extraite de [107].....	97
Figure 71 : Etude expérimentale du profil d'activation sur du polyphthalamide (PPA) chargé en fibres de verre par un laser Nd:YAG 1064 nm [109].....	97
Figure 72 : Etude de l'évolution de la largeur d'interaction suivant les paramètres $f_{laser}$ et $v_{laser}$ sur du polyphthalamide (PPA) chargé en fibres de verre par un laser Nd:YAG 1064 nm [109].....	98
Figure 73 : Etude expérimentale du profil de métallisation entre deux passes laser sur du polyphthalamide (PPA) chargé en fibres de verre par un laser Nd:YAG 1064 nm [109].....	98
Figure 74 : Evolution de $M_s$ en fonction de $f_{laser}$ et $v_{laser}$ sur du polyphthalamide chargé en fibres de verre [109].....	99
Figure 75 : Exemple de remplissage d'une piste électronique rectangulaire par le passage laser.....	100
Figure 76 : Principe de base de la métallisation autocatalytique (version très simplifiée).....	100
Figure 77 : Règles de dessin pour la plastronique par structuration laser.....	102

Figure 78 : Réalisation de circuits plastroniques simple couche a) ou double couche b) par structuration laser.....	103
Figure 79 : Différentes possibilités pour créer les vias dans le procédé de structuration laser. ....	103
Figure 80 : Principe de l'électrodéposition du cuivre.....	104
Figure 81 : Images de coupes métallographiques extraites de [119] montrant l'enracinement des pistes conductrices.....	106
Figure 82 : Exemples de métallisations parasites liées à un mauvais nettoyage. ....	108
Figure 83 : Photo au MEB d'un exemple d'une piste avec un manque de métallisation dû à une puissance insuffisante lors de l'activation. ....	108
Figure 84 : Inductance plastronique 2D de numéro i7 fabriquée par structuration laser. ....	110
Figure 85: a) Résistance $R_{eff}$ , b) inductance $L_{eff}$ et c) facteur de qualité Q en fonction de la fréquence, simulés et mesurés pour les inductances i4 et i7. ....	111
Figure 86 : Inductance plastronique 2D de numéro i13+ fabriquée par structuration laser et épaissie avec 20 $\mu\text{m}$ par électrodéposition.....	112
Figure 87: a) Inductance $L_{eff}$ b) résistance $R_{eff}$ , et c) facteur de qualité Q en fonction de la fréquence, simulés et mesurés pour les inductances i13 et i13+.....	113
Figure 88 : a) Sphère plastronique (modèle CAO) et b) vue intérieure d'une demi-coque avec le passage de la spire externe vers le circuit électronique. ....	115
Figure 89 : Détails de la fabrication de la sphère plastronique par structuration laser. ....	116
Figure 90: Sphère plastronique réalisée par structuration laser, électrodéposition de cuivre et étamage .....	116
Figure 91 : a) Corrosion et b) état de surface liée à la fabrication par frittage laser de la sphère. ....	117
Figure 92 : Image des pistes de la sphère obtenue par microscope digital Keyence VHX 6000. ....	117
Figure 93: a) Géométrie, b) maillage et c) distribution de courant dans la piste interne.....	118
Figure 94: a) Inductance $L_{eff}$ , b) Résistance $R_{eff}$ et c) facteur de qualité Q en fonction de la fréquence, simulés et mesurés pour une inductance de la sphère. ....	120
Figure 95: a) Inductance $L_{eff}$ , b) Résistance $R_{eff}$ et c) facteur de qualité Q en fonction de la fréquence, simulés pour une inductance solénoïde. ....	122
Figure 96 : Conception CAO du récepteur 1 en plastronique a) vue générale et b) passage de la spire externe. ....	123
Figure 97 : Conception CAO du récepteur 2 en plastronique par structuration laser a) vue générale et b) vue avec le circuit électronique. ....	124
Figure 98 : Réalisation des récepteurs plastroniques par structuration par laser a) récepteur 1, b) récepteur 2. ....	125
Figure 99 : Récepteur 1 pendant a) l'activation laser et b) après autocatalyse du cuivre. ....	126
Figure 100 : Récepteur 1 a) pendant l'électrodéposition et b) après électrodéposition.....	126
Figure 101 : Récepteur 1 après autocatalyse du nickel et de l'or. ....	127
Figure 102 : Mesure de la rugosité du ProtoPaint sur le récepteur 1 en plastronique.....	128
Figure 103 : Mesure de la rugosité de la surface entre les pistes conductrices du récepteur 1 en plastronique.....	128
Figure 104 : Mesure de la rugosité de la piste conductrice du récepteur 1 en plastronique. ....	129
Figure 105 : Zoom sur les pistes conductrices.....	129
Figure 106 : Zoom sur le rebord d'une piste conductrice. ....	130
Figure 107 : Mesure de l'épaisseur de dépôt métallique sur le récepteur 1 en plastronique.....	130
Figure 108 : Mesure de l'épaisseur de cuivre sur un bord de piste. ....	131
Figure 109: a) Inductance $L_{eff}$ , b) Résistance $R_{eff}$ et c) facteur de qualité Q en fonction de la fréquence, mesurés sur les trois inductances du récepteur 1 en plastronique, notées 1, 2 et 3. ....	132
Figure 110 : Inductances planes carrées utilisées pour l'étude du modèle de 2 inductances résonantes. ....	135
Figure 111 : Simulation électromagnétique du couplage $k$ de deux inductances carrées i31 sur le logiciel Maxwell 3D.....	136

Figure 112 : Déplacement de $R_x$ par rapport à $T_x$ pour des simulations en a) translation et en b) rotation. ....	136
Figure 113 : Simulation du couplage $k$ en a) translation (X,Z) et en b) rotation (R, $\theta$ ). ....	137
Figure 114 : Evolution du couplage $k$ en fonction de la translation Z sur la position X = 0. ....	137
Figure 115 : Modèle d'un système de TEDIM résonant. ....	137
Figure 116 : Simulation du a) rendement $\eta$ et de la b) puissance $P_{out}$ en fonction de la position Z et de la fréquence. ....	139
Figure 117 : Simulation du a) rendement $\eta$ et de la b) puissance $P_{out}$ en fonction de la position Z et à la fréquence de 6,78 MHz. ....	140
Figure 118 : Simulation du a) rendement $\eta$ et de la b) puissance $P_{out}$ en fonction des positions (X,Z) en translation. ....	140
Figure 119 : a) rendement $\eta$ et b) puissance $P_{out}$ en fonction des positions en rotation (R, $\theta$ ). ....	141
Figure 120 : Mesure du a) rendement $\eta$ et de la b) puissance $P_{out}$ en fonction de la position Z et de la fréquence. ....	142
Figure 121 : Facteurs de couplage mesurés et simulés sur les positions a) X = 0 mm et b) X = 100 mm. ....	143
Figure 122 : a) Rendement $\eta$ et b) puissance $P_{out}$ , mesurés et simulés sur les positions X = 0 mm et X = 100 mm. ....	143
Figure 123 : Cartographie de la charge $R_L$ optimale. ....	144
Figure 124 : a) rendement $\eta$ et b) puissance $P_{out}$ en fonction des positions (X,Z) en translation avec une charge $R_L$ optimale. ....	144
Figure 125 : Cartographie de la fréquence optimale a) basse et b) haute. ....	145
Figure 126 : Cartographie du rendement $\eta$ avec une fréquence optimale a) basse et b) haute. ....	145
Figure 127 : Cartographie de la puissance $P_{out}$ avec une fréquence optimale a) basse et b) haute. ....	145
Figure 128 : Modèle d'un système de TEDIM résonant avec étage de redressement. ....	146
Figure 129 : Simulation du a) rendement $\eta$ et de la b) puissance $P_{out}$ du modèle avec redressement sur la position X = 0 mm et avec une tension d'entrée $V_{in} = 10$ V. ....	147
Figure 130 : Rappel : schéma de principe de la transmission d'énergie vers un objet dans un grand volume. ....	148
Figure 131 : Schéma du récepteur étudié. ....	149
Figure 132 : Déplacement de $R_{x1}$ par rapport à $T_{x1}$ pour des simulations en translation Z. ....	151
Figure 133 : Simulation du facteur de couplage $k$ entre l'inductance $R_{x1}$ et $T_{x1}$ en fonction de leur éloignement en Z. ....	152
Figure 134 : Simulation du a) rendement $\eta$ et de la b) puissance $P_{out}$ avec $R_{x1}$ et $T_{x1}$ en fonction de la translation Z. ....	153
Figure 135 : Modèle d'un système de TEDIM résonant avec redressement pour 2 émetteurs. ....	154
Figure 136 : Déplacement de $R_{x1}$ par rapport à $T_{x1}$ et $T_{x2}$ pour des simulations en translation X et Z. ....	154
Figure 137 : Simulation du a) rendement $\eta$ et de la b) puissance $P_{out}$ de $R_{x1}$ avec $T_{x1}$ et $T_{x2}$ en fonction de la distance Z à X = 0 mm. ....	155
Figure 138 : Simulation du a) rendement $\eta$ et de la b) puissance $P_{out}$ avec 2 émetteurs en fonction de leurs distance X à Z = 195 mm. ....	155
Figure 139 : Positionnement des 4 inductances $T_{x1-4}$ émettrices en vue du dessus. ....	156
Figure 140 : Trois cas de configuration (a), (b) et (c) pour l'orientation du champ magnétique B en vue du dessus. ....	157
Figure 141 : Simulation de a) la densité du champ magnétique et b) de la densité du champ magnétique normée, en Tesla avec le logiciel Comsol pour le cas (a). ....	158
Figure 142 : Simulation de a) la densité du champ magnétique et b) de la densité du champ magnétique normée, en Tesla avec le logiciel Comsol pour le cas (b). ....	158
Figure 143 : Simulation de a) la densité du champ magnétique et b) de la densité du champ magnétique normée, en Tesla avec le logiciel Comsol pour le cas (c). ....	158

Figure 144 : Schéma du modèle physique du système. ....	160
Figure 145 : Déplacement du récepteur par rapport aux 4 inductances émettrices. ....	160
Figure 146 : Schéma du modèle électronique du système. ....	161
Figure 147 : Simulation du a) rendement $\eta$ et de la b) puissance $P_{out}$ avec 4 émetteurs et 6 récepteurs sur un cube en fonction de la position X à Y = 0 mm et pour $V_{in} = 2,5$ V. ....	162
Figure 148 : CAO de la boîte émettrice. ....	164
Figure 149 : Inductance émettrice de 30 cm sur plexiglas. ....	165
Figure 150 : Mesure a) de la valeur de l'inductance L et b) du facteur de qualité Q de l'inductance émettrice (numéro i33). ....	166
Figure 151 : a) Boîte émettrice b) Boîte émettrice en vue du dessus. ....	167
Figure 152 : a) Amplificateur classe D ZVS présent en 4 exemplaires sous la boîte et b) fixation des amplificateurs sous la boîte. ....	168
Figure 153 : Schéma de câblage des amplificateurs. ....	168
Figure 154 : Assemblage du cube récepteur a) dispositif réel et b) CAO. ....	169
Figure 155 : Mesure de a) la valeur de l'inductance $L_{eff}$ et du b) facteur de qualité Q de l'inductance réceptrice de numéro i32. ....	170
Figure 156 : Connection des faces du cubes à la charge, A séparées, B en série, et C en parallèles. ....	171
Figure 157 : Mesure de a) $\eta$ et de b) $P_{out}$ de la configuration A pour des charges comprises $R_{L1-6}$ entre 47 $\Omega$ et 356 $\Omega$ . ....	172
Figure 158 : Mesure de a) $\eta$ et de b) $P_{out}$ pour différentes charges lorsque les faces du cube sont connectées en série. ....	172
Figure 159 : Mesure de a) $\eta$ et de b) $P_{out}$ pour différentes charges lorsque les faces du cube sont connectées en parallèle. ....	173
Figure 160 : Mesure de a) $\eta$ et de b) $P_{out}$ pour $V_{in1-4} = 3$ V pour une translation en X avec Y = 0 cm et Z = 0 cm. ....	174
Figure 161 : Mesure de a) $\eta$ et de b) $P_{out}$ pour une translation en XY avec Z = 0 cm et $V_{in1-4} = 3$ V. ....	175
Figure 162 : Mesure de a) $\eta$ et de b) $P_{out}$ pour une translation en XY avec Z = 5 cm et $V_{in1-4} = 3$ V. ....	175
Figure 163 : Mesure de a) $\eta$ et de b) $P_{out}$ pour une translation en XY avec Z = 10 cm et $V_{in1-4} = 3$ V. ....	175
Figure 164 : Mesure de a) $\eta$ et de b) $P_{out}$ pour une translation en XY avec Z = 15 cm et $V_{in1-4} = 3$ V. ....	176
Figure 165 : Mesure de a) $\eta$ et de b) $P_{out}$ pour une rotation en $\Phi$ avec Z = 0 cm et $V_{in1-4} = 3$ V. ....	177
Figure 166 : Mesure de a) $\eta$ et de b) $P_{out}$ pour une rotation en $\Theta$ avec Z = 0 cm et $V_{in1-4} = 3$ V. ....	177
Figure 167 : Mesure de a) $\eta$ et de b) $P_{out}$ pour une rotation en $\Psi$ avec Z = 0 cm et $V_{in1-4} = 3$ V. ....	177
Figure 168 : Récepteur 1 en plastronique a) dispositif réalisé et b) CAO. ....	179
Figure 169 : Mesure de a) $\eta$ et de b) $P_{out}$ pour différentes charges lorsque les faces du récepteur 1 sont séparées. ....	180
Figure 170 : Mesure de a) $\eta$ et de b) $P_{out}$ pour une translation en X et en Y avec Z = 0 cm et $V_{in1-4} = 3$ V. ....	181
Figure 171 : Mesure avec $V_{in1-4} = 3$ V de la puissance $P_{out1}$ , $P_{out2}$ et $P_{out3}$ de chaque inductance réceptrice et de leur somme $P_{out total}$ . ....	182
Figure 172 : Mesure de a) $\eta$ et de b) $P_{out}$ pour une rotation en $\Phi$ avec Z = 0 cm et $V_{in1-4} = 3$ V. ....	183
Figure 173 : Mesure de a) $\eta$ et de b) $P_{out}$ pour une rotation en $\Theta$ avec Z = 0 cm et $V_{in1-4} = 3$ V. ....	183
Figure 174 : Mesure de a) $\eta$ et de b) $P_{out}$ pour une rotation en $\Psi$ avec Z = 0 cm et $V_{in1-4} = 3$ V. ....	183
Figure 175 : a) Drone volant sur les rails et b) mesure de la puissance requise pour le décollage. ..	186
Figure 176 : Alimentation du drone par le récepteur cubique positionné sur un point chaud. ....	187
Figure 177 : Tension mesurée a) avant le convertisseur DCDC et b) après convertisseur DCDC en fonction de la tension injectée dans la boîte émettrice lorsque le récepteur 1 en plastronique est situé sur un point chaud. ....	187

Figure 178 : Exemple de l'alimentation d'un implant médical (cœur artificiel) d'un patient assis sur une chaise. L'inductance émettrice se situe dans le dossier de la chaise.....	189
Figure 179 : Exemple d'une antenne sur la coque d'un téléphone. ....	190
Figure 180 : Exemple d'un système de retransmission d'énergie. L'ordinateur portable, situé sur une plateforme de recharge, retransmet l'énergie qu'il capte vers son voisin.....	191
Figure 181 : Système de recharge d'énergie avec un bol, image extraite de [125]. ....	191
Figure 182 : Plateforme émettrice multidirectionnelle ayant des inductances orientées suivant différentes orientations.....	192
Figure 183 : Transmission d'énergie angulaire. L'inductance émettrice transmet vers une inductance intermédiaire de forme 3D, puis vers le récepteur. ....	192
Figure 184 : Transmission d'énergie entre deux systèmes situés de part et d'autre d'une rotule. ....	193
Figure 185 : Modification de la ZRP. Le cylindre modifie la position de l'inductance 1, ce qui permet de faire varier $k_{12}$ et donc la ZRP. ....	194
Figure 186 : Transmission d'énergie à l'aide d'un metamatériau [127]. ....	194
Figure 187 : Paramètres géométriques d'une inductance plane a) vue du dessus et b) vue en coupe.....	210
Figure 188 : Schéma pour le calcul de l'inductance mutuelle entre deux segments. ....	212
Figure 189 : Exemple de calcul de la valeur d'inductance en utilisant les formules de Groover. ....	213
Figure 190 : Modèle d'un transformateur. ....	217
Figure 191 : Modèle équivalent en T d'un transformateur.....	217
Figure 192 : Modèle équivalent d'un transformateur avec source de tension.....	218
Figure 193 : Modèle d'un transformateur non-idéal avec charge.....	219
Figure 194 : Transformation en modèle équivalent vu au primaire.....	219
Figure 195 : Modèle équivalent d'un transformateur non-idéal avec charge. ....	219
Figure 196 : Modèle équivalent d'un transformateur non-idéal avec charge et source de tension au secondaire.....	220
Figure 197 : Inductances $i_1$ à $i_6$ fabriquées sur circuit imprimé. ....	222
Figure 198 : Mesure des Inductances $i_1$ à $i_6$ , a) valeur d'inductance $L_{eff}$ et b) facteur de qualité Q en fonction de la fréquence. ....	223
Figure 199 : Mesure des Inductances $i_7$ à $i_{11}$ , a) valeur d'inductance $L_{eff}$ et b) facteur de qualité Q en fonction de la fréquence.....	224
Figure 200 : Mesure des Inductances $i_{13}$ à $i_{17}$ , a) valeur d'inductance $L_{eff}$ et b) facteur de qualité Q en fonction de la fréquence. ....	225
Figure 201 : Mesure des Inductances $i_{13+}$ à $i_{17+}$ , a) valeur d'inductance $L_{eff}$ et b) facteur de qualité Q en fonction de la fréquence. ....	226
Figure 202 : Courants de foucaults générés à la surface d'une plaque métallique. ....	228
Figure 203 : Principe de fonctionnement d'un capteur de proximité inductif.....	229
Figure 204 : Circuit de détection du capteur de proximité.....	229
Figure 205 : Schéma du circuit électronique de capteur de proximité inductif en plastronique. ....	230
Figure 206 : Mesure de a) $L_S$ et b) $R_P$ en fonction de la distance de la plaque métallique.....	231
Figure 207 : Inductance $i_{29}$ sur une calotte sphérique à frontière hexagonale. ....	232
Figure 208 : Capteur de proximité en plastronique 3D sur un démonstrateur de salon en forme de ballon.....	232
Figure 209 : Réseau de 11 inductances disposées sur une sphère en 3D a) Sphère, b) CAO et c) vu intérieur. ....	233
Figure 210 : Electrodeposition de 18 $\mu\text{m}$ cuivre sur des inductances 3D. ....	234
Figure 211 : Mesure de $L_S$ sur 2 inductances de la sphère du capteur de proximité.....	234
Figure 212 : Capteur de proximité 3D en plastronique. ....	235
Figure 213 : Schéma des paramètres S d'un réseau à 2 ports.....	237
Figure 214 : Schéma des paramètres sur un système à 2 ports. ....	239
Figure 215 : Mesure du lien inductif au VNA.....	242
Figure 216 : Mesure de k avec un impédancemètre. ....	243

Figure 217: Mesure du lien inductif en résonance au VNA..... 243



# Liste des tables

Tableau 1 : Dimensions de l'inductance de type A11. ....	27
Tableau 2 : Liste des inductances en 2D réalisées sur circuit imprimé. ....	29
Tableau 3 : Mesure du facteur de qualité Q et de l'inductance L à 125 kHz avec et sans ferrite. ....	30
Tableau 4 : Tableau comparatif des performances dans les publications utilisant des inductances en 3D. ....	36
Tableau 5 : Tableau comparatif des performances dans les publications utilisant une disposition 3D des inductances. ....	38
Tableau 6 : Tableau comparatif des publications cherchant à miniaturiser le récepteur dans un grand volume. ....	41
Tableau 7 : Caractéristiques géométriques de l'inductance numéro i6. ....	63
Tableau 8 : Mesure de $L_s$ et $R_s$ à 100 kHz, de Q et $L_{eff}$ à 6,78 MHz, et calcul de $C_s$ à partir de la fréquence de résonance propre $f_{SRF}$ . ....	72
Tableau 9 : Comparaison entre les différentes configurations LC. ....	80
Tableau 10 : Liste des principaux matériaux plastique utilisés pour la structuration laser. ....	94
Tableau 11 : Paramètres laser pour la laque ProtoPaint et pour la matière LCP Vectra E840i LDS. ...	99
Tableau 12 : Règles de dessin pour la plastronique par structuration laser. ....	102
Tableau 13 : Caractéristiques diélectriques des matériaux à 1 MHz d'après [116]. ....	106
Tableau 14 : Force d'adhésion et rugosité pour différents matériaux extrait de [120]. ....	107
Tableau 15 : Géométrie des inductances i4 et i7. ....	110
Tableau 16 : Géométrie des inductances i13 et i13+. ....	112
Tableau 17 : Paramètre de dépôt pour l'électrodéposition de la sphère. ....	115
Tableau 18 : Temps d'électrodéposition pour une épaisseur cible de 100 $\mu\text{m}$ . ....	124
Tableau 19 : Valeurs caractéristiques mesurées sur les 3 inductances du récepteur 1 en plastronique. ....	132
Tableau 20 : Configuration des inductances de simulation. ....	135
Tableau 21 : Comparaison entre mesures expérimentales et simulations pour une ZRP définie par $\eta > 60\%$ et $P_{out} > 0,05 \text{ W/V}^2$ sur l'axe X = 0 mm. ....	143
Tableau 22 : Influence sur la ZRP lorsqu'on optimise la charge $R_L$ . ....	144
Tableau 23 : Comparaison modèle avec et sans fréquence de résonance optimisée pour $\eta > 60\%$ et $P_{out} > 0,05 \text{ W/V}^2$ sur l'axe X = 0 mm. ....	146
Tableau 24 : Comparaison modèle non-redressé avec le modèle redressé à Z=100 mm. Les charges $R_L$ ont été choisies pour donner les meilleures performances possibles. ....	147
Tableau 25 : Configuration de l'inductance du récepteur cubique. ....	149
Tableau 26 : Comparaison des facteurs de couplage entre les inductances du récepteur cubique. .	150
Tableau 27 : Configuration de l'inductance émettrice. ....	151
Tableau 28 : Paramètres des inductances i32 et i33 utilisés pour la simulation. ....	152

Tableau 29 : Résultats de simulation de $\eta$ et $P_{out}$ pour différentes tailles d'inductances émettrices lorsque l'une des inductances du récepteur cubique s'éloigne.....	153
Tableau 30 : Résultats de simulation de $\eta$ et $P_{out}$ pour différentes tailles d'inductances émettrices lorsque l'une des inductances du récepteur cubique réalise une translation en Z. ....	155
Tableau 31 : Résultats de simulation de $\eta$ et $P_{out}$ pour différentes tailles d'inductances émettrices lorsque l'une des inductances du récepteur cubique réalise une translation en X. ....	156
Tableau 32 : Paramètres de la simulation du système complet.....	161
Tableau 33 : Comparaison du couplage entre les inductances de la boîte émettrice (résultats expérimentaux et simulation). ....	167
Tableau 34 : Comparaison des couplages des inductances du récepteur cubique mesurés et simulés avec une ferrite de 0.4 mm d'épaisseur.....	170
Tableau 35 : Résumé des résultats des puissances et des rendements pour la charge optimale dans la configuration A, B et C avec $V_{in1-4} = 3,5 V$ .....	173
Tableau 36 : Résultats de la cartographie des performances du récepteur cubique avec $V_{in1-4} = 3 V$ . ....	176
Tableau 37 : Résultats des mesures en rotation $\Phi\Theta\Psi$ avec le récepteur cubique et $V_{in1-4} = 3 V$ . ....	178
Tableau 38 : Mesure du couplage entre les inductances 1, 2 et 3 du récepteur 1 en plastronique. ..	179
Tableau 39 : Résultats de la cartographie des performances du récepteur en plastronique avec $Z = 0$ cm et $V_{in1-4} = 3 V$ .....	181
Tableau 40 : Résultats des mesures en rotation $\Phi\Theta\Psi$ avec le récepteur 1 en plastronique avec $Z = 0$ cm et $V_{in1-4} = 3 V$ .....	184
Tableau 41 : Tableau comparatif des résultats de mesures avec le récepteur cubique en circuit imprimé et le récepteur 1 en plastronique.....	185
Tableau 42 : Résultats du calcul de la valeur d'inductance de chaque segment. ....	213
Tableau 43 : Calcul de la valeur des inductances mutuelles constructives entre chaque segment. ..	213
Tableau 44 : Calcul de la valeur des inductances mutuelles destructives entre chaque segment. ....	213
Tableau 45 : Paramètres pour le calcul de $LMW$ . ....	214
Tableau 46 : Paramètres pour le calcul de $LGMD$ .....	214
Tableau 47 : Paramètres pour le calcul de $LMon$ . ....	214
Tableau 48 : Exemple de calcul des valeurs d'inductances en utilisant les formules simplifiées. ....	215
Tableau 49 : Listes des inductances en 2D fabriquées sur circuit imprimé. ....	222
Tableau 50 : Mesure de l'inductance $L_{eff}$ à 100 kHz et à 6,78 MHz, du facteur de qualité Q à 6,78 MHz, et de la fréquence de résonance propre $f_{SRF}$ pour les inductances $i1$ à $i6$ . ..	223
Tableau 51 : Listes des inductances en 2D fabriquées en plastronique.....	223
Tableau 52 : Mesure de l'inductance $L_{eff}$ à 100 kHz et à 6,78 MHz, du facteur de qualité Q à 6,78 MHz, et de la fréquence de résonance propre $f_{SRF}$ pour les inductances $i7$ à $i12$ . ....	224
Tableau 53 : Listes des inductances en 2D fabriquées en plastronique puis épaissies. ....	225
Tableau 54 : Mesure de l'inductance $L_{eff}$ à 100 kHz et à 6,78 MHz, du facteur de qualité Q à 6,78 MHz, et de la fréquence de résonance propre $f_{SRF}$ pour les inductances $i13$ à $i27$ . ....	226

Tableau 55 : Mesure de l'inductance $L_{eff}$ à 100 kHz et à 6,78 MHz, du facteur de qualité Q à 6,78 MHz, et de la fréquence de résonance propre $f_{SRF}$ pour les inductances i13+ à i27+. .....	227
Tableau 56 : Géométries des inductances étudiées pour le capteur de proximité en plastronique par structuration laser. ....	231

# Liste des sigles et des abréviations

## Abréviations françaises

<b>ARQS</b>	Approximation des Régimes Quasi-Stationnaires
<b>CAO</b>	Conception Assistée par Ordinateur
<b>CI</b>	Circuit Intégré
<b>FEM</b>	Force Electro Motrice
<b>ISM</b>	Industriel, Scientifique et Médical
<b>MEB</b>	Microscope Electronique à Balayage
<b>PCL</b>	Polymère à cristaux liquides
<b>TEDIM</b>	Transmission d'Energie à Distance par Induction Electromagnétique

## Abréviations anglaises

<b>A4WP</b>	Alliance for Wireless Power
<b>ADS</b>	Advanced Design System
<b>CMT</b>	Coupled Mode Theory
<b>COP</b>	Cyclic Olefin Copolymer
<b>DNP</b>	Do Not Place
<b>ENIG</b>	Electroless Nickel Immersion Gold
<b>FR4</b>	Flame Retardant 4
<b>GaN</b>	Gallium Nitride
<b>IME</b>	In Mold Electronics
<b>IMSE</b>	In Mold Structural Electronics
<b>IZW</b>	Interaction Zone Width
<b>LCP</b>	Liquid Crystal Polymer
<b>LDS</b>	Laser Direct Structuring
<b>LED</b>	Light-Emitting Diode
<b>MID</b>	Molded Interconnect Devices
<b>MOSFET</b>	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
<b>MPPT</b>	Maximum Power Point Tracker
<b>Nd:YAG</b>	Neodymium-doped Yttrium Aluminum Garnet
<b>PA</b>	Polyamide
<b>PC</b>	Polycarbonate
<b>PEEK</b>	PolyEther Ether Ketone
<b>PDL</b>	Power Delivery to Load
<b>PMA</b>	Power Matters Alliance
<b>PTE</b>	Power Transfer Efficiency
<b>Qi</b>	"Chee" standard de WPC
<b>SLA</b>	StereoLithography Apparatus
<b>SLS</b>	Selective Laser Sintering
<b>SPS</b>	Solar Power Satellite
<b>SRF</b>	Self-Resonant Frequency
<b>WEVC</b>	Wireless Electric Vehicle Charging
<b>WPC</b>	Wireless Power Consortium
<b>WPT</b>	Wireless Power Transfer
<b>YAG</b>	Yttrium Aluminum Garnet
<b>ZVS</b>	Zero Volt Switching

# Liste des Annexes

Annexe 1: Paramètres géométriques d'une inductance plane.....	210
Annexe 2: Calcul de la valeur de l'inductance.....	211
Annexe 3: Modèle équivalent d'un transformateur.....	217
Annexe 4: Solution d'électrodéposition.....	221
Annexe 5: Inductances 2D en plastronique épaissie par électrodéposition.....	222
Annexe 6: Capteur de proximité inductif en plastronique.....	228
Annexe 7: Procédé chimique LDS.....	236
Annexe 8: Paramètres S.....	237
Annexe 9: Conversion des paramètres S en paramètres Z.....	239
Annexe 10: Correction OPEN-SHORT.....	241
Annexe 11: Mesure des paramètres TEDIM au VNA.....	242
Annexe 12: Plan mécanique de la boîte émettrice.....	244
Annexe 13: Circuits électroniques.....	245
Annexe 14: Liste des composants.....	251
Annexe 15: Résultats des mesures de puissance avec le récepteur cube.....	255
Annexe 16: Résultats des mesures de puissance avec le récepteur 1 en plastronique.....	259
Annexe 17: Liste des communications et publications.....	261

# Introduction abrégée

La nécessité de fabriquer des objets électroniques de plus en plus petits et complexes pousse à l'émergence de nouvelles technologies telles que la plastronique 3D. Connue également sous le terme anglais de 3D-MID (3D-Molded Interconnect Devices) [1], cette nouvelle discipline, à la convergence de l'électronique et de la plasturgie, permet de disposer des fonctions électroniques sur des objets plastiques tridimensionnels (Figure 1). L'objectif est de créer un objet polymère plastique intégrant de l'intelligence (fonction électronique), d'où le terme de « plastique intelligent » ou smart plastics.



Figure 1 : Exemple d'un système plastronique 3D (centre) issu de l'association d'un support plastique (à gauche) et d'un circuit électronique (à droite) [1].

Par rapport aux technologies de circuit électronique 2D conventionnelles, de type Printing Circuit Board (PCB) en verre-époxy (ex : FR4), la plastronique présente des avantages lorsqu'il est envisagé de [2][3] (liste non exhaustive) :

- Fabriquer des antennes 3D [4] ;
- Intégrer un capteur ou un actionneur dans un boîtier ;
- Réaliser des interconnexions 3D complexes ;
- Combiner un matériau plastique spécifique avec de l'électronique<sup>1</sup> ;
- Orienter dans l'espace des dispositifs photoniques (réseaux de LED...), des capteurs (capteur à effet Hall...) ou des éléments IHM (Interface Homme Machine), comme des interrupteurs, des écrans, etc.
- Simplifier et fiabiliser les interconnexions électriques entre les différentes parties d'un dispositif ;
- Faciliter l'assemblage, etc.

Il existe différents procédés pour élaborer des dispositifs plastroniques. Parmi les plus répandus, nous pouvons citer :

- Le procédé de structuration laser directe (Laser Direct Structuring LDS) [1];
- L'impression 3D [5] ;
- La bi-injection (2K Injection Molding ou Two Shots Injection Molding) [6] ;
- L'IME (In Mold Electronics), aussi appelé IMSE (In-Mold Structural Electronics) [7] ;
- L'électronique par thermoformage [8].

Les travaux présentés dans ce mémoire, feront systématiquement appel à la méthode par structuration laser directe développée par la société LPKF, qui sera discutée dans le chapitre

<sup>1</sup> Cette fonctionnalité est utile par exemple pour fabriquer des antennes dont les performances dépendent des propriétés diélectriques du substrat sur lequel elles reposent.

4. En effet ce procédé est maîtrisé par la société S2P, qui a financé ce projet dans le cadre d'une bourse de thèse CIFRE, en collaboration avec le laboratoire Ampère.

Effectivement, la société S2P souhaite s'attaquer à de nouveaux marchés en montrant que la plastronique peut apporter des solutions à des problèmes techniques qui jusque-là ne pouvaient pas être résolus avec des technologies dites standards. Notamment, les applications se basant sur l'induction électromagnétique qui n'avaient, à notre connaissance, jamais exploité les avantages de la plastronique ; en particulier la possibilité de réaliser des inductances en 3D, qui ouvre des perspectives totalement nouvelles.

Dans cette thèse, le travail a essentiellement porté sur une application particulière qui est la transmission d'énergie à distance par induction électromagnétique (TEDIM).

La TEDIM [9] est une technologie en plein essor qui pourrait apporter une solution innovante afin d'alimenter les objets connectés dont le nombre explose, ainsi que toutes sortes d'autres objets (drones, capteurs, ...).

En effet, la TEDIM permet de transmettre de l'énergie sans fil entre un émetteur et un récepteur par l'intermédiaire d'un champ électromagnétique.

L'une des difficultés de cette technologie provient des contraintes qui sont imposées dans la disposition du récepteur vis-à-vis de l'émetteur. En effet, dans un tel système, la transmission se fait par l'intermédiaire de deux inductances, l'une située dans le récepteur et l'autre dans l'émetteur. Celles-ci ont habituellement une forme plane, et le récepteur doit être positionné à proximité de l'émetteur, sinon il ne reçoit plus assez d'énergie.

La Figure 2 illustre ces limites : la transmission de puissance ne s'opère que lorsque le récepteur est correctement aligné avec l'émetteur et à une distance en rapport avec le diamètre des inductances (les ordres de grandeur sont discutés dans la référence [10]).

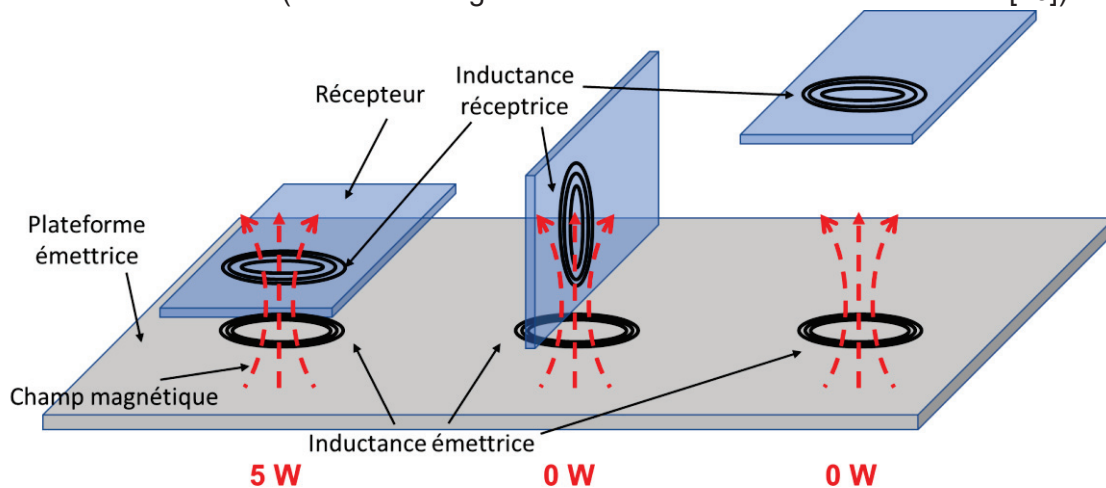


Figure 2 : Limites de la TEDIM.

Dans cette thèse, pour une question de temps, nous avons essentiellement travaillé sur la réception d'énergie. Nous présenterons dans ce mémoire nos résultats de recherches sur la fabrication d'un récepteur d'énergie doté d'inductances 3D, qui ne peuvent être fabriquées que par technologie plastronique 3D. Nous analyserons les performances d'un tel dispositif. L'objectif est d'évaluer si l'utilisation d'inductances plastroniques de forme 3D pourrait permettre de :

- Réduire les contraintes d'orientation et de distance entre le récepteur et l'émetteur ;
- Recevoir de l'énergie de façon omnidirectionnelle ;

Le mémoire est divisé en 6 chapitres :

Dans le chapitre 1, nous introduisons (sans entrer dans le détail) la transmission d'énergie à distance par induction électromagnétique et la plastronique. Nous discutons de l'intérêt potentiel de combiner ces deux technologies en s'appuyant sur une étude bibliographique. Puis nous présentons le projet et les objectifs de cette thèse.

Le chapitre 2 rassemble les éléments théoriques nécessaires à la compréhension du fonctionnement d'une inductance. Puis, nous passons en revue différents phénomènes physiques qui interviennent dans l'inductance afin de comprendre son modèle RLC

Dans le chapitre 3, nous présenterons le fonctionnement d'un système TEDIM non-résonant puis résonant. Nous apportons une explication au fonctionnement théorique d'un tel système et discutons des paramètres qui pourraient permettre d'améliorer ses performances.

Dans le chapitre 4, nous nous intéressons aux performances des inductances plastroniques élaborées par le procédé de structuration laser directe et par métallisation autocatalytique. Nous commençons par présenter le procédé de fabrication de façon détaillée. Puis nous discutons des caractéristiques des inductances plastroniques en présentant nos résultats expérimentaux.

Le chapitre 5 est consacré aux simulations et au dimensionnement des dispositifs. Nous utilisons un modèle avec des simulations réalisées sous Maxwell 3D pour la partie électromagnétique, couplées à des simulations Spice pour la partie électronique. Les résultats des simulations sont comparés à des cas réels afin d'étudier le fonctionnement des dispositifs et d'obtenir des ordres de grandeur.

Le chapitre 6 présente la partie expérimentale de cette thèse. Tout d'abord, nous explicitons le montage expérimental pour la TEDIM. Nous discutons des mesures réalisées avec deux types de récepteurs : un premier récepteur en technologie électronique conventionnelle sur circuit imprimé FR4 et un deuxième récepteur en plastronique. Les résultats expérimentaux sont rapportés en termes de puissance transmise et de rendement. Des cartographies sont dressées et montrent l'influence de la position et de l'orientation du récepteur sur le transfert d'énergie. Ces mesures permettent de montrer l'intérêt d'exploiter la 3<sup>ème</sup> dimension pour la TEDIM. Enfin, des pistes pour optimiser le système sont proposées pour poursuivre ces travaux et une discussion sur les applications potentielles sera faite.

Nous concluons ces travaux de thèse par un bilan des résultats obtenus. Des perspectives et pistes complémentaires de recherches seront également apportés et permettront d'ouvrir à de nouveaux travaux de recherches.



# Chapitre 1 : Introduction générale

## 1. Introduction

La transmission d'énergie à distance par induction électromagnétique est une idée ancienne mais qui a tardé à se concrétiser. En effet, il a fallu attendre l'expérience de Kurs et al. en 2007 [11]<sup>2</sup> et indépendamment, l'émergence du standard Qi en 2009 [12], pour que la TEDIM commence à être accessible au grand public. Celle-ci est aujourd'hui implémentée dans différents systèmes électroniques du quotidien : véhicule automobile, téléphone, lampe, montre etc. Néanmoins, les solutions techniques actuelles sont essentiellement basées sur des inductances planes avec les limitations déjà discutées dans l'introduction abrégée.

L'objectif de ce mémoire étant d'évaluer ce que la plastronique 3D par structuration laser pourrait apporter au domaine de la TEDIM, nous commencerons ce chapitre par un bref état de l'art sur celle-ci. Il s'agira essentiellement d'avoir une vue d'ensemble : des études détaillées sur la TEDIM et sur la plastronique sont prévues respectivement dans les chapitres 3 et 5. Ne pouvant explorer toutes les configurations possibles de transmission d'énergie, nous concluons cette partie en exposant le cas de figure qui sera étudié par la suite.

## 2. La transmission d'énergie à distance par induction électromagnétique

La TEDIM est une méthode de transmission d'énergie entre un récepteur et un émetteur qui utilise le principe d'induction électromagnétique, principe que nous décrivons en détail dans le chapitre 2. Plus précisément, cette transmission s'effectue entre une inductance disposée dans l'émetteur et une inductance contenue dans le récepteur. Lorsque l'émetteur applique un courant variable aux bornes de l'inductance émettrice, cette dernière produit un champ magnétique variable. Lorsque le récepteur est situé en face de l'émetteur à une distance adaptée, le champ magnétique est capté par son inductance réceptrice, qui le reconvertisse à son tour en courant électrique (Figure 3).

L'intensité du champ magnétique décroît en fonction de la distance  $d$  entre l'émetteur et le récepteur suivant une loi en  $1/d^2$ . Il s'ensuit que la transmission de la puissance<sup>3</sup> du dispositif émetteur/récepteur se dégrade rapidement lorsque l'on éloigne le récepteur de l'émetteur. Chaque système TEDIM est donc limité physiquement au niveau de la distance de transmission d'énergie (cf. Chapitre 3). Nous indiquons ici à titre informatif que la distance de transmission est directement liée à la taille des inductances, à la qualité des inductances et aux besoins en performance de l'application [10].

<sup>2</sup> Expérience qui a conduit à la création de société Witricity.

<sup>3</sup> Pour caractériser un système TEDIM, nous utiliserons deux paramètres, à savoir la puissance reçue au niveau du récepteur et le rendement du transfert de puissance. Ce dernier est le rapport entre la puissance obtenue en sortie et la puissance appliquée en entrée du système de transmission (cf. chapitre 3).

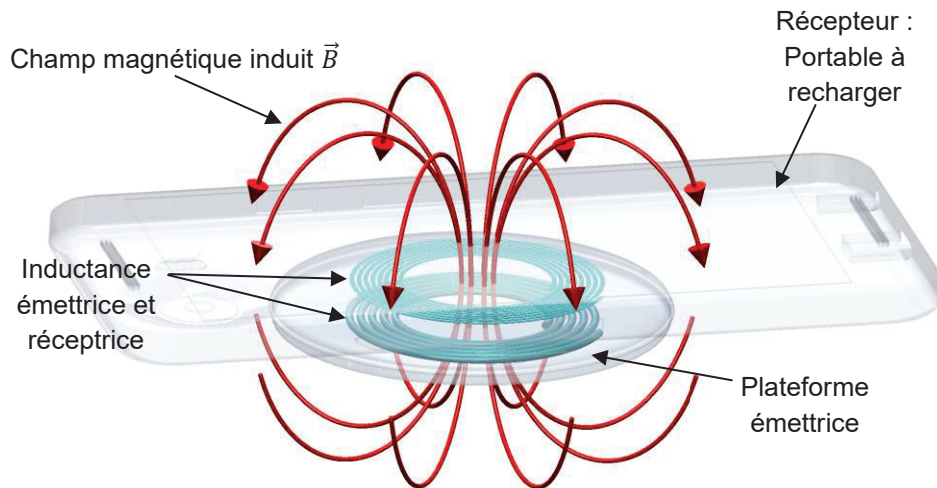


Figure 3 : Exemple de dispositif de TEDIM pour un téléphone portable et sa plateforme de rechargement.

L'arrivée de la TEDIM sur le marché de l'électronique a poussé de nombreuses sociétés à s'allier afin de standardiser la technologie. L'objectif étant de rendre compatible la recharge par TEDIM avec un maximum d'objets électroniques. Ainsi, en 2012 trois alliances prônaient chacune leur propre solution technique : WPC (Wireless Power Consortium), PMA (Power Matters Alliance) et A4WP (Alliance For Wireless Power).

Le standard Qi de la WPC, ainsi que la technologie PMA sont basés sur un principe de transfert dit non-résonant, tandis que le standard Rezence [13] [14] de A4WP est basé sur un transfert dit résonant [15][16] (cf. Figure 4 ci-dessous). Ces deux principes seront analysés au chapitre 3 (section 3 et 4). Ici nous nous contenterons de dire que dans la technologie non-résonante, l'émetteur et le récepteur agissent comme un transformateur à noyau d'air fortement couplé<sup>4</sup>. Tandis que dans le cas de la technologie résonante, la mise en résonance des inductances émettrice et réceptrice permet de transmettre de l'énergie lorsqu'elles sont faiblement couplées.

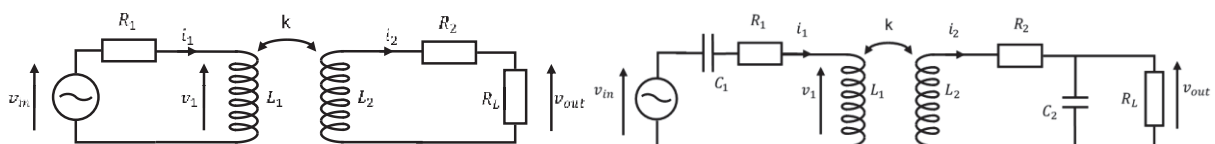


Figure 4 : Modélisation des systèmes de TEDIM (a) système non-résonant, (b) système résonant

Wageningen et al [17] présentent les choix stratégiques du standard Qi. Ces systèmes peuvent atteindre un rendement se rapprochant de 90% et une puissance de 5 W lorsque l'émetteur et le récepteur sont parfaitement alignés. Dans la pratique, ce rendement se situe entre 60 % et 70 % sur les objets présents dans le commerce.

Dans le cadre de travaux portant sur les systèmes résonants et ayant précédé la définition du standard Rezence, Kurs et al [11] sont parvenus à transmettre 60 W de puissance sur une distance de 2 mètres et un rendement de 15 % (cf. section 4.1 page 32).

<sup>4</sup> Le couplage permet de quantifier le flux magnétique partagé entre deux inductances. D'un point de vue pratique, le terme fortement couplé implique que les deux inductances (émettrice et réceptrice) soient de taille identique, placées l'une en face de l'autre et non-éloignées. Le terme faiblement couplé implique que les deux inductances peuvent être de tailles différentes, désalignées ou éloignées d'une certaine distance.

Rhiel et al proposent un système combinant à la fois les standards Qi, Rezence et PMA sur un récepteur [18]. Ils indiquent que leur système permet de recevoir 5 W avec un rendement atteignant 72 % pour le standard Qi et 66 % pour le standard Rezence.

En pratique, la technologie non-résonante permet d'obtenir un rendement plus important que la technologie résonante [14]. Toutefois, il est difficile d'établir une comparaison entre ces différents formats sur une base rationnelle tant les objectifs poursuivis sont différents. Il faut notamment tenir compte des dimensions des inductances utilisées pour le transfert. Dans l'expérience de Kurs et al, il a été nécessaire de mettre en œuvre des inductances solénoïdes de 60 cm de diamètre pour pouvoir franchir une distance de 2 m.

Dans ce mémoire, l'un de nos objectifs sera de développer une technologie pouvant être intégrée dans les objets courants comportant un capotage en plastique. Les dimensions des inductances devront être de quelques cm.

Quoi qu'il en soit, finalement, c'est le standard Qi et sa technologie non-résonante qui a réussi à prendre le dessus sur ses concurrents. Il est actuellement implémenté dans un bon nombre d'objets du quotidien nécessitant une faible puissance (entre 5 W et 15 W). Cependant, la technologie non-résonante reste tout de même d'actualité puisqu'elle offre de nombreux avantages qui seront discutés plus loin.

Sur la Figure 5, nous montrons quelques exemples d'applications utilisant les standards Qi et Rezence. A terme, il est possible de prédire que tous les systèmes électroniques à batterie bénéficieront des avantages de la recharge non-filaire puisqu'elle offre une grande simplicité d'utilisation. En effet, au vu de l'augmentation du nombre d'objets électroniques à batterie et de la fréquence de recharge demandée, il est difficile d'envisager d'avoir à les brancher tous un par un.



Montre - Moto 360 – Qi – 5 W



Rasoir - Philips IoniQ - Qi – 10 W



Brosse à dent - Philips Sonicare – Qi – 10 W



Batterie de secours - Duracell GoPower Overnighter – Rezence – 5 W



Table - Qivolino - Qi – 5 W



Sac mode chargeur – Everpurse – Qi – 5 W



Table – Rezence – 5 W



Réveil - Oregon Scientific QW202 – Qi – 5 W

Figure 5 : Exemples d'appareils utilisant une transmission d'énergie sans fil de type Qi et Rezence.

Le choix de la technologie résonante ou non-résonante dépendra de l'application, puisqu'elles permettent de répondre à des besoins différents (cf. Chapitre 3 pour une discussion détaillée):

- La technologie non-résonante est plus intéressante pour les systèmes visant à transférer une forte puissance sur une très courte distance.
- La technologie résonante est plus intéressante pour transférer de la puissance à grande distance ou avec un fort désalignement, au prix d'un rendement légèrement plus faible.

### 3. La TEDIM non-résonante de type Qi

Dans cette partie nous nous intéressons aux inductances mises en œuvre dans le standard Qi ; l'idée étant d'évaluer s'il serait intéressant de les fabriquer par technologie plastronique. Pour l'instant nous nous contentons de faire le point sur l'existant.

Parmi les spécifications du standard Qi V1.2 figurent des prérequis concernant les inductances émettrices et réceptrices [19][20].

#### 3.1. Inductances réceptrices Qi

Dans ces spécifications, les inductances émettrices sont formalisées quant à leur design sous un code allant de A1 jusqu'à A34, qui dépendra de l'application ; Les dimensions de ces inductances ayant été étudiées au préalable par la WPC afin d'assurer des performances optimales.

A titre d'exemple, nous montrons sur la Figure 6 une inductance émettrice de type A11 issue des spécifications Qi V1.2 ayant une valeur de 6.3  $\mu\text{H}$ . Celle-ci est constituée de l'enroulement en spirale d'un fil de Litz en cuivre gainé ayant un diamètre de 1,15 mm ; la spirale comportant deux couches (pour les dimensions : cf. Tableau 1). Un fil de Litz est un fil multibrin torsadé, qui présente l'avantage de diminuer les pertes résistives à fréquence élevée par rapport à un fil monobrin de diamètre identique.

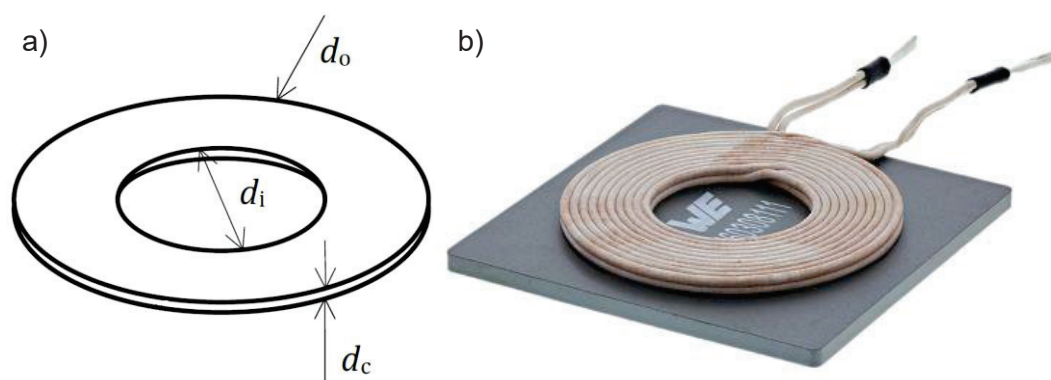


Figure 6 : Inductance type A11 issue des spécifications Qi V1.2.

a) Schéma de principe [20] b) Inductance A11 de référence 760308111 commercialisée par Würth Electronics.

Diamètre externe $D_o$	44 mm
Diamètre interne $D_i$	20,5 mm
Épaisseur $D_c$	2,1 mm
Diamètre du fil	1,15 mm
Nombre de brins	105
Diamètre du brin	0,08 mm
Nombre de couches	2
Nombre de tours par couche	10

Tableau 1 : Dimensions de l'inductance de type A11.

Les inductances commercialisées de type A11 ont un facteur de qualité qui se situe entre 80 et 120 sur la gamme de fréquence entre 100 kHz et 200 kHz (bande de fréquence du standard Qi).

Par définition, le facteur de qualité  $Q$  correspond à un rapport (1) qui permet de quantifier l'énergie magnétique que peut stocker l'inductance par rapport à la quantité d'énergie qu'elle dissipe par effet Joule. Un facteur de qualité élevé indiquera que l'inductance est très performante, puisqu'elle dissipe peu. Des facteurs de qualité au-dessus de 300 sont difficilement concevables, tandis que ceux en dessous de 10 sont peu performants.

Pour une TEDIM, cela implique que pour générer le champ électromagnétique nécessaire à la transmission, il lui faudra perdre une partie de sa puissance par dissipation thermique ( $R$ ). Plus le facteur de qualité est élevé, plus ces pertes sont minimisées.

$$Q = \frac{L\omega}{R} \quad (1)$$

La conception de l'inductance émettrice étant imposée par le standard Qi, notamment une forme plane, il n'y a pas un grand intérêt à employer la plastronique pour sa fabrication (puisque l'on ne pourrait pas jouer sur une forme 3D). Dans l'état de l'art actuel de la plastronique, il serait d'ailleurs difficile de fabriquer l'équivalent de l'inductance émettrice A11 avec un facteur de qualité suffisant.

Les limitations techniques de la structuration laser pour la plastronique seront exposées dans le chapitre 4. De manière succincte, on peut dire que : (1) les largeurs de piste et d'interpiste minimales sont de 150  $\mu\text{m}$ , (2) l'épaisseur de piste conductrice obtenue par métallisation autocatalytique est au plus de 15  $\mu\text{m}$  et (3) le nombre de couches conductrices est limité à deux (on ne sait faire que ces circuits bicouche au mieux). Dans le chapitre 4, une étude sur des inductances plastroniques planes en plastronique montrera qu'elles peuvent difficilement avoir un facteur de qualité supérieur à 15 à la fréquence de 6,78 MHz, valeur qui est à minimiser pour la fréquence de 100 kHz.

Il serait possible d'améliorer ce facteur de qualité. Pour ce faire, à fréquence inchangée, il faudrait maximiser la valeur de l'inductance tout en limitant les effets résistifs. Il en résulte qu'à basse fréquence les options pour agir dans ce sens sont d'augmenter le diamètre externe de l'inductance, son nombre de tours et/ou d'augmenter l'épaisseur des pistes. Cette dernière opération est envisageable comme nous le verrons plus loin (Chapitre 4 section 3.2).

Néanmoins étant donnée la limitation imposée par la norme pour ce qui concerne la forme 2D de l'inductance et la différence de prix entre fabrication conventionnelle et fabrication plastronique, nous avons préféré laisser de côté la fabrication d'inductances émettrices plastroniques au format Qi.

### 3.2. Inductances réceptrices Qi

Contrairement à ce qui précède, pour les inductances réceptrices, les spécifications du standard Qi V1.2 n'imposent aucune contrainte dimensionnelle

Les inductances réceptrices, commercialisées et compatibles avec l'émetteur de type A11 ont une valeur d'inductance allant de 5,4  $\mu\text{H}$  à 47  $\mu\text{H}$  avec un facteur de qualité de 16 à 50 à 125 kHz [21].

Sur la Figure 7, nous montrons un exemple d'inductance réceptrice permettant de respecter les critères du standard Qi V1.2. Cette inductance a pour diamètre externe 26,3 mm, une valeur d'inductance à 47  $\mu\text{H}$  et un facteur de qualité de 25 à 125 kHz.

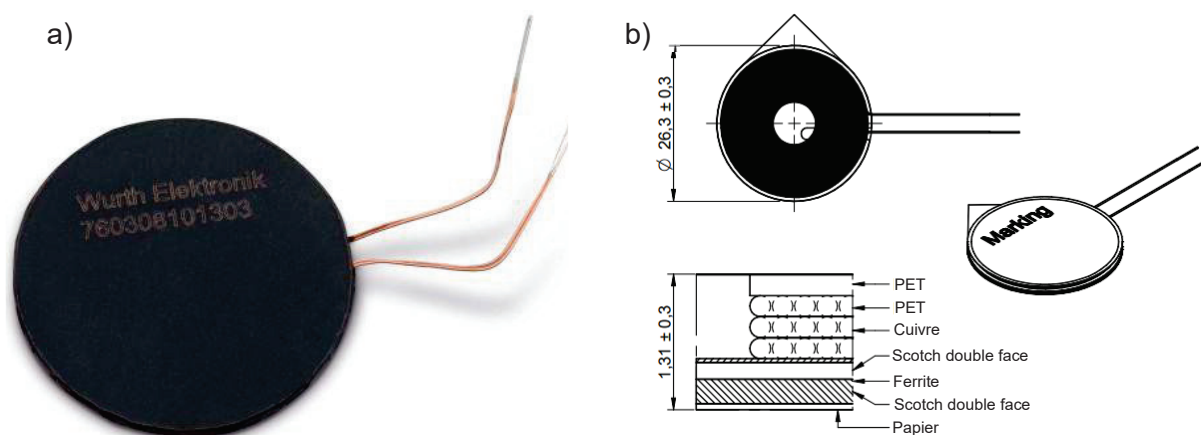


Figure 7 : Inductance réceptrice de référence 760308201303 pour le standard Qi.  
a) Photo et b) schémas de principe.

Afin d'acquérir de l'expérience, nous avons fabriqué des inductances sur circuit imprimé avec du cuivre d'épaisseur 35  $\mu\text{m}$ . L'idée étant de voir si nous pouvions obtenir nos propres inductances réceptrices au format Qi à partir d'inductances planes.

La liste des inductances fabriquées est donnée dans le Tableau 2 avec leurs paramètres géométriques. Les géométries ont été choisies de façon à pouvoir envisager ultérieurement la fabrication de ces inductances par technologie plastronique (structuration laser : cf. Chapitre 4).

Pour les inductances du Tableau 2, nous envisageons des inductances planes de forme ronde avec un nombre de couche de 1 ou 2, un diamètre externe  $D_o$  de 43 mm, un nombre  $n$  de tours entre 8 et 20, une largeur de piste  $w$  entre 350  $\mu\text{m}$  et 1350  $\mu\text{m}$ , une largeur d'interpiste  $s$  de 150  $\mu\text{m}$  et une épaisseur de cuivre de 35  $\mu\text{m}$ . Sur la Figure 8 nous montrons un exemple de l'inductance  $i_3$  avec ses paramètres géométriques.

Numéro <sup>5</sup> d'inductance	Forme	Nombre de couches	$D_o$ (mm)	$n$	$w$ ( $\mu\text{m}$ )	$s$ ( $\mu\text{m}$ )	$e$ ( $\mu\text{m}$ )
$i_1$	Ronde	1	43	8	1350	150	35
$i_2$	Ronde	2	43	9	1100	150	35
$i_3$	Ronde	1	43	10	950	150	35
$i_4$	Ronde	1	43	13	750	150	35
$i_5$	Ronde	1	43	15	550	150	35
$i_6$	Ronde	1	43	20	350	150	35

Tableau 2 : Liste des inductances en 2D réalisées sur circuit imprimé.

<sup>5</sup> Un numéro a été attribué à chaque inductance présente dans ce manuscrit sous la forme d'un indice  $i$ .

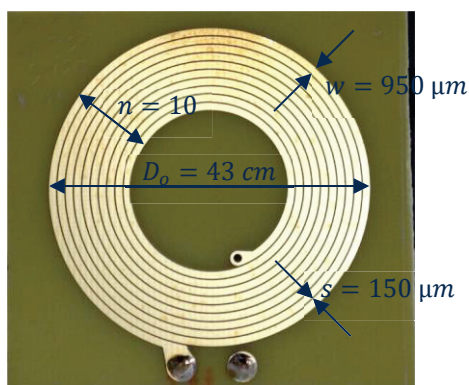


Figure 8 : Inductance numéro i3 avec ses paramètres géométriques.

Puis les inductances ont été caractérisées à l'aide d'un impédancemètre. Les mesures ont été effectuées avec un impédancemètre Keysight 4294A de façon à extraire la valeur de l'inductance et du facteur de qualité (cf. section 4.6 du chapitre 2). Les résultats sont résumés dans le Tableau 3 ci-dessous. Notons que les mesures ont été doublées : une fine couche de ferrite<sup>6</sup> avec un adhésif a été ajoutée aux 6 inductances pour évaluer l'influence de ce matériau. Les mesures ont donc été faites sans et avec ferrite.

Numéro d'inductance	Q sans ferrite	L (μH) sans ferrite	Q avec ferrite	L (μH) avec ferrite
i1	6,37	2,44	7,88	3,16
i2	9,51	11,35	12,72	16,74
i3	5,12	4,1	6,68	5,47
i4	4,72	6,42	6,20	8,59
i5	4,98	9,49	6,53	12,63
i6	4,87	17,59	6,44	23,67

Tableau 3 : Mesure du facteur de qualité Q et de l'inductance L à 125 kHz avec et sans ferrite.

Ces résultats expérimentaux permettent de tirer deux conclusions.

D'une part, il est tout à fait envisageable de réaliser une inductance réceptrice en circuit imprimé puisque les résultats expérimentaux se rapprochent des valeurs de L et de Q des inductances réceptrices commercialisées. Dans le meilleur des cas, on obtient une valeur de Q de 12,72 contre une valeur de 16 pour les inductances réceptrices commercialisées.

D'autre part, la ferrite permet d'améliorer la valeur d'inductance en moyenne de 30% et le facteur de qualité de 34%. L'ajout de la ferrite permet d'améliorer les performances de l'inductance alitée tout en l'isolant mieux du circuit électronique situé dans son environnement. Toutefois, le gain est significatif mais pas suffisant pour résoudre les problèmes qui se poseront dans la suite de ce manuscrit. Nous laisserons donc de côté cette option.

Nous avons souhaité aller un cran plus loin en testant un dispositif TEDIM de type Qi avec un émetteur commercial et l'inductance plane numéro i2 du tableau ci-dessus avec une couche de ferrite.

Pour ce faire, la plateforme bq500212AEVM-550 [22] de Texas Instruments a été utilisée pour émettre la puissance et générer les différents protocoles de transmission. Cette plateforme utilise l'inductance émettrice commerciale de type A11 vue précédemment.

<sup>6</sup> Référence de la ferrite: MHLL12060-200

Côté réception, nous avons fabriqué un circuit imprimé en utilisant le composant bq51051b [23], afin de recharger une batterie au lithium type 18650. Le composant bq51051b est un circuit intégré gérant à la fois la partie réception d'une TEDIM de type Qi et la recharge d'une batterie de type lithium-ion.

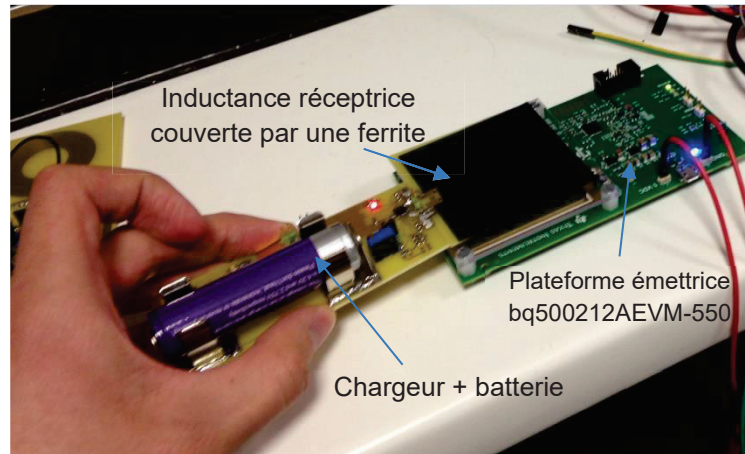


Figure 9 : Dispositif de TEDIM sans fil non-résonant type Qi.

D'un point de vue expérimental, le système fonctionne correctement et permet de charger la batterie avec une puissance de 5 W (Figure 9). Le rendement obtenu est de 63 %, ce qui est suffisant pour répondre aux spécifications du standard Qi. Néanmoins la distance entre inductances émettrice et réceptrice doit rester faible pour un bon transfert (quelques mm). Elles doivent de plus rester globalement parallèles avec un grand recouvrement.

### 3.3. Conclusion sur l'intérêt de la plastronique pour la TEDIM en mode non résonant

La question qui était posée par S2P était d'évaluer l'intérêt de la plastronique dans la norme Qi, soit précisément l'intérêt de la structuration laser (Cf. section 2 du Chapitre 4) pour la fabrication des inductances.

Pour l'inductance émettrice, nous avons vu qu'il n'est pas pertinent d'envisager la plastronique tout simplement parce que la norme Qi ne reconnaît que des inductances planes. Cette norme est probablement surdimensionnée puisqu'elle conduit à utiliser des conducteurs de cuivre avec un diamètre important. Il est techniquement difficile et très coûteux d'envisager de fabriquer de telles inductances avec la technologie plastronique actuelle.

Il n'en est pas de même pour les inductances réceptrices. Une expérience préliminaire faite avec des inductances sur circuit imprimé mais avec des dimensions compatibles avec l'état de l'art en plastronique (qui sera vue de manière détaillée au chapitre 4) montre qu'il serait envisageable d'utiliser la plastronique. La principale difficulté provient du facteur de qualité mais nous verrons plus loin qu'il est possible de l'améliorer en procédant à une augmentation de l'épaisseur des pistes en cuivre par électrodéposition (cf. électrodéposition au chapitre 4). Cela est d'autant plus envisageable qu'il ne s'agit pas de faire de l'électrodéposition sur des circuits complexes mais sur des inductances en forme de spirale avec des prises de courant faciles à mettre en place.

Il serait donc intéressant de poursuivre ces travaux pour les inductances réceptrices. Notamment si l'on prend en compte que la plastronique pourrait permettre d'intégrer l'inductance réceptrice sur la coque interne des objets.



La norme Qi qui présente d'importantes limitations, il serait tout à fait envisageable de développer des systèmes plastroniques non-résonants côté émetteur et côté réception, à condition d'abandonner cette norme.

Dans la section suivante, nous allons examiner le cas de la TEDIM résonante.

#### 4. La plastronique 3D pour la transmission d'énergie par induction résonante

Dans cette partie nous examinerons si la plastronique 3D peut présenter des avantages pour une TEDIM résonante. Pour ce faire, nous commencerons par tracer un état de l'art de celle-ci en mettant l'accent sur les effets 3D.

##### 4.1. Zone de réception de puissance et distance

La TEDIM résonante permet de transmettre de l'énergie vers une zone de réception délimitée au-delà de laquelle les performances en puissance sont insuffisantes pour une application donnée, zone que nous appellerons ZRP (Zone de réception de puissance). Dans cette zone, le récepteur reçoit une puissance et un rendement suffisants pour une application donnée. Au-delà de cette ZRP, la puissance et/ou le rendement chutent brutalement<sup>7</sup>.

A des fins de comparaison avec ce qui va suivre, nous reprenons sur la Figure 10a les résultats de l'expérience Witricity qui a été réalisée par Kurs et al déjà citée plus haut [11]. Cette étude a été menée sur une TEDIM à 4 résonateurs dont on remarquera qu'ils sont de forme solénoïdale : une inductance émettrice, une inductance réceptrice et deux coupleurs fonctionnant à 9,9 MHz.

La Figure 10b montre l'évolution du rendement en fonction de la distance qui sépare les deux coupleurs. Le rendement atteint une valeur de 88 % à 1 m et une valeur de 40 % à 2 m. Ensuite, en ajoutant un convertisseur, ce dispositif a permis d'alimenter une ampoule de 60 W à une distance de 2 m avec un rendement total entre l'entrée du convertisseur et l'ampoule de 15 %. Comme discuté plus haut ces performances doivent être mises en regard des dimensions des résonateurs qui sont tout aussi importantes.

Dans cette expérience, la ZRP peut être définie comme étant la position se trouvant entre 0,75 m et 2 m. On remarquera aussi, Kurs et al. ne se sont pas intéressés à l'évolution des performances suivant une position radiale autour de l'émetteur. Ce cas de figure est un problème majeur puisque certains des récepteurs se retrouvent limités dans leur liberté de se mouvoir en rotation.

<sup>7</sup> Une explication plus détaillée de ce phénomène est donnée dans le chapitre 2.

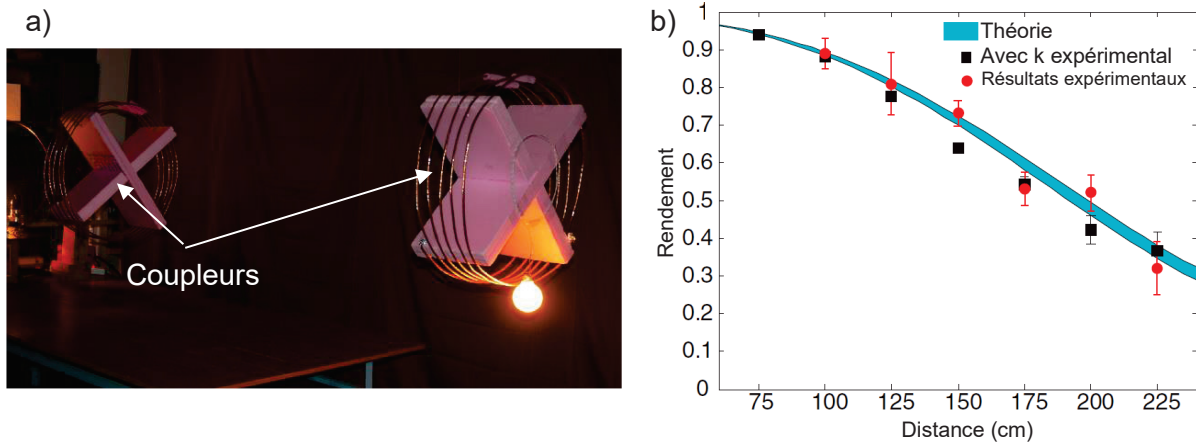


Figure 10 : a) Expérience Witricity et b) mesure du rendement en fonction de la distance.

En fait, la ZRP dépend en bonne partie de la géométrie des inductances réceptrices et émettrices, et de leur placement. Il en résulte qu'une forme 3D et/ou un placement 3D des inductances émettrices et/ou réceptrices pourraient permettre de la modifier considérablement. Plusieurs travaux de recherche sont allés dans ce sens en proposant diverses formes 3D.

Dans l'étude bibliographique qui suit, nous passeront en revue ces travaux. Une difficulté importante est que ces travaux ont trait à des situations très différentes, les données sont éparpillées et souvent incomplètes. Finalement, nous nous sommes intéressés aux trois cas de figure suivants :

- L'utilisation d'une **forme** d'inductance en 3D afin d'étendre la ZRP.
- L'utilisation d'une **disposition** en 3D d'inductances afin d'étendre la ZRP.
- L'alimentation d'un récepteur de petite taille dans une grande ZRP.

#### 4.2. Utilisation d'une inductance de forme 3D

Verslot et al [24] se sont intéressés à une forme 3D pour les coupleurs d'un système TEDIM à 4 résonateurs. Ils ont optimisé la forme afin d'étendre la ZRP sur une plus grande distance.

Sur la Figure 11, nous montrons la comparaison qui a été faite dans cette étude entre 2 coupleurs solénoïdes et 2 coupleurs de forme 3D. La forme 3D est une spirale faisant varier le diamètre et le centre de chaque spire (Figure 11c).

Les résultats de leur simulation ont montré que cette forme 3D permet de gagner un rapport de 1,7 sur la distance de transmission.

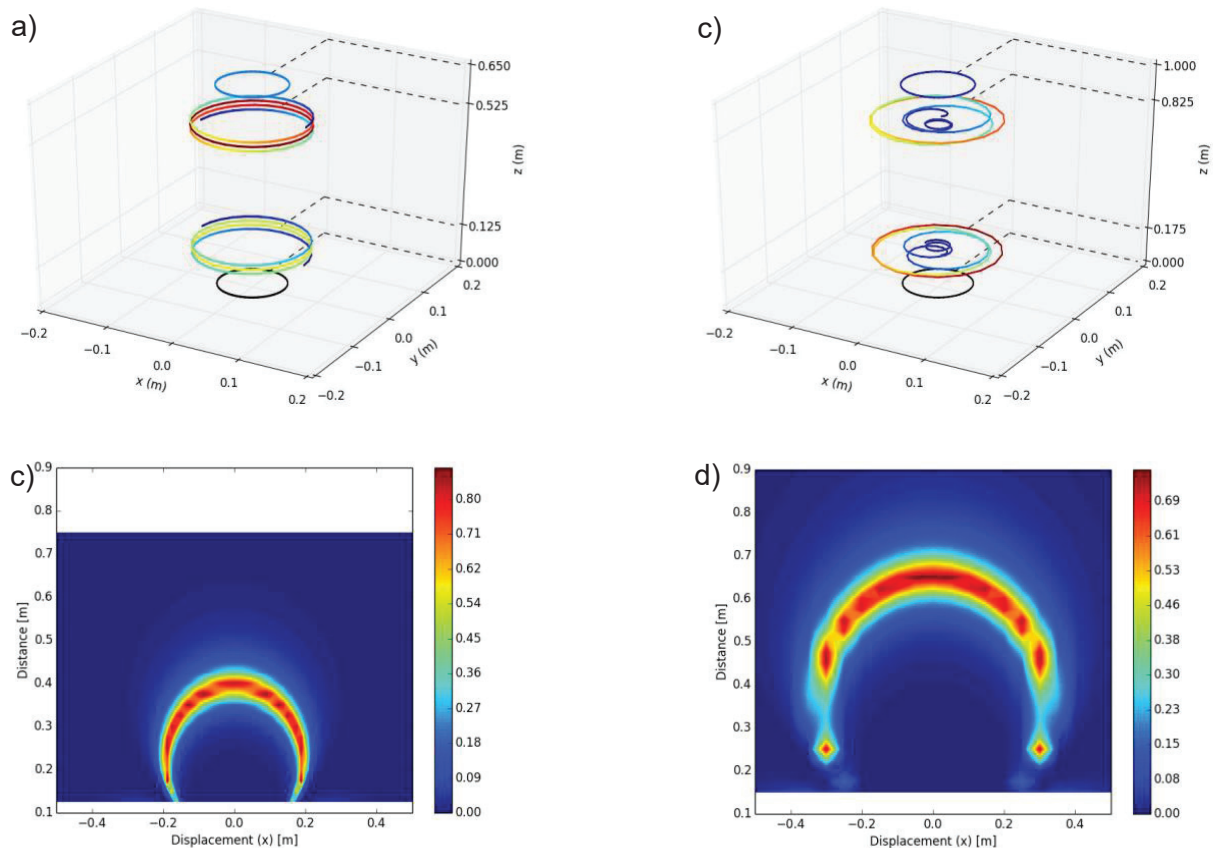


Figure 11 : a) Inductance solénoïde et b) simulation, c) inductance 3D et d) simulation [24].  
Les zones en rouge montrent le rendement obtenu suivant la position XY. Le constat est que la forme 3D proposée par Verslot et Al permet d'étendre la ZRP d'un rapport 1,7.

Ha-Van et al [25] se sont intéressés à un moyen pour étendre la ZRP sur les positions radiales par rapport à l'émetteur. Comme le montre la Figure 12, ils ont étudié un émetteur avec une inductance de forme cubique de 20 cm de côté et fabriquée à partir d'un fil de cuivre plié. L'objectif général de cette étude est de tenter de transférer de la puissance suivant les 6 faces du cube.

Le récepteur est une inductance plane rectangulaire de 20 cm. Il est capable de recevoir cette énergie en se positionnant à l'extérieur devant l'une des 6 faces du cube émetteur. Le rendement maximum obtenu entre le récepteur et l'émetteur dans cette application est de 52%, il n'est cependant pas fait mention de la puissance transmise.

Nous remarquons que la forme 3D proposée ici contient de nombreuses spires parcourues par un courant allant dans des sens opposés. Cet agencement favorise les effets résistifs (cf. section 3.6 du chapitre 2) qui ont un impact négatif sur le facteur de qualité de l'inductance. Impact que nous chercherons à minimiser dans notre projet, notamment en augmentant l'espacement entre les spires de courants opposés (cf. section 3.2 du chapitre 5).

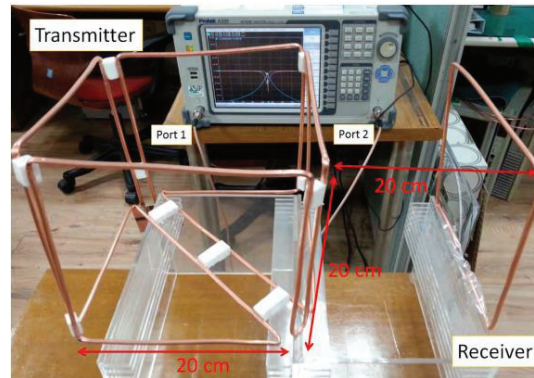


Figure 12 : Boite émettrice de forme cubique permettant d'émettre suivant 6 directions [25].

Kuo et al [27] ont étudié une inductance émettrice 3D permettant de recharger simultanément une montre et un téléphone portable (Figure 13). L'inductance émettrice est un solénoïde avec des spires réparties de manière non homogène : deux groupes de spires sont espacés et avec un sens de rotation opposé. L'inductance émettrice, a une valeur de  $1,3 \mu\text{H}$  et un facteur de qualité de 250 à 6,78 MHz. Il a été possible de recharger la montre avec 1,15 W et le téléphone portable avec 5 W. Le rendement total entre le convertisseur et les 2 récepteurs est de 48%.

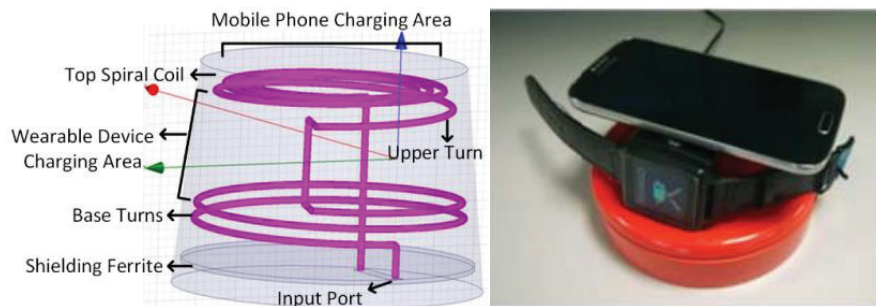


Figure 13 : Inductance de forme 3D permettant de recharger un portable et une montre [27].

Par ailleurs, Kim et al [28] ont étudié une inductance émettrice 3D inscrite sur un bol de dimension 58 mm (Figure 14). La ZRP est étendue au volume intérieur du bol.

Une oreillette peut être rechargée dans le bol quelle que soit sa position et son orientation. L'objectif étant que l'utilisateur puisse simplement jeter ses oreillettes dans le bol sans se soucier de l'alignement. Un prototype expérimental a montré que le rendement entre le convertisseur et l'oreillette est de 28%, tandis que la puissance transmise à l'oreillette est de 28 mW. L'inductance émettrice a une valeur de  $6,04 \mu\text{H}$  et un facteur de qualité de 262.

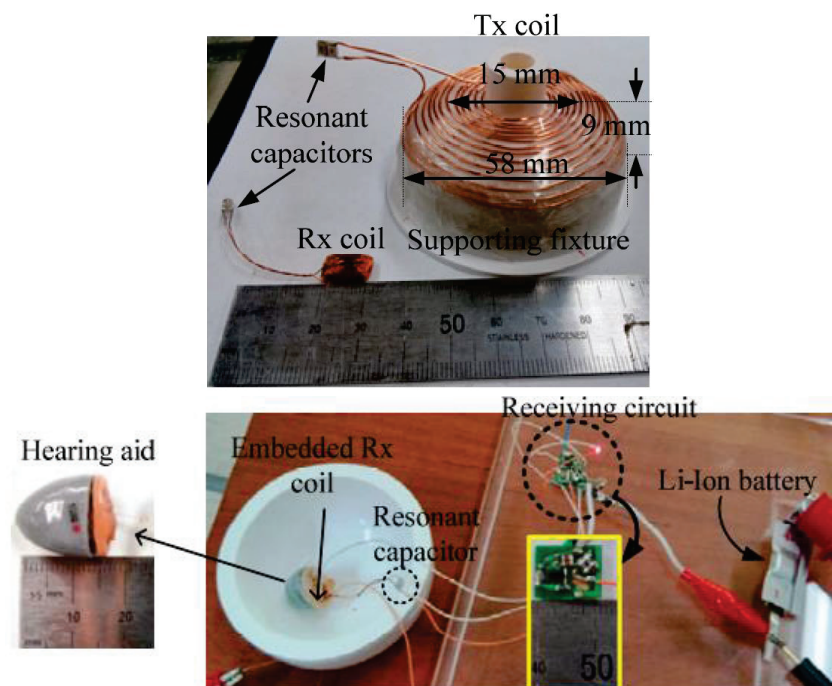


Figure 14 : Bol émetteur de forme 3D permettant d'alimenter une oreillette [28].

Le Tableau 4 ci-dessous résume les différents éléments bibliographiques que nous venons de voir. Nous constatons qu'en effet la forme 3D de l'inductance peut permettre d'augmenter la ZRP, notamment au niveau des positions radiales autour de l'émetteur. Néanmoins, ces inductances 3D restent difficiles à fabriquer et le sont actuellement par une méthode artisanale (fil de cuivre plié et scotché). Nous envisageons alors dans cette thèse de proposer leur fabrication en plastronique.

	[11]	[24]	[25]	[27]	[28]
<b>Type de charge</b>	Ampoule	-	-	Montre et téléphone	Oreillette
$P_{out_{max}}$	60 W	-	-	1,15 W et 5 W	28 mW
$\eta_{max}$	15 %	85 %	52 %	48 %	28 %
<b>Type de <math>\eta</math></b>	Convertisseur-Ampoule	Entre inductances	Entre inductances	Convertisseur-Convertisseur	Convertisseur-Convertisseur
$f_{res}$	9,9 MHz	58 MHz	13,56 MHz	6,78 MHz	6,78 MHz
<b>ZRP</b>	Distance 75 à 200 cm	Distance 50 à 80 cm	0 à 20 cm autour du cube	Rotation 360° autour d'un cylindre	Rotation 360° dans un bol

Tableau 4 : Tableau comparatif des performances dans les publications utilisant des inductances en 3D.

#### 4.3. Utilisation d'inductances disposées 3D

Une autre possibilité pour étendre la ZRP est a priori de mettre en œuvre un réseau en 3D d'inductances

Ainsi, Kuo et al [29] utilisent un réseau de 6 inductances placées autour d'un cylindre de 10 cm de hauteur et de 12 cm de diamètre (Figure 15). Chaque inductance émettrice a une valeur de  $1,08 \mu\text{H}$  et un facteur de qualité de 270.

La disposition des inductances émettrices tous les  $60^\circ$  permet d'alimenter une inductance réceptrice située à l'intérieur. L'idée est d'étudier l'influence de l'orientation de la réceptrice.

Les résultats expérimentaux publiés montrent que ce système a un rendement de 85 %, et cela quelle que soit l'orientation de l'inductance réceptrice sur 360°. Il a été possible d'alimenter deux objets simultanément avec un rendement de 39 %. Aucune donnée sur la puissance transmise n'est fournie.

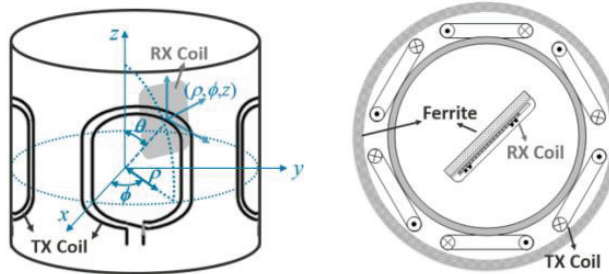


Figure 15 : Étude d'un réseau d'inductances émettrices enroulées autour d'un cylindre [29].

Par ailleurs, Zhang et al [30][31] étudient aussi une TEDIM avec une disposition 3D des inductances. L'émetteur doit permettre d'envoyer de l'énergie suivant toutes les directions et donc de recharger un récepteur 2D situé autour ou à l'intérieur.

Deux prototypes expérimentaux ont été réalisés.

Le premier (Figure 16 a et b) est composé de 2 inductances émettrices orthogonales ayant un diamètre de 25,4 cm et une valeur de 116  $\mu\text{H}$ . Ces inductances sont traversées par un courant sinusoïdal déphasé à 90° l'une par rapport à l'autre. Le récepteur est une inductance de diamètre 30,7 cm ayant une valeur de 88  $\mu\text{H}$  et alimentant une LED de 1 W. Les mesures montrent que le récepteur situé à 30 cm du centre de l'émetteur est capable de recevoir une puissance de 1 W avec un rendement situé entre 50 % et 60 %. L'étude conclut que l'émetteur permet d'alimenter un objet de façon omnidirectionnelle.

Le deuxième prototype (Figure 16 c) dispose de 3 inductances orthogonales. Le courant sinusoïdal parcourant chacune des inductances émettrices est déphasé de 120° par rapport aux autres inductances émettrices. Ce prototype permis d'allumer les LEDs de 1 W situées sur les 3 récepteurs positionnés à l'intérieur de l'émetteur.

Les travaux de Zhang et al montrent un moyen pour alimenter un récepteur tournant autour de l'émetteur ou à l'intérieur de ce dernier, néanmoins la distance de transmission et la puissance restent limitées. Dans notre projet, nous envisageons d'alimenter une surface plus importante et avec de plus fortes puissances, en jouant notamment sur un meilleur positionnement des inductances émettrices et une taille plus petite des inductances réceptrices par rapport aux émettrices.

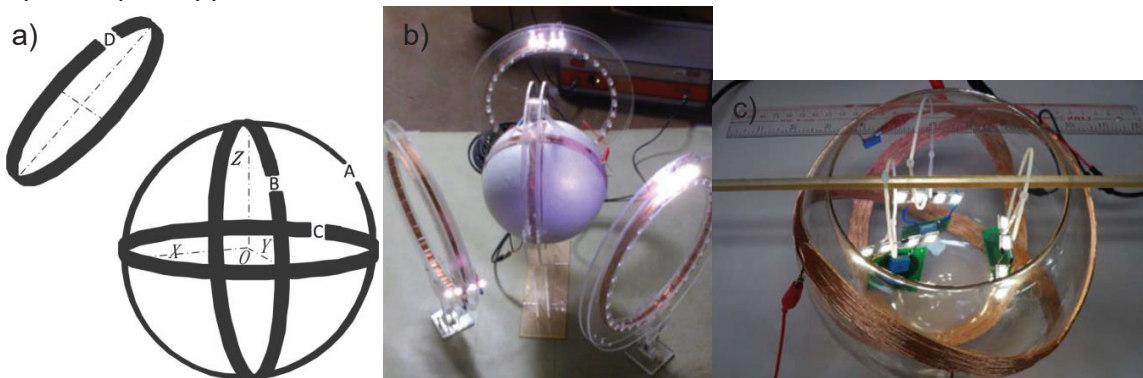


Figure 16 : Étude d'un émetteur avec une disposition 3D des inductances émettrices [30].  
a) schéma de principe, b) prototype avec 2 inductances et c) prototype avec 3 inductances.

Enfin, Lin et al [34] étudient une TEDIM permettant d'alimenter un volume de  $30 \times 30 \times 17 \text{ cm}^3$  à l'aide d'un réseau d'inductances émettrices disposées en 3D (Figure 17). L'objectif de ce dispositif est de parvenir à alimenter le capteur situé sur un rat pour des études comportementales sur des animaux. Les inductances émettrices sont disposées de façon à couvrir toutes les positions et orientations pour le récepteur situé sur le rat. Il y a 4 inductances émettrices (notées  $L_{21}$ ,  $L_{22}$ ,  $L_{23}$  et  $L_{24}$ ) en forme de triangle épousant les 4 coins d'un parallélépipède droit et une inductance émettrice plane carrée (notée  $L_1$ ) situé au centre de la base.

Le récepteur qui est situé sur le capteur fixé à la tête du rat, contient 2 inductances d'une taille de 2,5 cm et 1 cm.

Les résultats expérimentaux montrent que ce système permet de transmettre 24 mW avec un rendement variant entre 36% et 16% en fonction de la position du capteur dans le volume de travail.

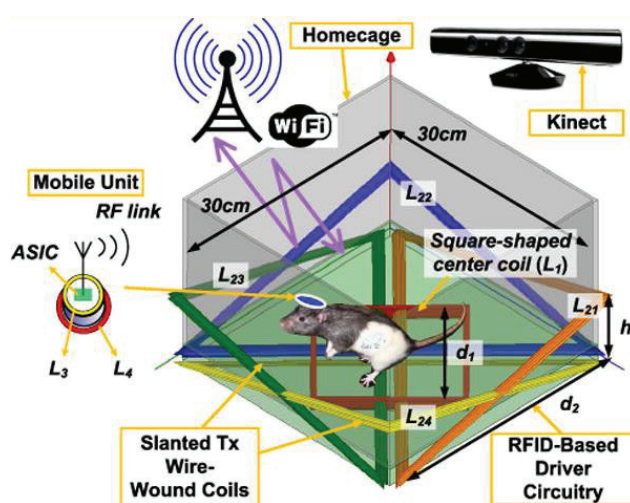


Figure 17 : Etude d'une boîte émettrice pour alimenter un capteur sur un rat de laboratoire [34].

Dans le Tableau 5, nous reprenons les résultats expérimentaux des publications cherchant à utiliser une disposition en 3D d'inductances pour la transmission d'énergie par induction résonante. La conclusion est qu'une disposition 3D peut permettre d'étendre la ZRP et notamment lorsque le récepteur a besoin de s'orienter suivant différentes directions.

	[29]	[30] [31]	[34]
<b>Type de charge</b>	Téléphone portable	LED	Capteur
$P_{out_{max}}$	-	1 W	24 mW
$\eta_{max}$	85%	>50%	21,9 %
<b>Type de <math>\eta</math></b>	Entre inductances	Convertisseur- LED	Convertisseur- Capteur
$f_{res}$	6,78 MHz	530 kHz	13,56 MHz
<b>ZRP</b>	Rotation 360°	Rotation 360° intérieur et extérieur	Volume $30 \times 30 \times 17 \text{ cm}^3$ Rotation 360°

Tableau 5 : Tableau comparatif des performances dans les publications utilisant une disposition 3D des inductances.

#### 4.4. Alimentation de petits objets dans un grand volume

Dans cette partie, nous nous intéressons à des études sur l'alimentation d'un petit récepteur dans un grand volume. Cette fois-ci on ne cherche pas à jouer sur un effet 3D. Par contre, en adaptant les dimensions des inductances émettrices et réceptrices d'un système de TEDIM résonant, il est possible d'alimenter un petit objet dans un grand volume. Il existe plusieurs publications dans ce sens pour tenter d'alimenter des implants médicaux, des mini robots ou des capteurs sur des animaux.

Ainsi, Karpelson et al [35] étudient un système pour alimenter un petit robot d'une taille d'environ 4 cm en utilisant un réseau d'inductances émettrices disposées sur une surface 2D. Ils utilisent une inductance émettrice de taille  $10 \times 17 \text{ cm}^2$ , avec une valeur de  $2,84 \mu\text{H}$  et un facteur de qualité à 272 pour alimenter plusieurs coupleurs d'une taille de  $25,6 \times 19 \text{ cm}^2$ .

Le prototype expérimental est montré sur la Figure 18. Plusieurs coupleurs sont mis les uns à côté des autres de façon à couvrir une surface totale de  $100 \times 19 \text{ cm}^2$ . Ils sont alimentés par une seule et même inductance émettrice. Le petit robot est positionné sur cette surface et ses performances en puissance sont analysées suivant sa position.

Les résultats expérimentaux initiaux sur des cas de figure similaires (image c de la Figure 18) montrent que le rendement entre les inductances serait entre 1% et 40%, tandis que la puissance transmise pourrait atteindre 1 W.

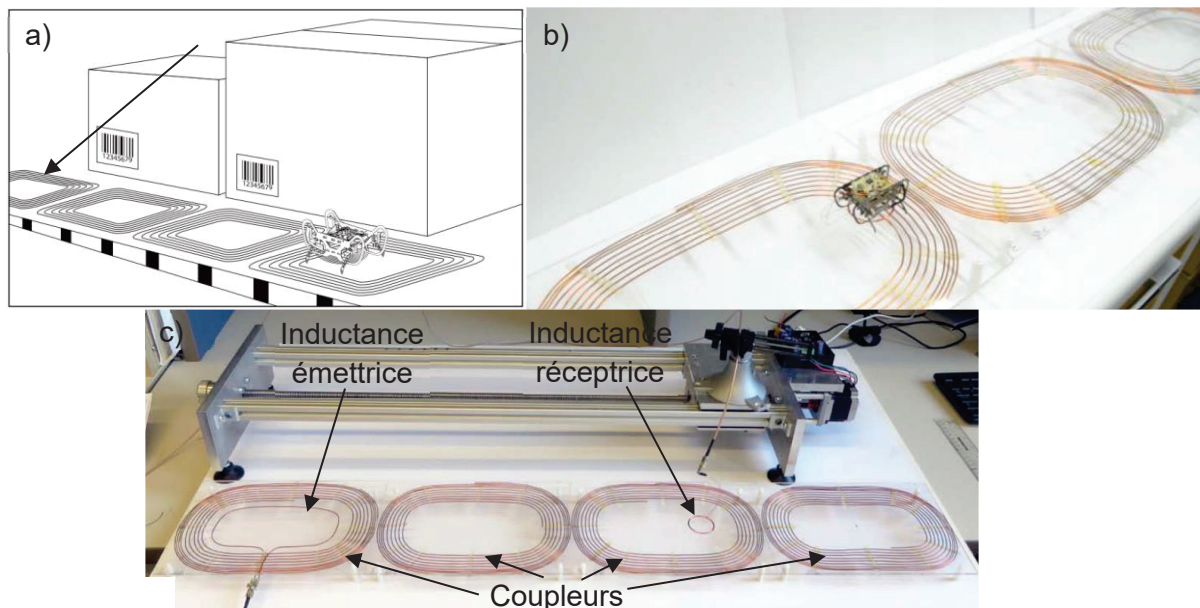


Figure 18 : Alimentation d'un petit robot de 4 cm dans un grand volume [35].  
a) Schéma de principe b) prototype expérimental et c) Prototype expérimental servant à caractériser les performances.

Choi et al [36] étudient un système permettant la recharge simultanée de plusieurs objets portables (téléphone portable, tablette tactile, appareil photo) sur une plateforme émettrice de  $32 \times 22 \text{ cm}^2$ . Les résultats expérimentaux montrent que la plateforme permet de transmettre 16 W avec un rendement de 60 %.





Figure 19 : Alimentation de plusieurs objets portables sur une même plateforme émettrice [36].

De façon similaire à [34], d'autres études se sont intéressées à l'alimentation d'un capteur situé sur un rat de laboratoire [38][39][40] en utilisant cette fois-ci, une disposition 2D des inductances. Un réseau d'inductances planes émettrices ou alors de grandes inductances émettrices permettent d'alimenter une large zone où le rat de laboratoire se promène et alimente son capteur. Dans [40] le rendement varie entre 18% et 12% suivant la position en hauteur dans la boîte.

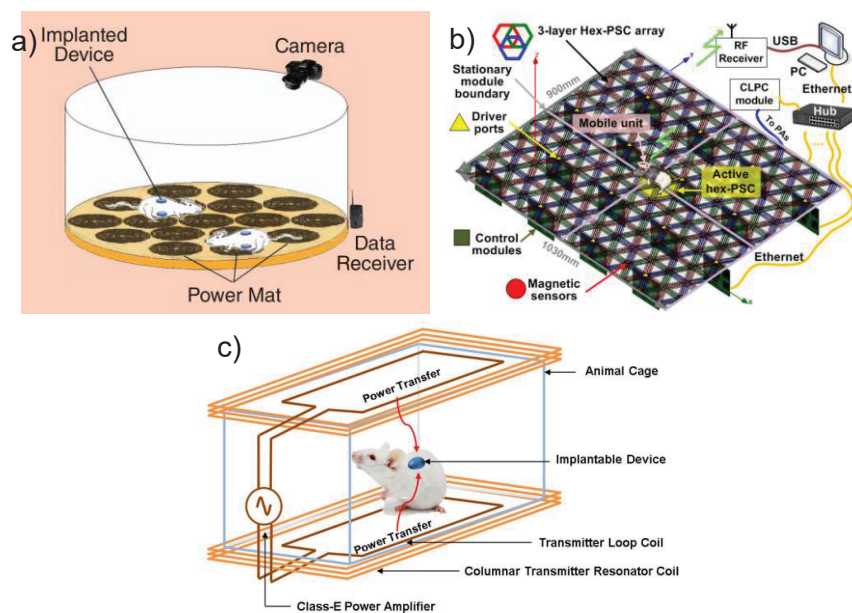


Figure 20 : Alimentation du capteur sur un rat de laboratoire a) [38] b)[39] c)[40].

Sur le Tableau 10 nous comparons les publications cherchant à alimenter de petits objets dans un grand volume. Pour ce faire, il faut utiliser soit un réseau d'inductances émettrices, soit des inductances émettrices de grandes tailles par rapport au récepteur.

Dans le cas d'un réseau, la distance de transmission par rapport au sol sera limitée, tandis que le rendement peut être élevé à condition d'alimenter uniquement les inductances émettrices utiles. Dans le cas de grandes inductances émettrices, la zone d'alimentation est fonctionnelle en hauteur, en revanche le rendement est fortement diminué à cause de la différence de taille des inductances.

Quelle que soit la solution envisagée, l'utilisation d'inductances 2D au niveau de la réception rend impossible la rotation du récepteur dans le grand volume. Pour pallier à ce

problème il faut réaliser un récepteur omnidirectionnel de forme 3D, ce qui n'a été abordé à notre connaissance dans aucune référence.

	[35]	[36]	[38]	[39]	[40]
<b>Type de charge</b>	Robot	Téléphone portable	Capteur	Capteur	Capteur
$P_{out_{max}}$	1 W	16 W	-	20 mW	-
$\eta_{max}$	40 %	60 %	-	-	19,3 %
<b>Type de <math>\eta</math></b>	Inductance-Inductance	Convertisseur-Convertisseur	-	-	Inductance-Inductance
$f_{res}$	13,48 MHz	6,78 MHz	29,6 MHz	13,56 MHz	2,46 MHz
<b>ZRP</b>	Surface 100×19 cm <sup>2</sup>	Surface 32×22 cm <sup>2</sup>	Surface 60×60 cm <sup>2</sup>	Surface 61×58 cm <sup>2</sup>	Volume 15×20×15 cm <sup>3</sup>

Tableau 6 : Tableau comparatif des publications cherchant à miniaturiser le récepteur dans un grand volume.

#### 4.5. Discussion

Finalement malgré l'importance du sujet, peu d'articles abordent la question de l'augmentation de la ZRP en jouant sur un effet 3D pour une TEDIM en mode résonant.

Les quelques résultats disponibles dans la littérature font tout de même état de résultats prometteurs. Il apparaît cependant que la fabrication de ces inductances et la construction des dispositifs expérimentaux restent artisanales, notamment lorsque la 3D est requise.

La plastronique 3D est une technologie pratique pour intégrer des pistes conductrices, donc des inductances, sur des surfaces 3D d'objets. La question est donc de déterminer si elle permet effectivement de procéder à une transmission d'énergie à distance en mode résonant. En cas de succès, celle-ci pourrait permettre de fabriquer ces inductances avec une méthode générale standardisée.

Plus précisément, la fabrication de ces inductances en plastronique 3D pourrait permettre d'étudier les questions suivantes :

- Modification de la ZRP à travers un design de l'inductance émettrice et/ou réceptrice en 3D
- Omnidirectionnalité de l'émission ou de la réception de l'énergie grâce à un design 3D
- Omnidirectionnalité de l'émission ou de la réception de l'énergie grâce à une disposition 3D d'un réseau d'inductances.

## 5. Projet de boîte émettrice et de récepteur omnidirectionnel

En tenant compte de l'état de l'art précédent, nous étudierons dans ce mémoire un dispositif qui permettrait d'alimenter un objet dans un grand volume.

Le cas de figure que nous allons étudier est montré à la Figure 21.

Les 4 inductances de chaque côté de la boîte émettrice vont générer un champ magnétique suivant 2 directions permettant ainsi d'alimenter un récepteur situé à l'intérieur de la boîte dans une large zone.

Le récepteur disposera d'inductances réceptrices orientées en 3D et fabriquées en plastronique 3D. Son design devra lui permettre de capter le champ magnétique suivant toutes les directions et toutes les positions (donc être idéalement un récepteur omnidirectionnel).

Nous utiliserons la technologie inductive résonante avec une fréquence de travail sur la bande ISM de 6,78 MHz.

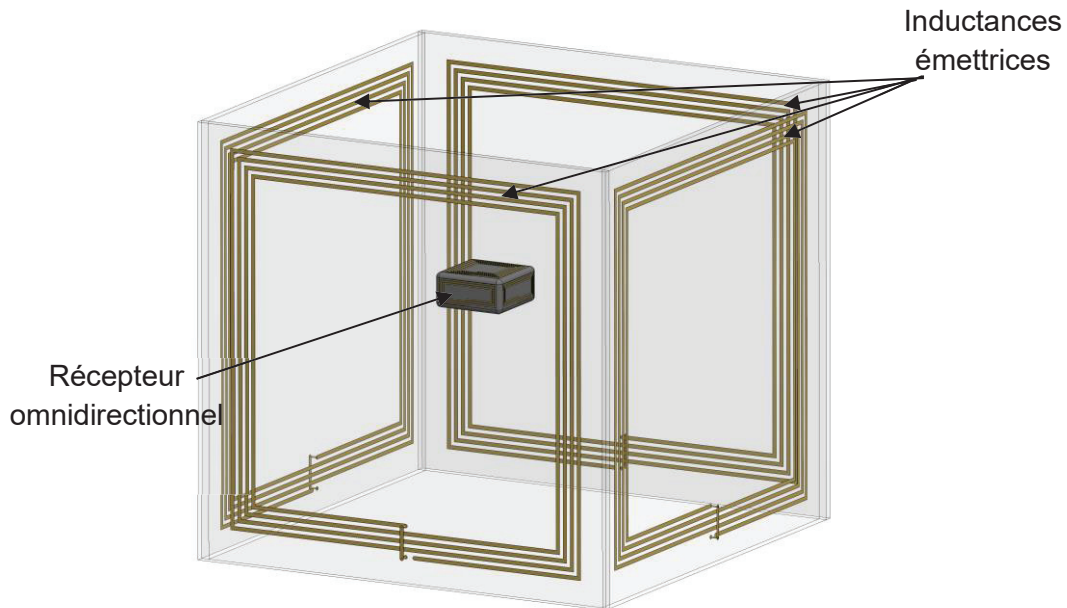


Figure 21 : Schéma de principe de la transmission d'énergie vers un objet dans un grand volume.

Ce type de dispositif devrait permettre d'alimenter un objet mobile de façon continue sans avoir besoin de cordon d'alimentation. Nous nous intéresserons aux mouvements du récepteur en translation et en rotation à l'intérieur de l'enceinte.

De tels dispositifs peuvent répondre à de nombreux besoins dans le domaine de la robotique (mini robot autonome), pour les capteurs mobiles (monitoring animal et humain), l'automatisation industrielle et dans le domaine médical (implants, pompes et cœur artificiel).

Par ailleurs, le récepteur n'embarquera pas d'élément de stockage d'énergie. En effet notre objectif ici est d'étudier l'énergie transmise et disponible instantanément. Il sera toujours possible d'intégrer un système de stockage ultérieurement.

Le projet consistera dans un premier temps, dans une analyse théorique à travers un modèle. Ensuite, à l'aide de simulations, nous étudierons la faisabilité de ce projet et quantifierons les performances en puissance. Puis, nous fabriquerons deux prototypes expérimentaux. Le premier est un récepteur fabriqué à partir de technologies de circuits imprimés classiques pour l'électronique et le second est un récepteur plastronique en 3D.

Nous étudierons les performances de ces récepteurs d'un point de vue expérimental, à savoir la répartition de la puissance et du rendement suivant les différentes positions dans la boîte, et leur évolution suivant l'orientation du récepteur.

## 6. Conclusion

Ce mémoire est motivé par la volonté de combiner deux nouvelles technologies en plein essor, à savoir la plastronique et la TEDIM. Nous avons donc présenté brièvement la TEDIM, puis nous avons réalisé une étude bibliographique afin de déterminer l'intérêt de la combiner avec la plastronique 3D. Il en résulte que la plastronique pourrait être une solution technologie performante afin de réaliser des inductances de forme 3D ou alors de disposer un réseau d'inductances en 3D. Au niveau de la TEDIM, la forme 3D ou la disposition des inductances en 3D pourrait permettre d'augmenter la ZRP et notamment suivant plusieurs directions.

Nous avons défini un projet qui consiste alors à créer une boîte émettrice avec des dimensions assez importantes (un demi-mètre de côté) pour alimenter une zone importante (zone à évaluer pendant cette étude). Un récepteur ayant des inductances 3D en plastronique devrait pouvoir se mouvoir à l'intérieur de la boîte et réceptionner l'énergie quelle que soit sa position ou son orientation.

# Chapitre 2 : Inductances planes

## 1. Introduction

La transmission d'énergie par induction nécessite la compréhension des fondements de l'électromagnétisme. L'objectif dans ce chapitre est de comprendre l'apparition d'un courant dans un conducteur en présence d'une variation de champ magnétique.

L'émission et la réception d'énergie font appel à un élément de base : l'inductance dipôle constituée d'un enroulement d'une ou plusieurs spires conductrices. Ce qui le singularise des autres dipôles passifs est son comportement, directement lié à l'influence des champs électromagnétiques sur l'enroulement, qu'ils soient créés par l'inductance elle-même ou qu'ils proviennent de sources extérieures. Les caractéristiques électriques de ce dipôle dépendent ainsi de sa géométrie et de paramètres physiques propres à l'enroulement tel que par exemple sa conductivité mais également des champs électromagnétiques émis et reçus.

Avant d'étudier la transmission d'énergie, il apparaissait logique de présenter les notions d'induction, ainsi que cet élément de base qu'est l'inductance.

## 2. L'induction

Dans cette section, nous rappelons succinctement les notions essentielles d'électromagnétisme qui permettront de mieux comprendre le phénomène d'induction. Celui-ci correspond à l'apparition d'une force électromotrice aux bornes d'un conducteur en présence d'un champ électromagnétique. Cette force peut entraîner l'apparition d'un courant électrique dans ce conducteur.

Les bases de l'électromagnétisme reposent sur les équations de Maxwell. Nous allons donc brièvement rappeler ces équations, d'abord dans le vide, puis dans les conducteurs afin d'appréhender les phénomènes physiques qui modifient les caractéristiques de l'inductance lors de son utilisation. Le lecteur maîtrisant bien ces questions peut passer directement à la section 3.

### 2.1. Equations de Maxwell dans le vide

A l'origine, James Clark Maxwell (1831-1879) a formulé 20 puis 8 équations d'après les travaux d'Ampère, Lorentz et Gauss. Ces équations seront reformulées par Heavyside quelques années plus tard en 4 équations. Ces dernières (2) à (5) permettent de décrire l'ensemble des lois de l'électricité et du magnétisme.

$$\overrightarrow{\text{div}}(\vec{E}) = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (2)$$

$$\overrightarrow{\text{div}}(\vec{B}) = 0 \quad (3)$$

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (4)$$

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{B}) = \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \mu_0 \vec{J} \quad (5)$$

L'équation de Maxwell-Gauss (2) établit le lien direct entre le champ électrique  $\vec{E}$  présent dans l'espace et la présence d'une charge électrique  $\rho$ . L'utilisation de la divergence permet de préciser qu'une charge crée un champ partant de la charge dans toutes les directions de l'espace. Ainsi, par exemple pour une charge ponctuelle, le champ sera radial. Cela explique l'énoncé couramment utilisé : « Le flux du champ au travers d'une surface fermée entourant une distribution de charges est égal à la charge totale  $\rho$  que divise  $\epsilon_0$  ». La présence de  $\epsilon_0$ , qui est la permittivité du vide, traduit l'influence du milieu sur le champ électrique créé par les charges.

La deuxième équation dite de Maxwell-Thomson (3) traduit le fait que les lignes de champ magnétique induit  $\vec{B}$  dans l'espace se referment toujours. Ainsi un aimant possède forcément deux pôles, les lignes de champ partant du premier pour aller au deuxième. Le champ magnétique induit contrairement au champ électrostatique ne peut être radial. Il en découle que le flux du champ magnétique au travers d'une surface fermée de l'espace est nul.

La troisième équation, dite équation de Maxwell-Faraday (4), établit un lien entre la variation temporelle du champ magnétique induit  $\vec{B}$  et la présence d'un champ électrostatique  $\vec{E}$ . C'est la variation du champ magnétique induit qui contribue à l'apparition du champ  $\vec{E}$  à l'origine de l'induction électromagnétique. Le rotationnel précise que le champ  $\vec{E}$  créé tourne autour du champ magnétique. Il en découle que la circulation d'un champ électrique autour d'un contour fermé est égale à la variation temporelle du champ magnétique induit traversant la surface de ce contour.

Enfin la dernière équation est dite équation de Maxwell Ampère (5). A l'origine les travaux d'Ampère conduisent à établir une loi valable dans le cas d'un courant constant ( $\text{rot}(\vec{B}) = \mu_0 \vec{j}$ ).

Elle traduit le fait que pour tout conducteur traversé par un courant de densité  $\vec{j}$ , il apparaît un champ magnétique induit dont les lignes de champ tournent autour du conducteur. La perméabilité magnétique  $\mu$  permet de caractériser l'influence du milieu sur le champ magnétique. Dans le cas du vide la perméabilité est notée  $\mu_0$  et est constante.

Dans l'équation (5), le terme temporel faisant intervenir la variation du champ  $\vec{E}$  est dû à Maxwell. Ce terme est particulièrement important. En effet à partir de cette équation et de l'équation de Maxwell Gauss, on peut établir l'équation de conservation de la charge. Tandis qu'en utilisant les équations de Maxwell ampère, Maxwell gauss (2) et Maxwell Faraday (4), il est possible d'établir l'équation d'onde pour le champ  $\vec{E}$ , établissant sa nature ondulatoire.

De même en considérant les équations de Maxwell Ampère (5), Maxwell Faraday (4) et Maxwell Thomson (3), on établit un résultat similaire pour le champ  $\vec{B}$ .

Ainsi, les champs  $\vec{E}$  et  $\vec{B}$  peuvent être modélisés dans le vide par des ondes possédant une célérité  $c$  tel que  $c^2 = 1/\epsilon_0\mu_0$ .

Les équations de Maxwell permettent d'établir des relations locales entre les champs électriques et magnétiques, la densité de charge et la densité de courant. Il est nécessaire d'intégrer ces équations afin d'obtenir des relations liant les champs  $\vec{E}$  et  $\vec{B}$  avec la charge et le courant.

## 2.2. Théorème d'Ampère

Par souci de simplification, plaçons-nous dans le cas de la magnétostatique. L'équation de Maxwell-Ampère devient (6).

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{B}) = \mu_0 \vec{J} \quad (6)$$

Considérons un fil conducteur de section  $S$  parcouru par un courant  $I$ . En intégrant l'équation de Maxwell Ampère selon un élément  $dS$  de la section (le vecteur étant orienté dans le sens du courant) on obtient l'équation (7). Le théorème de Stokes (8) permet de réécrire cette équation sous la forme (9).

$$\iint \overrightarrow{\text{rot}}\vec{B} \cdot \vec{dS} = \iint \mu_0 \vec{J} \cdot \vec{dS} = \mu_0 \cdot I \quad (7)$$

$$\iint \overrightarrow{\text{rot}}(\vec{X}) \cdot \vec{dS} = \oint \vec{X} \cdot \vec{dl} \quad (8)$$

$$\oint \vec{B} \cdot \vec{dl} = \mu_0 \cdot I \quad (9)$$

Si on se place en un point  $M$  extérieur au conducteur et que l'on désire déterminer le champ  $\vec{B}$  en  $M$  créé par le courant  $I$  parcourant le fil, on peut choisir une boucle fermée entourant le conducteur. La somme des champs le long de cette boucle fermée appelée la circulation du champ, est alors proportionnelle au courant  $I$ . C'est le théorème d'Ampère.

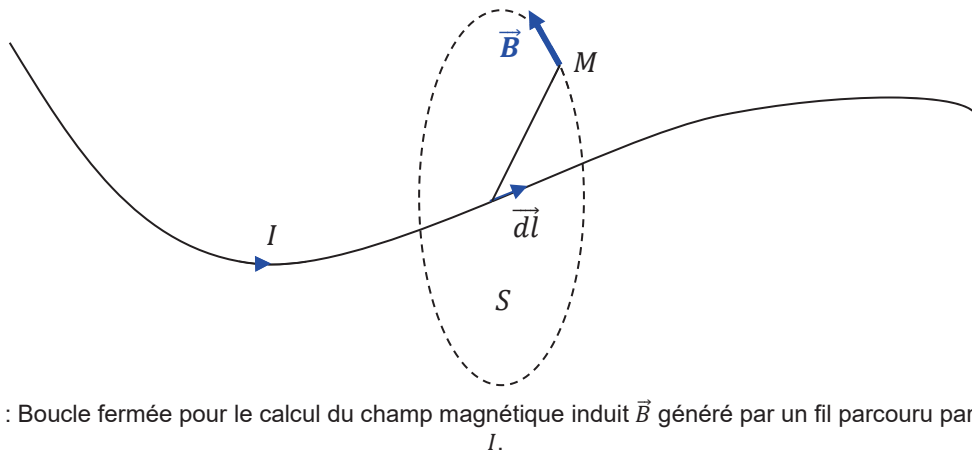


Figure 22 : Boucle fermée pour le calcul du champ magnétique induit  $\vec{B}$  généré par un fil parcouru par un courant  $I$ .

## 2.3. Loi de Faraday

L'intégration de l'équation de Maxwell-Faraday (4) conduit à l'obtention de la loi de Faraday. Considérons un conducteur formant une boucle fermée traversée par le champ magnétique induit  $\vec{B}$  variant au cours du temps.

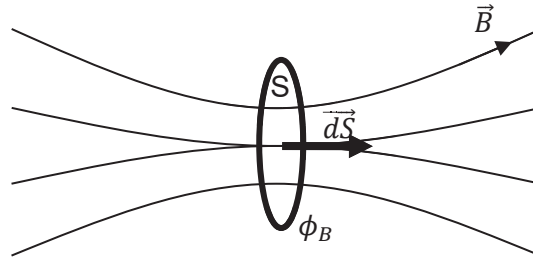


Figure 23 : Flux magnétique à travers une surface S parcourue par des lignes de champs.

Le flux magnétique  $\phi_B$  correspond au champ magnétique induit traversant une surface S (Figure 23). Dans le cas d'une inductance, on peut donc quantifier le champ magnétique induit généré par la circulation du courant dans ses spires.

$$\phi_B = \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (10)$$

Si on intègre l'équation de Maxwell Faraday sur cette surface fermée et que l'on utilise l'expression du flux on obtient (12).

$$\iint \overrightarrow{\text{rot}}(\vec{E}) \cdot d\vec{S} = \iint -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{S} \quad (11)$$

$$\oint E \cdot d\vec{l} = -\frac{\partial \iint \vec{B} \cdot d\vec{S}}{\partial t} = -\frac{\partial \phi_B}{\partial t} \quad (12)$$

En remarquant que la circulation du champ  $\vec{E}$  le long du conducteur conduit à la différence du potentiel FEM à ses bornes on obtient (13). Cette différence de potentiel s'oppose à l'effet qui l'a produit (ce qui permet d'expliquer la présence du signe négatif) : c'est la loi de modération de Lenz.

$$FEM = -\frac{d\phi_B}{dt} \quad (13)$$

## 2.4. Equations de Maxwell dans les conducteurs

### 2.4.1. Approximation des Régimes Quasi-Statiques dans un conducteur

Passons maintenant aux équations de Maxwell non plus dans le vide mais dans un matériau conducteur. Pour déterminer le comportement des charges dans un conducteur sous l'action de champ  $\vec{E}$  ou  $\vec{B}$ , les lois de Maxwell peuvent être utilisées en tenant compte des caractéristiques physiques du matériau tel que sa conductivité.

Considérons un conducteur métallique soumis à une onde électromagnétique sinusoïdale, allant dans le domaine fréquentiel jusqu'à 300 GHz (cas des radiofréquences). La loi d'Ohm locale dans le conducteur métallique peut s'écrire sous la forme de l'équation (14).

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (14)$$

Où  $J$  est la densité de courant en  $A/m^2$ ,  $\sigma$  est la conductivité électrique du matériau en  $\Omega^{-1}m^{-1}$  considérée comme réelle dans le domaine de fréquence choisi et  $E$  le champ électrique en  $V/m$ .



La loi de Maxwell Ampère devient alors (15). On identifie les deux termes du second membre comme la densité du courant de conduction  $\vec{J}_C$  et de déplacement  $\vec{J}_d$ .

$$\overrightarrow{rot}(\vec{B}) = \mu_0 \left( \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} \right) = \mu_0 (\vec{J}_d + \vec{J}_C) \quad (15)$$

Si nous nous plaçons en régime sinusoïdal permanent de période de pulsation  $\omega$ , alors nous pouvons réécrire l'équation (15) en utilisant la forme complexe de  $E = E_0 e^{i\omega t}$ , ce qui permet d'obtenir l'équation (16).

$$\overrightarrow{rot}(\vec{B}) = \mu_0 (\sigma - i\omega\epsilon_0) \vec{E} \quad (16)$$

Dans le cas du cuivre pur,  $\sigma = 59,6 \times 10^6 \text{ s/m}$  et  $\omega\epsilon_0 = 5,56 \times 10^{-11} / T$ . Pour les fréquences allant jusqu'à 300 GHz, le terme  $\omega\epsilon_0$  reste inférieur à  $1,85 \times 10^{-4}$ , ce qui est très inférieur à  $\sigma$ . Nous en déduisons que les courants de déplacement  $\vec{J}_d$  sont négligeables devant les courants de conduction  $\vec{J}_C$ . Dans ces conditions, l'approximation des régimes quasi statiques (ARQS) s'applique.

Cette condition sera respectée dans l'ensemble des résultats obtenus pour les "bons" conducteurs dans ce manuscrit, les fréquences utilisées ne dépassant pas 10 MHz.

#### 2.4.2. Conservation de la charge

Considérons un point M dans le conducteur telle que la densité volumique de charge à l'instant  $t_0$  est  $\rho(M, t_0)$ . Nous nous intéressons ensuite à la variation dans le temps de cette charge volumique.

Reprenons l'équation de Maxwell Gauss, la loi d'Ohm et l'équation de conservation de la charge (17). En remplaçant  $\vec{E}$  par son expression en fonction de  $\vec{J}$  et  $\sigma$ , on obtient l'équation (18).

$$\text{div}(\vec{E}) = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad \text{et} \quad \vec{J} = \sigma \vec{E} \quad \text{et} \quad \text{div}(\vec{J}) + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (17)$$

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \frac{\sigma}{\epsilon_0} \rho = 0 \quad (18)$$

En intégrant cette équation différentielle du premier ordre nous obtenons (19)<sup>8</sup>.

$$\rho(M, t) = \rho(M, t_0) e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} \quad \text{avec} \quad \tau = \frac{\epsilon_0}{\sigma} \quad (19)$$

Très rapidement on a  $\rho(M, t) = \rho(M, t_0)$  et nous pouvons considérer que la densité de charge est inchangée en M quel que soit le temps.

#### 2.4.3. Propagation dans un conducteur - équation d'onde

Reprenons les équations de Maxwell Ampère (20) et Maxwell Faraday (21).

$$\overrightarrow{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (20)$$

<sup>8</sup> Pour le cuivre le terme  $\tau \approx 10^{-14} \text{ s}$

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{B}) = \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \mu_0 \vec{J} \quad (21)$$

En prenant le rotationnel de l'équation (20) nous obtenons l'équation (22). Puis en remplaçant par l'expression (21), nous obtenons l'équation (23).

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{E})) = \overrightarrow{\text{rot}}\left(\frac{-\partial \vec{B}}{\partial t}\right) \quad (22)$$

$$\overrightarrow{\text{grad}}(\text{div}(E)) - \Delta E = -\left(\frac{\partial}{\partial t}\left(\mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \mu_0 \vec{J}\right)\right) \quad (23)$$

Nous avons alors l'équation de propagation de  $\vec{E}$  (24).

$$\Delta \vec{E} - \left(\mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} + \mu_0 \sigma \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}\right) = 0 \quad (24)$$

## 2.5. L'inductance L

Considérons maintenant une inductance dipôle constituée de plusieurs spires coaxiales (Figure 24).

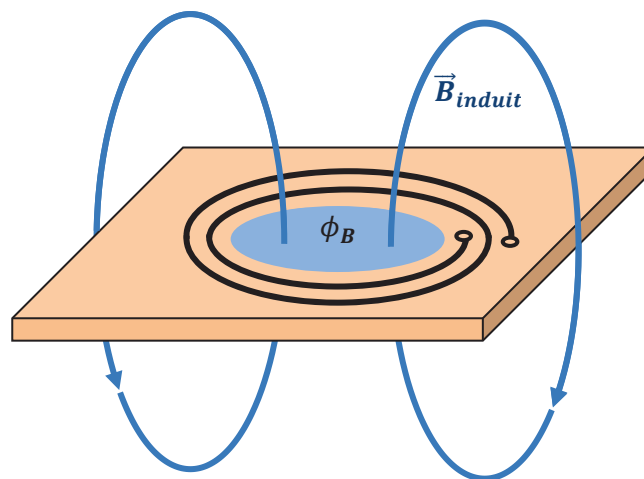


Figure 24 : Champ magnétique généré par une inductance.

Par souci de simplification, considérons que l'ensemble des spires sont traversées par le champ  $\vec{B}$  de sorte qu'un flux identique  $\Phi_B$  les traverse. D'après la loi de Faraday, ce flux va alors contribuer à créer une différence de potentiel aux bornes de l'inductance (25).

$$FEM = -\frac{d\phi_B}{dt} \quad (25)$$

Cette différence de potentiel entraîne l'apparition d'un courant  $i(t)$  dans l'inductance (celle-ci se comportant en générateur dans un circuit fermé). La proportionnalité entre le courant  $i(t)$  et le flux du champ a conduit à introduire un coefficient  $L$  appelé inductance (en Henri) tel que (26).

$$L = \frac{\phi_B}{i} \quad (26)$$

En remplaçant l'expression du flux dans la loi de Faraday nous obtenons l'équation (27).

$$FEM = -L \frac{di(t)}{dt} \quad (27)$$

Inversement si nous appliquons une tension  $u(t)$  aux bornes de l'inductance la formule devient (28). Cette formule est l'équation caractéristique de l'inductance.

$$u(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad (28)$$

## 2.6. L'inductance Mutuelle $M$ et le facteur de couplage $k$

Considérons maintenant deux inductances coaxiales. Si la première est traversée par un courant, elle crée un champ selon son axe (cf. théorème d'Ampère). Ce champ traverse alors la deuxième contribuant à l'apparition d'un courant dans cette dernière (cf. loi de Faraday).

Mais réciproquement, la deuxième inductance est parcourue par un courant. Elle crée un champ dans la première en modifiant le courant qui la traverse.

On se rend compte que le couplage magnétique des deux bobines a une influence directe sur les courants les traversant et donc sur la différence de potentiel à leurs bornes. Les deux inductances sont alors dites couplées.

Pour tenir compte de l'interaction entre les inductances, nous introduisons un facteur  $M$  appelé inductance mutuelle (Figure 25). Nous obtenons alors les équations (29) et (30). Dans le domaine fréquentiel, ces équations deviennent respectivement (31) et (32).

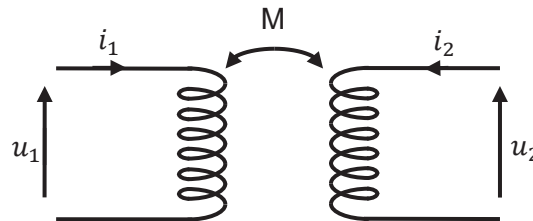


Figure 25 : Modèle de deux bobines couplées.

$$u_1(t) = M \frac{di_2(t)}{dt} + L_1 \frac{di_1(t)}{dt} \quad (29)$$

$$u_2(t) = M \frac{di_1(t)}{dt} + L_2 \frac{di_2(t)}{dt} \quad (30)$$

$$\underline{V}_1 = j\omega M \underline{I}_2 + j\omega L_1 \underline{I}_1 \quad (31)$$

$$\underline{V}_2 = j\omega M \underline{I}_1 + j\omega L_2 \underline{I}_2 \quad (32)$$

$u_1(t)$  correspond à la différence de potentiel aux bornes de la première inductance de valeur  $L_1$  traversée par le courant  $i_1(t)$ . Le terme  $M \frac{di_2(t)}{dt}$  correspond à l'influence de la deuxième inductance parcourue par le courant  $i_2(t)$ . Il en est de même pour la seconde équation avec la deuxième inductance.

Dans le cas optimum, la valeur de l'inductance mutuelle  $M$  vaut  $\sqrt{L_1 L_2}$ , mais dans la pratique une partie du flux magnétique est perdu à cause de la distance, du désalignement ou de la différence de taille des inductances, ce qui rend impossible d'atteindre cette valeur. De

ce fait, il est défini un facteur  $k$  appelé facteur de couplage qui permet de comparer l'inductance mutuelle réelle par rapport à l'idéal (33). Ce facteur dépend fortement de la géométrie des bobines, de leur matériau et de leur éloignement. On a alors :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (33)$$

### 3. Inductance : effet de peau, de proximité, et effet capacitif

Caractériser le comportement d'une bobine traversée par un courant ou un flux peut être modélisé en première approximation par son inductance propre  $L$ . L'interaction entre deux bobines fait appel aux inductances mutuelles et à un coefficient de couplage comme nous venons de le voir. Ces grandeurs traduisent le comportement électrique global des bobines.

Cependant en pratique, il est nécessaire de tenir compte de la géométrie des bobines, de leur résistance due au matériau conducteur utilisé, d'effets physiques intervenant dans le cas de courants alternatifs tels que l'effet de peau ou l'effet de proximité ou encore d'effets capacitifs.

Dans cette partie, nous allons passer en revue ces différents effets en nous intéressant aux ordres de grandeur et en considérant le cas d'un conducteur en cuivre. Nous analyserons aussi le cas des inductances planes afin d'appréhender plus facilement l'influence de ses différents phénomènes, en traitant plus particulièrement des inductances spirales planes. Enfin, nous verrons comment traiter le cas des inductances réalisées avec des pistes conductrices rapportées à la surface d'un substrat 3D à travers des simulations par éléments finis.

#### 3.1. Résistance de l'inductance en continu $R_{DC}$

Tout conducteur métallique présente une résistivité. La résistance équivalente en continu notée  $R_{DC}$  d'un conducteur de longueur  $l$  et de section<sup>9</sup>  $S$  est calculée par (34).

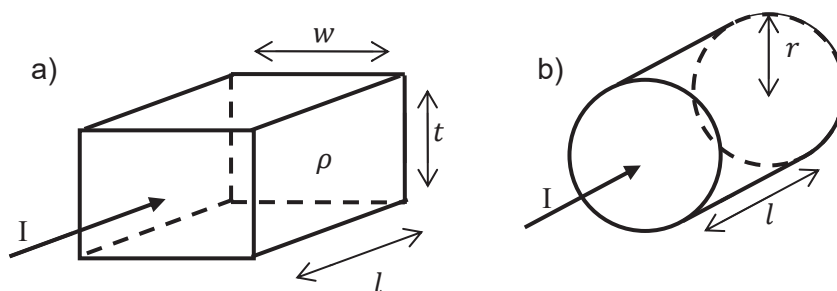


Figure 26 : Dimensions dans un conducteur de section a) rectangulaire et b) ronde.

$$R_{DC} = \frac{\rho l}{S} \quad (34)$$

<sup>9</sup> Pour un conducteur de section rectangulaire  $s = w \times t$  et circulaire  $s = \pi r^2$ .

Cependant en alternatif, la distribution de courant dans les conducteurs est directement influencée par les champs électromagnétiques générés. Il en résulte une modification de la résistance notée alors  $R_{AC}$ .

### 3.2. Effet de peau

L'impédance d'une inductance sera directement affectée par l'application d'une différence de potentiel alternative à ses bornes. La répartition de la densité de courant dans le conducteur est en effet directement modifiée par les champs associés aux charges en déplacement. Nous pouvons donc modéliser la conduction en considérant la propagation de l'onde associée aux charges dans le matériau. Reprenons l'équation de propagation de  $\vec{E}$  dans un conducteur (35).

$$\Delta \vec{E} - (\mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} + \mu_0 \sigma \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}) = 0 \quad (35)$$

Toute solution de cette équation peut s'écrire comme la superposition d'ondes planes monochromatiques sinusoïdales, ce qui nous conduit à l'équation (36) pour une onde plane polarisée selon  $u_x$ , se propageant selon l'axe orthogonal  $0_z$ . La solution de cette équation peut être écrite sous la forme d'une onde progressive (37).

$$\vec{E}(z, t) = E_0(z) e^{-i\omega t} \vec{u}_x \quad (36)$$

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}_0(\vec{r}) e^{-i\omega t} \quad (37)$$

On aboutit ainsi à l'équation de propagation de l'onde (38). Si nous considérons que l'onde plane se propage selon la direction verticale  $z$  ( $E(z, t)$  perpendiculaire à l'axe  $0_z$ ), nous obtenons l'équation (39).

$$\Delta \vec{E}(\vec{r}, t) = -i\omega \mu_0 \sigma \vec{E} - \mu_0 \varepsilon_0 \omega^2 \vec{E} \quad (38)$$

$$\frac{\partial^2 E(z, t)}{\partial z^2} = -i\omega \mu_0 \sigma E(z, t) - \mu_0 \varepsilon_0 \omega^2 E(z, t) \quad (39)$$

Considérons maintenant le cas d'un conducteur comme le cuivre, tel que  $\sigma \gg \varepsilon_0 \omega$ . Nous sommes dans les conditions de l'approximation du régime quasi-statique et l'équation d'onde devient (40). La solution de cette équation différentielle est de la forme (41).

$$\frac{\partial^2 E(z, t)}{\partial z^2} = -i\omega \mu_0 \sigma E(z, t) \quad (40)$$

$$E(z, t) = E_1 e^{-i(kz - \omega t)} + E_2 e^{i(kz - \omega t)} \quad (41)$$

Avec  $k^2 = i\omega \mu_0 \sigma$

Ensuite, si nous considérons la valeur de  $k = \mp(1+i) \sqrt{\frac{\omega \mu_0 \sigma}{2}} = \mp \frac{(1+i)}{\delta}$  avec  $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \sigma}}$ . Nous pouvons remarquer que  $\delta$  est homogène à une distance<sup>10</sup>. Cela nous permet de réécrire la solution sous la forme (42).

<sup>10</sup> L'épaisseur de peau  $\delta$  peut également s'écrire sous la forme  $\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}}$  avec  $\rho$  la résistivité par unité de volume du conducteur.

$$E(z, t) = E_1 e^{\frac{(1+i)z}{\delta}} e^{-i\omega t} + E_2 e^{-\frac{(1+i)z}{\delta}} e^{-i\omega t} \quad (42)$$

Si  $z$  tend vers l'infini alors le premier terme de l'équation (42) tend vers l'infini. Si le conducteur est très épais devant  $\delta$  cette solution n'est pas acceptable ce qui impose que le terme  $E_1$  soit nul. Nous obtenons ainsi l'équation (43).

$$E(z, t) = E_2 e^{-\frac{(1+i)z}{\delta}} e^{-i\omega t} = E_2 e^{-\frac{z}{\delta}} e^{-i(\frac{z}{\delta} + \omega t)} \quad (43)$$

Nous obtenons une onde évanescence dont l'amplitude diminue exponentiellement. Le champ  $E(z, t)$  est maximum en surface du conducteur. Pour une valeur  $z$  de  $5 \times \delta$  l'amplitude de l'onde est quasi nulle. Nous constatons ainsi que la longueur  $\delta$  est directement reliée à la profondeur de pénétration de l'onde dans le matériau. C'est l'effet de peau. Cette profondeur est dépendante de la fréquence de l'onde. Nous constatons donc que l'onde électromagnétique dans le métal est confinée à sa surface, ce qui implique que le courant sera également confiné en surface. En effet, la densité de courant vaut (44).

$$J(z, t) = \sigma \times \text{Re}(E(z, t)) = \sigma E_2 e^{-\frac{z}{\delta}} \cos\left(\frac{z}{\delta} + \omega t\right) \quad (44)$$

Dans le cas du cuivre massif en prenant  $\sigma = 59,6 \times 10^6 \text{ S.m}^{-1}$ , nous obtenons  $\delta = 66137/\sqrt{f}$  avec  $\delta$  en  $\mu\text{m}$  et  $f$  en Hz. Nous traçons sur la Figure 27, la courbe de variation de  $\delta$  en fonction de la fréquence dans le cas du cuivre.

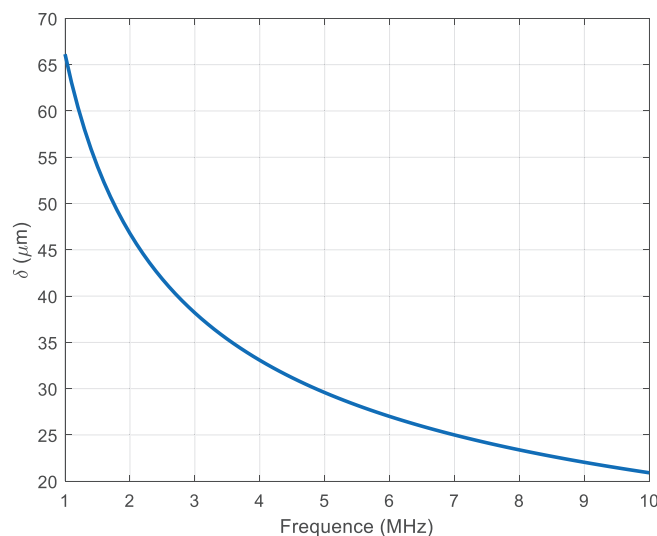


Figure 27 : Épaisseur de peau  $\delta$  en fonction de la fréquence  $f$ .

Il est à noter que pour un conducteur en cuivre à  $f = 6,78 \text{ MHz}$ , fréquence que nous utiliserons par la suite, l'épaisseur de peau est de  $25,4 \mu\text{m}$ .

Nous rappelons également qu'en continu la résistance  $R_{DC}$  d'un conducteur de résistivité  $\rho$ , de section  $S$  et de longueur  $l$  peut se calculer par la formule classique (34).

Pour un conducteur en alternatif, l'effet de peau va diminuer la section de conduction. La valeur de la surface de la section conductrice sera beaucoup plus faible (Figure 28). La

résistance  $R_{AC}$  obtenue augmentera donc avec la fréquence si l'épaisseur  $e$  du conducteur est supérieure à  $\delta$ .

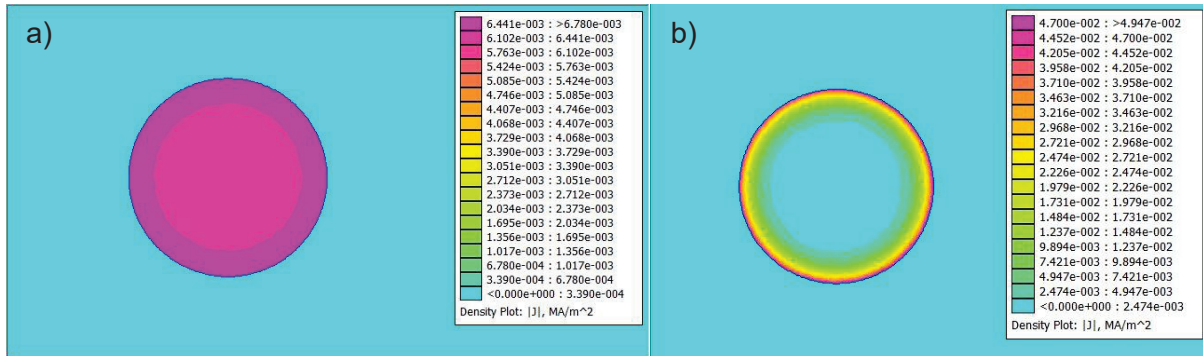


Figure 28 : Exemple de simulations par éléments finis de la répartition de la densité de courant dans un fil conducteur (Cu) de diamètre 15 mm en vue de coupe à deux fréquences différentes. a) 100 Hz et b) 100 kHz

### 3.3. Influence de l'effet de peau sur l'impédance

Il est important de noter que l'effet de peau va avoir une influence non seulement sur la résistance  $R_{AC}$ , mais également sur la valeur de l'inductance  $L_{AC}$ .

Le calcul de l'impédance d'un conducteur cylindrique a été entrepris à la fin du 19<sup>ième</sup> siècle par Kelvin en 1888 et peut être trouvé dans de nombreux ouvrages [45][46].

Ce calcul, fait intervenir des fonctions de Bessel de première espèce d'ordre zéro  $J_0$  dans la résolution des équations différentielles vérifiées par la densité de courant. L'intégration de la densité de courant pour un cylindre conduit ainsi à des solutions incluant des fonctions de Bessel de première espèce d'ordre zéro  $J_0$  et d'ordre 1,  $J_1$ .

Il en résulte une certaine complexité dans le calcul de l'impédance qui peut être exprimée sous la forme (45).

$$Z = \frac{i m \rho \operatorname{ber}(mr) + i \operatorname{bei}(mr)}{2\pi r \operatorname{ber}'(mr) + i \operatorname{bei}'(mr)} \quad \text{avec} \quad m = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{\rho}} \quad (45)$$

*ber* et *bei* désignant les fonctions de Kelvin Bessel ou fonction de Bessel modifiée d'ordre 0 (l'apostrophe désigne la dérivée première des fonctions de Kelvin Bessel).

Il est alors possible de séparer la partie réelle de la partie imaginaire pour tirer la résistance (46) et l'inductance (47) du conducteur en tenant compte de l'effet de peau.

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} = \frac{mr \operatorname{ber}(mr)\operatorname{bei}'(mr) - \operatorname{bei}(mr)\operatorname{ber}'(mr)}{2 \operatorname{ber}'^2(mr) + \operatorname{bei}'^2(mr)} \quad \text{avec} \quad R_{DC} = \frac{\rho}{\pi r^2} \quad (46)$$

$$\frac{L_{AC}}{L_{DC}} = \frac{4 \operatorname{ber}(mr)\operatorname{ber}'(mr) + \operatorname{bei}(mr)\operatorname{bei}'(mr)}{mr \operatorname{ber}'^2(mr) + \operatorname{bei}'^2(mr)} \quad \text{avec} \quad L_{DC} = \frac{\mu_0}{8\pi} \quad (47)$$

Cependant la complexité de cette solution faisant intervenir des développements en série ne permet pas un calcul aisé de l'impédance. On peut remarquer que le calcul numérique à l'aide d'un ordinateur actuel ne permet pas une précision suffisante (10%) dans le calcul des fonctions de Kelvin Bessel [47][48].

### 3.4. Calcul de la Résistance $R_{AC}$ d'un fil cylindrique en tenant compte de l'effet de peau

Plusieurs auteurs ont proposé des approximations de ces développements en série avec une précision de quelques pourcents [49][50]. On peut également noter que Al Asadi a proposé la formule analytique (48) permettant de calculer la résistance d'un fil cylindrique en tenant compte de l'effet de peau et en utilisant une approche originale [51].

$$R_{AC} = \frac{1}{\pi\sigma\delta \left(1 - e^{-\frac{r}{\delta}}\right) \left[2r - \delta \left(1 - e^{-\frac{r}{\delta}}\right)\right]} [\Omega \cdot m^{-1}] \quad (48)$$

Où  $r$  désigne le rayon du cylindre

Ainsi, si nous considérons un fil de cuivre de diamètre 300  $\mu\text{m}$  à la fréquence de 6,78 MHz<sup>11</sup>, l'épaisseur de peau est  $\delta = 25 \mu\text{m}$  et le rapport de  $R_{AC}/R_{DC} = 3,28$  en utilisant les formules (34) et (48).

On peut également remarquer que des formules empiriques ont aussi été établies par le bureau des standards (IEC 60287-1-1) [52]. Cependant elles ne semblent pas présenter une précision suffisante. Il faut donc être prudent avec les résultats obtenus avec ces formules. En fait, seules les simulations par éléments finis permettant d'obtenir une précision suffisante pour toutes les gammes de fréquence [48].

En conclusion, l'effet de peau jouera un rôle important dans l'augmentation de résistance de nos inductances, le rapport  $R_{AC}/R_{DC} = 3,28$  à la fréquence de 6,78 MHz nous donnant un ordre de grandeur de son augmentation dans le cas de fil de cuivre de 150  $\mu\text{m}$  de rayon. La Figure 29, ci-dessous, représente l'évolution du rapport  $R_{AC}/R_{DC}$  en fonction du rayon du fil. On peut remarquer que plus le rayon du fil est grand plus  $R_{DC}$  est petit, ce qui explique logiquement la croissance du rapport.

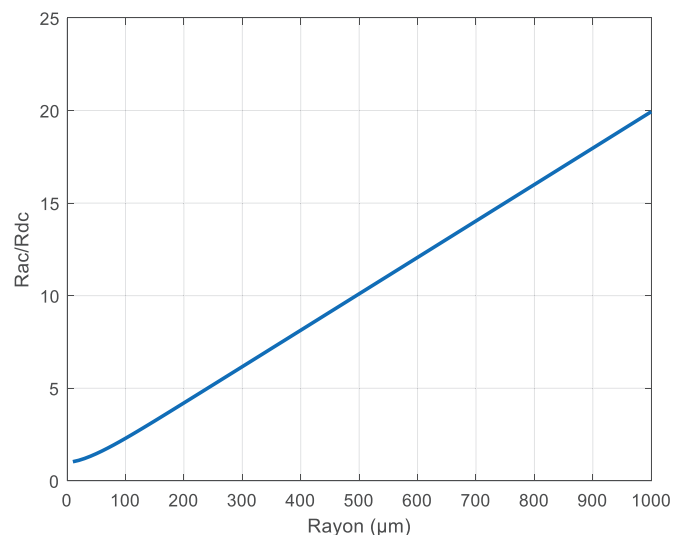


Figure 29 : Evolution du rapport  $R_{AC}/R_{DC}$  en fonction du rayon du fil à 6,78 MHz.

Nous avons également tracé l'évolution de  $R_{AC}$  en fonction du rayon du fil sur la Figure 30. Nous pouvons constater que l'augmentation du rayon permet de diminuer considérablement

<sup>11</sup> Le choix de ces grandeurs, ( $r = 150 \mu\text{m}$ ,  $f = 6,78 \text{ MHz}$ ) correspond à la largeur typique des pistes conductrices de nos inductances et à la fréquence qui sera utilisée dans nos études.



$R_{AC}$  lorsque  $r$  est inférieur à  $\delta$ . En revanche, comme prévu, l'augmentation de  $r$  a un impact très faible sur  $R_{AC}$  lorsque  $r$  est supérieur à  $5 \times \delta = 125 \mu m$ .

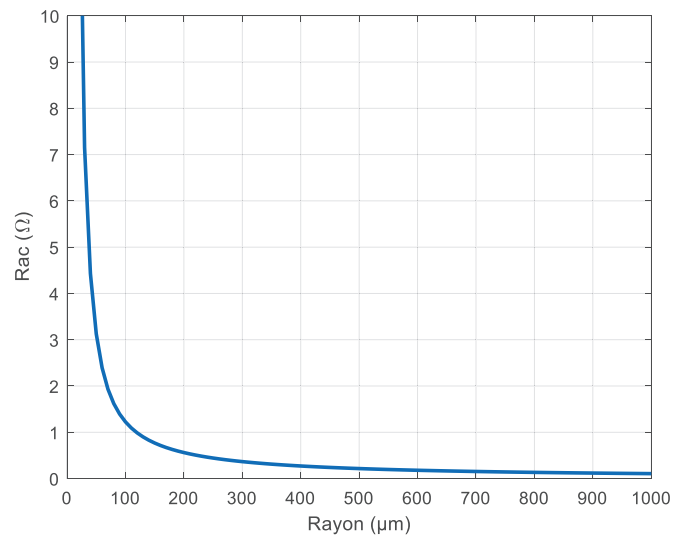


Figure 30 : Evolution de  $R_{AC}$  en fonction du rayon du fil à 6,78 MHz.

Sur la Figure 28, nous montrons la répartition de la densité de courant pour un fil de rayon 150  $\mu m$  à la fréquence de 6,78 MHz. Nous constatons que le courant circule principalement sur une fine paroi de  $\delta = 25 \mu m$ , ce qui explique le nom d'épaisseur de peau.

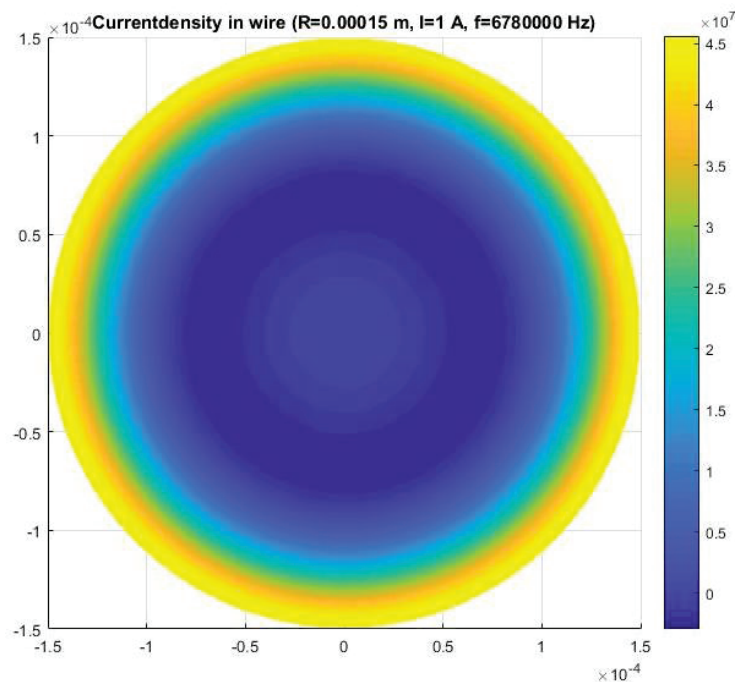


Figure 31 : Exemple de calcul de la répartition de la densité de courant pour un fil de 300  $\mu m$  de diamètre avec  $f = 6,78 \text{ MHz}$  qui illustre l'effet de peau ( $\delta = 25 \mu m$ ). Calcul Matlab.

### 3.5. Calcul de l'inductance d'un fil cylindrique en tenant compte de l'effet de peau

Il est utile de préciser que l'inductance calculée ici correspond à l'inductance linéique d'un fil cylindrique. Il s'agit donc de l'inductance propre ou intrinsèque due au fil lui-même qui ne

tient pas compte de l'enroulement de ce dernier. Cependant, il est intéressant d'évaluer l'influence de l'effet de peau sur le fil de cette inductance.

Le calcul de l'inductance pose les mêmes difficultés que pour la résistance. Il est habituel de calculer de rapport  $Li_{AC}/Li_{DC}$  caractérisant la modification de l'inductance propre en tenant compte de l'effet de peau par rapport à sa valeur en continu (49). Il n'existe pas de formule simple pour le calcul de l'inductance. Citons cependant les travaux de D. Knight [53] qui a passé en revue les différentes méthodes numériques permettant le calcul de  $Li_{AC}/Li_{DC}$ . Ces méthodes sont basées sur l'approximation des calculs des fonctions de Kelvin Bessel  $ber$ , et  $bei$  permettant un calcul numérique des valeurs de  $L$ . Ainsi il définit la formule empirique (53) qui permet de calculer  $L$  avec une précision de 0.016%

$$L_{DC} = \frac{\mu_0}{8\pi} [H.m^{-1}] \quad (49)$$

$$\theta_\infty = \frac{4}{q\sqrt{2}} \left[ 1 + \frac{0,01209}{q+1} - \frac{0,63523}{q^2+1} + \frac{0,16476}{q^3+1} \right] \text{ avec } q = \frac{d}{\delta\sqrt{2}} \text{ et } \delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_0}} \quad (50)$$

$$\theta = \theta_{da}(1-y) \text{ et } \theta_{da} = \theta_\infty [1 - \exp(-\theta_\infty^{-1,5819})]^{1,5819} \quad (51)$$

$$\text{avec } y = \frac{-0,198584}{[1 + 0,25741(z^{1,2652} - z^{-0,39709})^2]^{2,62343}} \text{ et } z = 0,38691q \quad (52)$$

$$L_{AC} = \frac{\mu_0}{8\pi} \theta [H.m^{-1}] \quad (53)$$

En utilisant ce développement pour un fil de cuivre de diamètre 300  $\mu\text{m}$  à la fréquence de 6.78 MHz, nous obtenons un rapport  $L_{AC}/L_{DC} = 0,8053$ , soit  $L_{DC} = 50 \text{ nH/m}$  et  $L_{AC} = 40,26 \text{ nH/m}$ . Ainsi nous constatons une diminution de l'inductance d'environ 20 % due à l'effet de peau.

Si nous traçons l'évolution de  $L_{AC}$  à  $f = 6,78 \text{ MHz}$  en fonction du diamètre du fil nous obtenons la courbe de la Figure 32.

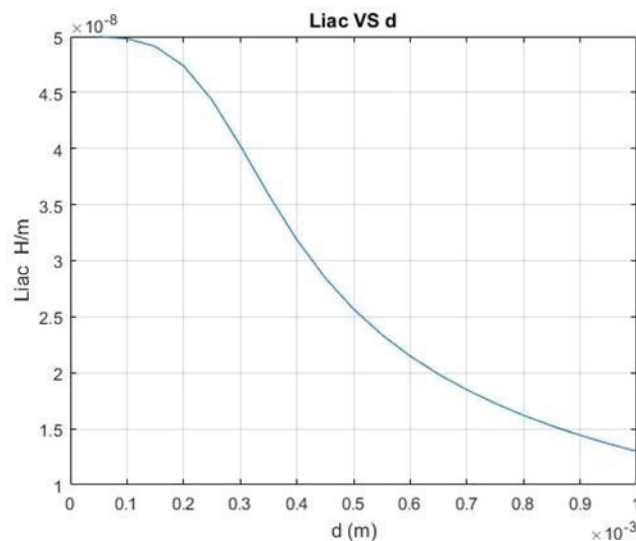


Figure 32 : Evolution de  $L_{AC}$  en fonction du diamètre du fil à 6,78 MHz.

En conclusion, en fonction de la fréquence et des dimensions du conducteur, les valeurs des résistances et inductances peuvent être grandement modifiées par l'effet de peau. A une fréquence de 6.78 MHz, un fil de cuivre de 300  $\mu\text{m}$  présente une résistance 3.28 fois plus grande et une inductance 0.8 fois plus faible.

### 3.6. Résistance et Effet de proximité

Cependant il faut également tenir compte de l'effet de proximité que nous allons présenter maintenant.

Lorsque deux conducteurs sont parcourus par un courant, le champ magnétique généré par un conducteur va influencer sur la répartition des densités de courant au sein du conducteur voisin (Figure 33). Leur résistance  $R_{AC}$  va donc être modifiée. Ce phénomène s'appelle effet de proximité. La modélisation de cet effet repose sur le calcul des champs  $\vec{E}$  et  $\vec{B}$  rayonnés à l'extérieur d'un conducteur et des courants de Foucault générés dans les conducteurs à proximité.

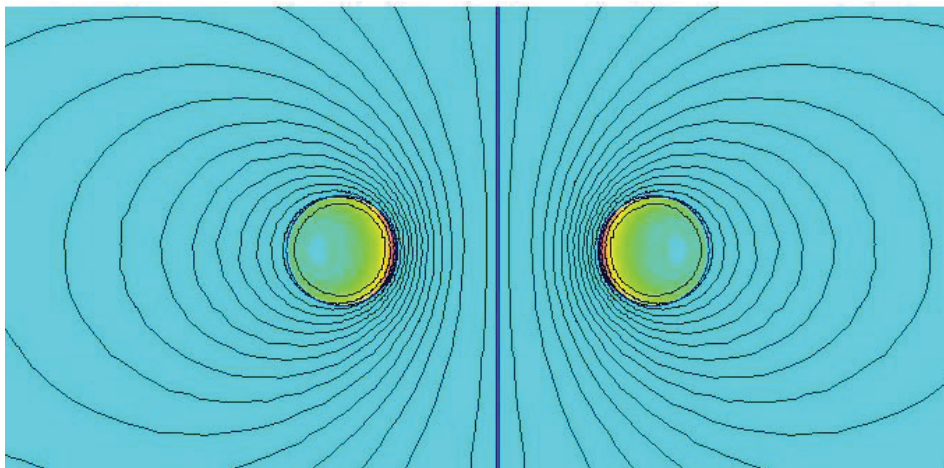


Figure 33 : Effet de proximité sur la répartition de la densité de courant dans le cas d'une seule spire. (simulation FEMM, diamètre conducteur 15 mm, fréquence 100 Hz)

Dans les années 1920, Nicholson a effectué le premier traitement théorique de ce phénomène tandis que Kennely en faisait l'étude expérimentale.

Kennely a pu mettre en évidence que l'effet de proximité pouvait entraîner une augmentation de la résistance du conducteur comparable à l'augmentation due à l'effet de peau. J. R. Carson, S. Butterworth and H. B. Dwight [54][55][56] ont indépendamment établi une formulation de la variation de résistance dans le cas de deux conducteurs cylindriques parallèles parcourus par un courant alternatif.

Le calcul effectué par Nicholson réalisé dans le cas général (régime non quasi statique) donne des formules complexes et difficilement utilisables. Carson en se plaçant dans le régime quasi statique a proposé une formulation plus simple. En 1941 Arnold [50] a amélioré les modèles utilisés pour proposer une formulation numériquement utilisable permettant de calculer le facteur de résistance  $f_0$  qui est égal au rapport de la résistance du conducteur avec effet de proximité sur la résistance du conducteur en absence du facteur de proximité. Le cas de deux fils cylindriques parallèles a été ainsi traité.

En appliquant ce modèle, pour deux fils de cuivre de 300  $\mu\text{m}$  de diamètre et séparés d'une distance entre les axes de révolution des deux fils de 600  $\mu\text{m}$ <sup>12</sup>, à la fréquence de 6,78 MHz, on obtient le rapport  $R_{AC}/R_{DC} = 1,123$ . ( $R_{AC}/R_{DC}$  correspond au rapport entre la résistance du fil en alternatif en tenant compte de l'effet de proximité et la résistance du fil en continu  $R_{DC}$ ). Si l'on rapproche les deux fils à une distance de 150  $\mu\text{m}$  entre conducteurs, on obtient alors  $R_{AC}/R_{DC} = 1,258$  soit une augmentation de la résistance entre 10 et 25 %.

Ainsi dans le cas de deux fils de cuivre de diamètre 300  $\mu\text{m}$ , l'effet de peau augmentera la résistance d'un facteur 3,3 et l'effet de proximité modifiera la résistance d'un facteur de 1,1 à 1,3 pour une distance entre les conducteurs comprise entre 150  $\mu\text{m}$  et 300  $\mu\text{m}$ .

Cette approche est cependant très simplificatrice : en effet dans le cas d'une inductance, il est nécessaire de tenir compte de l'enroulement du conducteur pour véritablement estimer l'influence de l'effet de proximité. Très rapidement, avec le développement des moteurs électriques, des transformateurs et plus récemment des convertisseurs de puissance, les pertes causées par l'augmentation de la résistance due à l'effet de proximité ont été étudiées.

Le calcul analytique rigoureux de l'effet de proximité dans le cas d'une inductance en 3D est quasi impossible. Néanmoins citons les travaux de Dowell et Ferreira [58][59] qui ont proposé une approche analytique du calcul de l'impédance dans des enroulements de transformateurs, que nous allons étudier ci-dessous.

### 3.7. Calcul de l'inductance et de la résistance d'une inductance spirale

Le calcul de la résistance d'un enroulement a été abordé par Dowell [58] en 1966 et repris et amélioré par Ferreira en 1990 [59]. Le principe est basé sur les résultats obtenus dans le cas de deux fils parallèles parcourus par un courant. La méthode utilisée par Dowell pour calculer l'impédance d'une inductance en tenant compte des effets de peau et de proximité consiste à diviser l'enroulement en portions, puis à calculer la résistance et l'inductance en continu de chaque portion. Ces valeurs sont alors multipliées par un facteur (facteur de porosité) permettant de déduire les valeurs en alternatif. La somme de l'ensemble des contributions d'élément d'enroulement, pour l'ensemble de l'inductance permet alors de déduire les valeurs de l'impédance.

Cependant le modèle de Dowell puis de Ferreira s'applique à des inductances de type solénoïde comprenant plusieurs couches de fils enroulés sur un cylindre.

La modélisation de l'inductance de conducteur rectiligne ou en forme de boucle a permis de modéliser l'inductance spirale en la considérant comme un assemblage de portions de droite ou de cercle. Ainsi Grover [60][61] puis Greenhouse [62] ont proposé de nombreuses formules pour calculer les inductances propres d'enroulement en spirale.

On peut également citer les travaux de Wheeler repris et modifiés, qui ont conduit au calcul d'inductances spirales en prenant en compte les phénomènes "parasites" tels que les effets de peau, de proximité et capacitifs [63][64]. Sunderajan [63] a ainsi proposé une formule de "Wheeler modifiée" permettant de calculer analytiquement les valeurs de l'inductance en nH<sup>13</sup>.

<sup>12</sup> Soit 300  $\mu\text{m}$  entre les deux surfaces des conducteurs.

<sup>13</sup> Cette méthode de calcul est présentée en Annexe 2. Des exemples de calculs ont été fait sur des inductances spirales, octogonales et carrées en utilisant les formules de [63]. Les résultats de calcul sont comparés à des mesures et montrent un écart moyen de 0.28% en utilisant les formules "Wheeler modifiée".

Une approche également couramment utilisée est la décomposition de l'inductance en segment. Chaque segment possède alors ses caractéristiques électriques et peut-être représenté par une association d'impédances. Le calcul des caractéristiques de la spirale consiste à associer l'ensemble des circuits équivalents aux différents segments constituant l'inductance. C'est la méthode PEEC (Partial Element Equivalent Circuit) [65]. De nombreux auteurs ont utilisé cette méthode pour proposer des formules analytiques [66].

Citons également le calcul de la résistance d'une inductance en forme de spirale abordée en 2014 dans le cadre de la transmission d'énergie sans fil [67]. Des formules relativement simples permettent de calculer une valeur approchée de la résistance de la spirale plane en tenant compte des effets de peau et de proximité. Nous reprenons ces formules ci-dessous (54) à (57).

$$R_{AC} = l(R_{skin} + R_{prox}) \text{ et } R_{DC} = \frac{1}{\sigma\pi r_0^2} \quad (54)$$

$$R_{skin} = R_{DC} \left( \frac{1}{4} + \frac{r_0}{2\delta} + \frac{3}{32} \frac{\delta}{r_0} \right) \quad (55)$$

$$R_{prox} = 2R_{DC}\pi^2 r_0^2 \left( \frac{2r_0}{\delta} - 1 \right) \frac{H^2}{I_0^2} \quad (56)$$

$$l = 2\pi \left[ Nr_{interne} + \sum_2^{N-1} (w + p) \right] \quad (57)$$

Où  $R_{AC}$  désigne la résistance en alternatif,  $R_{skin}$  la résistance due à l'effet de peau,  $R_{prox}$  la résistance en tenant compte de l'effet de proximité,  $R_{DC}$  la résistance du fil en continu,  $l$  la longueur du fil utilisée,  $\mu_0$  la perméabilité du vide,  $\delta$  l'épaisseur de peau,  $\sigma$  la conductivité du fil,  $r_0$  et  $w$  le rayon et le diamètre du fil,  $I_0$  le courant parcourant l'inductance et  $H$  le champ magnétique généré par un fil influençant les conducteurs voisins.

Si l'effet de peau sur la résistance dépend essentiellement de la fréquence utilisée et du diamètre du conducteur constituant l'inductance, l'effet de proximité dépend du champ généré par chaque spire.

Le calcul détaillé des valeurs de  $H$  dans le cas d'une inductance spirale dépendant du rayon de chaque spire et de leur distance est présenté dans l'article de Jinwook et al. [67], abordant le cas d'une spirale avec un pas constant et un pas variant.

Il est utile de préciser que dans ce cas l'inductance est considérée comme un enroulement de fil de section circulaire. De plus l'inductance est considérée comme un assemblage de spires circulaires coaxiales en parallèle. Cette approximation permet cependant d'obtenir la valeur de la résistance de l'inductance avec une précision inférieure à 4 % par rapport aux valeurs expérimentales mesurées.

La détermination analytique de la valeur de la résistance de l'inductance en fonction de la fréquence peut permettre d'optimiser la géométrie de l'enroulement [67]. Cependant il apparaît que dans l'ensemble des publications récentes présentant le calcul de la résistance ou de l'impédance d'inductances, les résultats analytiques sont la plupart du temps comparés aux résultats obtenus en utilisant la méthode des éléments finis permettant le calcul de la distribution de champ à partir des équations de Maxwell [68]. De plus, les formules analytiques sont toutes basées sur une modélisation 2D ou axisymétrique des inductances. Le calcul de

la résistance et de l'inductance d'enroulements réalisés sur la surface d'objets complexes ne peut être fait analytiquement, ce qui est le sujet qui nous intéresse dans ce mémoire.

Nous allons donc présenter dans la suite de ce manuscrit, l'utilisation de la méthode des éléments finis pour déterminer la résistance et l'inductance d'un enroulement.

### 3.8. Calcul de la résistance et de l'inductance d'un enroulement par la méthode des éléments finis

Considérons une inductance constituée d'un enroulement en spirale plane de pistes conductrices de section rectangulaire. Nous nous considérerons dans le cas du régime quasi statique, et nous négligeons tout effet capacitif pouvant intervenir entre les spires.

La modélisation d'inductance par la méthode des éléments finis consiste à définir la géométrie du modèle (forme, disposition, distance, etc.) ainsi que les paramètres physiques associés à cette géométrie (matériaux, conductivité, courant, etc.). La deuxième étape consiste à mailler le modèle ce qui revient à le discrétiser. Il apparaît qu'un maillage plus resserré est nécessaire dans les zones présentant de fortes variations des grandeurs recherchées.

Il est alors possible de déterminer la valeur de la grandeur recherchée en chaque nœud du maillage. Si on prend le champ magnétique induit  $\vec{B}$ , la distribution de champ dans l'espace est régie par les lois de Maxwell. Il en résulte que le champ en un point du maillage dépend du champ en chaque point voisin. Connaissant la valeur du champ en limite du modèle, il est alors possible de redéfinir la variation de champ dans l'espace sous la forme d'un système d'équations dont la résolution permet de le calculer en tout point du modèle.

Cette méthode peut être appliquée à des formes complexes en 2D ou 3D. Cependant la précision des résultats obtenus dépend du maillage : Un maillage trop grossier conduit à des résultats peu précis, un maillage trop fin peut également se traduire à accumuler les erreurs de calculs numériques et à obtenir un résultat erroné. Ainsi le maillage devra être optimisé afin d'allier précision et vitesse de calcul.

De nombreux logiciels gratuits ou commerciaux existent. Ils permettent de calculer les valeurs de résistances et d'inductances d'un enroulement. Nous avons utilisé deux logiciels, FEMM [69] en 2D et Maxwell [70] en 3D.

### 3.9. Simulation des inductances par la méthode des éléments finis en 2D et 3D

Dans l'ensemble des résultats présentés dans cette thèse, nous avons utilisé des inductances planes et 3D. Ces inductances présentent un enroulement en spirale du conducteur.

Un enroulement en spirale ne présente pas de symétrie axiale. Cependant suite aux résultats obtenus analytiquement par Kim et Jinwook [67], et aux résultats présentés par Zurek [71], nous avons entrepris la modélisation d'inductances planes en considérant la spirale conductrice comme une série d'anneaux de section rectangulaire reliés en série. En effet il a été montré que l'utilisation de modèles axisymétriques permet le calcul des caractéristiques de l'inductance à quelques pourcents (Zurek).

La Figure 34 représente un exemple de modèle composé de cinq spires avec le maillage utilisé pour le calcul par éléments finis (fréquence 1 MHz). Le modèle étant axisymétrique nous ne présentons ici que la partie droite de la coupe de l'inductance selon un plan perpendiculaire aux spires de section rectangulaire. Le résultat de la simulation représente la distribution de densité de courant dans l'inductance.

Nous constatons que la distribution de courant est non uniforme dans les spires sous l'influence des effets de peau et de proximité.

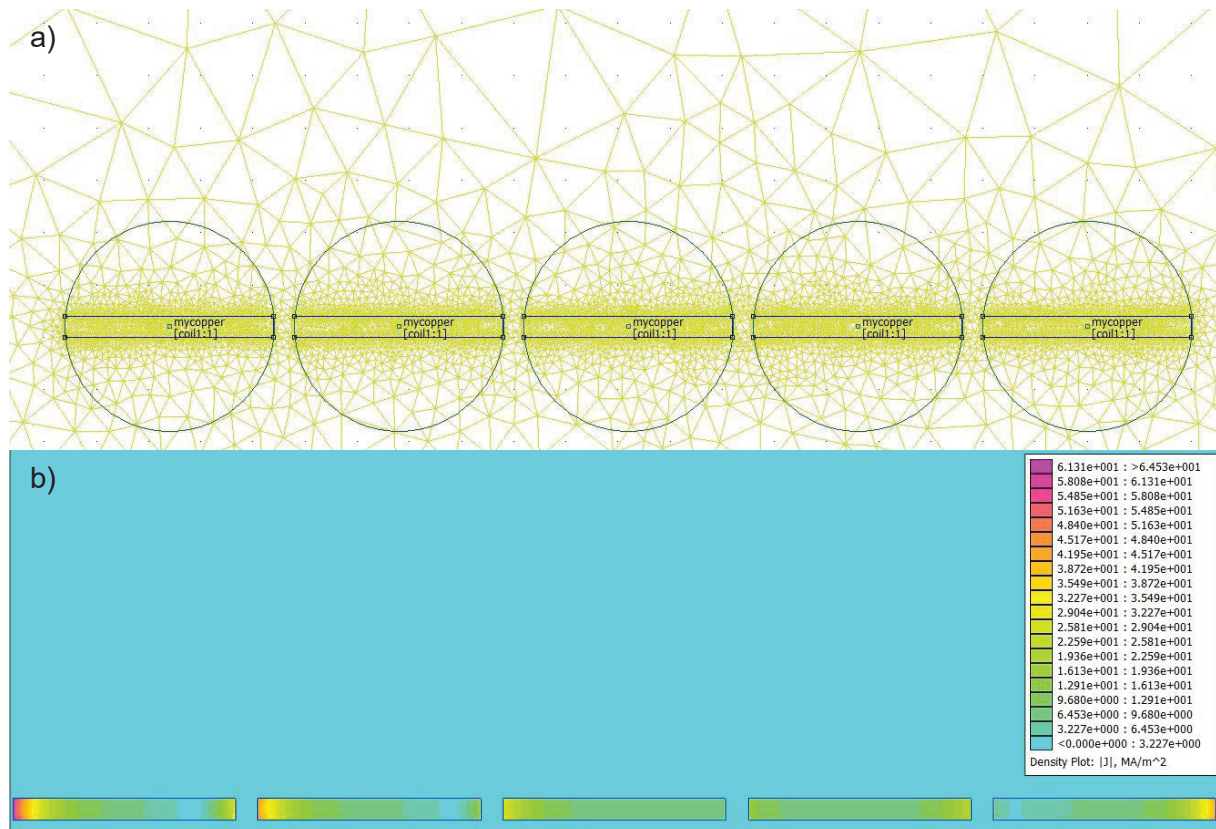


Figure 34 : Modèle d'inductance 2D, a) maillage et b) distribution de densité de courant et lignes de champ.

Nous faisons remarquer que le champ magnétique d'une inductance passe en grande partie par son centre. Il en résulte que les spires situées au plus proches du centre subissent des effets de proximités plus importants que les spires situées aux limites extérieures (Figure 34). La résistance série est alors plus importante sur les spires internes que sur les spires externes.

Lors de la conception d'une inductance plane, il est donc préférable d'éviter de remplir entièrement le centre par des spires. Ces dernières subiront des effets de proximités très importants, ce qui aura pour effet d'augmenter considérablement la résistance série.

Afin de valider la simulation par éléments finis, nous avons modélisé avec le logiciel FEMM l'inductance de numéro i6 qui a été présentée dans le chapitre 1 section 3.2. Nous reprenons les caractéristiques géométriques de cette inductance dans le Tableau 7. Pour rappel,  $D_0$  est le diamètre externe de l'inductance,  $n$  le nombre de spires,  $w$  la largeur de piste,  $s$  la distance d'interpiste et  $e$  l'épaisseur. La Figure 35 présente un exemple de l'inductance i6 réalisée sur un circuit imprimé.

Numéro d'inductance	Forme	Nombre de couches	$D_0$ (mm)	$n$	$w$ ( $\mu\text{m}$ )	$s$ ( $\mu\text{m}$ )	$e$ ( $\mu\text{m}$ )
i6	Ronde	1	43	20	350	150	35

Tableau 7 : Caractéristiques géométriques de l'inductance numéro i6.

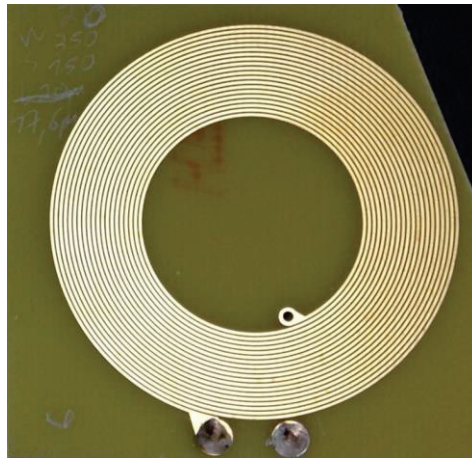
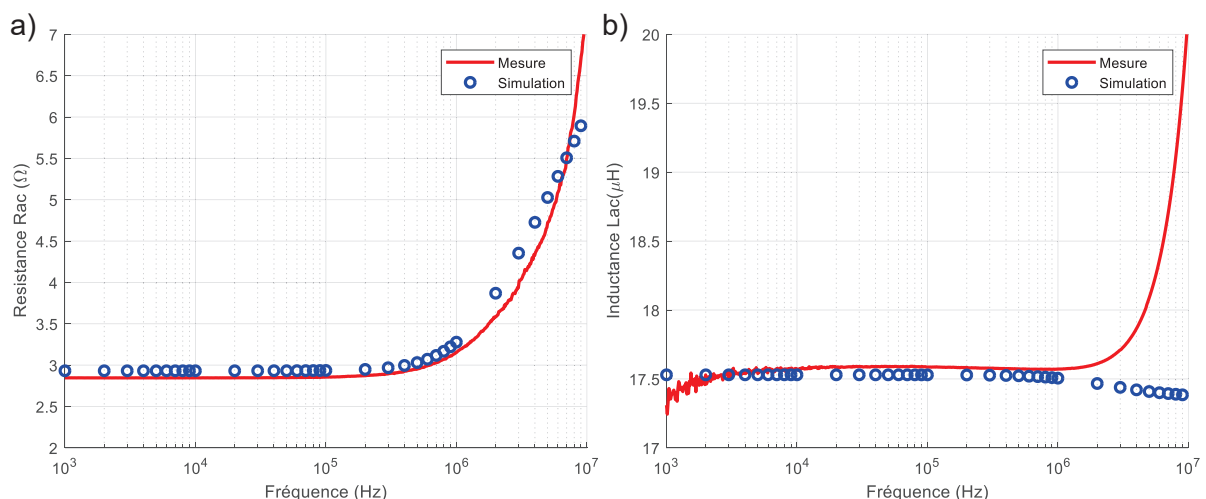


Figure 35 : Inductance numéro i6 réalisée sur circuit imprimé.

Les résultats simulés de la résistance et de l'inductance peuvent être comparés aux mesures expérimentales (Figure 36). On constate une bonne adéquation entre les courbes expérimentales et simulées. L'utilisation d'un modèle 2D axisymétrique donne des résultats équivalents à moins de 5 % des valeurs expérimentales dans la gamme comprise entre 0 et 1 MHz.

Par contre au-delà de 1 MHz, la simulation s'écarte des résultats expérimentaux. En effet, la simulation ne prend pas en compte les effets capacitifs, qui ne sont plus négligeables.

L'évolution de  $R_{AC}$  et de  $L_{AC}$  montre clairement l'importance des effets de peau et de proximité qui contribuent à augmenter la valeur de  $R_{AC}$ .

Figure 36 : Graphe de l'évolution des valeurs mesurées et simulées de l'inductance i6 en utilisant FEMM, de a) la résistance  $R_{AC}$  et de b) l'inductance  $L_{AC}$  en fonction de la fréquence<sup>14</sup>.

Nous avons également tenté de faire des simulations en 3D des inductances en utilisant le logiciel Maxwell de la société ANSYS.

<sup>14</sup> Les mesures de l'impédance ont été effectuées avec l'impédancemètre Keysight 4294A.



Si nous considérons qu'en 2D, avec FEMM, le maillage comprend plus de 26000 nœuds pour obtenir un résultat avec une précision de quelques pourcents, l'extension à la troisième dimension avec Maxwell impose d'utiliser plus de 4 millions de nœuds soit plus de 160 fois plus.

Le calcul complet avec FEMM en fonction de la fréquence de l'inductance et de la résistance pour 37 valeurs de la fréquence comprise entre 1 kHz et 9 MHz nécessite environ 3 à 4 minutes. En 3D avec Maxwell, il ne faut pas moins de 8 à 11 heures pour effectuer le calcul<sup>15</sup>). Toute optimisation du maillage nécessite plusieurs jours de calculs sans pour autant obtenir des résultats plus précis qu'en 2D.

Nous avons donc choisi de ne pas présenter plus en détails les résultats obtenus en 3D d'autant plus que tout maillage incorrect conduit à une multiplication des erreurs aboutissant à des résultats présentant une précision excédant rapidement dix pourcents.

L'utilisation de cst studio est également possible. L'utilisation d'une station de travail possédant une carte graphique performante et permettant d'utiliser les processeurs de cette carte, peut permettre de diminuer le temps de calcul à quelques heures. Nous n'avons cependant pas pu tester cette solution.

Les résultats en 2D présentent une bonne adéquation avec les mesures jusqu'à une certaine fréquence (dans le cas de l'inductance  $i_6$ , la fréquence est de l'ordre de 1 MHz). A très basse fréquence la résistance prédomine. A plus haute fréquence, l'influence de l'inductance n'est plus négligeable. Au-dessus de 1 MHz, toute variation du courant dans les pistes présentant une résistance  $R_{AC}$  bien supérieure à  $R_{DC}$ , contribue à l'apparition d'une distribution de potentiel le long de la piste conductrice. Ainsi, ces différences de potentiel entre les différentes spires de l'enroulement contribuent à une modification de la distribution de charges le long des pistes. Ceci se traduit par un effet capacitif de l'enroulement.

### 3.10. Effet capacitif

La disposition des spires de l'inductance, les unes à côté des autres, fait apparaître un effet capacitif (Figure 37). La simulation complète par éléments finis du comportement de l'inductance nécessite donc un couplage entre le calcul des champs magnétiques et des champs électrostatiques, ce qui rajoute un niveau de complexité supplémentaire.

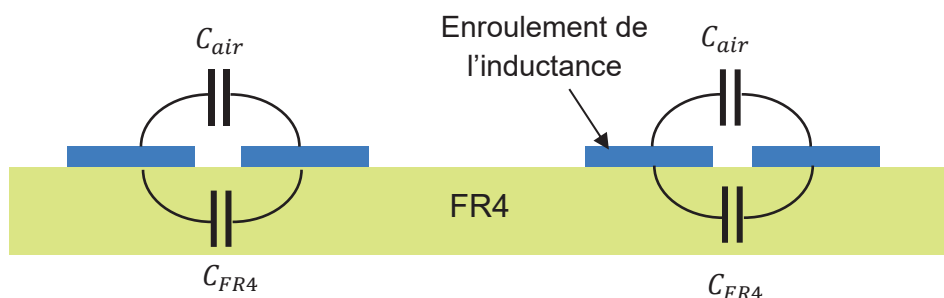


Figure 37 : Exemple des effets capacitifs entre les enroulements d'une inductance 2 tours sur un circuit imprimé en FR4.

Rappelons que la capacité entre 2 conducteurs de surface  $S$  et séparées par une distance  $t$  par un isolant de permittivité relative  $\epsilon_r$  peut être calculée avec l'équation (57). Plus la surface  $S$  est importante, plus la valeur de la capacité est élevée.

<sup>15</sup> Avec un processeur Intel Core i7 4ème génération 32 Go

$$C = \frac{S\varepsilon_0\varepsilon_r}{t} \quad (58)$$

Remarquons que les effets capacitifs peuvent être pris en compte à l'aide de formules analytiques. Les mêmes principes de calcul que pour la détermination de l'inductance ou de la résistance ont été utilisés dans le cas de l'effet capacitif. Ils consistent à découper l'enroulement en segments et à déterminer la capacité de chaque segment, pour finalement déduire la capacité totale de l'enroulement [72][73][74].

Dans la plupart des inductances réalisées dans ce travail, les effets capacitifs n'étaient véritablement significatifs que pour des fréquences supérieures à 6.78 MHz. Nous avons donc fait le choix de ne pas poursuivre davantage nos calculs. De plus, la présence d'un pic de résonance dans les mesures permet d'établir un modèle de l'inductance sous la forme d'une association d'impédance R, L et C ; la valeur de C pouvant alors être déduite à la résonance. Il est également possible en étudiant les variations de L et de C avec la fréquence à partir des écarts observés à des fréquences de quelques MHz de déterminer les variations de la capacité intervenant dans un modèle équivalent de l'inductance. C'est ce modèle que nous allons maintenant présenter dans la partie qui suit.

## 4. Modèle d'une inductance

### 4.1. Modèle RL

Pour simplifier l'étude d'une inductance au niveau d'un circuit électronique, il est possible d'utiliser un modèle. Celui-ci doit caractériser au mieux le comportement électronique dû aux différents effets qui interviennent dans l'inductance. Le modèle le plus utilisé pour caractériser l'inductance est celui de la Figure 38. Il est basé sur une impédance  $Z_{eff}$  composée d'une résistance effective  $R_{eff}$  mise en série avec une inductance effective  $L_{eff}$ .

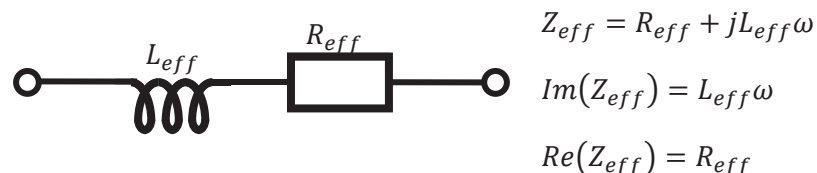


Figure 38 : Modèle effectif d'une inductance.

Le facteur de qualité Q de ce modèle RL peut être calculé avec la formule (59).

$$Q = \frac{Im(Z_{eff})}{Re(Z_{eff})} = \frac{L_{eff}\omega}{R_{eff}} \quad (59)$$

### 4.2. Modèle RLC

Un modèle un peu plus détaillé de l'inductance comme celui de la Figure 39 tient compte des différents effets parasites de la partie 3 de ce chapitre. Dans ce modèle,  $R_S$ , représente les effets résistifs des pistes conductrices,  $L_S$  représente les effets inductifs, tandis que  $C_S$  représente les effets capacitifs.

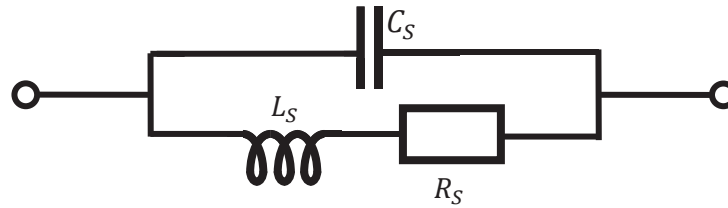


Figure 39 : Modèle RLC d'une inductance.

Nous allons chercher à déterminer l'impédance effective de ce modèle. La capacité  $C_S$  est en parallèle avec la résistance  $R_S$  et l'inductance  $L_S$ , ce qui nous conduit à l'équation (60). Après une étape de simplification (61), nous obtenons l'impédance effective (62).

$$Z_{eff} = \frac{\left(\frac{1}{jC_S\omega}\right)(R_S + jL_S\omega)}{R_S + jL_S\omega + \frac{1}{jC_S\omega}} \quad (60)$$

$$Z_{eff} = \frac{\left(\frac{R_S + jL_S\omega}{jC_S\omega}\right)}{\left(\frac{jR_S C_S\omega + L_S C_S(j\omega)^2 + 1}{jC_S\omega}\right)} \quad (61)$$

$$Z_{eff} = R_S \frac{1 + j\frac{L_S}{R_S}\omega}{1 + jR_S C_S\omega + L_S C_S(j\omega)^2} \quad (62)$$

Sur la Figure 40, nous traçons un exemple de l'impédance en fonction de la fréquence en utilisant l'équation (62). Nous distinguons trois zones principales, une zone résistive à basse fréquence, une zone intermédiaire fortement inductive et une zone capacitive à haute fréquence.

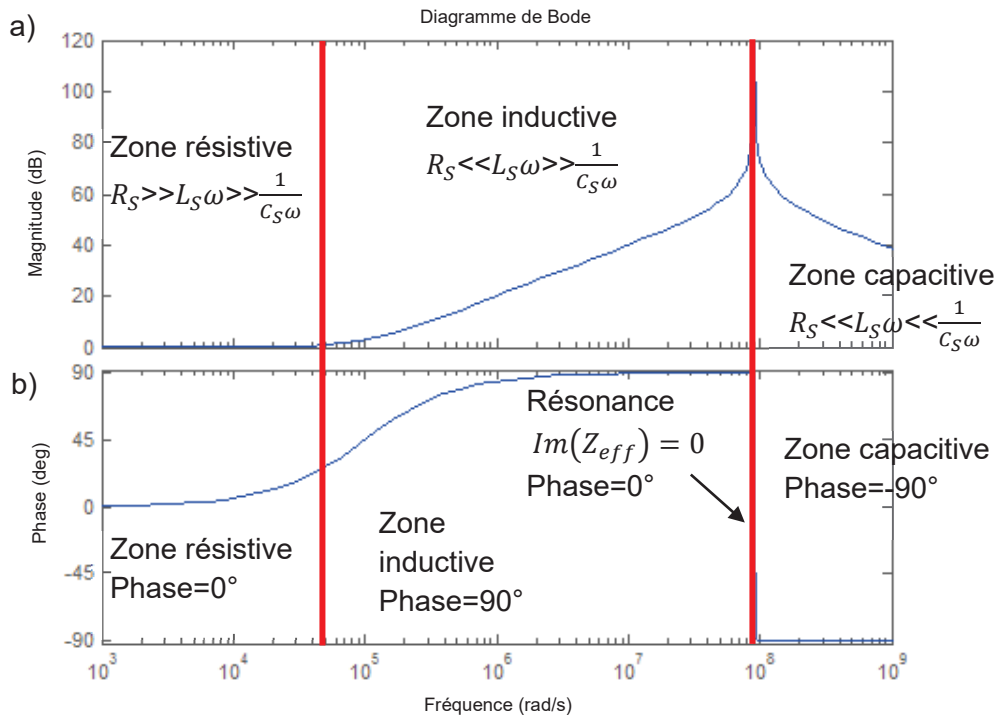


Figure 40 : Courbes de l'impédance  $Z_{eff}$  en fonction de la fréquence. a)  $20\log(|Z_{eff}|)$  et b) phase de  $Z_{eff}$ . Exemple avec  $L_S = 10 \mu H$ ,  $R_S = 1 \Omega$  et  $C_S = 12 pF$ .

Dans la première zone, l'inductance a un comportement proche de celui d'une résistance. Elle induit un faible champ magnétique et dissipe beaucoup de puissance par effet Joule.

Dans la deuxième zone, les effets inductifs prennent le dessus sur les effets résistifs et le comportement est similaire à celui d'une inductance. Le terme  $L\omega$  devient dominant et le déphasage tend vers  $90^\circ$ .

Enfin dans la troisième zone, les effets capacitifs prennent le dessus sur les effets inductifs et le comportement se rapproche de celui d'une capacité. Le terme  $\frac{1}{C_S\omega}$  devient dominant et le déphasage tend vers  $-90^\circ$ .

Entre la zone capacitive et la zone inductive, les effets capacitifs et inductifs se compensent. Le système est alors en résonance.

Dans cet exemple, nous avons pris des valeurs constantes pour les paramètres  $R_S$ ,  $L_S$  et  $C_S$ . Dans la pratique il faut tenir compte de la variation de ces paramètres avec les effets de peau et de proximité ( $R_{AC}$  et  $L_{AC}$ ) afin d'obtenir une courbe conforme au cas réel.

### 4.3. Facteur de qualité, inductance effective et fréquence de résonance

Nous allons, maintenant chercher à déterminer le facteur de qualité  $Q$  de ce modèle. Pour cela, il nous faut calculer la partie imaginaire effective  $Im(Z_{eff})$  et la partie réelle effective  $Re(Z_{eff})$ . En reprenant l'équation (62) et après deux étapes intermédiaires (63)(64), nous trouvons  $Re(Z_{eff})$  (65) et  $Im(Z_{eff})$  (66).

$$Z_{eff} = R_S \frac{\left(1 + j \frac{L_S}{R_S} \omega\right) (1 - L_S C_S \omega^2 - J R_S C_S \omega)}{(1 - L_S C_S \omega^2 + J R_S C_S \omega)(1 - L_S C_S \omega^2 - J R_S C_S \omega)} \quad (63)$$

$$Z_{eff} = R_S \frac{1 + j\omega \left(\frac{L_S}{R_S} - R_S C_S - \frac{L_S^2 C_S}{R_S} \omega^2\right)}{1 + \omega^2 C_S (C_S R_S^2 - 2L_S) + \omega^4 L_S^2 C_S^2} \quad (64)$$

$$Re(Z_{eff}) = \frac{R_S}{1 + \omega^2 C_S (C_S R_S^2 - 2L_S) + \omega^4 L_S^2 C_S^2} \quad (65)$$

$$Im(Z_{eff}) = \frac{\omega (L_S - R_S^2 C_S - L_S^2 C_S \omega^2)}{1 + \omega^2 C_S (C_S R_S^2 - 2L_S) + \omega^4 L_S^2 C_S^2} \quad (66)$$

Il est possible alors d'en déduire le facteur de qualité (67) et l'inductance effective (68).

$$Q = \frac{Im(Z_{eff})}{Re(Z_{eff})} = \frac{\omega L_S}{R_S} \left(1 - \frac{R_S^2 C_S}{L_S} - \omega^2 L_S C_S\right) \quad (67)$$

$$L_{eff} = \frac{Im(Z_{eff})}{\omega} = \frac{L_S - L_S^2 \omega^2 C_S - R_S^2 C_S}{(1 - \omega^2 L_S C_S)^2 + R_S^2 C_S^2 \omega^2} \quad (68)$$

En traçant le facteur de qualité  $Q$  et l'inductance effective  $L_{eff}$  en fonction de la fréquence (Figure 41), nous obtenons les mêmes zones que sur la Figure 40. La deuxième zone correspond à celle ayant un facteur de qualité  $Q$  maximum. C'est sur ce maximum, que les effets inductifs prédominent sur tous les autres effets. Pour avoir une inductance performante, il faut donc concevoir l'inductance en jouant sur les différents paramètres géométriques

(largeur de piste, interpiste, diamètre externe ...) pour placer le Q maximum sur la fréquence de travail. Pour le dispositif que nous cherchons à réaliser dans cette thèse, il faudra faire en sorte de placer le facteur de qualité Q maximum de nos inductances à la fréquence de travail de 6,78 MHz.

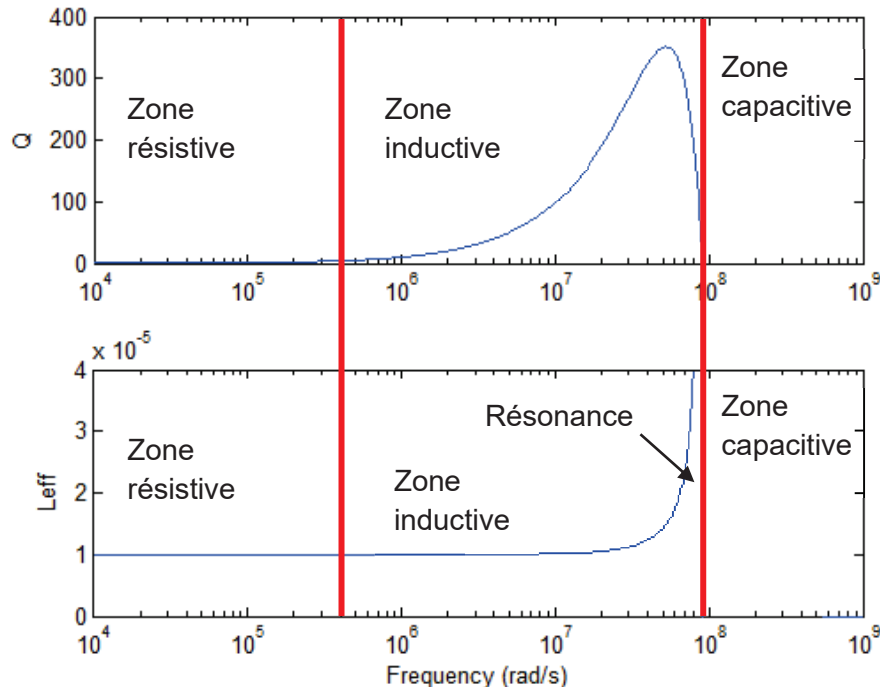


Figure 41 : Q et  $L_{eff}$  de la Figure 39.  
Exemple avec  $L_S = 10 \mu H$ ,  $R_S = 1 \Omega$  et  $C_S = 12 pF$ .

#### 4.4. Résonance d'un circuit LC

L'effet inductif combiné à l'effet capacitif d'une inductance constitue un circuit LC ayant une fréquence de résonance. Ce circuit LC est un circuit oscillant qui, dans le cas idéal, conserve l'énergie qui lui a été fournie sous forme d'une conversion alternée entre un stockage de charges dans la capacité et un stockage d'énergie magnétique dans la bobine (Figure 42). Lorsque ce circuit LC est alimenté par un signal sinusoïdal à sa fréquence de résonance  $f_{SRF}$  (69), il peut accumuler de l'énergie et générer un champ magnétique de plus en plus fort. Pour illustrer ce propos, nous montrons sur la Figure 43 un exemple de l'augmentation du courant avec le temps dans un circuit LC idéal qui est excité à sa fréquence de résonance  $f_{SRF}$ . Le champ magnétique d'une bobine étant proportionnel au courant, nous en déduisons que le champ magnétique augmente également avec le temps et ce jusqu'à l'infinie.

Dans le cas réel, les résistances parasites  $R_{AC}$  vont dissiper une partie de l'énergie stockée, ce qui aura un effet "d'amortissement" sur le courant.

$$f_{SRF} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_S C_S}} \quad (69)$$

Cet effet est similaire à celui d'une balançoire. En effet, lorsqu'une personne se balance sur une balançoire, l'énergie est constamment convertie entre une énergie potentielle et une énergie cinétique. Les légers coups de pieds donnés au bon moment par la personne (c'est-à-dire en phase et à la bonne fréquence) permettent d'élever la balançoire de plus en plus

haut. De même ici, les excitations en courant, en phase et à la fréquence  $f_{SRF}$  permettent de générer un champ magnétique de plus en plus élevé.

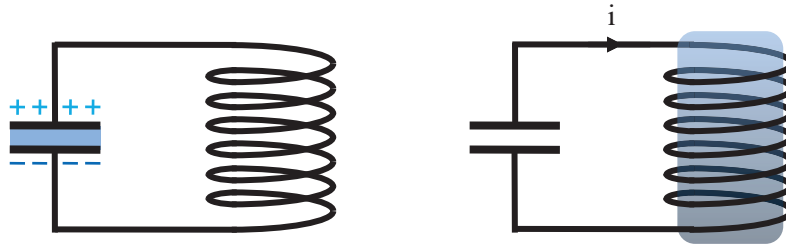


Figure 42 : Circuit LC en résonance

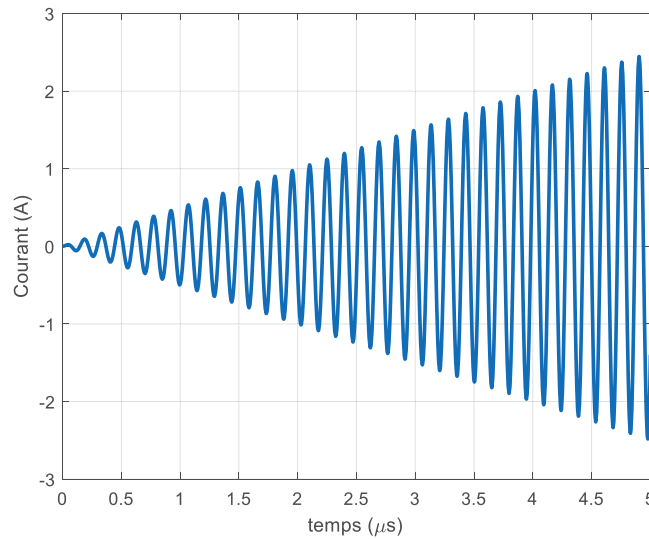


Figure 43 : Exemple du courant dans un circuit LC résonant idéal excité à 6,78 MHz.

L'impédance d'un tel dispositif est nulle puisque l'impédance des effets inductifs  $jL\omega_{res}$  et l'impédance des effets capacitifs  $(jC\omega_{res})^{-1}$  s'annulent.

#### 4.5. Résonance du modèle RLC

Nous allons maintenant chercher à déterminer la fréquence de résonance propre  $f_{SRF}$  du modèle RLC de l'inductance. Cette dernière intervient lorsque  $Q = 0$  (70). Après deux étapes (71)(72), nous trouvons la formule de la résonance propre  $f_{SRF}$  (73).

$$\frac{\omega L_S}{R_S} \left( 1 - \frac{R_S^2 C_S}{L_S} - \omega^2 L_S C_S \right) = 0 \quad (70)$$

$$1 - \frac{R_S^2 C_S}{L_S} - \omega^2 L_S C_S = 0 \quad (71)$$

$$(2\pi f_{SRF})^2 L_S C_S = 1 - \frac{R_S^2 C_S}{L_S} \quad (72)$$

$$f_{SRF} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_S C_S} - \left( \frac{R_S}{L_S} \right)^2} \quad (73)$$

Sous certaines conditions, le terme  $\left(\frac{R_S}{L_S}\right)^2$  peut être négligeable devant le terme  $\frac{1}{L_S C_S}$  auquel cas, la formule simplifiée (69) peut être utilisée. Si nous reprenons le cas de l'inductance numéro i6, à la fréquence de 6,78 MHz, on trouve  $\left(\frac{R_S}{L_S}\right)^2 = \left(\frac{5,35}{17,6 \cdot 10^{-6}}\right)^2 = 8,2 \cdot 10^{10}$ , tandis que l'autre terme est bien supérieur, soit  $\frac{1}{L_S C_S} = \frac{1}{17,6 \cdot 10^{-6} \times 1,988 \cdot 10^{-12}} = 2,86 \cdot 10^{16}$ .

#### 4.6. Ajout des effets capacitifs aux simulations des inductances 2D

Nous reprenons une fois de plus l'inductance i6 (cf. Tableau 7), ainsi que les simulations avec le logiciel FEMM et les mesures sur l'impédancemètre (cf. Figure 36). Nous retraçons de nouveau ces courbes en appelant cette fois-ci,  $R_S = R_{AC}$  et de  $L_S = L_{AC}$ .

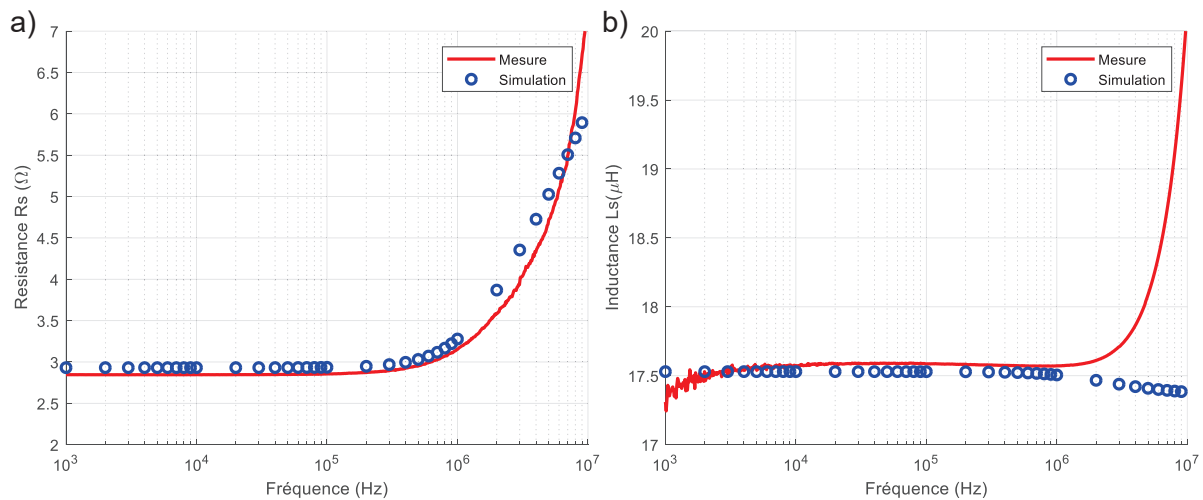


Figure 44 : Graphe de l'évolution des valeurs mesurées et simulées de l'inductance i6 en fonction de la fréquence en utilisant FEMM

a) résistance  $R_S$  et b) l'inductance  $L_S$ .

Il est pertinent de remarquer dès à présent que les mesures et simulations sont entachées d'erreurs. S'il est difficile d'en estimer l'exactitude, une erreur de 10% n'est pas exclue. Remarquons que la simulation permet d'obtenir l'évolution de la résistance  $R_S$  et de l'inductance  $L_S$  avec la fréquence en tenant compte des effets de peau et de proximité. L'influence de la capacité due aux différences de potentiel des interpistes n'apparaît dans notre cas que pour des fréquences au-dessus du MHz. Elle n'est pas prise en compte dans la simulation FEMM. On explique ainsi la différence entre les mesures et les résultats de simulation pour des fréquences supérieures au MHz.

Les mesures de l'impédance nous permettent d'obtenir l'évolution de la partie réelle  $Re(Z_{eff})$  et imaginaire  $Im(Z_{eff})$  de l'impédance  $Z_{eff}$  en fonction de la fréquence. Si nous nous référons au modèle RLC présenté précédemment (formules (65) et (66)), on peut considérer qu'à "basse fréquence" typiquement en dessous du MHz la partie réelle correspond à la résistance  $Re(Z_{eff}) \approx R_S$  et la partie imaginaire à  $Im(Z_{eff}) \approx L_S \omega$ . Pour des fréquences supérieures, la simulation ne tenant compte que de  $R_S$  et  $L_S$  diffère de la mesure par-ce-que l'influence de la capacité  $C_S$  n'est plus négligeable.

Ne pouvant avoir une estimation de la capacité  $C_S$  avec une simulation ou une formule analytique, nous pouvons utiliser la formule simplifiée (73) de la fréquence de résonance  $f_{SRF}$  pour extraire une valeur constante de  $C_S$  à partir des mesures à la fréquence de résonance.

Nous avons conscience que l'utilisation de cette méthode ne permet pas d'obtenir une capacité  $C_S$  qui tient compte des effets fréquentiels, cependant elle permet d'obtenir une estimation de la valeur de  $C_S$  et de son effet sur  $Q$  et  $L_{eff}$ .

Ainsi, nous observons que la résonance se produit à la fréquence de 26,9 MHz, ce qui permet d'obtenir  $C_S \approx 1/L_S(2\pi f_{SRF})^2 \approx 1,98 \text{ pF}$ . Nous allons ensuite utiliser cette valeur de capacité  $C_S$  pour extraire l'inductance effective  $L_{eff}$  avec la formule (75) et la valeur du facteur de qualité  $Q$  avec la formule (74), à partir des valeurs simulées de  $R_S$  et  $L_S$ .

$$Q = \frac{\omega L_S}{R_S} \left( 1 - \frac{R_S^2 C_S}{L_S} - \omega^2 L_S C_S \right) \quad (74)$$

$$L_{eff} = \frac{L_S - L_S^2 \omega^2 C_S - R_S^2 C_S}{(1 - \omega^2 L_S C_S)^2 + R_S^2 C_S^2 \omega^2} \quad (75)$$

Nous traçons sur la Figure 45, les valeurs  $L_{eff}$  et  $Q$  extraites à partir des données simulées et des valeurs  $L_{eff}$  et  $Q$  extraites à partir des données mesurées de l'impédance pour l'inductance  $i6$ .

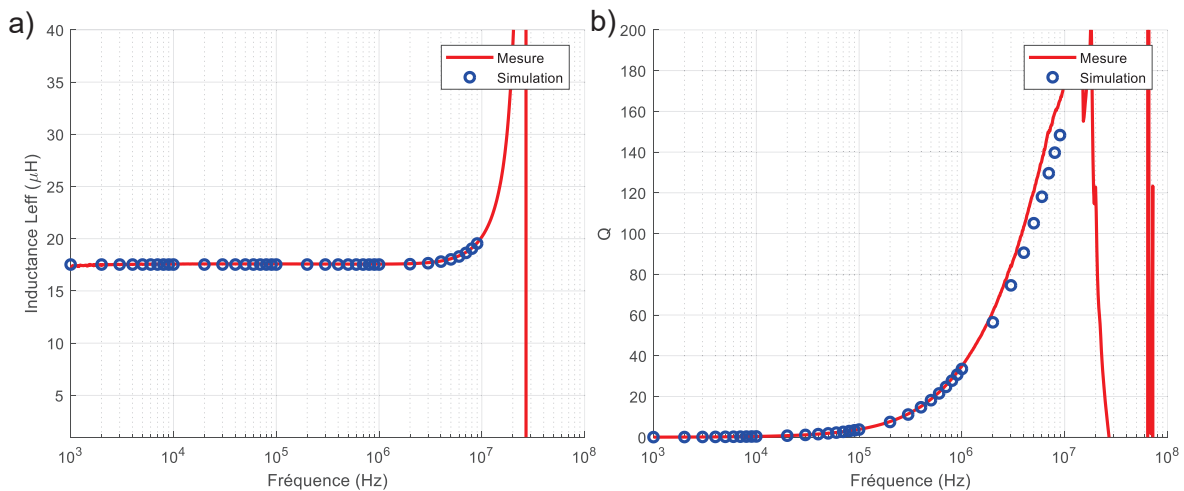


Figure 45 : Graphe pour l'inductance  $i6$  de l'évolution des valeurs mesurées et simulées en utilisant FEMM, de a) l'inductance  $L_{eff}$  et de b) de  $Q$  en fonction de la fréquence.

Nous remarquons que les courbes de  $L_{eff}$  et  $Q$  sont similaires avec un écart inférieur à 1 %. L'ajout de l'effet capacitif permet à la valeur de l'inductance simulée de correspondre à la valeur de l'inductance mesurée, et ce même aux fréquences se situant dans les MHz.

Pour les autres inductances  $i1$  à  $i6$  du Tableau 2, nous résumons leurs paramètres RLC pour chacune d'entre elle dans le Tableau 8.



Numéro d'inductance	$R_S$ ( $\Omega$ ) à 100 kHz	$L_S$ ( $\mu\text{H}$ ) à 100 kHz	$C_S$ (pF) calculée à $f_{SRF}$	Q à 6,78 MHz	$L_{eff}$ ( $\mu\text{H}$ ) à 6,78 MHz
i1	0,297	2,39	2,74	110	2,32
i2	0,918	11,34	11,9	58	14,15
i3	0,630	4,10	1,90	118	4,05
i4	1,07	6,42	1,97	117	6,44
i5	1,50	9,49	1,95	140	9,69
i6	2,85	17,59	1,98	148	18,62

Tableau 8 : Mesure de  $L_S$  et  $R_S$  à 100 kHz, de Q et  $L_{eff}$  à 6,78 MHz, et calcul de  $C_S$  à partir de la fréquence de résonance propre  $f_{SRF}$ <sup>16</sup>.

Ainsi la fabrication de ces inductances nous a permis d'obtenir des ordres de grandeur pour les spirales sur circuit imprimé. Elles ont des valeurs d'inductances de l'ordre de quelques  $\mu\text{H}$  à quelques dizaines de  $\mu\text{H}$ , de résistance de l'ordre de l'Ohm à quelques dizaines d'Ohm, et des facteurs de qualité à plus de 100.

L'augmentation de l'épaisseur et de la largeur des pistes conductrices conduit à diminuer  $R_S$ . D'autre part nous avons pu observer expérimentalement, qu'une diminution de l'interpiste, de même qu'une augmentation du nombre de tours de l'enroulement, contribuent à augmenter la self inductance  $L_S$ . Cependant, si la diminution de l'interpiste permet d'augmenter  $L_S$  par l'augmentation de la surface entourée par chaque spire, la capacité  $C_S$  doit également augmenter.

De même le nombre de tours est limité par l'influence de l'effet de proximité qui provoque l'augmentation de  $R_S$  avec la diminution du diamètre interne de la spirale.

Il s'agit donc, faute de pouvoir procéder à une étude systématique, de trouver expérimentalement le bon compromis entre l'épaisseur qui peut être expérimentalement réalisée, l'interpiste, la largeur de piste et le nombre de tours pour obtenir des valeurs du facteur de qualité compatibles avec la transmission d'énergie sans fil.

## 5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons rappelé des notions essentielles de l'électromagnétisme permettant la compréhension des phénomènes physiques (effet de peau, effet de proximité et effet capacitif) qui interviennent dans le fonctionnement d'une inductance. Nous avons montré l'influence des paramètres géométriques (diamètre, nombre de spires etc.) sur ces effets. Des ordres de grandeur ont été donnés.

Ensuite, le modèle électronique de l'inductance dipôle a été présenté sous la forme d'une association de composants R, L et C. Sa compréhension est importante pour la conception d'une inductance performante, c'est-à-dire ayant un facteur de qualité Q élevée à la fréquence de travail 6,78 MHz. Ces inductances performantes sont nécessaires à la fabrication d'un système de TEDIM.

Dans les prochains chapitres, ce modèle de l'inductance sera utilisé et complété afin de modéliser un système TEDIM complet, ce qui est l'objet de cette thèse.

<sup>16</sup> Pour obtenir les valeurs de  $L_S$  et  $R_S$  à partir des courbes de mesure des inductances i1 à i6, nous considérons qu'à 100 kHz,  $L_S \approx L_{eff}$  et  $R_S \approx R_{eff}$ .

# Chapitre 3 : Fonctionnement d'une TEDIM

## 1. Introduction

Après avoir vu le fonctionnement d'une inductance, nous allons maintenant nous intéresser au modèle théorique d'un système de TEDIM en associant inductances émettrices et réceptrices. Pour ce faire, il existe deux approches. La première consiste à utiliser la théorie des modes couplés proposée par Kurs et al. [11][75], que nous avons écartée par manque de moyens et de temps. La deuxième est basée sur les modèles de l'électronique classique et a été proposée par Van Schuylenbergh et Al. [76]. Nous l'appliquerons ci-dessous afin d'étudier les performances en puissance d'un système TEDIM à deux inductances.

Nous nous intéresserons dans un premier temps au modèle d'une TEDIM non-résonante, puis dans un second temps au cas résonant. Nous aborderons ensuite des questions liées à l'électronique (amplification et redressement).

## 2. Principe de fonctionnement

La Figure 46 montre les principaux blocs électroniques constituant une TEDIM regroupés en deux parties : l'émetteur et le récepteur.

Au niveau de la partie émettrice, la puissance est d'abord prélevée sur le secteur. Un convertisseur permet de créer une tension continue, qui sera ensuite convertie par un amplificateur en une tension sinusoïdale ayant une fréquence et une tension spécifiques. Cette tension sinusoïdale sera ensuite appliquée aux bornes d'une inductance émettrice, ce qui va permettre de générer un champ électromagnétique variable.

Au niveau de la partie réceptrice, l'inductance capte une partie du champ électromagnétique en fonction du facteur de couplage  $k$ . Puis, elle génère un courant sinusoïdal, qui sera ensuite redressé et appliqué à une charge.

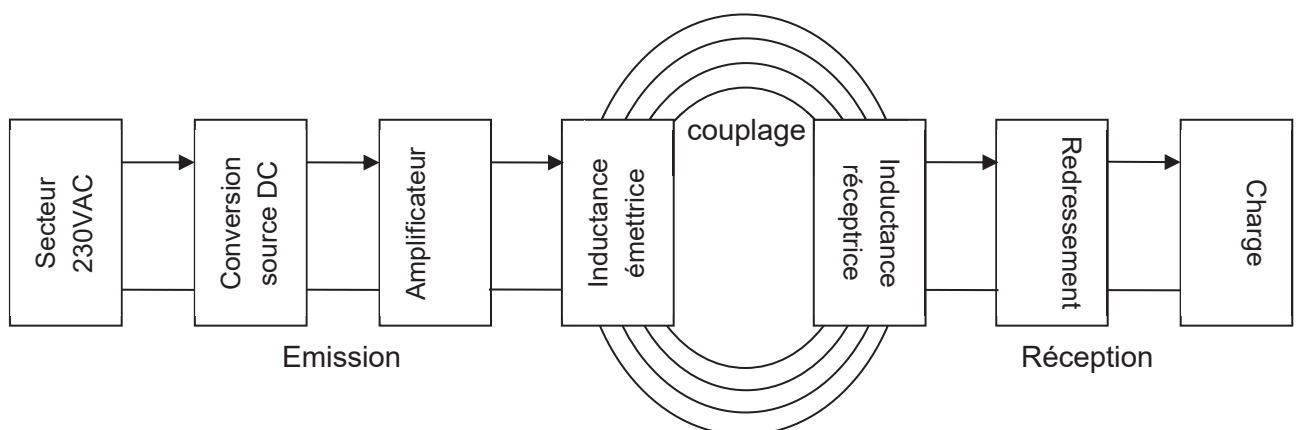


Figure 46 : Système de transmission d'énergie par induction.

On caractérise classiquement les performances d'un système TEDIM par la puissance obtenue en sortie  $P_{out}$  et le rendement de transfert<sup>17</sup>  $\eta$  (76). Soit :

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{v_{out}i_{out}\cos(ph(v_{out},i_{out}))}{v_{in}i_{in}\cos(ph(v_{in},i_{in}))} \quad (76)$$

Où :  $v_{out}$  et  $i_{out}$  sont respectivement la tension et le courant de sortie,  $v_{in}$  et  $i_{in}$  sont respectivement la tension et le courant d'entrée,  $P_{in}$  est la puissance appliquée en entrée et  $ph$  désigne le déphasage entre courant et tension.

Chaque étage de la transformation contribue à la détérioration de  $\eta$  et de  $P_{out}$ . Les convertisseurs en continu et le redressement ont en général un rendement entre 80 % et 95 %, tandis que la transmission entre l'inductance émettrice et la réceptrice peut atteindre au mieux 92% [77]. Dans les systèmes commerciaux utilisant le standard Qi, le rendement est compris généralement entre 60% et 70%.

Nous examinerons ci-dessous le fonctionnement de chaque bloc de ce schéma, en commençant par le modèle de deux inductances couplées non-résonantes.

### 3. Systèmes non-résonants

Un modèle de système de TEDIM non-résonant est représenté sur la Figure 47. L'inductance émettrice est modélisée par une résistance  $R_1$  et une inductance  $L_1$ . L'inductance réceptrice est modélisée par une résistance  $R_2$  et une inductance  $L_2$ . Le couplage inductif entre l'émetteur et le récepteur est modélisé par le facteur de couplage  $k$ . Les effets capacitifs des inductances sont négligés car la fréquence de travail des systèmes de TEDIM non-résonants est inférieure aux fréquences de résonance des inductances. Nous considérerons dans ce modèle que la charge est purement résistive  $R_L$ .

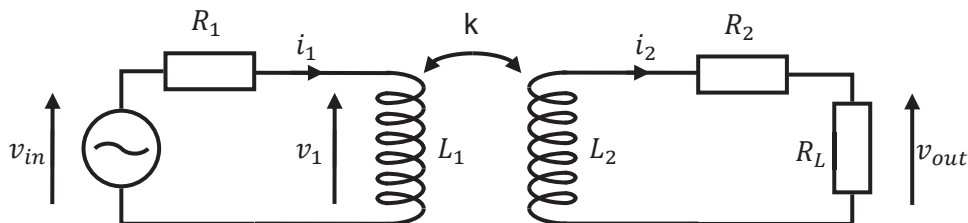


Figure 47 : Modèle d'un système non-résonant.

Pour simplifier l'étude d'un tel système, nous utiliserons le modèle de la Figure 48<sup>18</sup>, qui est le modèle équivalent d'un transformateur avec source de tension au secondaire (voir Annexe 3).

<sup>17</sup>  $P_{out}$  et  $\eta$  sont aussi désignées respectivement dans la littérature sous les termes de PDL pour Power Delivered to Load et PTE pour Power Transfer Efficiency.

<sup>18</sup> La plupart des formules et des calculs de cette partie sont issus des travaux de Van Schuylenbergh et Al. [76].

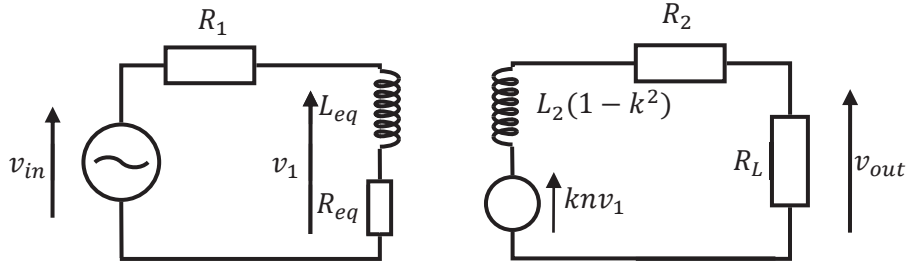


Figure 48 : Modèle équivalent de celui de la Figure 47.

Au primaire, l'inductance émettrice couplée  $L_1$  est modélisée par l'impédance équivalente  $Z_{eq}$  (77). Celle-ci comporte une partie résistive  $R_{eq}$  (79) et une partie inductive  $L_{eq}$  (80). L'impédance d'entrée  $Z_{in}$  vaut alors (81).

$$Z_{eq} = R_{eq} + jL_{eq}\omega \quad (77)$$

$$R = \left(\frac{k}{n}\right)^2 (R_L + R_2) \text{ et } n = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (78)$$

$$R_{eq} = R \left( \frac{\omega^2 L_1^2 k^4}{R^2 + \omega^2 L_1^2 k^4} \right) \quad (79)$$

$$L_{eq} = L_1 \left( \frac{R^2 + \omega^2 L_1^2 k^4 (1 - k^2)}{R^2 + \omega^2 L_1^2 k^4} \right) \quad (80)$$

$$Z_{in} = R_1 + R_{eq} + jL_{eq}\omega \quad (81)$$

Nous allons maintenant déterminer les paramètres qui caractérisent les performances de ce système, à savoir  $\eta$  et  $P_{out}$ .

Pour déterminer  $\eta$ , nous tenons compte des pertes résistives au primaire et au secondaire (82). Puis, après deux étapes de calculs (83)(84), nous obtenons la valeur de  $\eta$  (85) en fonction des paramètres du système.

$$\eta = \frac{R_{eq}}{R_{eq} + R_1} \frac{R_L}{R_L + R_2} \quad (82)$$

$$\eta = \frac{R \left( \frac{\omega^2 L_1^2 k^4}{R^2 + \omega^2 L_1^2 k^4} \right)}{R \left( \frac{\omega^2 L_1^2 k^4}{R^2 + \omega^2 L_1^2 k^4} \right) + R_1} \frac{R_L}{R_L + R_2} \quad (83)$$

$$\eta = \frac{RR_L \omega^2 L_1^2 k^4}{(R\omega^2 L_1^2 k^4 + R^2 R_1 + R_1 \omega^2 L_1^2 k^4) R \left( \frac{n}{k} \right)^2} \quad (84)$$

$$\eta = \left( \frac{k}{n} \right)^2 \frac{R_L \omega^2 L_1^2 k^4}{(R + R_1) \omega^2 L_1^2 k^4 + R^2 R_1} \quad (85)$$

Nous allons maintenant déterminer la valeur de  $P_{out}$ . Pour cela, nous utilisons la méthode (86) qui nous impose de déterminer la fonction de transfert  $H(\omega)$  (87).

$$P_{out} = \frac{|H(\omega)|^2}{R_L} V_{in}^2 \quad (86)$$

$$H(\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (87)$$

Pour déterminer la fonction de transfert  $H(\omega)$ , nous calculons la fonction de transfert au primaire  $H_1(\omega)$  et au secondaire  $H_2(\omega)$  (88)(90). Après plusieurs étapes de calculs, nous obtenons les équations (89) et (91).

$$H_1(\omega) = \frac{R_{eq} + jL_{eq}\omega}{R_{eq} + R_1 + jL_{eq}\omega} \quad (88)$$

$$H_1(\omega) = \frac{j\omega \frac{L_1}{R_1} \left( 1 - j\omega \frac{L_1 k^4}{R} - j^2 \omega^2 \frac{L_1 k^4 (1 - k^2)}{R^2} \right)}{\left( 1 - j\omega \frac{L_1}{R_1} - j^2 \omega^2 L_1^2 k^4 \frac{(R_1 + R)}{R_1 R^2} - j^3 \omega^3 \frac{L_1^3 k^4 (1 - k^2)}{R_1 R^2} \right)} \quad (89)$$

$$H_2(\omega) = \frac{knR_L}{R_L + R_2 + j\omega L_2 (1 - k^2)} \quad (90)$$

$$H_2(\omega) = \frac{knR_L}{R_L + R_2} \frac{1}{1 + j\omega L_2 \frac{(1 - k^2)}{R_L + R_2}} \quad (91)$$

En combinant (89), (91) nous obtenons la valeur de  $P_{out}$  (92) :

$$P_{out} = \frac{|[H_1(\omega)H_2(\omega)]|^2}{R_L} V_{in}^2 \quad (92)$$

A titre d'exemple, la Figure 49 montre l'évolution du rendement  $\eta$  et de la puissance en sortie  $P_{out}$  en fonction du couplage  $k$  et de la fréquence  $f$  du générateur. Pour ce faire, nous avons choisi  $L_1 = 5 \mu\text{H}$  et  $L_2 = 10 \mu\text{H}$ . Puis,  $R_1$  et  $R_2$  ont été choisies afin que le facteur de qualité soit de 100 à la fréquence de 100 kHz, soit respectivement 31,4 m $\Omega$  et 126 m $\Omega$ . La valeur de la charge  $R_L$  a été choisie arbitrairement à 12  $\Omega$  ; elle sera optimisée par la suite.

Nous constatons que  $P_{out}$  et  $\eta$  chutent brutalement lorsque le couplage diminue. A la fréquence de 100 kHz, le couplage doit être d'au moins 0,25 pour avoir un rendement supérieur à 70 % et il doit être d'au moins 0,54 pour avoir une puissance  $P_{out}$  supérieure à 1 W.

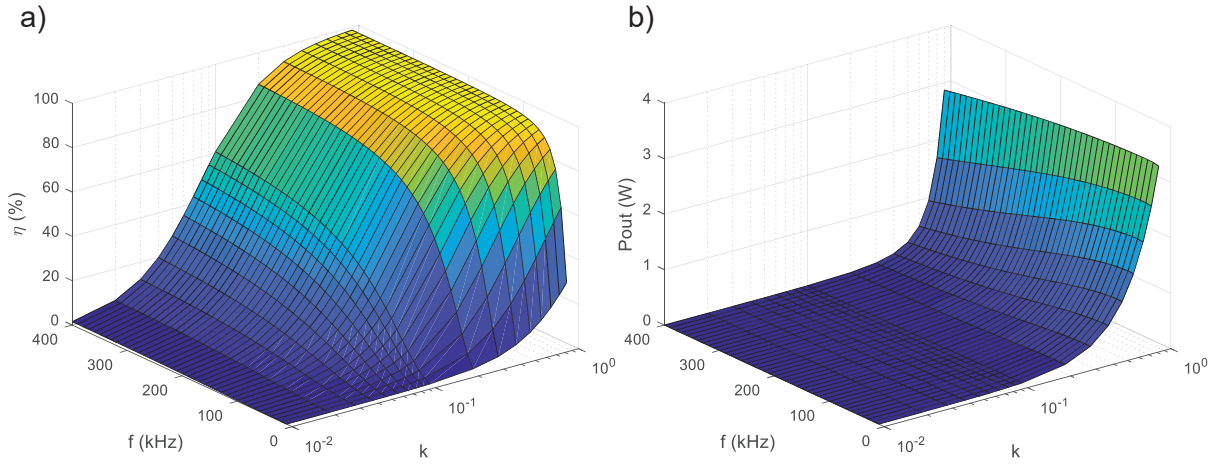


Figure 49 : Exemple de a) du rendement  $\eta$  et de b) la puissance en sortie  $P_{out}$  en fonction de  $f$  et  $k$ .  
 $V_{in} = 5 V$ ,  $L_1 = 5 \mu H$ ,  $R_1 = 31.4 m\Omega$ ,  $L_2 = 10 \mu H$ ,  $R_2 = 0.126 m\Omega$  et  $R_L = 12 \Omega$ .

Nous allons maintenant chercher à déterminer la charge  $R_L$  optimale pour maximiser le rendement  $\eta$ . Pour ce faire, nous introduisons le facteur de charge  $\alpha$ , ainsi le facteur de qualité  $Q_{L1}$  de l'inductance au primaire et le facteur de qualité  $Q_{L2}$  de l'inductance au secondaire (93).

$$\alpha = \frac{\omega L_2}{R_L} \quad Q_{L1} = \frac{\omega L_1}{R_1} \quad Q_{L2} = \frac{\omega L_2}{R_2} \quad (93)$$

En combinant les formules (85) et (93), nous obtenons l'expression de  $\eta$  en fonction de  $\alpha$ ,  $k$ ,  $Q_{L1}$  et  $Q_{L2}$ .

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{1}{Q_{L2}} + \frac{\alpha}{k^2 Q_{L1}} + \frac{1}{k^2 \alpha Q_{L1}} + \frac{2}{k^2 Q_{L1} Q_{L2}} + \frac{\alpha}{k^2 Q_{L1} Q_{L2}^2}} \quad (94)$$

Nous recherchons le point de fonctionnement où le rendement de transfert est maximum en dérivant l'expression (94) par rapport à  $\alpha$  et en cherchant à résoudre l'équation (95). Nous trouvons ainsi le facteur de charge optimal  $\alpha_{max}$  permettant de maximiser  $\eta$  (96).

$$\frac{d\eta}{d\alpha} = 0 \quad (95)$$

$$\alpha_{max} = \frac{Q_{L2}}{\sqrt{1 + Q_{L2}^2 + k^2 Q_{L1} Q_{L2}}} \quad (96)$$

Puis en remplaçant (96) dans (94), nous trouvons la valeur du rendement en charge optimal  $\eta_{max}$  (97).

$$\eta_{max} = \frac{k^2 Q_{L1} Q_{L2}}{2 + k^2 Q_{L1} Q_{L2} + 2\sqrt{1 + Q_{L2}^2 + k^2 Q_{L1} Q_{L2}}} \quad (97)$$

Finalement, sur la Figure 50, nous traçons  $\eta_{max}$  grâce à la formule (97) en fonction de  $k$  et du produit  $Q_{L1} Q_{L2}$ . Nous montrons à travers cette figure, que les systèmes non-résonants ne peuvent avoir un rendement élevé que lorsque  $k$  est proche de 1 (ce qui signifie

physiquement qu'il faut une bonne "interpénétration" des inductances émettrices et réceptrices), et que les facteurs de qualités  $Q_{L1}$  et  $Q_{L2}$  sont élevés (ce qui signifie que  $R_1$  et  $R_2$  doivent être le plus faible possible).

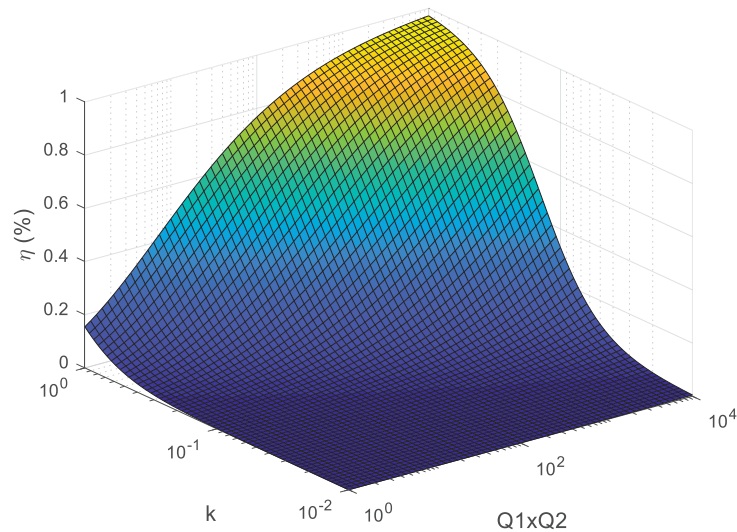


Figure 50 : Rendement d'un système non-résonant en fonction du couplage et des facteurs de qualités  $Q_{L1}$  et  $Q_{L2}$ .

Bien évidemment, il n'est pas possible d'atteindre un  $k$  proche de 1 (limitation physique) et en ce qui concerne les facteurs de qualité  $Q_{L1}$  et  $Q_{L2}$ , il n'est pas nécessaire d'avoir une valeur au-delà de 100 car cela n'aurait pas un grand impact sur le rendement.

Le facteur de couplage  $k$  étant lié à la géométrie et à la distance entre le récepteur et l'émetteur, il y a donc une limitation "physique" qui impactera les performances<sup>19</sup>.

Nous en déduisons que pour une transmission performante, il faut que les inductances émettrices et réceptrices soient bien alignées, de même diamètre, et situées à courte distance (Figure 51). Dans le cas des inductances de type Qi, la distance d'émission est limitée à approximativement 1 cm au-dessus de l'inductance émettrice.

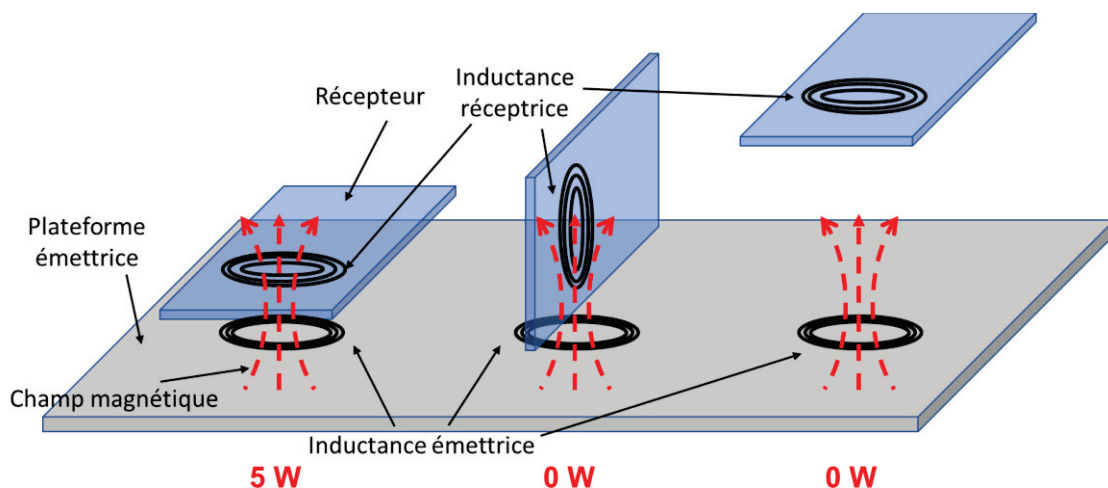


Figure 51 : Système de TEDIM non-résonant.

<sup>19</sup> Il n'existe pas de formules analytiques simples permettant de lier le facteur de couplage  $k$  aux dimensions de l'inductance et à la distance séparant les inductances. Nous donnons quelques ordres de grandeur dans le chapitre 4 à l'aide de mesures et de simulations.

Une autre façon de comprendre ce comportement est la suivante : la transmission sur une TEDIM non-résonante entre  $L_1$  et  $L_2$  est accompagnée de pertes par effet Joule dans les résistances  $R_1$  et  $R_2$ . Lorsque le couplage diminue, la puissance perdue par effet Joule dans  $R_1$  devient grande par rapport à la puissance transmise à travers  $L_1$ .

Nous allons ensuite nous intéresser au cas de deux inductances couplées et en résonance.

#### 4. Systèmes résonants

La mise en résonance électrique d'un système de TEDIM à travers l'utilisation de circuits LC permet d'augmenter la distance de transmission. Dans cette partie nous allons analyser le comportement d'un tel système.

##### 4.1. Généralités

Pour créer une résonance électrique, nous ajoutons au modèle précédent une capacité  $C_1$  au primaire et/ou une capacité  $C_2$  au secondaire. Plusieurs arrangements sont possibles et sont listés sur la Figure 52 en fonction de la configuration LC parallèle ou série mises en œuvre.

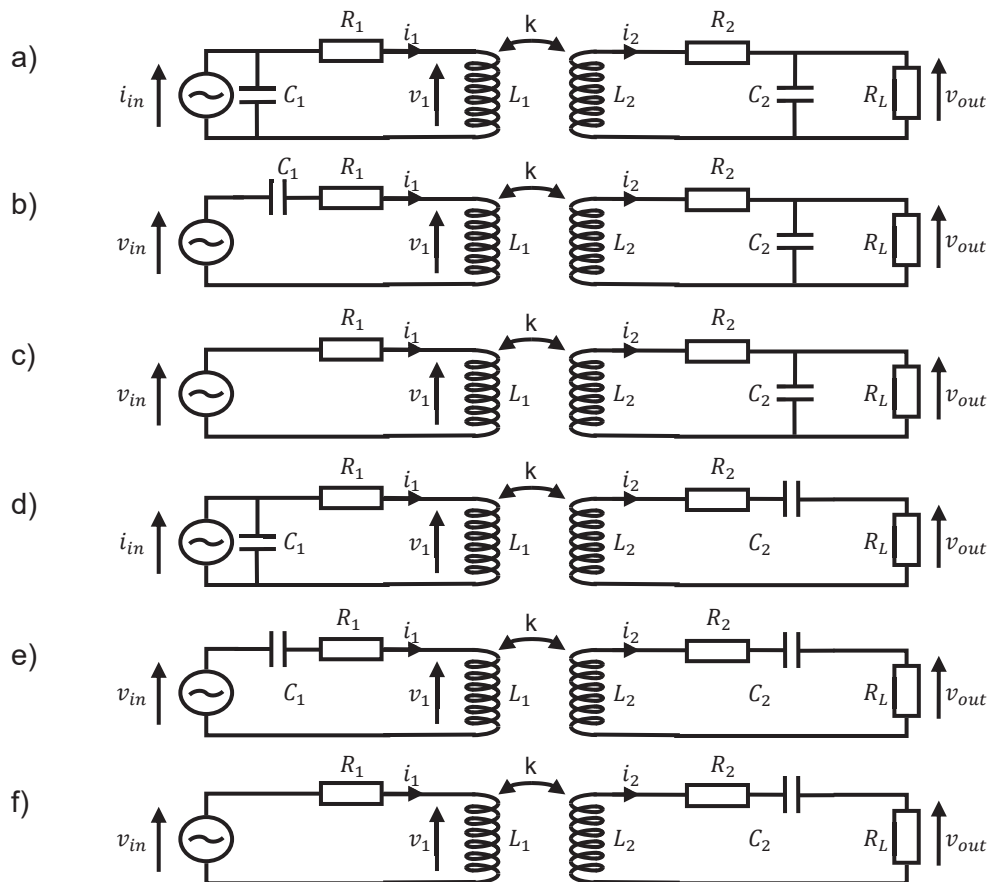


Figure 52 : Les différentes configurations possibles en résonance.

Ces configurations ont été étudiées par Van Schuylenbergh et al. [76]. Selon cette analyse, il est préconisé de choisir la configuration suivant le type de source et le type de charge (Tableau 9).



Dans le cas d'une source avec une excitation en tension, (c'est le cas par exemple d'un amplificateur classe D), il faut choisir un circuit LC en série au primaire<sup>20</sup>. Dans le cas d'une source avec excitation en courant (c'est le cas par exemple d'un amplificateur classe C), il faut choisir un circuit LC parallèle au primaire<sup>21</sup>.

Pour le type de sortie, la résonance du circuit LC en parallèle ne sera pas perturbée par une charge élevée (équivalent à une sortie en tension). Tandis que la résonance du circuit LC série n'est pas perturbée par une charge faible (équivalent à une sortie en courant).

Configuration	Type d'entrée	Type de sortie
a	courant	tension
b	tension	tension
c	tension	tension
d	courant	courant
e	tension	courant
f	tension	courant

Tableau 9 : Comparaison entre les différentes configurations LC.

#### 4.2. Modèle du système résonant

Dans cette étude, nous nous intéresserons plus particulièrement à la configuration b du Tableau 9. En effet, celle-ci est la plus adaptée pour une alimentation par un amplificateur classe D (amplificateur que nous utiliserons par la suite) et un redressement en pont de diodes en sortie. Le modèle représenté sur la Figure 53 se compose principalement des éléments inductifs ( $L_1, L_2$ ) et résistifs ( $R_1, R_2$ ) liés aux propriétés intrinsèques de chaque inductance. Ensuite, chaque inductance est dotée d'une capacité ajustable ( $C_1, C_2$ ) permettant d'accorder le système à la fréquence de résonance voulue.

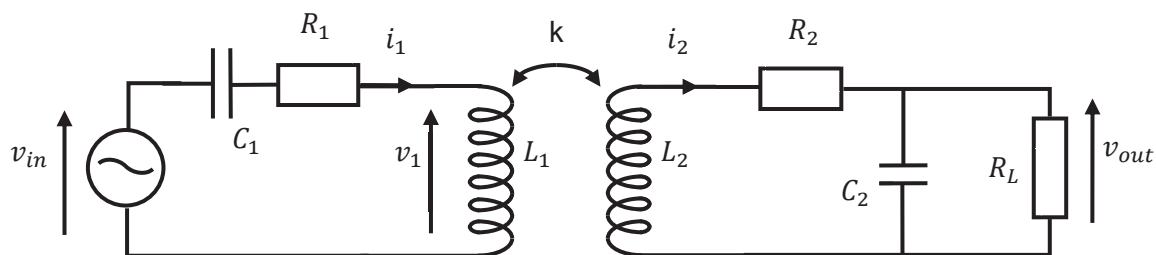


Figure 53 : Modèle d'un système de TEDIM résonant.

L'analyse du modèle doit permettre d'extraire les performances du système, à savoir le rendement  $\eta$  et la puissance délivrée à la charge  $P_{out}$ . Pour ce faire, nous utiliserons le modèle équivalent d'un transformateur avec source de tension au secondaire (Voir Annexe 3), qui est représenté sur la Figure 54. Ce modèle permet de ramener l'impédance équivalente  $Z_{eq}$  du secondaire au primaire (100).

<sup>20</sup> Dans le cas contraire, une excitation par une source de tension imposera son niveau de tension à un circuit LC en parallèle, ce qui l'empêchera de rentrer en résonance.

<sup>21</sup> De même, une excitation par une source de courant imposera son niveau de courant à un circuit LC en série, ce qui l'empêchera également de rentrer en résonance.

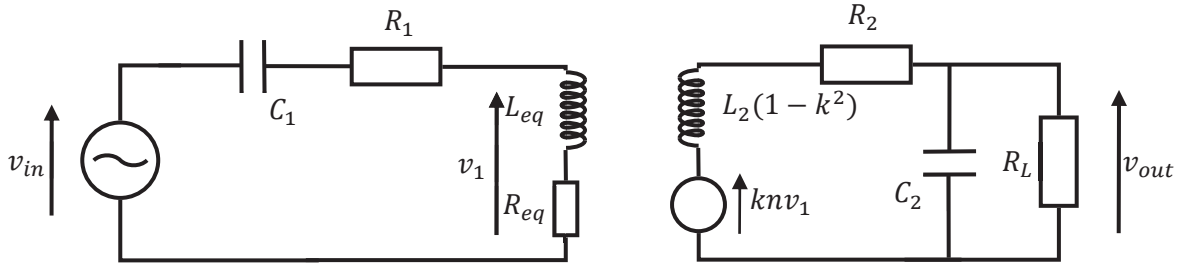


Figure 54 : Modèle équivalent d'un système de TEDIM résonant.

$$n = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (98)$$

$$Z_{eq} = R_{eq} + j\omega L_{eq} \quad (99)$$

$$Z_{eq} = \omega^2 k^2 L_1 L_2 \frac{R_L + R_2 + \omega^2 C_2^2 R_L^2 R_2 - j\omega(L_2 - C_2 R_L^2 + \omega^2 C_2^2 L_2 R_L^2)}{(R_L + R_2)^2 + \omega^2 [L_2^2 + R_L^2 C_2 (R_2^2 C_2 - 2L_2)] + \omega^4 L_2^2 C_2^2 R_L^2} \quad (100)$$

Le rendement  $\eta$ , la fonction de transfert  $H(\omega)$  et la puissance  $P_{out}$  peuvent être calculées avec les formules respectives (101), (102) et (103)<sup>22</sup>.

$$\eta = \left( \frac{R_{eq}}{R_{eq} + R_1} \right) \left( \frac{Re(R_L // C_2)}{Re(R_L // C_2) + R_2} \right) \quad (101)$$

$$H(\omega) = kn \left( \frac{R_{eq} + jL_{eq}\omega}{R_{eq} + R_1 + j \left( L_{eq}\omega - \frac{1}{C_1\omega} \right)} \right) \left( \frac{R_L // C_2}{R_L // C_2 + R_2 + jL_2\omega(1 - k^2)} \right) \quad (102)$$

$$P_{out} = \frac{|H(\omega)|^2}{2R_L} V_{in}^2 \quad (103)$$

Nous utilisons la formule (103) pour tracer un exemple de  $P_{out}$  et  $\eta$  en fonction du couplage  $k$  et de la fréquence  $f$  du générateur (Figure 55). Pour ce faire, nous avons choisi une valeur identique de  $5 \mu\text{H}$  pour  $L_1$  et  $L_2$ . Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  ont été calculées afin que le facteur de qualité soit de 200 à la fréquence de 6,78 MHz. Les capacités  $C_1$  et  $C_2$  ont été calculées afin de créer une résonance à 6,78 MHz. La valeur de la charge  $R_L$  a été choisie arbitrairement à  $2 \text{ k}\Omega$ , nous montrerons comment trouver la valeur optimale par la suite.

Dans la Figure 55, il apparaît que  $P_{out}$  et de  $\eta$  sont maximaux (zones en rouge) à des valeurs de couplage différentes. Pour  $\eta$ , cette zone se situe principalement vers des valeurs de  $k$  importantes, tandis que  $P_{out}$  est maximal à la fréquence de résonance et pour des valeurs de  $k$  beaucoup plus faibles. La ZRP se situe alors entre deux valeurs de  $k$ .

Si nous reprenons l'exemple de la Figure 55, pour avoir  $\eta > 70 \%$  et  $P_{out} > 1 \text{ W}$  à la fréquence de 6,78 MHz, il faut que  $0,03908 < k < 0,07047$ .

<sup>22</sup> La notation "Re(...)" signifie partie réelle, tandis la notation "//" signifie parallèle.

Ensuite, nous constatons que  $P_{out}$  se dissocie en deux maximums lorsque  $k$  augmente ( $k > 0,1$ ). La fréquence de résonance se scinde alors en deux fréquences de résonances distinctes. Il s'agit d'un phénomène de dédoublement de la fréquence de résonance [79][80].

Nous concluons que la zone utile de la ZRP d'un système de TEDIM résonant est bornée par deux valeurs de  $k$ , ce qui correspond par exemple à un intervalle de distance émetteur-récepteur. Nous distinguons alors les 3 cas ci-dessous suivant la valeur de  $k$  :

- Lorsque la valeur de  $k$  est trop importante (ce qui correspond à une distance émetteur-récepteur trop courte), l'impédance vue au primaire sera fortement modifiée, ce qui aura pour conséquence de modifier la fréquence de résonance. La transmission sera alors interrompue.
- Lorsque la valeur de  $k$  est trop faible (ce qui correspond à une distance émetteur-récepteur trop grande), le récepteur ne perçoit plus rien. La majeure partie de la puissance est alors dissipée dans des pertes résistives au primaire.
- Lorsque la valeur de  $k$  est optimale (ce qui correspond à une distance émetteur-récepteur optimale), le récepteur reçoit de la puissance. De plus, une petite partie de la puissance est dissipée dans des pertes résistives au primaire et au secondaire pendant la transmission, ce qui aura tendance à abaisser le rendement.

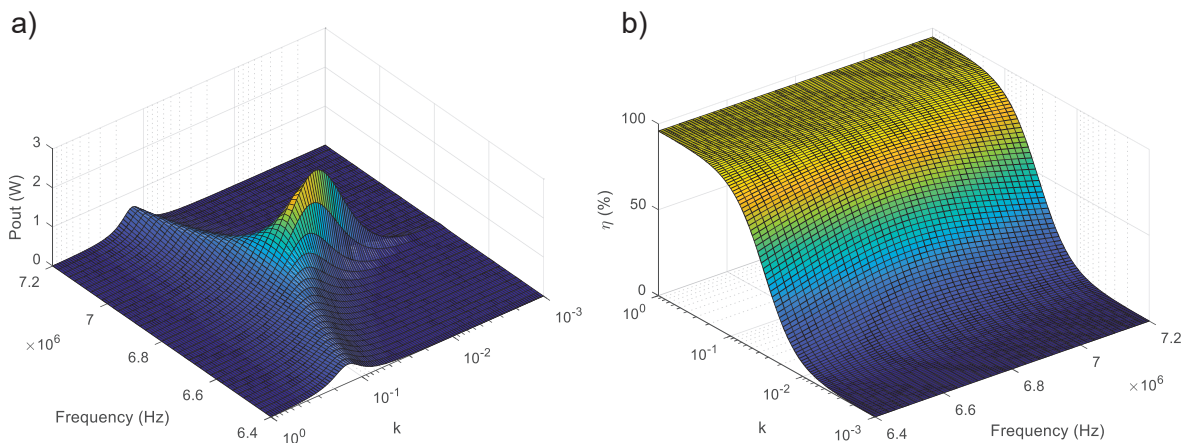


Figure 55 : Exemple de la a)  $P_{out}$  et b) de  $\eta$  en fonction de  $k$  et de la fréquence.

$V_{in} = 5 V$ ,  $L_1 = 5 \mu H$ ,  $C_1 = 110,21 \mu F$ ,  $R_1 = 1.065 \Omega$ ,  $L_2 = 5 \mu H$ ,  $C_2 = 110,21 \mu F$ ,  $R_2 = 1.065 \Omega$  et  $R_L = 2 k\Omega$ .

Afin d'illustrer notre propos, nous montrons sur la Figure 56 les 3 cas suivant la distance émetteur-récepteur (trop courte, trop grande et optimale).

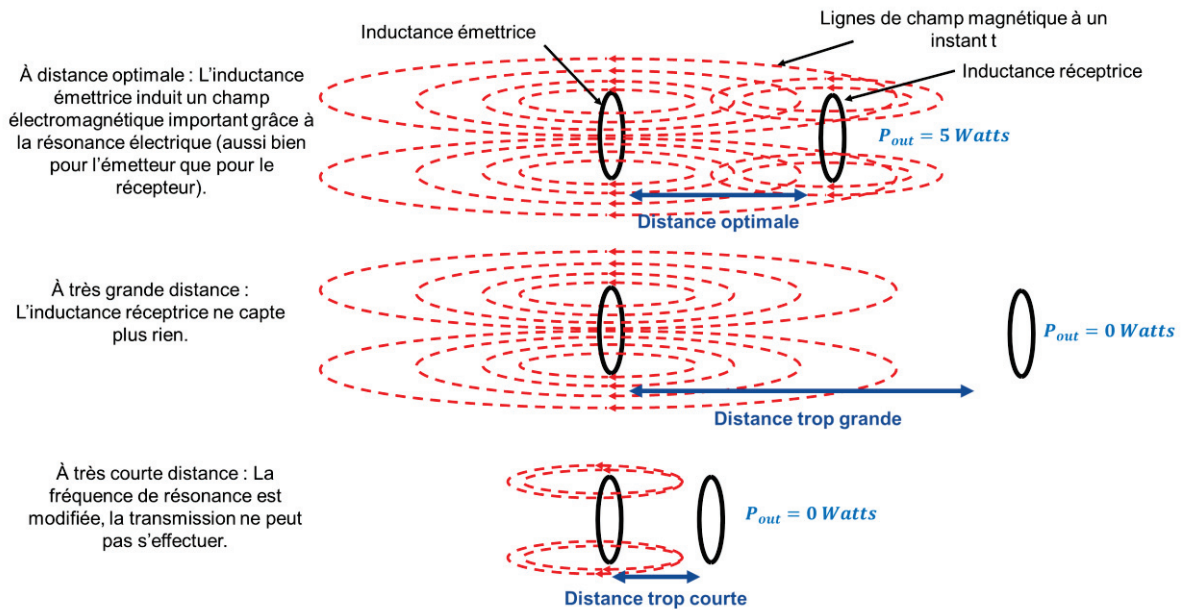


Figure 56 : Transmission de puissance d'un système résonant en fonction de la distance.

Nous rappelons qu'en plus de la distance, la valeur de  $k$  est impactée par la différence de taille des inductances émettrices et réceptrices. Ainsi, ces notions de  $k$  faible,  $k$  fort et  $k$  optimal, s'appliquent également au rapport entre la taille de l'inductance émettrice et réceptrice. Si l'inductance émettrice et réceptrice ont une différence de taille importante, la valeur de  $k$  est faible. Tandis que si elles ont une taille identique et sont positionnées l'une en face de l'autre, alors la valeur de  $k$  est forte.

De même que pour la distance, il existe un rapport de taille optimal permettant de transmettre de la puissance sur de faibles distances. C'est le cas des systèmes de transmission basés sur la technologie Rezence. Les systèmes commercialisés Rezence utilisent de grandes inductances émettrices ( $140 \times 210 \text{ mm}^2$ ) et des inductances réceptrices avec une taille 7,25 fois plus petite ( $50 \times 80 \text{ mm}^2$ ).

Nous nous intéressons ensuite à la valeur de la charge optimale à la fréquence de résonance.

Le résultat de la forme canonique des formules (101) et (102) étant très grand et difficile à analyser, nous allons utiliser des formules simplifiées en se plaçant à la fréquence de résonance du secondaire (104). L'impédance équivalente, le rendement et la fonction de transfert, deviennent respectivement (105), (106) et (107). Nous introduisons également le terme  $\alpha$  que nous appelons facteur de charge ainsi que les facteurs de qualité  $Q_{L_1}$  et  $Q_{L_2}$  rappelés en (108).

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_2 C_2} - \frac{1}{R_L^2 C_2^2}} \quad (104)$$

$$Z_{eq} = \frac{k^2 L_1 (C_2 R_2^2 - L_2)}{R_L C_2 (R_L C_2 R_2 + L_2)} \quad (105)$$

$$\eta_{res} = \frac{k^2 Q_{L_1} Q_{L_2}^2}{\left(1 + \frac{Q_{L_2}}{\alpha} + k^2 Q_{L_1} Q_{L_2}\right) (\alpha + Q_{L_2})} \quad (106)$$

$$H(\omega) = \frac{knQ_{L_1}Q_{L_2}\sqrt{\alpha^2 + 1}}{\alpha k^2 Q_{L_1} Q_{L_2} + \alpha + Q_{L_2}} \quad (107)$$

$$\alpha = 2\pi f_{res} C_2 R_L \quad Q_{L_1} = \frac{\omega L_1}{R_1} \quad Q_{L_2} = \frac{\omega L_2}{R_2} \quad (108)$$

Nous traçons, sur la Figure 57, la valeur de  $\eta_{res}$  en fonction de la charge  $R_L$  et de la valeur du couplage  $k$ . On observe la présence d'un maximum sur la valeur de  $\eta_{res}$  pour chaque valeur de  $k$  (ligne en rouge).

Pour déterminer la formule analytique de  $\alpha_{opt}$ , nous dérivons  $\eta_{res}$  et nous déterminons  $R_L$  tel que  $\frac{d\eta_{res}}{d\alpha} = 0$ . Le rendement obtenu  $\alpha_{opt}$  vaut alors (109) et la valeur de  $\eta_{opt}$  vaut (110). En utilisant ces formules, nous trouvons une valeur de 5,4 k $\Omega$  et 3,0 k $\Omega$  pour les deux limites de  $k$  déterminés précédemment ( $0,03908 < k < 0,07047$ ). Le rendement devient alors  $\eta > 77,5 \%$ , tandis que  $P_{out} > 0,72 W$  pour les deux valeurs de  $k$ . Le rendement est donc augmenté, mais la puissance en sortie est abaissée.

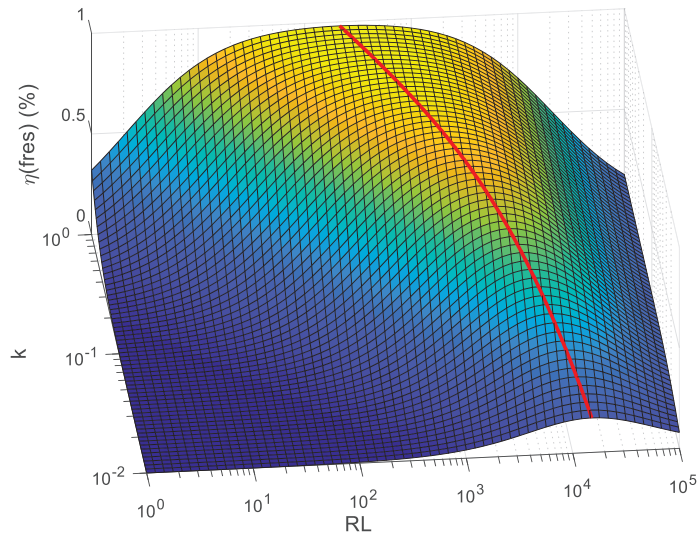


Figure 57 : Exemple de rendement d'un système à  $f_{res}$  en fonction de couplage  $k$  et de la charge  $R_L$ .

La ligne tracée en rouge représente le rendement à charge optimal  $R_{L,opt}$ .

$V_{in} = 5 V$ ,  $L_1 = 5 \mu H$ ,  $C_1 = 110,21 \mu F$ ,  $R_1 = 1.065 \Omega$ ,  $L_2 = 5 \mu H$ ,  $C_2 = 110,21 \mu F$  et  $R_2 = 1.065 \Omega$ .

$$\alpha_{opt} = \frac{Q_{L_2}}{\sqrt{1 + k^2 Q_{L_1} Q_{L_2}}} \quad (109)$$

$$\eta_{opt} = \frac{k^2 Q_{L_1} Q_{L_2}}{\left(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_{L_1} Q_{L_2}}\right)^2} \quad (110)$$

Cette étude théorique montre qu'un système TEDIM en résonance reste fortement dépendant du couplage et donc de la distance entre l'émetteur et le récepteur. Bien que le

système arrive à transmettre à une plus grande distance qu'avec une TEDIM non-résonante, la réception est tout de même restreinte sur une ZRP. Au-delà de cette zone, la fréquence de résonance peut changer, la puissance et le rendement peuvent chuter ou alors la charge peut ne plus être adaptée.

Différentes solutions ont été proposées dans la littérature afin d'étendre la ZRP sans détériorer la performance en puissance :

- Modifier la fréquence d'excitation du générateur afin de s'adapter aux variations de la fréquence de résonance  $f_{res}$  liées aux variations du couplage [81][82][83]. La difficulté étant qu'il faut veiller à ce que la transmission ne perturbe pas les signaux situés en dehors de la bande ISM (Industriel, Scientifique, Médical).
- Modifier la fréquence de résonance  $f_{res}$  en accordant la capacité au primaire. Cette méthode reste difficile à mettre en place puisqu'il n'existe pas de capacité variable commandable par électronique et à faible résistance. Il est toujours possible de créer un système mécanique (commutation mécanique de capacités ou rotation physique d'une capacité variable), mais cette solution serait encombrante.
- Modifier la fréquence de résonance  $f_{res}$  en jouant sur la valeur de l'inductance au primaire. Toutefois, il n'existe pas à notre connaissance d'inductance variable commandable électroniquement et à faible résistance. Certaines publications préconisent l'utilisation d'un amplificateur magnétique afin de modifier la valeur de l'inductance [85][86], mais la solution est encombrante.
- Ajouter un circuit d'adaptation d'impédance au primaire permettant d'ajuster la fréquence de résonance  $f_{res}$  du primaire [87]. Comme précédemment ce type de dispositif nécessite l'ajout d'inductances et de capacités variables commandables et à faible résistance, avec les mêmes inconvénients que précédemment.
- Utiliser des circuits LC résonants antiparallèles [88]. Le principe consiste à décomposer l'inductance émettrice en deux parties ayant des champs magnétiques avec une orientation opposée. Cette disposition permet d'étendre la ZRP dans le cas d'un couplage faible. En revanche, la résistance série  $R_{AC}$  de l'inductance se trouvera fortement augmentée.
- Utiliser des circuits LC multiples (en général au nombre de 3 ou 4) afin d'étendre la ZRP. D'une part, il est possible d'utiliser des circuits LC comme une sorte de hub [89][90]. C'est-à-dire, une sorte passerelle intermédiaire permettant de capter la puissance et de la retransmettre plus loin. D'autre part, l'utilisation de circuits LC permet de jouer sur l'impédance au primaire et/ou au secondaire, ce qui offre la possibilité de configurer une ZRP plus précisément [11][91].
- Mettre en œuvre des métamatériaux permettant d'étendre la ZRP [92][93].
- Adapter la charge  $R_L$  avec une recherche MPPT (Maximum Power Point Tracker).

Par manque de temps, dans cette thèse, nous nous limiterons à une étude avec une charge  $R_L$  constante et une fréquence de résonance constante à 6,78 MHz. Néanmoins l'influence de la charge et de la fréquence de résonance sera étudiée dans le chapitre 4.

## 5. Etage d'entrée

Après avoir vu le fonctionnement du lien inductif résonant, nous nous intéresserons ci-dessous à la façon de générer de la puissance à l'entrée du système de TEDIM. Pour ce faire, il faut un amplificateur de puissance capable de générer un courant sinusoïdal. Il existe

différents types de configurations d'amplificateurs capables de réaliser cette tâche, notamment les amplificateurs de classe A, B et C. Cependant les amplificateurs de classe D et E donneront de bien meilleures performances [94][95].

Finalement, nous préférons ci-dessous utiliser des amplificateurs de classe D car ils présentent des avantages au niveau de la robustesse (meilleure insensibilité aux variations de charge) et de la simplicité. Nous présenterons ci-dessous l'amplificateur classe D et le ZVS (Zero Volt Switching).

### 5.1. L'amplificateur classe D

L'amplificateur de type classe D est une configuration en push-pull. Deux transistors vont commuter alternativement avec un rapport cyclique de 50% et venir ainsi appliquer un signal carré au circuit LC. Sur le schéma de la Figure 58, le circuit LC est composé des éléments équivalents vus au primaire du système de TEDIM.

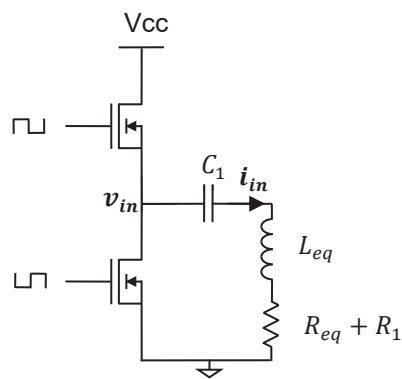


Figure 58 : Circuit amplificateur classe D.

Le signal appliqué doit être accordé à la fréquence de résonance du primaire  $f_{res}$  (111).

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{eq}C_1}} \quad (111)$$

La Figure 59 représente l'évolution de la tension  $v_{in}$  et du courant  $i_{in}$  appliqué au circuit LC. Ils sont en phase lorsque le système fonctionne à la fréquence  $f_{res}$ .

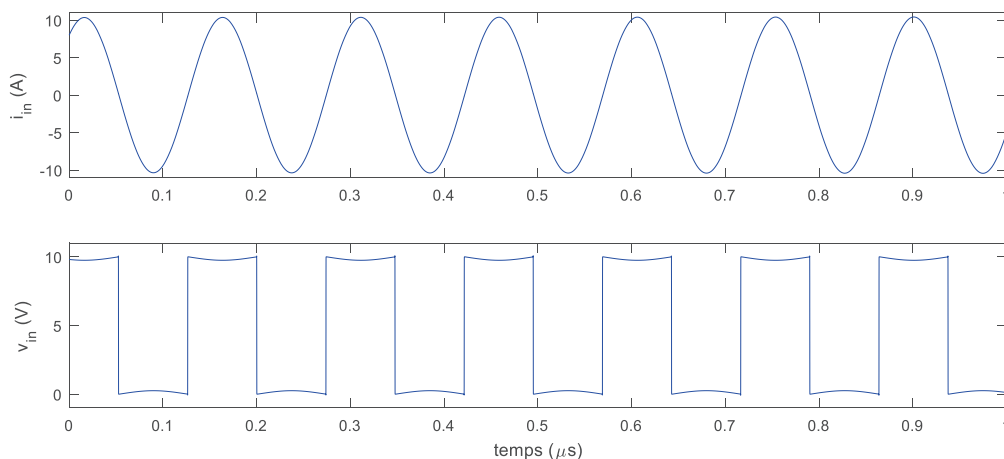


Figure 59 : Exemple du courant et de la tension parcourant le circuit LC d'un onduleur classe D.

La tension  $v_{in}$  est abaissée par la résistance drain-source  $R_{DS_{ON}}$  des deux transistors (112). Le rendement  $\eta_{driver}$  de l'onduleur vaut alors (113).

$$v_{in} = V_{CC} - R_{DS_{ON}} i_{in} \quad (112)$$

$$\eta_{driver} = \frac{1 - \frac{2V_{DSat}}{V_{CC}}}{1 + \frac{R_{DSon}}{R_1 + R_{eq}}} \quad (113)$$

Pour doubler la puissance envoyée, il est préférable d'utiliser une configuration avec un pont en H comme montré sur la Figure 60. Dans ce cas, la tension au niveau du circuit LC est doublée, en revanche la résistance drain-source  $R_{DS_{ON}}$  est également doublée.

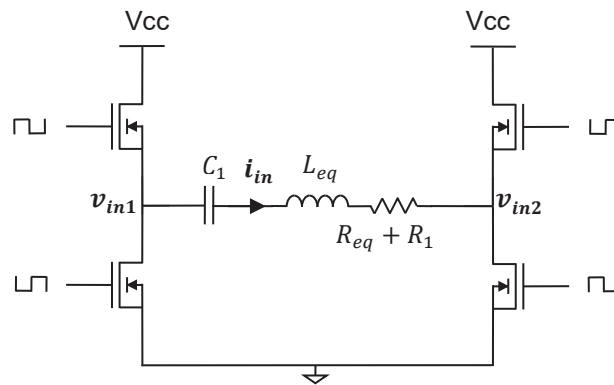


Figure 60 : Circuit amplificateur classe D avec un pont en H.

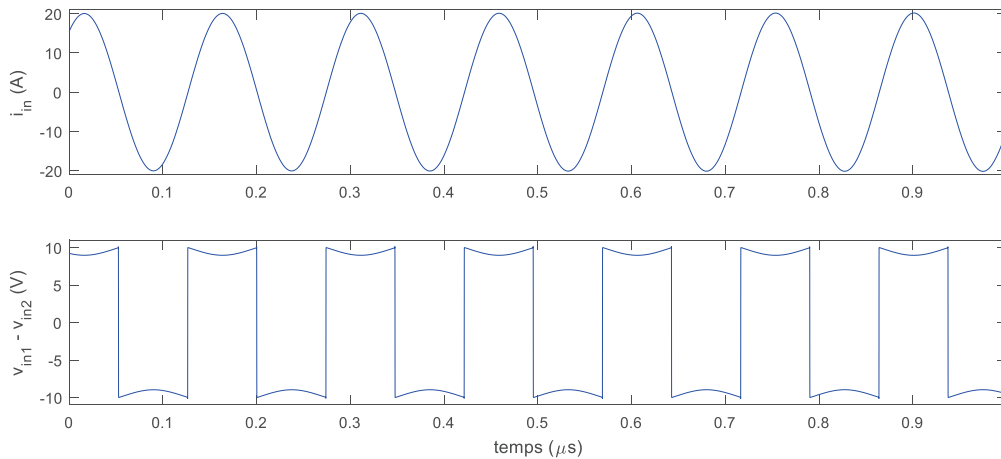


Figure 61 : Exemple pour le courant et la tension parcourant le circuit LC d'un onduleur classe D ayant un pont en H.

Le rendement  $\eta_{driver}$  devient alors (114).

$$\eta_{driver} = \frac{1 - \frac{4V_{DSat}}{V_{CC}}}{1 + \frac{2R_{DSon}}{R_1 + R_{eq}}} \quad (114)$$



En plus des pertes par  $R_{DS(ON)}$ , d'autres effets peuvent contribuer aux pertes de rendement dans l'onduleur :

- L'activation simultanée des transistors peut créer un court-circuit entre Vcc et la masse. Pour éviter ce cas, il faut laisser un petit décalage temporel entre l'activation des deux transistors.
- Les transistors ont une capacité parasite en sortie  $C_{OSS}$ , et l'activation successive de l'un puis de l'autre entraîne une perte directe des charges dans ces condensateurs. Pour limiter ces effets, il faut choisir des transistors ayant une capacité  $C_{OSS}$  minimale et mettre en place un système ZVS (Zero Volt Switching) : voir section suivante.
- La présence de la capacité  $C_{OSS}$ , empêche la commutation à 0 volts sur chaque nœud du pont en H.
- La charge de la grille de chaque transistor peut engendrer des pertes par commutation  $P_{GD}$  (115). Si nous estimons les pertes avec un transistor EPC2007C<sup>23</sup> à la fréquence de 6,78 MHz, on trouve<sup>24</sup> une valeur de 5,4 mW, ce qui est négligeable au vu des puissances transmises.

$$P_{GD} = Q_G V_{GS} f_{SW} \quad (115)$$

Où  $Q_G$  représente la charge de la grille du transistor,  $V_{GS}$  la tension appliquée à la grille et  $f_{SW}$  la fréquence appliquée à la grille.

## 5.2. Amplificateur ZVS

Les commutations successives des transistors de l'amplificateur classe D entraînent des pertes liées aux capacités de sorties  $C_{OSS}$  (Figure 62). A chaque commutation les capacités  $C_{OSS1}$  et  $C_{OSS2}$  vont se charger ou se décharger. Ce phénomène est d'autant plus amplifié que lorsqu'on monte en fréquence ou que l'on augmente la tension d'alimentation  $V_{CC}$ .

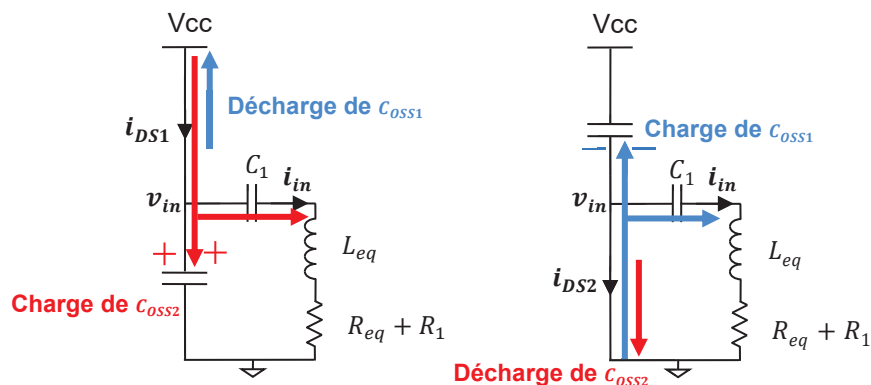


Figure 62 : Pertes capacitives liées à la commutation des transistors d'un amplificateur classe D.

L'objectif du ZVS va être de décharger les capacités  $C_{OSS1}$  et  $C_{OSS2}$  durant les temps de commutation entre les deux transistors. Pour ce faire, nous rajoutons l'inductance  $L_{ZVS}$  et la capacité  $C_{ZVS}$  (Figure 63). Le choix de ces deux composants est décrit dans [96] et peut se calculer avec les formules (116) et (117).

<sup>23</sup> Transistor de type GAN qui sera utilisé dans nos amplificateurs.

<sup>24</sup>  $P_{GD} = 1,6 \cdot 10^{-9} \times 5 \times 6,78 \cdot 10^6 = 5,4 \text{ mW}$

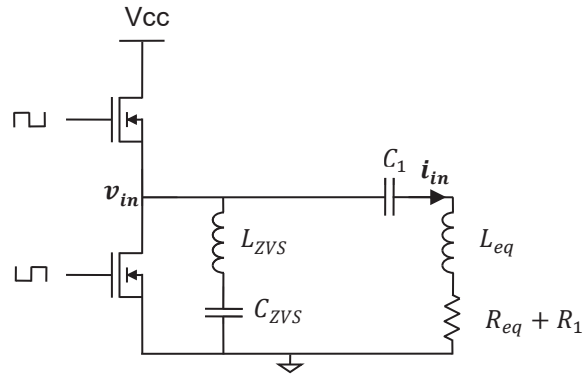


Figure 63 : Circuit amplificateur classe D ZVS.

$$L_{ZVS} = \frac{\Delta t_{com}}{8f_{SW}C_{oss}} \quad (116)$$

Où  $\Delta t_{com}$  représente le temps de commutation entre les deux transistors et  $f_{SW}$  la fréquence de l'amplificateur ( $f_{SW}$  est réglé sur  $f_{res}$  dans le cas de la TEDIM résonante).

$$C_{ZVS} = \frac{1}{V_{CC}} \int_0^{V_{CC}} C_{oss}(v) dv \quad (117)$$

Où  $C_{oss}(t)$  représente la capacité de sortie de transistors en fonction de la tension à ses bornes. ( $C_{oss}$  varie au cours de la tension à ses bornes)

Dans le cas d'un amplificateur avec un pont en H, une inductance  $L_{ZVS}$  unique suffit (Figure 64). A chaque commutation, le courant  $i_{ZVS}$  va décharger les capacités  $C_{oss}$  des transistors  $Q_1$  à  $Q_4$  durant l'intervalle de commutation  $\Delta t_{com}$ . Les tensions  $v_{in1}$  et  $v_{in2}$  vont pouvoir commuter à zéro volt.

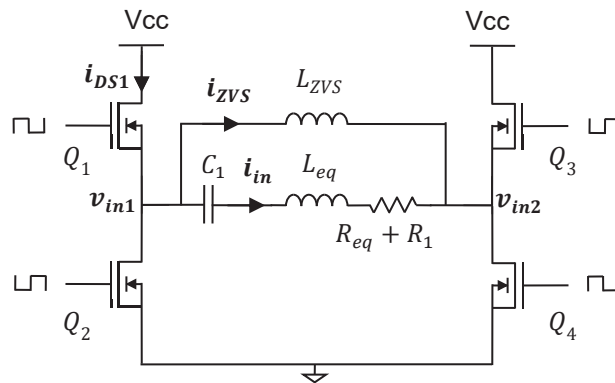


Figure 64 : Circuit amplificateur classe D ZVS avec un pont en H.

Sur la Figure 65 est représenté un exemple d'une commutation ZVS. L'inductance  $L_{ZVS}$  décharge la capacité  $C_{oss2}$  et charge la capacité  $C_{oss3}$ , ce qui permet une commutation à zéro pour  $Q_2$  et  $Q_3$ . L'énergie n'est pas perdue, mais transférée de  $C_{oss2}$  vers  $C_{oss3}$ .

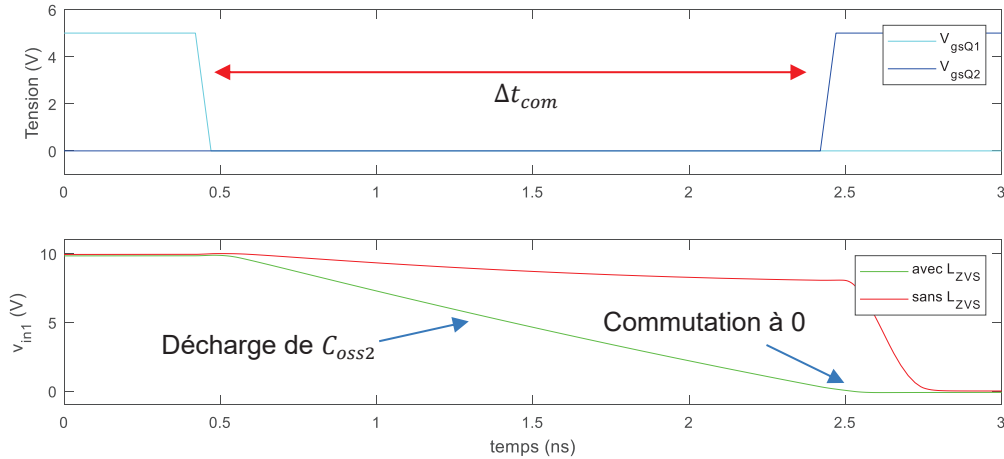


Figure 65 : Exemple de l'évolution des tensions sur un amplificateur classe D ZVS.

## 6. Etage de sortie

Pour l'étage de sortie, différents circuits de redressements sont envisageables : simple alternance, double alternance, classe D, classe E etc. Dans ce mémoire, nous utiliserons le redressement double alternance avec un pont de diodes (Figure 66). La charge  $R_L$  est placée après le pont de diodes en parallèle avec une capacité  $C_L$ <sup>25</sup>.

Chaque diode dissipe une partie de la puissance  $P_D$  (118) lorsqu'elle est traversée par le courant  $i_{diode}$ . Le rendement de ce redresseur devient alors (119).

$$P_D = \frac{2V_d}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i_{diode}(t) dt \approx V_d I_{out} \quad (118)$$

$$\eta_{redres} = \frac{P_{out}}{P_{out} + 2P_D} \approx \frac{V_{out}}{V_{out} + 2V_d} \quad (119)$$

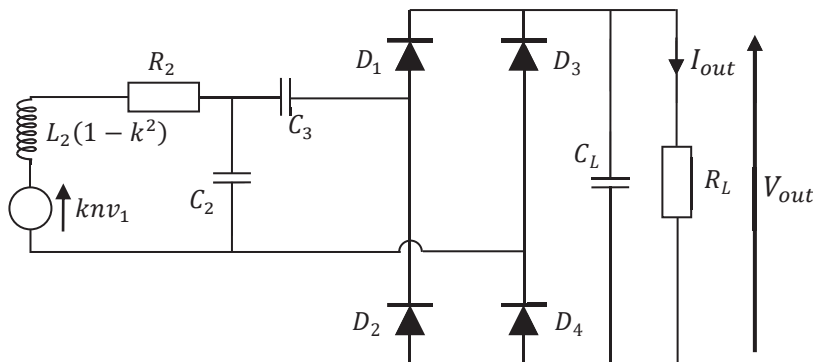


Figure 66 : Redressement double alternance avec un pont de diodes.

Il est à noter qu'en ajoutant le pont de diodes au secondaire, la charge devient inadaptée pour le circuit  $L_2 C_2$  parallèle. Il est alors nécessaire d'ajouter une capacité  $C_3$  qui va permettre d'adapter l'impédance à cette nouvelle charge. La combinaison de  $C_2$  et  $C_3$  permet de créer à la fois une résonance parallèle et une résonance série au secondaire. Une partie de l'énergie

<sup>25</sup> Cette capacité permet de lisser la tension.

reste enfermée dans la le circuit  $L_2C_2$  parallèle, ce qui permet de maintenir la résonance. Une autre partie traverse  $C_3$  pour alimenter la charge  $R_L$ .

## 7. Conclusion

L'étude théorique menée dans ce chapitre permet de mieux comprendre le fonctionnement d'un système de transmission d'énergie par induction. Les différentes parties d'un tel système (Circuit LC, onduleur et redressement) ont été présentées. Un modèle de système TEDIM résonant a été proposé. Il sera utilisé par la suite dans le Chapitre 5.

# Chapitre 4 : Elaboration d'inductances plastroniques par structuration laser

## 1. Introduction

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la fabrication des inductances plastroniques par le procédé de structuration laser<sup>26</sup> mis en place au sein de la société S2P ainsi qu'à leurs caractérisations.

Dans un premier temps, nous présenterons le procédé de structuration laser. Puis nous passerons en revue le procédé de métallisation autocatalytique qui suit obligatoirement celle-ci, ainsi que le procédé de métallisation par électrodéposition, qui s'avérera parfois nécessaire. Nous listerons les éléments clés permettant de fabriquer des pièces de bonne qualité.

Ensuite, nous présenterons les résultats concernant la fabrication d'inductances en 2D et en 3D. Une méthode permettant d'améliorer leurs performances sera présentée.

Enfin, cette méthode sera appliquée à l'élaboration d'inductances pour des récepteurs omnidirectionnels 3D.

## 2. Plastronique par structuration laser

Le procédé de fabrication plastronique par structuration laser fut développé en Allemagne à l'Université des Science Appliquées Ostwestfalen-Lippe en 1997. La technologie et les brevets [97] ont ensuite été transférés à la société LPKF. Cette dernière continue aujourd'hui de la développer, de vendre des licences et de développer les outils nécessaires à sa mise en œuvre.

Dans cette partie nous présentons ce procédé en abordant chacune des étapes de façon succincte, puis nous verrons certaines d'entre elles de manière détaillée. Enfin, nous verrons comment caractériser les dispositifs réalisés.

### 2.1. Principe de base

Les différentes étapes du procédé sont illustrées sur la Figure 67. L'étape (a) consiste à élaborer l'élément dans un polymère qui servira de support 3D<sup>27</sup>. Ce dernier peut être fabriqué par injection de granulés de thermoplastique dans un moule. Ces granulés sont chargés avec un additif spécifique à la structuration laser, à base de CuO et de Cr<sub>2</sub>O<sub>3</sub> (sans que cela soit clairement établi dans la littérature scientifique [98][99][100] et/ou les brevets [101]).

L'étape (b) est l'activation laser, qui est mise en œuvre à l'aide d'une machine décrite plus loin. Le laser est un YAG infrarouge pulsé de longueur d'onde 1,06 μm. A cette longueur d'onde, l'essentiel de l'énergie du faisceau est absorbé par les composés CuO et Cr<sub>2</sub>O<sub>3</sub> avec un double effet :

- réduction du Cu présent dans CuO sous forme de cuivre métallique<sup>28</sup> Cu<sup>0</sup>

<sup>26</sup> Dans la littérature, ce procédé est désigné par le terme anglais LDS pour Laser Direct Structuring.

<sup>27</sup> Dans ce mémoire, nous utiliserons le terme support (ou substrat) pour définir la partie mécanique du dispositif plastronique.

<sup>28</sup> L'absorption du cuivre métallique Cu<sup>0</sup> à la longueur d'onde du laser est faible.

- élévation de la température du support au moment du passage du laser avec ablation partielle du polymère et création d'une rugosité importante à la surface dudit support.

L'étape (c) correspond à la création de pistes conductrices. En effet, la présence du cuivre métallique  $\text{Cu}^0$ , créé au passage du faisceau laser, permet de déclencher l'épaississement d'une couche de cuivre par métallisation autocatalytique (procédé qui sera décrit plus loin).

Pendant la métallisation autocatalytique, le cuivre croît, latéralement et en épaisseur, à partir des sites  $\text{Cu}^0$  de départ. Une piste continue finit par être créée.

Il est à noter que l'augmentation de la rugosité du support joue un rôle décisif pour une bonne adhésion des pistes.

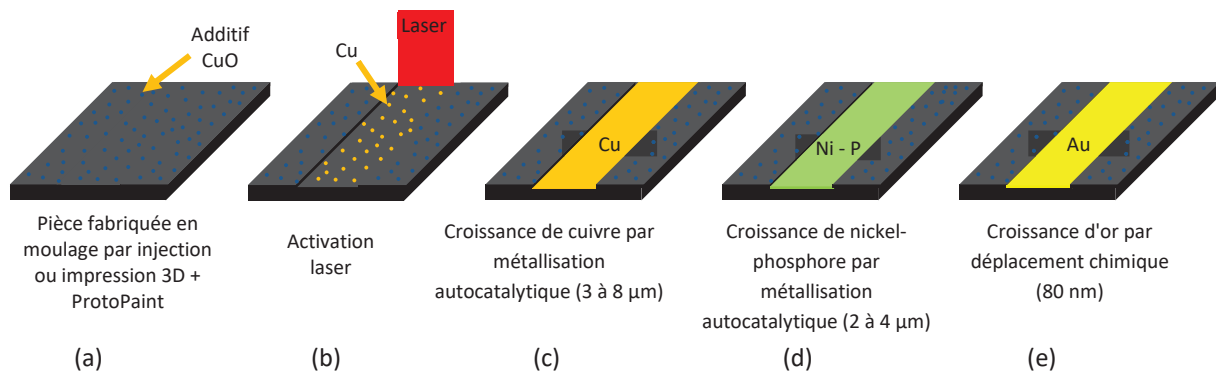


Figure 67 : Procédé de structuration laser.

Dans la pratique, le support polymère doit être nettoyé entre les étapes (a) et (b) dans une cuve à ultrasons avec un produit nettoyant spécifique<sup>29</sup>. Cette étape permet d'enlever les éventuels débris, restes de lubrifiant, traces d'injection, etc.

De même, entre les étapes (b) et (c), la pièce doit être nettoyée une fois de plus dans une cuve à ultrason. L'objectif dans ce cas est d'enlever toutes les poussières et les débris issus de l'activation laser pouvant causer des métallisations parasites.

Enfin, les deux dernières étapes (d) et (e) consistent à protéger le cuivre contre la corrosion. Pour ce faire, il est possible de réaliser une finition qui consiste à recouvrir la surface externe du cuivre d'un matériau protecteur.

Il existe différentes finitions possibles, telles que l'argent chimique, l'étamage à froid ou encore l'ENIG (Electroless Nickel Immersion Gold) vu ci-dessous. Cette dernière est la finition la plus utilisée pour le procédé de structuration laser et pour les circuits imprimés.

L'ENIG consiste à déposer sur le cuivre une couche de nickel-phosphore par métallisation autocatalytique<sup>30</sup>, puis à recouvrir celle-ci par une couche d'or, et ce non pas par métallisation autocatalytique mais par déplacement chimique.

En effet, l'or est l'un des rares éléments insensible à la corrosion, mais il a tendance à migrer dans le cuivre avec le temps [102] et donc à ne plus le protéger. De ce fait, une couche intermédiaire de nickel-phosphore est nécessaire pour empêcher cette migration.

Quant au déplacement chimique, il consiste à plonger la pièce dans une solution contenant par exemple des ions aurocyanures  $[\text{Au}(\text{CN})_2]^-$  [103]. L'or étant plus noble que le nickel, il est

<sup>29</sup> La gamme de fabrication est présentée en Annexe 7.

<sup>30</sup> Il est à noter que pour permettre au nickel-phosphore de se déposer sur le cuivre, il faut activer sa surface avec du palladium.

réduit à la surface du nickel sur une faible épaisseur. La réaction s'arrête lorsque toute la surface de nickel est recouverte ; l'épaisseur d'or est très faible mais suffisante pour empêcher l'oxydation.

En conclusion, une finition ENIG comporte trois étapes :

- Une activation de la surface de cuivre en trempant la pièce dans une solution de palladium (non représentée sur la Figure 67).
- Une métallisation autocatalytique de nickel-phosphore qui permet de déposer 3 à 4  $\mu\text{m}$  de nickel à partir du palladium.
- Un déplacement chimique de la surface externe du nickel-phosphore par de l'or qui permet de déposer 50 à 80 nm d'or ; cette épaisseur étant suffisante pour empêcher l'oxydation des pistes.

Ci-dessous, nous étudierons certaines étapes critiques du process de manière plus détaillée. Soit notamment le choix des polymères, l'activation laser, la métallisation autocatalytique et l'électrodéposition de cuivre.

## 2.2. Choix de la matière

Les matières plastiques compatibles avec le procédé de structuration laser sont listées sur le site LPKF. Dans le Tableau 10, nous avons retenu les cinq matières principalement utilisées :

- Le PC (Polycarbonate) et PC/ABS (Polycarbonate/Acrylonitrile Butadiene Styrene) pour leur facilité d'injection et leur coût réduit.
- Le COP (Cyclo Oléfines Polymères) pour les applications concernant les antennes car il présente de faibles pertes diélectriques.
- Le LCP (Polymère à Cristal Liquide), qui est une matière avec un coût plus élevé que les matières précédentes mais avec une excellente résistance aux températures élevées, ce qui est pratique pour la brasure de composants.
- Le PEEK (Polyétheréthercétone) qui est une matière présentant de nombreuses qualités, mais d'un coût très élevé, ce qui restreint son utilisation. Il est principalement utilisé pour les applications dans le domaine de la défense et du spatial.

matériau	nom	couleur	Densité (g/cm <sup>3</sup> )	Module de traction (MPa)	Tg (°C)	Prix pour 25 kg (€/kg)
<b>PC/ABS</b>	Xantar 3710 LDS	Noir	1,19	2200	102	7,10
<b>PC</b>	Xantar 3730 LDS	Noir	1,26	2200	122	9,85
<b>COP</b>	Zeon RS420 LDS	Noir	1,11	2000	134	30
<b>LCP</b>	Vectra E840i LDS	Gris	1,81	9300	227	39,5
<b>PEEK</b>	TECACOMP PEEK LDS	Noir	1,7	11500	274	120

Tableau 10 : Liste des principaux matériaux plastique utilisés pour la structuration laser.

## 2.3. Choix du procédé de mise en forme

Pour ce qui concerne la mise en forme des pièces, nous n'avons envisagé jusqu'à présent, que l'injection thermoplastique. Celle-ci nécessite la fabrication d'un moule d'injection avec un investissement initial important (au moins 10 k€, voire beaucoup plus...). Il est possible bien

évidemment de faire appel à d'autres méthodes de mise en forme (thermoformage de plaque, enlèvement de copeaux...) à condition de choisir la matière dans la liste des matériaux compatibles avec le procédé de structuration laser.

Toutefois pour valider les fonctions non mécaniques d'un dispositif plastronique, il est possible d'imprimer directement le support par fabrication additive (impression 3D), ce qui évite d'avoir à usiner un moule d'injection. La pièce est ensuite enduite d'une laque contenant l'additif nécessaire à la structuration laser (laque ProtoPaint de la société LPKF), puis elle est activée par le laser et métallisée comme indiqué précédemment.

L'utilisation de la laque ProtoPaint permet de réduire considérablement les coûts de fabrication des prototypes et peut s'avérer intéressante pour de très petites séries de dispositifs.

Cependant, cette méthode présente des inconvénients. En effet, les matières mises en œuvre en impression 3D, sont beaucoup moins performantes, en termes de propriétés mécaniques, que celles utilisées en injection. L'état de surface des pièces est difficilement maîtrisable. Elle est fonction de la méthode choisie pour l'impression 3D (notamment de l'épaisseur des couches) mais elle dépend aussi des étapes de ponçage manuel nécessaires au ProtoPaint.

Dans ce mémoire, nous utiliserons des plaques de polymère LCP Vectra E840i LDS mises en forme par injection (cf. section 3.1).

Nous utiliserons aussi des pièces imprimées en 3D et structurées via le procédé ProtoPaint. Plus précisément, nous utiliserons des supports en polymère PA 12 (Polyamide 12) obtenus par frittage laser (cf. section 4) dont nous verrons qu'ils ont posé des problèmes de réalisation. Finalement, au cours de ce travail, nous nous sommes rendus compte qu'il fallait préférer les pièces imprimées en 3D en résine acrylique par Stéréolithographie (SLA) [104][105][106] (cf. section 5.2) car elles sont non poreuses et ont une faible rugosité de surface. Elles permettent d'aboutir à des dispositifs plastroniques plus esthétiques et de meilleure qualité. L'inconvénient des photopolymères acryliques reste toutefois leur fragilité (les pièces sont cassantes).

#### 2.4. Adressage du laser en 3D

L'une des étapes de la structuration laser consiste à adresser le laser sur la surface 3D du support de façon à définir la position des interconnexions. Pour ce faire, comme le montre la Figure 68, le faisceau passe à travers un agrandisseur de faisceau, dont la lentille frontale est portée par un axe de translation rapide, puis il est défléchi par deux miroirs galvanométriques pivotant sur des axes orthogonaux. Une optique placée à la sortie des miroirs galvanométriques a pour rôle de focaliser le laser.

Les miroirs galvanométriques permettent d'adresser le point focal du laser sur un plan de focalisation XY tandis que la lentille d'entrée de l'agrandisseur permet de faire varier la position de ce plan de focalisation suivant l'axe Z. Ainsi le mouvement combiné (à très grande vitesse) de ces trois éléments permet au laser de parcourir une trajectoire curviligne 3D (Figure 69).

L'optique de focalisation est choisie de façon à limiter (dans une certaine mesure) la variation du point focal du laser. Ainsi le point focal du laser peut être adressé dans un volume de travail, qui est par exemple de 160 mm x 160 mm x 24 mm dans le cas de la machine LPKF Microline 3D 160i installée au sein de la société S2P. Dans ce volume de travail, la vitesse de balayage du laser peut atteindre 4 m/s avec une précision de positionnement de +/- 25 µm ; le diamètre du point focal étant de 80 µm. Bien évidemment il est possible de déplacer et



d'orienter la pièce par des moyens mécaniques supplémentaires pour créer des trajectoires complexes.

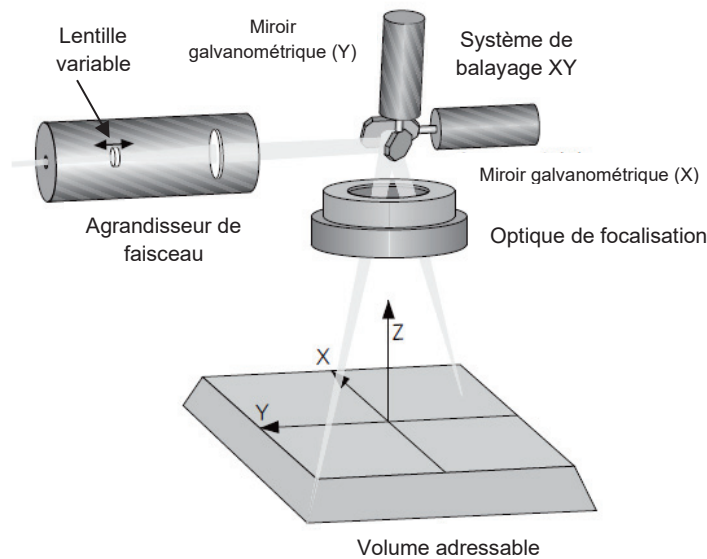


Figure 68 : Principe de l'adressage d'un laser dans un volume de travail (<https://www.scanlab.de/en>).

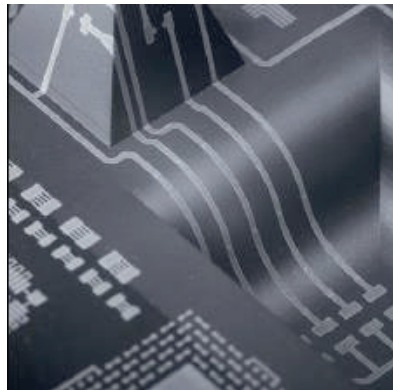


Figure 69 : Trajectoires curvilignes sur une surface 3D (<https://www.scanlab.de/en>).

## 2.5. Interaction laser matière

Un point à noter est que le Nd:YAG dans la machine Microline 3D 160i est un laser impulsionnel avec une fréquence de tirs  $f_{laser}$  réglable de 20 kHz à 200 kHz. La puissance moyenne  $P_{laser}$ , qui correspond au produit de l'énergie moyenne par impulsion par la fréquence de tirs, est alors comprise entre 0.033 W et 20 W. La vitesse de balayage  $v_{laser}$ , qui correspond à la vitesse de déplacement du faisceau pulsé, est réglable entre 2 mm/s et 20 m/s. Lors des passages du laser à la surface de la pièce, ces trois paramètres sont à optimiser car ils vont avoir un impact sur les dimensions, l'adhérence et la métallisation. Dans [107][108][109][110] sont réalisés des études sur la simulation et l'optimisation de ces paramètres.

La Figure 70 montre le profil typique d'une tranchée rectiligne creusée dans un support plan en polymère suite au passage du spot laser [107]. Celle-ci est constituée d'une rainure centrale avec une retombée de matière sur les côtés. La rainure centrale est définie par sa largeur et sa profondeur, tandis que la retombée de matière est caractérisée par la hauteur et

la largeur d'interaction. Les dimensions de ce profil d'activation varient suivant la matière et les paramètres du laser  $f_{laser}$ ,  $P_{laser}$  et  $v_{laser}$ .

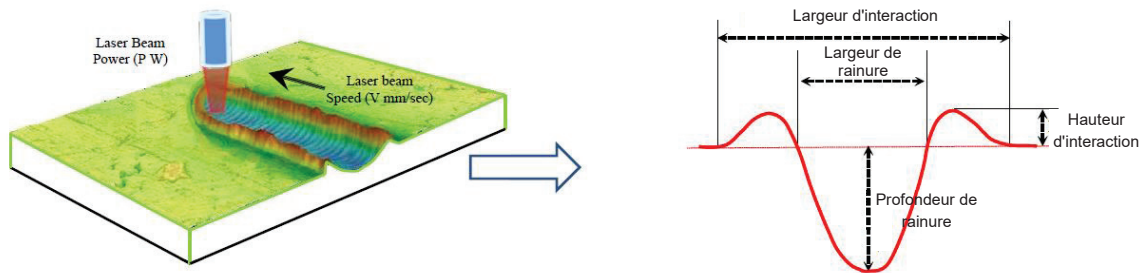


Figure 70 : Schéma d'une tranchée créée par le passage du spot laser. Image extraite de [107].

Les dimensions du profil d'activation doivent être optimisées afin de créer des pistes conductrices avec un minimum de défauts.

Bassim et al. [109][110] comparent le profil de métallisation entre des pistes ayant une profondeur de rainure de 10  $\mu\text{m}$  et de 5  $\mu\text{m}$  (Figure 71). Après l'étape de métallisation autocatalytique de cuivre, l'ensemble de la largeur d'interaction se retrouve recouvert de métal, et ce même au niveau des bosses de retombées de matière. L'épaisseur maximum de la piste est atteinte dans la profondeur de rainure. Ces résultats expérimentaux montrent qu'il est important de diminuer la profondeur de rainure, ainsi que la hauteur d'interaction, afin de créer une piste uniforme.

Bassim et al. montrent notamment qu'une diminution de  $P_{laser}$ , une augmentation de  $v_{laser}$  ou de  $f_{laser}$  entraînent une diminution de la largeur et de la profondeur de rainure.

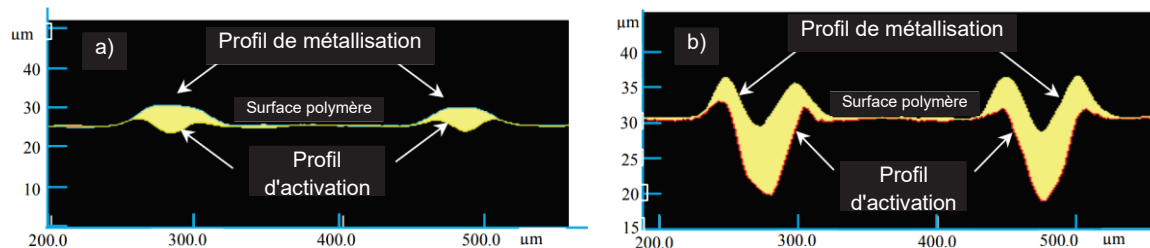


Figure 71 : Etude expérimentale du profil d'activation sur du polyptalamide (PPA) chargé<sup>31</sup> en fibres de verre par un laser Nd:YAG 1064 nm [109].

a)  $f_{laser} = 90 \text{ kHz}$ ,  $P_{laser} = 3 \text{ W}$  et  $v_{laser} = 2,2 \text{ m/s}$  b)  $f_{laser} = 110 \text{ kHz}$ ,  $P_{laser} = 9 \text{ W}$  et  $v_{laser} = 2,2 \text{ m/s}$ .

Bassim et al. [109][110] analyse également l'évolution de la largeur d'interaction en fonction des paramètres laser (Figure 72). De façon générale, une augmentation de  $P_{laser}$ , entraîne une augmentation de la largeur d'interaction. Une augmentation de  $v_{laser}$ , entraîne une diminution de la largeur d'interaction. Une augmentation de  $f_{laser}$  entraîne une diminution de la largeur d'interaction. Un même set de paramètre permet d'obtenir une largeur d'interaction similaire. Par exemple, les 5 configurations ci-dessous permettent d'obtenir la même largeur d'interaction de 75  $\mu\text{m}$  pour le VESTAMID® HT plus LDS 3031 black :

- $f_{laser} = 70 \text{ kHz}$ ,  $P_{laser} = 3 \text{ W}$  et  $v_{laser} = 1,05 \text{ m/s}$
- $f_{laser} = 70 \text{ kHz}$ ,  $P_{laser} = 6 \text{ W}$  et  $v_{laser} = 1,65 \text{ m/s}$
- $f_{laser} = 70 \text{ kHz}$ ,  $P_{laser} = 9 \text{ W}$  et  $v_{laser} = 2,125 \text{ m/s}$
- $f_{laser} = 130 \text{ kHz}$ ,  $P_{laser} = 6 \text{ W}$  et  $v_{laser} = 1,3 \text{ m/s}$

<sup>31</sup> VESTAMID® HT plus LDS 3031 black

- $f_{laser} = 130 \text{ kHz}$ ,  $P_{laser} = 9 \text{ W}$  et  $v_{laser} = 1,825 \text{ m/s}$

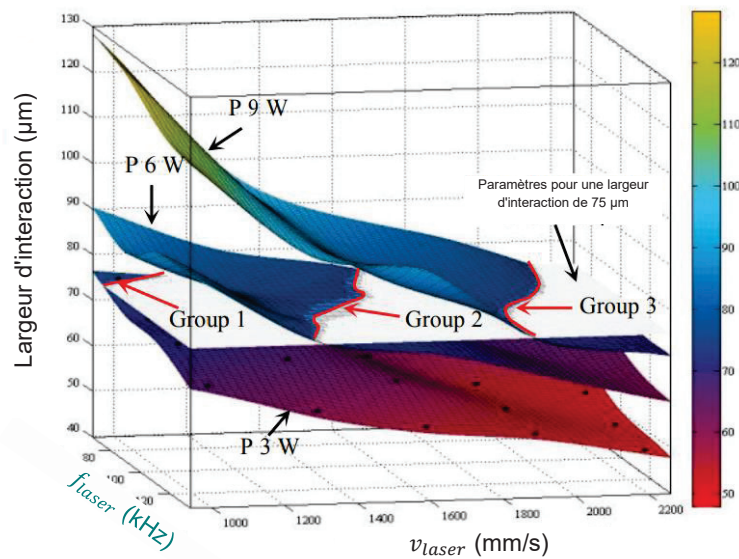


Figure 72 : Etude de l'évolution de la largeur d'interaction suivant les paramètres  $f_{laser}$  et  $v_{laser}$  sur du polyphthalamide (PPA) chargé en fibres de verre par un laser Nd:YAG 1064 nm [109]. Cette étude se fait pour 3 puissances  $P_{laser}$  différentes, 3W, 6W et 9W.

Toujours dans [109] [110], est étudié l'influence des paramètres laser sur la métallisation entre deux passes laser (Figure 73). Cet effet se produit suivant le paramétrage du laser et de la largeur d'interaction. De même que pour le profil d'activation, il est important d'étudier cette métallisation entre passes afin de maîtriser la métallisation d'une piste complète. Sur la Figure 74 est montré l'évolution de la distance minimum entre passes avant métallisation  $M_s$  en fonction des paramètres laser  $f_{laser}$ ,  $P_{laser}$  et  $v_{laser}$ .

De façon générale, une augmentation de  $P_{laser}$  entraîne une diminution de  $M_s$ . Une augmentation de  $v_{laser}$  entraîne une augmentation de  $M_s$ . Une augmentation de  $f_{laser}$  entraîne une augmentation de  $M_s$ . De même, des jeux de paramètres différents permettent d'obtenir le même résultat.

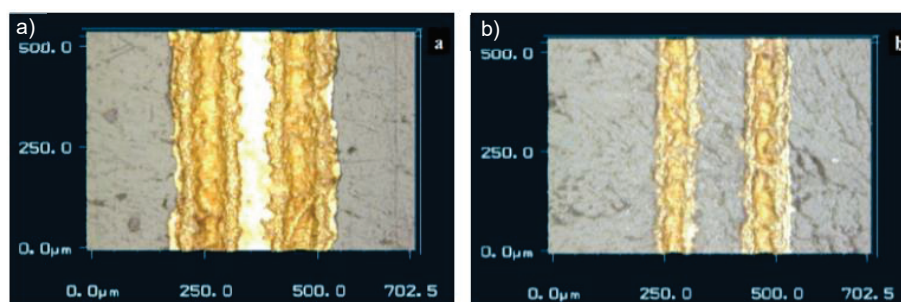


Figure 73 : Etude expérimentale du profil de métallisation entre deux passes laser sur du polyphthalamide (PPA) chargé en fibres de verre par un laser Nd:YAG 1064 nm [109].

- a)  $f_{laser} = 70 \text{ kHz}$ ,  $P_{laser} = 12 \text{ W}$  et  $v_{laser} = 1 \text{ m/s}$  b)  $f_{laser} = 90 \text{ kHz}$ ,  $P_{laser} = 9 \text{ W}$  et  $v_{laser} = 2,2 \text{ m/s}$ .

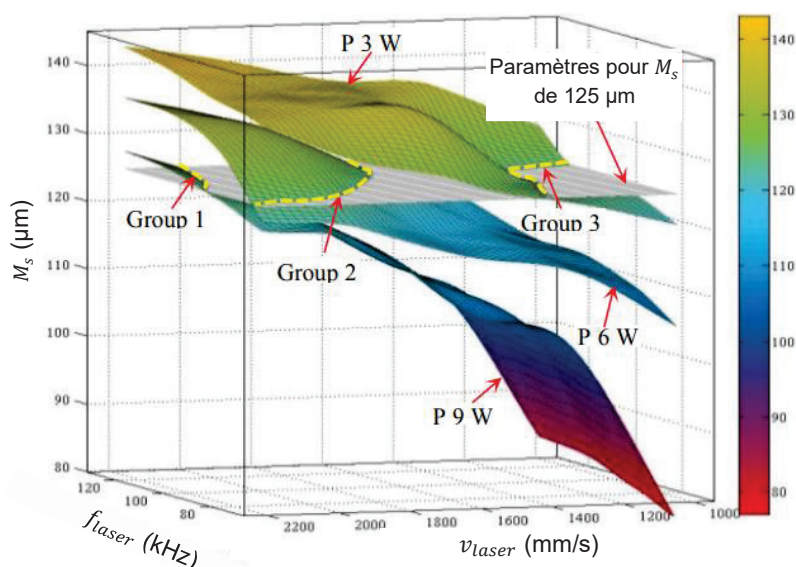


Figure 74 : Evolution de  $M_s$  en fonction de  $f_{laser}$  et  $v_{laser}$  sur du polyptalamide chargé en fibres de verre [109].  
Etude effectuée pour 3 puissances  $P_{laser}$ : 3W, 6W et 9W.

D'autres paramètres vont influencer la largeur d'interaction, à savoir la couleur du matériau et l'état de surface initial de la pièce plastique [111]. Ces paramètres dépendent fortement du matériau et du procédé de mise en forme du polymère (par exemple l'état de surface du moule d'injection).

Dans le cadre de notre étude, nous utiliserons les paramètres laser recommandés pour la laque ProtoPaint et pour la matière LCP Vectra E840i LDS. Ces derniers sont résumés dans le Tableau 11.

Paramètres laser	$f_{laser}$ (kHz)	$v_{laser}$ (m/s)	$P_{laser}$ (W)
Laque ProtoPaint	50	2	4
LCP Vectra E840i LDS	200	2	4

Tableau 11 : Paramètres laser pour la laque ProtoPaint et pour la matière LCP Vectra E840i LDS.

## 2.6. Remplissage d'une piste pendant l'activation (exemple avec la Microline 3D 160i)

Comme le montre la Figure 75, pour définir un motif de piste, le laser commence par définir le contour puis il remplit l'intérieur de la zone à activer en effectuant plusieurs passages. Les paramètres à prendre en compte lors du remplissage sont le décalage entre les passes laser, l'espacement entre la première passe et le bord, ainsi que le temps de pause entre les transitions<sup>32</sup>. Ces paramètres de remplissage impactent directement la métallisation et les dimensions de la piste. Par exemple, un décalage entre deux passes trop faible peut entraîner des brûlures de piste, ou inversement des manques de métallisation. D'autre part, un espacement entre la première passe et le bord mal dimensionné, peut entraîner un dépassement du bord de la forme voulue.

<sup>32</sup> Lorsque le tracé du laser arrive en début de course, en fin de course ou sur un angle supérieur à 30°, il y a un temps de pause qui permet aux miroirs galvanométriques et à la lentille de l'agrandisseur de se stabiliser.

Le choix des bons paramètres de remplissage va dépendre de la largeur d'interaction obtenue suite à l'optimisation des paramètres laser. A titre d'exemple, si la largeur d'interaction est de 50  $\mu\text{m}$ , l'espacement entre la première passe et le bord doit être de 25  $\mu\text{m}$ .

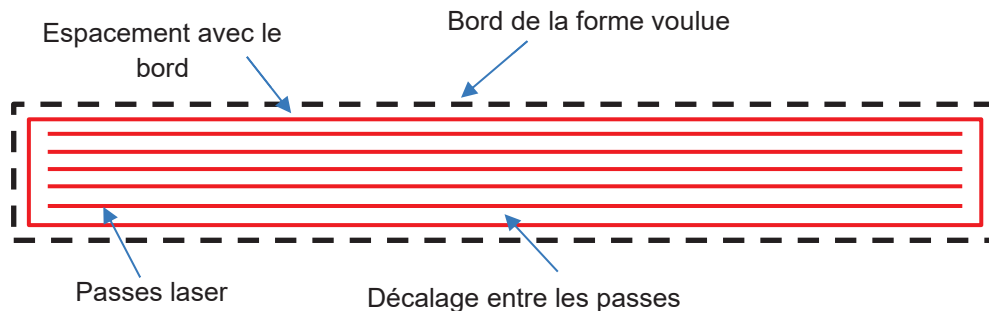


Figure 75 : Exemple de remplissage d'une piste électronique rectangulaire par le passage laser.

Ces paramètres de remplissage sont également fournis par le fabricant de matière ou la société LPKF. Dans le cas de la laque ProtoPaint, l'espacement avec le bord et le décalage entre les passes est de 35  $\mu\text{m}$ . Dans le cas de la matière LCP Vectra E840i LDS ils sont réglés à 25  $\mu\text{m}$ .

## 2.7. Métallisation autocatalytique du cuivre

Nous abordons ci-dessous le procédé de métallisation autocatalytique qui intervient après l'étape de structuration laser. Le principal intérêt de ce procédé<sup>33</sup> est qu'il permet de métalliser des substrats non conducteurs d'électricité [112]. Ses applications vont bien au-delà du domaine de la plastronique.

La métallisation a lieu en solution. Le principe repose sur une réaction d'oxydo-réduction entre les ions du métal à déposer et un agent réducteur présents dans celle-ci. La source d'électrons est le réducteur en solution et le dépôt du métal est "catalysé" à la surface de l'objet (Figure 76).

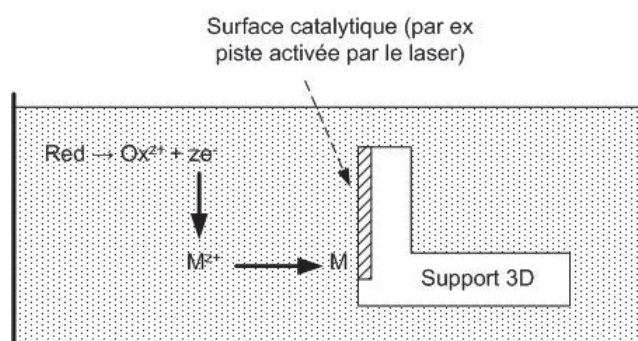


Figure 76 : Principe de base de la métallisation autocatalytique (version très simplifiée).

En réalité, la réaction est en équilibre métastable contrôlé. Autrement dit, la réduction est possible dans le volume de la solution mais elle ne se produit pas spontanément. Elle ne peut avoir lieu qu'en présence d'une surface catalytique à la surface de la pièce.

<sup>33</sup> Synonymes : métallisation electroless, dépôt chimique de métal (cuivrage dans le cas du cuivre), dépôt de métal sans courant.

L'oxydation du réducteur à la surface de la pièce va fournir les électrons aux ions métalliques, afin de les réduire, contrairement à la métallisation par voie électrolytique (voir ci-dessous section 2.9) où les électrons sont fournis par un générateur de courant électrique<sup>34</sup>.

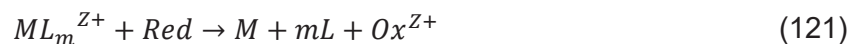
Seule la présence d'un catalyseur à la surface de la pièce doit permettre d'amorcer la réaction d'oxydo-réduction. La réaction ne doit pas se produire naturellement, au risque de décomposer le bain.

Après dépôt d'une première couche de métal, en général, le procédé s'arrête. Mais pour certains métaux dits autocatalytiques, le premier dépôt est lui-même catalytique et sert à nouveau de surface catalytique ; il est possible d'aller au-delà et d'entretenir la réaction. Autrement dit, la réaction de métallisation s'auto-entretient, d'où le nom de métallisation autocatalytique. Les métaux autocatalytiques sont ceux appartenant aux groupes VIII et IB du tableau de Mendeleïev : Fe, Ru, Os, Co, Rh, Ir, Ni, Pd, Pt, Cu, Ag et Au. Parmi ceux-ci figure donc le cuivre.

La réaction globale est la suivante :



En réalité le mécanisme exact est très complexe et n'est pas complètement élucidé. Quoi qu'il en soit, une meilleure description est la suivante :



Avec :

$M$  : métal déposé

$L$  : le complexant

$m$  : nombre de molécules de complexant

$ML_m^{Z+}$  : ion du métal à déposer complexé par  $m$  molécules de complexant  $L$

$Ox^{Z+} / Red$  : couple redox servant de source d'électrons

L'agent complexant pour rôle de réduire la concentration en ions métalliques libres dans la solution afin de satisfaire les conditions de métastabilité.

En résumé, un bain de métallisation electroless est systématiquement composé des éléments suivants :

- Un sel métallique, source des ions métalliques nécessaires à la métallisation,
- Un agent réducteur dont le but est de fournir les électrons pour la réduction des ions métalliques,
- Un agent complexant de l'ion métallique qui a pour rôle de réduire la concentration en ions libres dans la solution afin de satisfaire les conditions de métastabilité mais aussi d'éviter la formation/précipitation d'oxydes ou d'hydroxydes du métal en milieu basique (ce qui constituerait une contamination du dépôt).

<sup>34</sup> Il est important de noter que pour pouvoir procéder à une électrodéposition sur un substrat, il est impératif que le substrat soit conducteur d'électricité. Lorsque le substrat est isolant, ce qui est le cas de la plupart des polymères, la métallisation autocatalytique est l'une des méthodes de choix pour créer la première couche conductrice. Il existe d'autres méthodes pour créer cette couche (sputtering, ALD...) [113].

- Des additifs dans le but de modifier les propriétés du bain pour optimiser le dépôt comme la taille des grains, la vitesse du dépôt, sa stabilité, le pH de la solution, etc.

Il est possible ainsi de faire croître une couche métallique en jouant sur la durée du dépôt. Ainsi, la croissance ne s'arrête que si les espèces en présence dans la solution ont été consommées, ou si les paramètres du bain (température, pH, concentrations, ...) évoluent, ce qui conduit au non-respect des conditions de métastabilité. ([112] et [114]).

Dans le cas du procédé de structuration laser, c'est le  $\text{Cu}^0$  métallique, présent à la surface du substrat, créé au passage du faisceau laser, qui permet de déclencher la réduction des ions  $\text{Cu}^{2+}$  complexés présents dans la solution. L'ion de cuivre ( $\text{Cu}^{2+}$ ) est réduit par le formaldéhyde ( $\text{CH}_2\text{O}$ ) présent dans la solution aqueuse.

Durant la réaction conduisant à la croissance de Cu, on constate de nombreuses réactions parasites comme l'apparition d'hydrogène par exemple [115], qui entraîne la génération de contraintes mécaniques.

### 2.8. Règles de dessin et limitations du procédé de structuration laser

Les limitations du procédé de structuration laser imposent des règles de dessin pour les pistes conductrices qui sont résumées brièvement sur la Figure 77 et dans le Tableau 12. La largeur des pistes  $w_{LDS}$  et des interpistes  $s_{LDS}$  est au minimum de 150  $\mu\text{m}$ . L'épaisseur de cuivre obtenu par métallisation autocatalytique  $t_{LDS}$  est en général inférieure à 8  $\mu\text{m}$  (limite extrême : 15  $\mu\text{m}$ ).

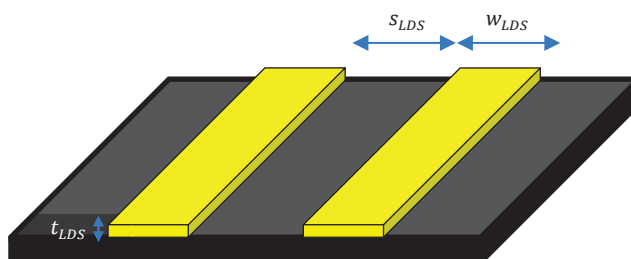


Figure 77 : Règles de dessin pour la plastronique par structuration laser.

Dimension	Minimum	Maximum
$s_{LDS}$	150	$\infty$
$w_{LDS}$	150	$\infty$
$t_{LDS}$	3	15

Tableau 12 : Règles de dessin pour la plastronique par structuration laser.

Par ailleurs, avec le procédé de structuration laser, il est possible dans le cas général de ne réaliser qu'une seule couche de métal sur la surface du polymère (Figure 78a). Dans ce cas, les dispositifs structurés par laser sont donc l'équivalent en 3D de circuits électroniques simple couche. Néanmoins la plupart des pièces injectées ont une épaisseur faible (pour faciliter l'injection), et il est alors souvent possible de les métalliser des deux côtés (Figure 78b). On aboutit ainsi à l'équivalent de circuits électroniques double couche. Il s'agit bien évidemment d'une limitation très importante car le procédé de structuration laser ne permet pas dans l'état de l'art actuel d'élaborer des circuits multicouches.

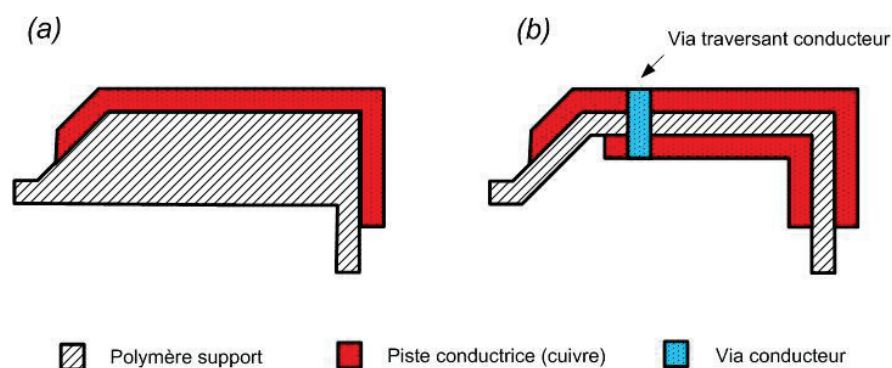


Figure 78 : Réalisation de circuits plastroniques simple couche a) ou double couche b) par structuration laser.

Dans le cas des dispositifs double couche, il faut bien évidemment prévoir la création de vias pour connecter les deux couches (Figure 78b). La Figure 79 permet de voir les différentes possibilités pour ce faire.

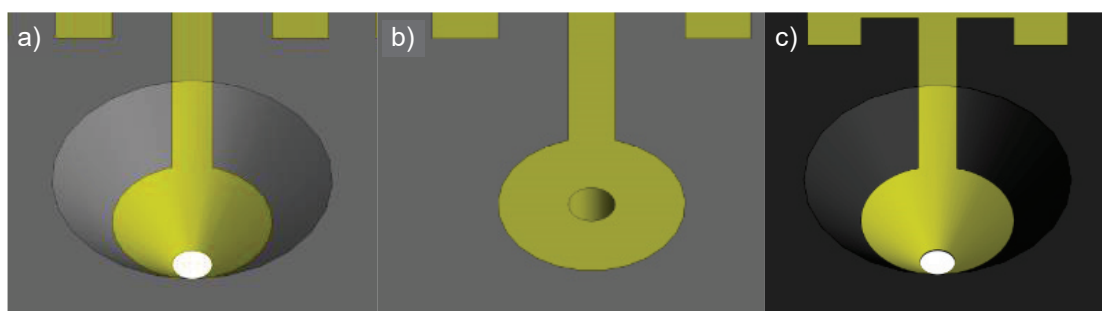


Figure 79 : Différentes possibilités pour créer les vias dans le procédé de structuration laser.  
a) via usiné b) d via creusé par laser et c) via imprimé en 3D.

La méthode d'ordre général (Figure 79a) consiste à usiner le vias après injection et à le métalliser en même temps que les pistes. En général, on usine le vias avec une forme conique avec une inclinaison de  $45^\circ$  afin de faciliter son activation.

Dans le cas du LCP chargé en additif de structuration laser, il est possible de percer les vias directement avec le laser de la machine LPKF durant la phase d'adressage laser<sup>35</sup>. Les vias sont ensuite métallisés en même temps que les pistes. La forme du vias est plus planaire (Figure 79b) : elle dépend en fait de la forme du trou aménagé par le laser. Cette méthode n'est pas applicable à tous les polymères car elle dépend de l'interaction laser-polymère-additif.

Dans le cas d'une pièce imprimée en 3D, les trous des vias sont prévus dès le départ et fabriqués avec une forme conique pendant la phase d'impression 3D (Figure 79c). Le perçage mécanique n'est pas nécessaire (on agrandit quelquefois les trous aménagés en impression 3D). L'application de la laque ProtoPaint sur la surface des vias permet de déposer l'additif nécessaire

## 2.9. Electrodeposition de cuivre

Pour les applications nécessitant un courant élevé et/ou une faible résistance des pistes, l'épaisseur de cuivre déposée par métallisation autocatalytique s'avère parfois insuffisante. Il est alors possible d'ajouter une étape dans le process de fabrication entre les étapes (c) et (d)

<sup>35</sup> Les paramètres laser pour percer le vias sont les suivants :  $P_{laser} = 2,5 W$ ,  $v_{laser} = 200 mm/s$ ,  $f_{laser} = 15 kHz$ .



de la Figure 67 afin d'augmenter celle-ci par électrodéposition, ce qui permet d'aboutir à une épaisseur pouvant dépasser les 100  $\mu\text{m}$ .

Le principe du procédé est représenté à la Figure 80. L'électrodéposition est effectuée dans une cuve contenant une solution électrolytique dans laquelle sont placés le substrat à recouvrir et une contre-électrode (le plus souvent en cuivre, dans notre cas).

Le substrat comporte des pistes en cuivre créées par métallisation electroless qui sont toutes reliées électriquement en un point unique. Celui-ci est relié à la cathode d'un générateur de courant tandis que la contre-électrode est reliée à son anode pour fermer le circuit.

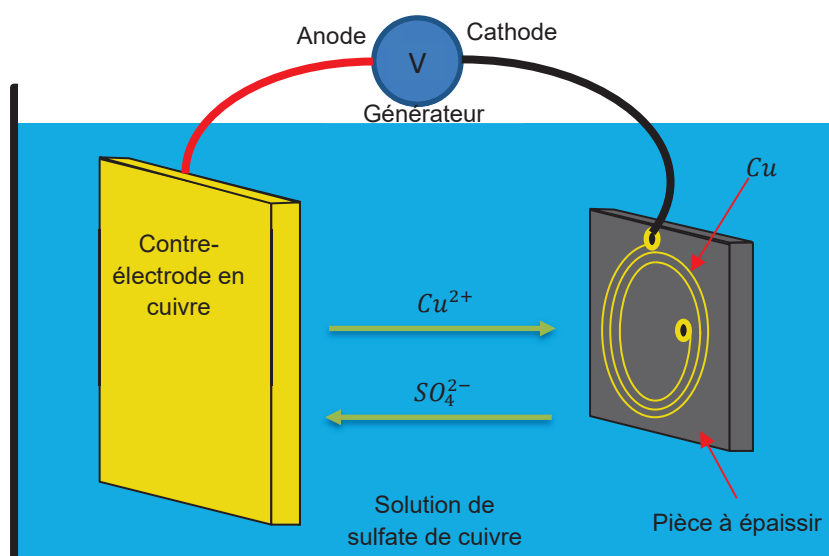
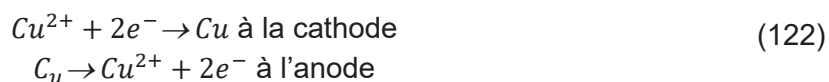


Figure 80 : Principe de l'électrodéposition du cuivre

La solution électrolytique est une solution de sulfate de cuivre contenant des ions  $\text{Cu}^{2+}$ . Lorsque les électrodes sont polarisées correctement, il s'ensuit une réduction d'oxydoréduction de sorte que :



L'intérêt d'une contre-électrode en cuivre est qu'il s'agit d'une électrode sacrificielle qui permet de garder une concentration en cuivre constante dans la solution pendant la phase de dépôt. La quantité de cuivre déposée sur l'objet est compensée par la quantité de cuivre perdue par la contre-électrode.

Dans la pratique la composition de la solution de sulfate de cuivre est optimisée en pH acide avec des additifs pour obtenir un dépôt de qualité avec des grains fins. Pour ce faire, nous avons utilisé une solution commerciale décrite à l'Annexe 4.

Si l'on considère que les seules réactions électrochimiques intervenant pendant la phase de dépôt sont celles décrites ci-dessus, d'après les lois de Faraday, on sait que la quantité de cuivre déposée sur les pistes du substrat est proportionnelle à la quantité d'électricité qui a traversé le circuit. Le dépôt n'est toutefois pas homogène car il dépend de nombreux facteurs dont notamment la répartition des lignes de champ électrique. Ainsi la forme des électrodes impacte l'uniformité du dépôt et leur disposition relative. Il est alors difficile de maîtriser cette

répartition sur des pistes longues, de forme 3D et fortement résistive. Cet effet aura tendance à créer des spires de différentes épaisseurs sur une inductance.

Il est utile aussi que la solution de sulfate de cuivre soit bien agitée, que la contre-électrode épouse parfaitement la forme des pistes de cuivre à faire croître et que la répartition du courant électrique soit aussi homogène que possible avec une bonne répartition des prises de courant.

Quoi qu'il en soit, avec les lois de Faraday, en première approximation il est possible d'estimer l'épaisseur de cuivre électrodéposé avec la formule (123) et le temps d'électrodéposition avec la formule (124). Par manque de temps, nous n'avons pas pu développer des calculs plus précis.

$$e = \frac{30 \cdot 10^4 \cdot I \cdot t \cdot M_{Cu}}{S \cdot \mathcal{F} \cdot \rho_{Cu}} \quad (123)$$

$$t = \frac{e \cdot S \cdot \mathcal{F} \cdot \rho_{Cu}}{30 \cdot 10^4 \cdot I \cdot M_{Cu}} \quad (124)$$

Où  $e$  représente l'épaisseur à électrodéposer en  $\mu\text{m}$ ,  $I$  le courant du générateur en Ampères,  $t$  le temps en minutes,  $M_{Cu}$  la masse molaire du cuivre en  $\text{g/mol}$ ,  $S$  la surface occupée par les pistes à croître en  $\text{cm}^2$ ,  $\mathcal{F}$  la constante de Faraday ( $\mathcal{F} = 96485$ ) et  $\rho_{Cu}$  la masse volumique du cuivre en  $\text{g/cm}^3$ .

Cette méthode pour épaissir les pistes de cuivre sera largement utilisée ci-dessous afin d'améliorer la qualité des pistes conductrices des inductances plastroniques.

## 2.10. Caractérisation des pièces plastroniques

Nous passons dans cette partie à la caractérisation des pistes obtenues par structuration laser du point de vue électrique et mécanique.

### 2.10.1. Conductivité

D'après [1], la conductivité du cuivre sur des pistes métallisées via le procédé de structuration laser est de  $35,7 \pm 19,4$  MS/m. La valeur moyenne est à comparer à celle du cuivre massif à  $20^\circ\text{C}$ , qui est de  $58,8$  MS/m. La variabilité du process paraît importante car les bornes sont  $16,3$  à  $55,1$  MS/m, soit  $28\%$  et  $94\%$  par rapport au cuivre massif. Ces variations pourraient s'expliquer par les variations de densité de sites de nucléation pour la métallisation autocatalytique créés par le laser et/ou par des effets liés à la rugosité de surface des pièces.

On retiendra donc que, dans le procédé de structuration laser, la conductivité du cuivre obtenu à l'étape de métallisation autocatalytique est, dans le pire des cas, de l'ordre de  $30\%$  de celle du cuivre massif.

L'étape d'électrodéposition permet de faire croître un cuivre ayant une conductivité se rapprochant de celle du cuivre brut. La conductivité finale sera donc une moyenne pondérée fonction de l'épaisseur de cuivre déposé chimiquement et du cuivre déposé par électrodéposition.

### 2.10.2. Permittivité diélectrique

Le Tableau 13 montre la permittivité diélectrique relative ainsi que l'angle de perte  $\tan(\delta)$  à  $1$  MHz de matériaux compatibles avec la structuration laser.

Substrat plastronique	Permittivité relative $\epsilon_r$	Pertes diélectriques $\tan(\delta)$
LCP Vectra E820i	4.35	0.0048
LCP E130i	3.72	0.0064
ABS PC Xantar 3710	2.81	0.0066
LDS PBT Pocan 7102	3.46	0.009
LDS PPA RTP 4099 x 117359D	3.9	0.0135
PBT Ultradur B4520	3.06	0.0085
PC LDS Xantar 3730	3.03	0.0075
ABS PC Cycloy C1200HF	2.98	0.0056
PA66 Ultramid A3K	3.09	0.017
Zeon RS420 LDS	2,31	0.001

Tableau 13 : Caractéristiques diélectriques des matériaux à 1 MHz d'après [116].

Dans ce mémoire, nous utiliserons des plaques de polymère LCP Vectra E840i LDS, mises en forme par injection ainsi que des substrats imprimés en 3D dont nous n'avons pas les caractéristiques diélectriques.

### 2.10.3. Perméabilité magnétique

Les matière plastiques utilisés pour la fabrication d'objets plastroniques ne possèdent aucune propriété magnétique. Ainsi la perméabilité relative  $\mu_r$  reste égale à 1 d'après [116].

### 2.10.4. Adhésion des pistes conductrices

L'adhésion d'un corps sur un autre, dans le cas présent d'une piste conductrice sur un support polymère, peut être d'origine chimique, physique (ancrage mécanique) ou une combinaison des deux [117].

Dans le cas de la structuration laser, les mécanismes d'adhésion entre les pistes et le support polymère restent à étudier. Dans [119], ils suggèrent que l'état de surface après l'activation laser contribue fortement à l'ancrage de la piste. Le passage laser va augmenter la rugosité de la surface du polymère et créer des microcavités. Ensuite, le cuivre autocatalytique viendra croître dans ces microcavités, ce qui permettra d'enraciner la piste sur la pièce plastique (Figure 81).

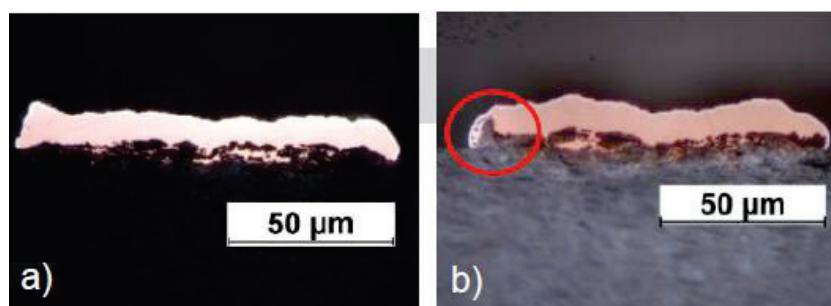


Figure 81 : Images de coupes métallographiques extraites de [119] montrant l'enracinement des pistes conductrices.

Les paramètres laser vont fortement influencer l'adhésion des pistes conductrices sur le support en polymère. Dans [120][111], ils réalisent une étude sur l'impact de ces paramètres laser sur la rugosité et sur la force d'adhésion de la piste pour différents matériaux. Cette étude a été menée pour différents matériaux et les résultats sont présentés dans le Tableau 14.

Matériau	$P_{laser}$ (W)	$v_{laser}$ (m/s)	$f_{laser}$ (kHz)	Force d'adhésion (N/mm <sup>2</sup> )	Rugosité $R_a$ ( $\mu$ m)
<b>ProtoPaint sur SLS-PA2200</b>	3,9	2	50	3,04	3,9
<b>PPA LDS black 4108V</b>	3,75	2	100	11,2	3,9
<b>TECACOMP® LCP LDS black 4107V</b>	3,75	2	100	10,5	3,3
<b>PEEK LDS black 3980</b>	3,75	2	100	5,8	2,2

Tableau 14 : Force d'adhésion et rugosité pour différents matériaux extrait de [120].

En plus de la rugosité après activation laser, il semblerait que la rugosité initiale du support plastique impacte fortement l'adhésion de la piste. La pratique montre que les supports plastiques ayant une rugosité maîtrisée<sup>36</sup> dans le moule d'injection présentent une plus forte adhésion par rapport à des supports plastiques avec surface quasiment lisse. L'expérience montre que pour la matière LCP, la rugosité optimale sur l'échelle de Charmilles<sup>37</sup> se situe entre le numéro 20 et 27. Pour une pièce imprimée en 3D et peinte avec une laque ProtoPaint, la rugosité de la surface ne peut pas être maîtrisée facilement car elle dépend des paramètres d'impression et surtout elle dépend de la phase de ponçage manuel qu'il est difficile de maîtriser de manière reproductible sur des surfaces 3D.

Un point que nous avons cherché à vérifier durant nos travaux est l'adhésion des pistes conductrices après métallisation autocatalytique de 8  $\mu$ m de cuivre et après métallisation par électrodéposition de 100  $\mu$ m de cuivre. Pour vérifier cette adhésion, il est possible de réaliser le test qualitatif dit du scotch test<sup>38</sup>. Celui-ci consiste à appliquer un scotch normalisé sur les pistes conductrices, puis à l'arracher suivant le même sens. L'adhésion des pistes est jugée satisfaisante si le motif des pistes est inchangé.

Ce test a été réalisé sur des pistes conductrices sur la matière LCP Vectra E840i et sur des pistes conductrices sur la laque ProtoPaint (laque déposé sur une pièce en stéréolithographie). Pour ces deux matières, les pistes conductrices ont résisté à l'arrachement du scotch test avant et après métallisation par électrodéposition.

Enfin, un autre point auquel il faut prêter attention est la perte d'adhésion pendant la soudure des composants électroniques sur les pistes conductrices. L'effet d'échauffement de la piste métallique peut faire fondre le substrat, notamment les microcavités renfermant les racines de la piste. Cela entraîne un affaiblissement de l'adhésion, voir un décollement de la piste.

#### 2.10.5. Défauts de métallisation.

Un premier type de défaut est constitué par des surplus de métallisation, en dehors des pistes, qui peuvent apparaître lors du cuivrage autocatalytique (Figure 82). L'origine est un nettoyage insuffisant de la pièce après l'étape d'activation laser. En effet, lors du passage du laser, de nombreuses poussières de matière plastique sont générées et vont venir se déposer

<sup>36</sup> La rugosité de la surface d'une pièce fabriquée par injection est maîtrisée lors de l'usinage du moule à l'aide de l'électroérosion de sa surface ou un polissage manuel.

<sup>37</sup> L'échelle Charmilles permet de caractériser la rugosité d'une surface. Cette échelle est principalement utilisée pour l'électroérosion des moules à injection. Pour indication, un numéro Charmilles entre 20 et 27 est équivalent à une rugosité  $R_a$  entre 1,01  $\mu$ m et 2,24  $\mu$ m.

<sup>38</sup> Il s'agit d'une version simplifiée de ce test adapté pour les pistes plastroniques. Le test complet avec un quadrillage créé à l'aide d'un outil tranchant pour évaluer l'adhésion d'une couche appliquée sur un substrat plan est décrit dans la norme [118].

sur la pièce par gravité ou par effet électrostatique. Ces poussières peuvent, soit s'incruster dans la rugosité de la matière plastique, soit venir se coller à la matière plastique suite à l'échauffement par laser. Etant donné que ces poussières ont subi une activation laser, elles vont donc permettre la croissance de cuivre à des endroits non désirés.

Différentes méthodes de nettoyage existent :

- Par frottement mécanique (par exemple une brosse) et un solvant (par exemple l'isopropanol) ;
- Par ultrasons dans une cuve (méthode simple et pratique) ;
- Par nettoyage cryogénique par projection de glace carbonique (méthode coûteuse et non adaptée au 3D) [119].

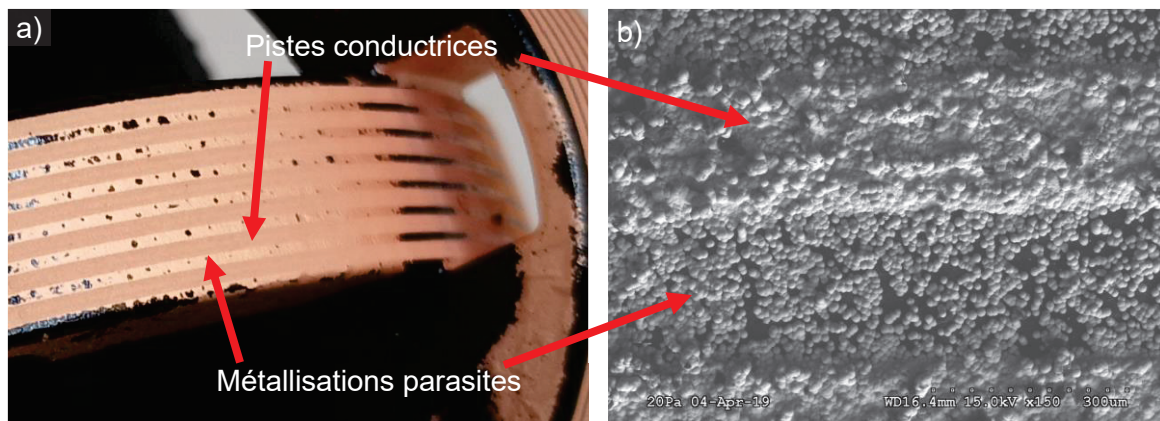


Figure 82 : Exemples de métallisations parasites liées à un mauvais nettoyage.

a) Photographie d'une pièce imprimée en 3D et laquée avec du ProtoPaint et b) Vue au MEB d'un support LCP.

Un autre type de défaut provient des manques de métallisations pouvant apparaître si les paramètres laser ne sont pas suffisamment bien ajustés (Figure 83). En effet, si la puissance appliquée par unité de surface est insuffisante, la métallisation autocatalytique risque de ne pas démarrer (vitesse de balayage  $v_{laser}$  trop rapide, puissance  $P_{laser}$  ou  $f_{laser}$  fréquence insuffisante). Par contre, si la puissance appliquée par unité de surface est excessive, la matière peut être brûlée et il peut donc y avoir des difficultés de métallisation par la suite.

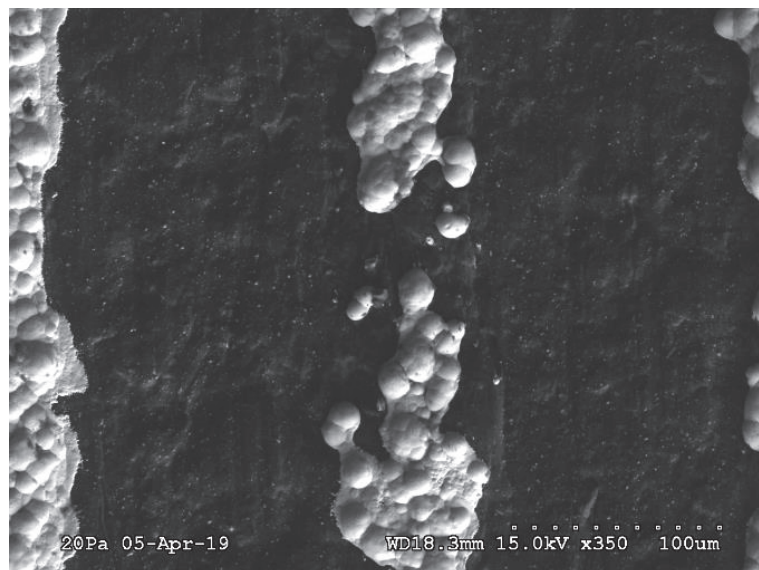


Figure 83 : Photo au MEB d'un exemple d'une piste avec un manque de métallisation dû à une puissance insuffisante lors de l'activation.

Après toutes ces considérations sur le procédé de fabrication de la plastronique par structuration laser, nous allons les mettre en pratique pour la fabrication d'inductances 2D et 3D.

### 3. Inductances plastroniques 2D par structuration laser

Dans cette section, nous nous intéressons à la fabrication et à la caractérisation d'inductances plastroniques par structuration laser. Nous commencerons par des inductances 2D avant de passer aux inductances 3D pour pouvoir procéder plus facilement à des caractérisations et simulations.

Nous présenterons des inductances 2D fabriquées en plastronique et évaluerons leurs performances par rapport à celles des circuits imprimés. Nous verrons l'intérêt d'épaissir les inductances plastroniques par électrodéposition.

Ensuite, nous étudierons l'influence de la 3D sur les inductances en plastronique. Nous prendrons comme exemple d'étude une inductance sur une calotte sphérique.

#### 3.1. Résultats préliminaires

Pour évaluer les performances en plastronique, une série d'inductances de dimension et géométrie différentes ont été fabriquées par structuration laser sur des substrats LCP Vectra E840i. L'épaisseur de métallisation mesurée est approximativement de 5 à 8  $\mu\text{m}$ <sup>39</sup>. Des inductances avec un encombrement de 20 à 43 mm (diamètre du cercle externe ou dimension caractéristique externe), simple et double couche, avec différentes formes (ronde, carrée et octogonale) et géométries (nombre de spires, largeur de piste et d'interpiste...) ont été fabriquées et leur impédance mesurée.

Chacune de ces inductances dispose de 3 vias<sup>40</sup> qui ont été percés avec le laser de la machine LPKF et métallisés avec du cuivre autocatalytique (Figure 79b).

L'objectif était d'effectuer une étude préliminaire des caractéristiques des inductances plastroniques en faisant varier les paramètres  $D_o$ , nombre de tours  $n$ , largeur de piste  $w$ , largeur d'interpiste  $s$  et épaisseur  $e$  obtenue à l'étape de métallisation autocatalytique.

Dans la suite de ce paragraphe, par souci de clarté, nous avons fait le choix de ne présenter les résultats de cette étude (valables pour l'ensemble des inductances fabriquées), que pour un seul type d'inductance (spirale circulaire). On trouvera en Annexe 5 un récapitulatif présentant les différents types d'inductances fabriquées et les mesures de l'inductance  $L_{eff}$  et du facteur de qualité  $Q$  en fonction de la fréquence.

Pour l'ensemble des inductances testées, des valeurs d'inductance  $L_{eff}$  de 1,5 à 15  $\mu\text{H}$  pour des fréquences comprises entre 1 et 10 MHz ont été obtenues. Ce résultat était attendu suite aux réalisations sur circuit imprimé (cf. section 4.6 sur chapitre 2). Cependant, le facteur de qualité  $Q$  reste en dessous de 15 pour toutes les inductances à la fréquence de 6,78 MHz, ce qui est faible pour les applications de TEDIM.

<sup>39</sup> L'épaisseur a été mesurée avec un spectromètre à fluorescence XRF de marque Bowman.

<sup>40</sup> Sur ces trois vias, deux vias permettent de créer un passage sur une seconde couche afin de relier la spire interne de l'inductance vers l'extérieur, formant ainsi une borne de connexion. Le troisième via permet de former la seconde borne de connexion pour la spire externe.

Pour expliquer ce comportement, nous pouvons comparer les mesures sur une inductance fabriquée sur circuit imprimé (numéro i4) et une inductance plastronique pour une géométrie similaire (numéro i10). Nous reprenons les géométries de ces deux inductances dans le Tableau 15 et nous représentons l'inductance i10 fabriquée en plastronique sur la Figure 84.

Remarquons que la largeur de piste diffère de 10  $\mu\text{m}$  entre l'inductance sur circuit imprimé et l'inductance plastronique. Cet écart est lié à la croissance latérale des pistes pendant le dépôt autocatalytique de cuivre. Remarquons également que l'épaisseur de cuivre diffère : elle est de 5  $\mu\text{m}$  pour l'inductance plastronique (limitation liée au procédé de dépôt autocatalytique du cuivre) et de 35  $\mu\text{m}$  pour l'inductance sur circuit imprimé.

Numéro d'inductance	Forme	Nombre de couches	$D_o$ (mm)	$n$	$w$ ( $\mu\text{m}$ )	$s$ ( $\mu\text{m}$ )	$e$ ( $\mu\text{m}$ )
i4	Ronde	1	43	13	750	150	35
i10	Ronde	1	43	13	760	150	5

Tableau 15 : Géométrie des inductances i4 et i10<sup>41</sup>.

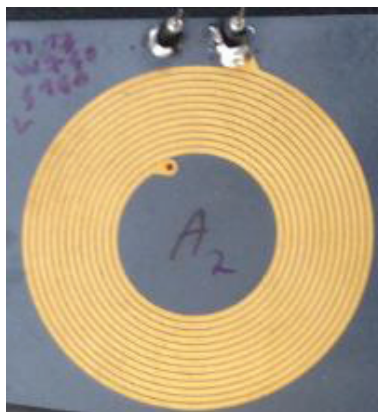


Figure 84 : Inductance plastronique 2D de numéro i10 fabriquée par structuration laser.

Nous traçons sur la figure 79, les résultats de mesure avec l'impédancemètre Keysight 4294A et les simulations avec FEMM de  $L_{eff}$ ,  $R_{eff}$  et  $Q$  pour les deux inductances. Nous constatons immédiatement que si la valeur de l'inductance  $L_{eff}$  est similaire, la résistance de l'inductance plastronique i4 est bien supérieure, ce qui s'explique donc aisément par la méthode de fabrication.

Pour obtenir les valeurs de  $R_{eff}$  et  $L_{eff}$  pour les simulations, nous appliquons la méthode décrite dans la section 4.6 du chapitre 2 avec les formules (65) et (66). Cette méthode implique que nous choissions une valeur constante de  $C_S = 1,97 \text{ pF}$  pour l'inductance i4<sup>42</sup> et  $C_S = 2,26 \text{ pF}$  pour l'inductance i10<sup>43</sup>.

Pour l'inductance plastronique i10, les valeurs obtenues par simulation en prenant une conductivité de 19.8 MS/m sont compatibles avec les valeurs de conductivité mesurées (35,7+/-19,4 MS/m) et proches des mesures expérimentales. La faible conductivité du cuivre autocatalytique 19.8 MS/m choisie dans la simulation permet d'obtenir un bon accord entre les courbes simulées et expérimentales. Remarquons qu'une finition Ni/Au d'épaisseur mesurée respectivement 2  $\mu\text{m}$  et 0,120  $\mu\text{m}$  a été effectuée. Si elle modifie la valeur de la conductivité,

<sup>41</sup> Voir Annexe 1 pour la signification des différents paramètres de l'inductance plane.

<sup>42</sup> Pour l'inductance i4, nous mesurons  $L_S = 6,42 \mu\text{H}$  et  $f_{SRF} = 44,7 \text{ MHz}$ . Nous trouvons  $C_S = \frac{1}{L_S(2\pi f_{SRF})^2} = 1,97 \text{ pF}$ .

<sup>43</sup> Pour l'inductance i10, nous mesurons  $L_S = 6,53 \mu\text{H}$  et  $f_{SRF} = 41,4 \text{ MHz}$ . Nous trouvons  $C_S = \frac{1}{L_S(2\pi f_{SRF})^2} = 2,26 \text{ pF}$ .

il apparait en se basant sur les résultats de la simulation, qu'elle reste bien inférieure à celle du cuivre massif qui est de 59,6 MS/m. Cela explique que nous n'avons pas pu faire la mesure de la conductivité du cuivre déposé pour cette inductance.

Pour l'inductance sur circuit imprimé en prenant une conductivité de 58 MS/m, soit une valeur de conductivité proche du cuivre massif (59,6 MS/m), les valeurs obtenues par simulation correspondent aux mesures expérimentales. La différence de conductivité contribue donc à augmenter la résistance  $R_{eff}$  d'un facteur compris entre 2 et 3.

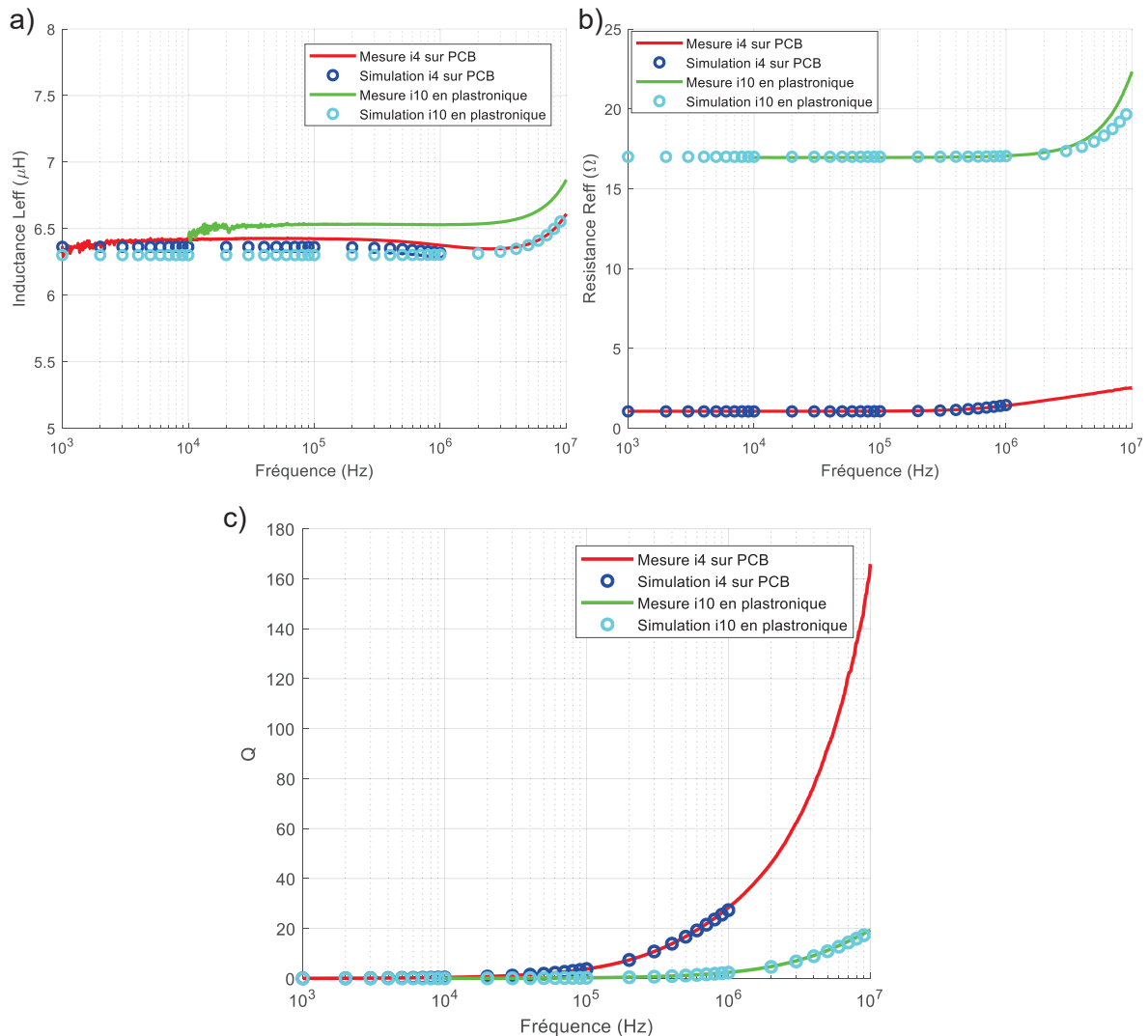


Figure 85: a) Résistance  $R_{eff}$ , b) inductance  $L_{eff}$  et c) facteur de qualité  $Q$  en fonction de la fréquence, simulés et mesurés pour les inductances i4 et i10.

De plus, la différence d'épaisseur entre les deux inductances contribue également à augmenter la valeur de leur résistance. En considérant des épaisseurs respectivement de 5  $\mu$ m pour l'inductance plastronique i10 et de 35  $\mu$ m pour l'inductance sur circuit imprimé i4, à basse fréquence, en considérant que toute la section de la piste contribue à la conduction la résistance plastronique doit être au moins 7 fois plus grande. Il en résulte une forte différence de résistance entre les deux inductances testées, la résistance plastronique étant environ dix fois plus grande que l'inductance sur circuit imprimé.



Pour la valeur d'inductance  $L_{eff}$ , les géométries des enroulements étant identiques, le comportement est similaire pour les deux inductances. Cela montre la faible influence des effets résistifs et capacitifs sur  $L_{eff}$  qui est proche d'une valeur  $L_S$  pour des fréquences inférieures à 3 MHz.

Ainsi l'amélioration du facteur de Qualité nécessite des pistes conductrices d'une épaisseur supérieure à l'épaisseur de peau<sup>44</sup>, avec éventuellement une largeur plus importante, tout en ayant la meilleure conductivité possible pour diminuer  $R_{eff}$ . Dans le paragraphe qui suit nous allons présenter les résultats obtenus en épaississant les couches par dépôt de cuivre électrolytique.

### 3.2. Amélioration du facteur de qualité

Afin d'épaissir les pistes conductrices, nous avons donc effectué un dépôt par électrodéposition de 20  $\mu\text{m}$  de cuivre<sup>45</sup> sur toutes les inductances de l'Annexe 5. Nous avons étudié l'évolution de l'impédance de ces inductances avant et après épaississement de la couche de cuivre.

A des fins de clarté, nous présentons dans cette section les résultats de mesure et de simulation seulement pour une seule inductance, l'inductance i13 et sa variante épaissie i13+. La distance interspire est modifiée pour tenir compte de sa diminution avec l'épaississement de la couche de cuivre.

Nous représentons ses paramètres géométriques dans le Tableau 16 et une image après épaississement sur la Figure 86.

Numéro d'inductance	Forme	Nombre de couches	$D_o$ (mm)	$n$	$w$ ( $\mu\text{m}$ )	$s$ ( $\mu\text{m}$ )	$e$ ( $\mu\text{m}$ )
i13	Ronde	1	41	7	1500	250	8
i13+	Ronde	1	41	7	1550	200	28

Tableau 16 : Géométrie des inductances i13 et i13+<sup>46</sup>.



Figure 86 : Inductance plastronique 2D de numéro i13+ fabriquée par structuration laser et épaissie avec 20  $\mu\text{m}$  par électrodéposition.

<sup>44</sup> Idéalement une épaisseur supérieure 3 à 5 fois l'épaisseur de peau. Pour le cuivre à 6,78 MHz, il s'agit d'une épaisseur supérieure de 75  $\mu\text{m}$  et 125  $\mu\text{m}$ .

<sup>45</sup> La valeur de l'épaisseur autocatalytique a été mesurée à 8  $\mu\text{m}$  au spectromètre à fluorescence Bowman XRF, tandis que l'épaisseur électrodéposée a été estimée avec la formule (123).

<sup>46</sup> Voir Annexe 1 pour la signification des différents paramètres de l'inductance plane.

Les paramètres  $Q$  et  $L_{eff}$  ont été mesurés avec l'impédancemètre et simulés avec FEMM comme précédemment. Les résultats sont présentés sur la Figure 87.

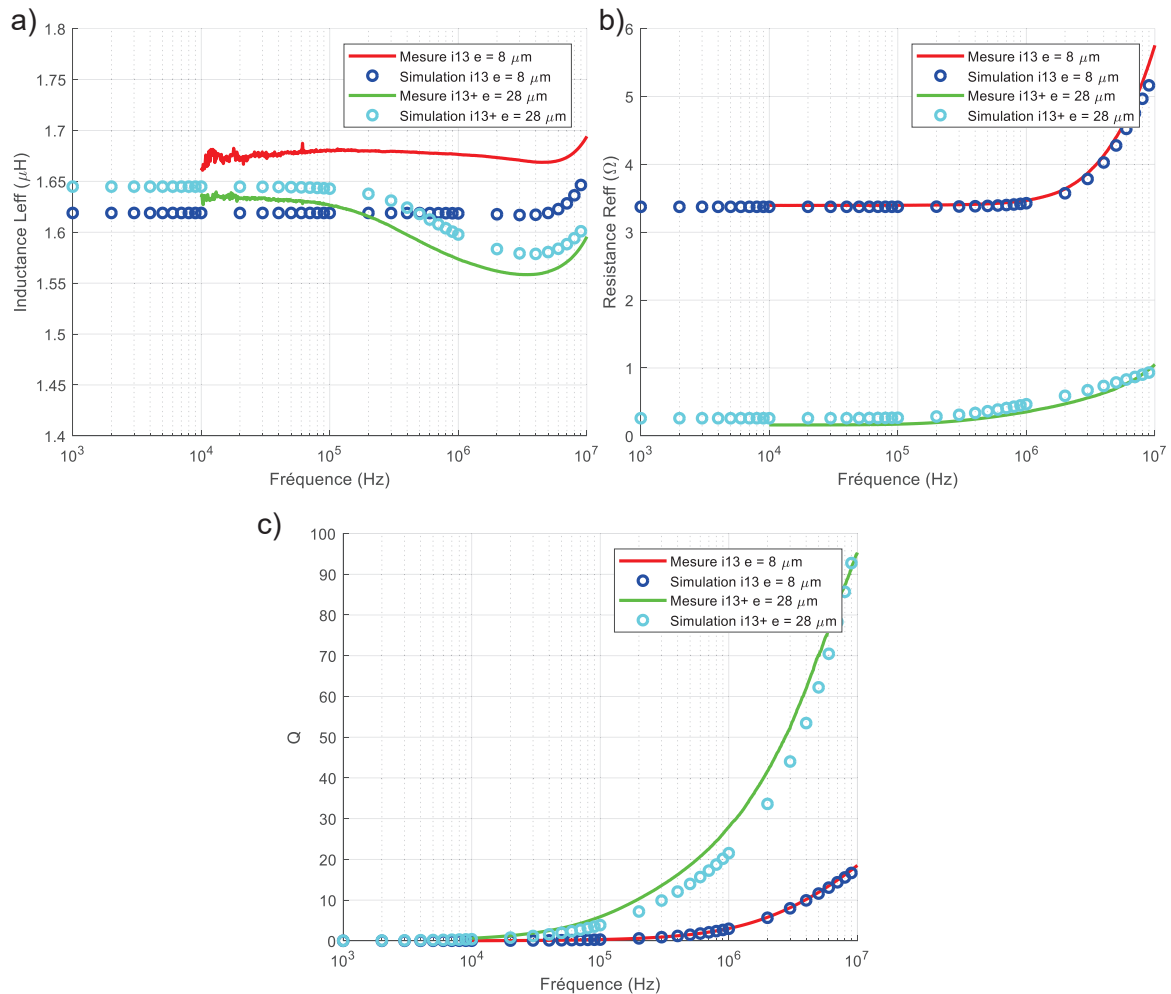


Figure 87: a) Inductance  $L_{eff}$  b) résistance  $R_{eff}$ , et c) facteur de qualité  $Q$  en fonction de la fréquence, simulés et mesurés pour les inductances i13 et i13+<sup>47</sup>.

Comme attendu la valeur d'inductance  $L_{eff}$  est quasiment inchangée, tandis que la valeur de la résistance  $R_{eff}$  diminue et le facteur de qualité  $Q$  augmente pour aboutir à des valeurs comparables à celles des inductances sur circuit imprimé.

Nous pouvons constater que pour un nombre de tours plus faible ( $n = 7$ ), la résistance diminue de 3,4 Ω à 0,16 Ω. Soit d'un facteur supérieur à 20. Cela peut être attribué aux différents facteurs suivants :

- A l'augmentation de la conductivité qui passe de 15.6 MS/m à une valeur de 59 MS/m pour la version épaissie ;
- A l'augmentation de l'épaisseur qui passe de 8 μm à 28 μm ;
- A l'augmentation de la largeur des pistes de l'inductance i13+ par rapport à l'inductance i13.

<sup>47</sup> Pour tracer les courbes  $R_{eff}$  et  $L_{eff}$  à partir des valeurs de  $R_S$  et  $L_S$  simulées, nous avons utilisé une capacité  $C_S$  de 7,57 pF pour l'inductance i13 et de 4,49 pF pour l'inductance i13+ avec la méthode décrite dans la section 4.6 du chapitre 2

Même si la valeur de  $L_{eff}$  diminue légèrement, le facteur de qualité augmente fortement pour passer de 14 à 81 pour une fréquence de 6,78 MHz.

Les simulations sont proches des résultats expérimentaux obtenus. Même si les valeurs d'inductance simulées semblent différentes des résultats expérimentaux, leur variation avec la fréquence est similaire et ne diffère des résultats expérimentaux que de 6 %.

En conclusion, l'augmentation de la largeur et de l'épaisseur, avec un cuivre "meilleur conducteur" a permis d'obtenir des inductances plastroniques compatibles avec la TEDIM, c'est-à-dire présentant un facteur de qualité de l'ordre de 80. Nous estimons que ce facteur de qualité peut être augmenté davantage en déposant une épaisseur supérieure à 28  $\mu\text{m}$ .

Les mesures effectuées sur l'ensemble des inductances réalisées montrent des résultats semblables. Les résultats obtenus sont présentés en Annexe 5.

#### 4. Inductances disposées sur des calottes sphériques

Suite à l'étude en 2D, nous avons souhaité vérifier les performances que l'on pouvait obtenir avec des inductances plastroniques disposées sur des calottes sphériques. En effet il est difficile d'intuiter a priori l'effet de la troisième dimension sur la valeur de l'inductance et du facteur de qualité.

Afin de caractériser les inductances sur une surface sphérique, nous avons fabriqué une sphère de diamètre 8 cm (Figure 88a). Pour faciliter l'assemblage, la sphère est en fait constituée de 2 demi-coques (Figure 88b). A la surface de cette sphère, nous avons réalisé 6 inductances spirales afin de capter l'énergie suivant les différentes directions de l'espace. Ces inductances ont un diamètre externe de 5 cm et elles comportent 9,5 tours, avec des pistes conductrices de 800  $\mu\text{m}$  de largeur  $w$  et un interpiste  $s$  de 500  $\mu\text{m}$ . Ainsi nous pouvons espérer limiter la résistance de l'inductance en ayant une largeur suffisante de piste et en les épaississant.

Nous nous sommes fixés comme objectif d'atteindre une épaisseur de 100  $\mu\text{m}$  d'épaisseur de cuivre afin de nous rapprocher d'une épaisseur correspondant à 5 fois l'épaisseur de peau. A 6,78 MHz, l'épaisseur de peau est de 25  $\mu\text{m}$ , ce qui donnerait pour épaisseur cible 125  $\mu\text{m}$ . Toutefois, la croissance latérale des pistes conductrices rend difficile cet objectif de 125  $\mu\text{m}$  et nous limite à 100  $\mu\text{m}$ .

Chaque calotte dispose d'un circuit électronique en son centre qui sert au redressement et aux capacités d'accord (cf. section 6 du chapitre 4). La spire externe est reliée au circuit électronique interne par un passage situé sur la partie intérieure de la sphère. Deux vias permettent de relier le passage.

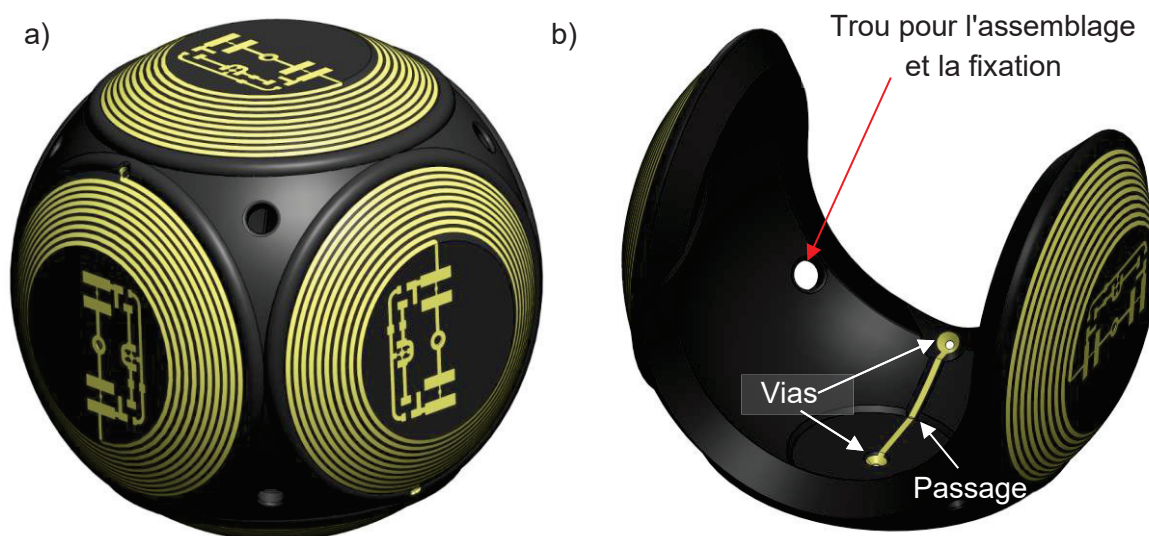


Figure 88 : a) Sphère plastronique (modèle CAO) et b) vue intérieure d'une demi-coque avec le passage de la spire externe vers le circuit électronique.

Les pistes ont été créées par le procédé de structuration laser à partir de pièces 3D fabriquées par frittage laser (SLS) de polymère PA12 (polyamide 12) et recouvertes avec de la laque ProtoPaint. Après une étape de dépôt de cuivre autocatalytique et une étape d'électrodéposition de cuivre, l'épaisseur de cuivre sur les pistes conductrices a été estimée à 100  $\mu\text{m}$ . Le temps de dépôt du cuivre par électrodéposition est résumé dans le Tableau 17. Il a été estimé à l'aide de la formule (124) pour obtenir une épaisseur de 100  $\mu\text{m}$ .

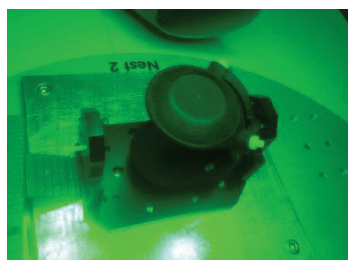
Sphère	Surface (cm <sup>2</sup> )	Temps (min)	Courant (mA)	Epaisseur cible ( $\mu\text{m}$ )
<b>2 (1/2 coque)</b>	34,5	900	172	100

Tableau 17 : Paramètre de dépôt pour l'électrodéposition de la sphère.

A titre d'illustration, nous représentons sur la Figure 89 la sphère durant les différentes étapes de fabrication. Le résultat final est présenté sur la Figure 90.



Pièce fabriquée par frittage de poudre



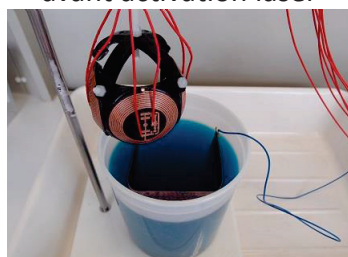
Peinture ProtoPaint avant activation laser



Pièce après activation laser



Dépôt autocatalytique de cuivre



Electrodéposition de cuivre



Pièce après étamage à froid et mise sur un posage

Figure 89 : Détails de la fabrication de la sphère plastronique par structuration laser.



Figure 90: Sphère plastronique réalisée par structuration laser, électrodéposition de cuivre et étamage

La pièce finale présente des traces de corrosion sur les pistes conductrices (Figure 91). Ce défaut est lié à l'emprisonnement de substances chimiques à l'intérieur de la pièce lors des différents procédés chimiques. En effet les pièces fabriquées en frittage sont très poreuses, semblables à des éponges qui vont s'imbiber de substances chimiques lorsqu'elles sont plongées plusieurs minutes dans une solution. L'acide sulfurique absorbé lors de l'électrodéposition de cuivre ronge petit à petit les pistes conductrices.

La présence de cristaux sur la Figure 91 témoigne de la présence de sulfate de cuivre et ce même après un rinçage abondant et un nettoyage aux ultrasons.

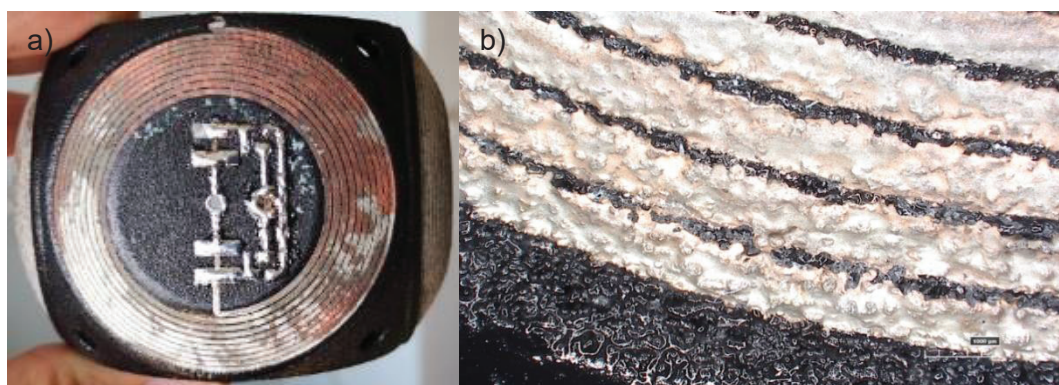


Figure 91 : a) Corrosion et b) état de surface liée à la fabrication par frittage laser de la sphère.

Nous avons observé plus précisément les pistes conductrices avec un microscope digital Keyence VHX 6000 (Figure 92). Nous constatons que la surface est fortement rugueuse avec de nombreux courts-circuits entre les pistes. Ces courts-circuits sont liés à la déformation de la pièce due au passage du laser et à une croissance latérale importante du métal, aggravée par un mauvais état de surface de la pièce 3D en SLS.

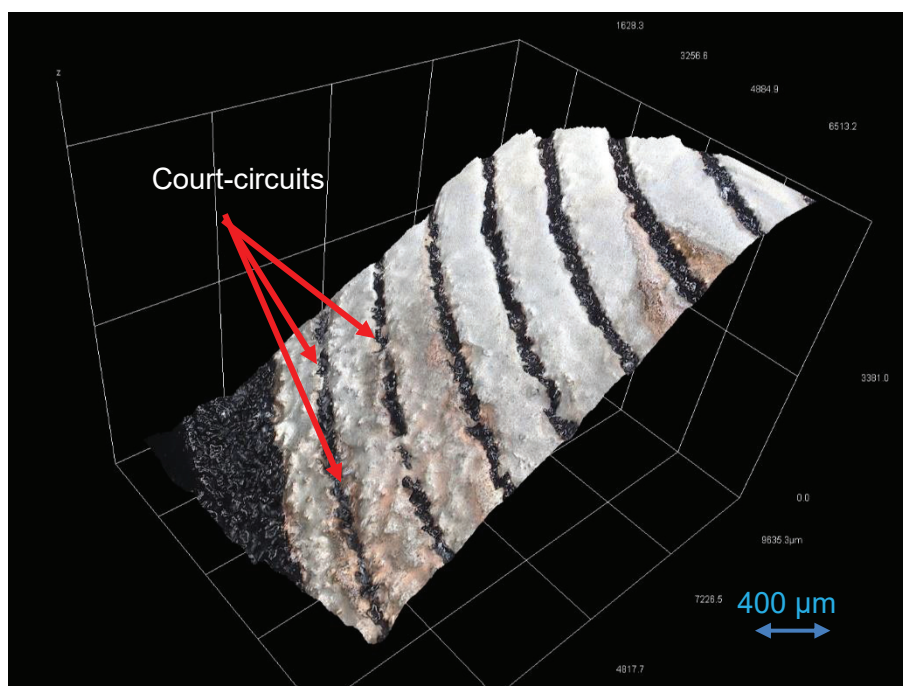


Figure 92 : Image des pistes de la sphère obtenue par microscope digital Keyence VHX 6000.

Pour corriger ces défauts de court-circuit nous avons dû les couper délicatement avec une fine lame. Les inductances ont ensuite été mesurées avec l'impédancemètre Keysight 4294A afin d'évaluer leurs paramètres  $L_{eff}$ ,  $R_{eff}$  et  $Q$ .

En parallèle, nous avons simulé cette inductance à l'aide de FEMM pour des fréquences comprises entre 1 kHz et 9 MHz. Nous avons considéré que l'inductance était équivalente à une série d'anneaux coaxiaux de section rectangulaire (correspondant à la largeur et à l'épaisseur des pistes), disposés le long d'un arc de cercle dont le diamètre correspond au diamètre de la sphère. Le modèle est donc en 2D et est axisymétrique (Figure 93).

La Figure 93 présente la géométrie du modèle ainsi que le maillage utilisé ; l'axe de symétrie de révolution étant vertical à gauche de chaque figure. Le résultat du calcul de la distribution de densité de courant dans la piste interne montre les influences de l'effet de peau et de l'effet de proximité sur la répartition du courant dans la piste. Le nombre de tours étant de 9.5 nous avons effectué des simulations pour 9 et 10 tours.

De plus, afin d'évaluer l'influence de la troisième dimension sur l'inductance suite aux résultats obtenus lors de nos précédentes simulations numériques, nous avons également simulé le cas d'une inductance spirale plane ayant les mêmes caractéristiques géométriques (épaisseur, largeur de piste, interpiste, nombre de tours et diamètre extérieur).

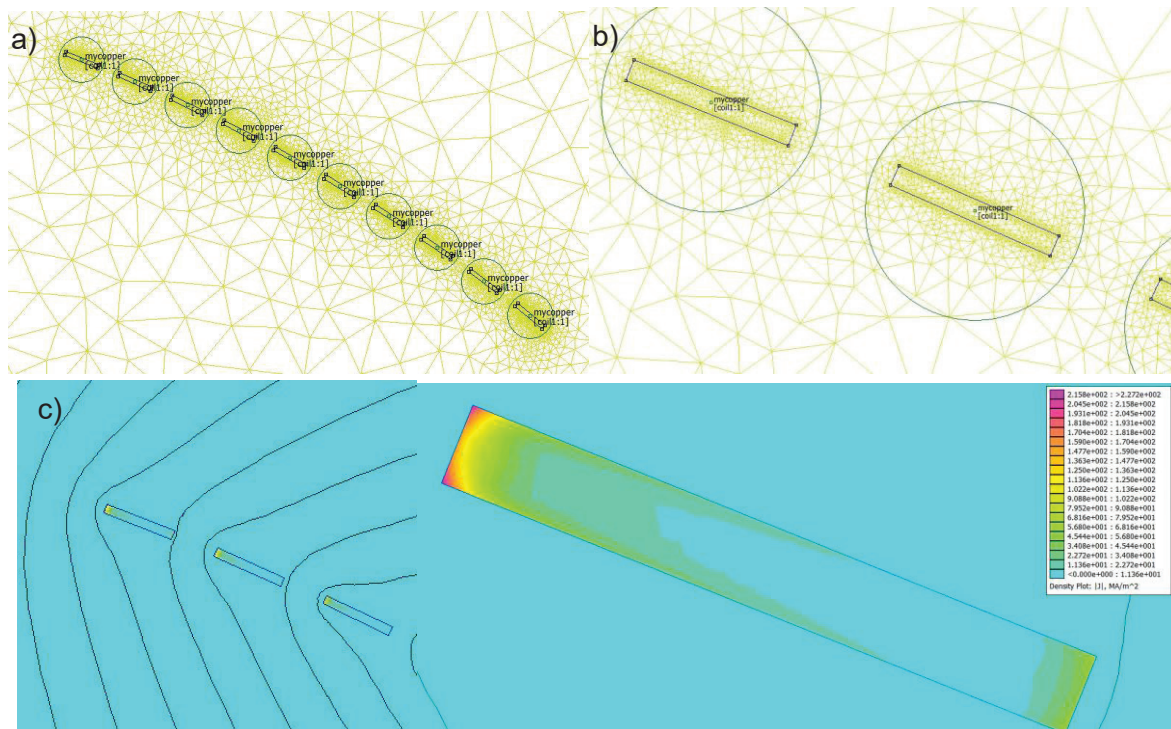


Figure 93: a) Géométrie, b) maillage et c) distribution de courant dans la piste interne.

La Figure 94 présente l'ensemble des résultats obtenus pour les mesures avec ( $n = 9,5$  tours) et les simulations (avec  $n = 9$  tours et  $n = 10$  tours) de  $R_{eff}$ ,  $L_{eff}$  et  $Q$ . Nous rappelons que le logiciel FEMM permet de simuler les valeurs de  $R_S$  et  $L_S$ . Elles ont une valeur presque égale à  $R_{eff}$  et  $L_{eff}$  pour des fréquences inférieures à 2 MHz (cf. section 3.1 de ce chapitre).

Nous avons constaté que les simulations, en prenant la géométrie de la CAO ( $D_O = 50$  mm,  $w = 0,8$  mm,  $e = 100$   $\mu$ m,  $n = 9$ ,  $s = 500$   $\mu$ m,  $\sigma = 58$  MS/m), ne permettent pas d'obtenir des courbes similaires aux mesures pour  $R_{eff}$  et  $L_{eff}$  aux fréquences inférieures à 2 MHz. Nous remarquons que ces erreurs peuvent provenir de plusieurs facteurs combinés :

- L'épaisseur a été estimée et non mesurée. Nous soupçonnons une valeur plus faible que 100  $\mu$ m.
- L'espacement  $s$  entre les pistes diminue à cause de la croissance latérale des pistes. Nous le soupçonnons d'être également plus faible que 500  $\mu$ m.

- L'électrodéposition est non-uniforme. Ainsi, certaines pistes sont plus épaisses ou plus larges que d'autres (cf. Figure 107 de ce chapitre).
- La section des pistes conductrices n'est pas rectangulaire, mais plutôt en forme de "soucoupe".
- La rugosité de la pièce SLS combinée à la rugosité du ProtoPaint et de l'activation laser, impactent fortement la forme de la piste conductrice (cf. Figure 92).
- La tolérance de la pièce plastique en SLS est importante, ce qui crée des différences notables entre le modèle CAO et la pièce fabriquée.

Ainsi, en nous plaçant aux fréquences en dessous de 2 MHz, nous allons chercher à déterminer les paramètres géométriques ( $e$  et  $s$ ) qui vont nous permettre de faire correspondre les courbes  $R_{eff}$  et  $L_{eff}$  simulées avec les courbes  $R_{eff}$  et  $L_{eff}$  mesurées.

Si nous nous plaçons en dessous de 2 MHz, de sorte que les effets capacitifs puissent être négligés, nous remarquons que l'interpiste  $s$  modifie la valeur de l'inductance  $L_{eff}$ . Plus  $s$  est faible, plus l'inductance  $L_{eff}$  augmente en dessous de 2 MHz.

L'épaisseur  $e$  va directement modifier la résistance  $R_{eff}$  sans pour autant modifier l'inductance  $L_{eff}$ . Il a donc été nécessaire d'ajuster la valeur de l'interpiste avec  $s = 226 \mu m$  et de l'épaisseur avec  $e = 67 \mu m$  pour  $n = 9$  tours. Les paramètres de simulation sont donc  $D_0 = 50 mm$ ,  $w = 0,8 mm$ ,  $e = 67 \mu m$ ,  $n = 9$ ,  $s = 226 \mu m$ ,  $\sigma = 58 MS/m$ .

Ensuite, pour  $n = 10$  tours, en prenant les mêmes paramètres ( $e = 67 \mu m$  et  $s = 226 \mu m$ ), la résistance  $R_{eff}$  augmente logiquement de 10 %, et l'inductance de 13 %. Nous avons donc cherché les paramètres ( $e$  et  $s$ ) pour obtenir des courbes simulées similaires aux mesures expérimentales avec  $n = 10$  tours.

Dans ce cas nous augmentons l'épaisseur d'environ 10 % et  $e = 72 \mu m$ . L'interpiste est augmenté avec  $s = 0,45 mm$ . Sachant que l'inductance comprend 9,5 tours, on peut estimer que l'interpiste moyen est de l'ordre de  $s = 340 \mu m \pm 110 \mu m$  et que l'épaisseur moyenne est de l'ordre de  $e = 69,5 \mu m \pm 2,5 \mu m$ .

Même si ces valeurs restent approchées, elles permettent de valider le modèle de simulation des inductances sur surface sphérique utilisé pour les simulations par éléments finis.



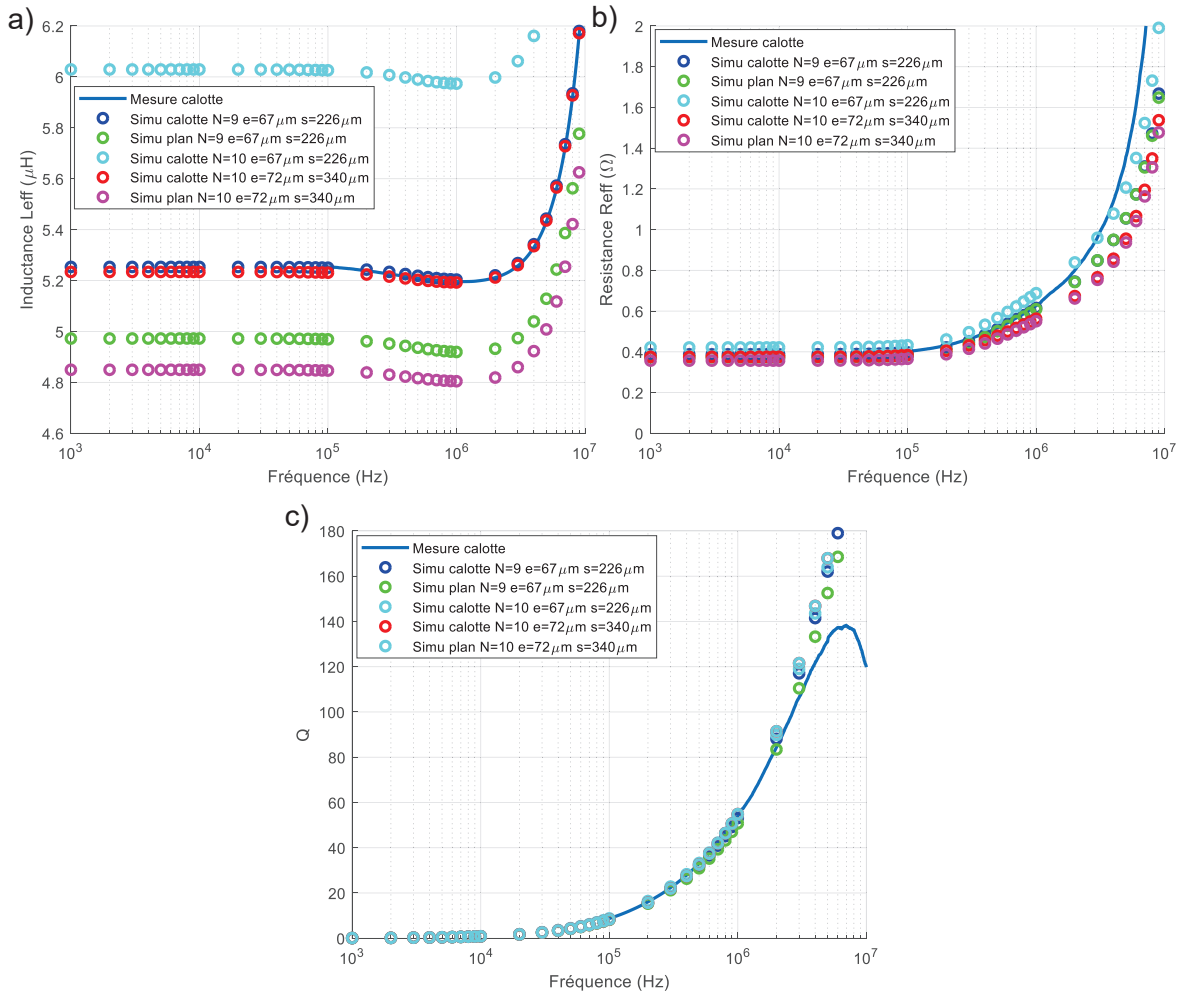


Figure 94: a) Inductance  $L_{eff}$ , b) Résistance  $R_{eff}$  et c) facteur de qualité  $Q$  en fonction de la fréquence, simulés et mesurés pour une inductance de la sphère<sup>48</sup>.

Les courbes mesurées et simulées sont proches aux fréquences en dessous de 2 MHz. En revanche, nous constatons un fort écart pour la résistance à haute fréquence (écart de 27 % à 6,78 MHz entre la courbe mesurée et la courbe calotte  $n = 9$ ,  $e = 67 \mu\text{H}$  et  $s = 226 \mu\text{m}$ ). Cet écart reste compréhensible au vu des facteurs d'erreurs que nous avons cité précédemment, et notamment la différence de section de la piste conductrice. Cette différence impacte la répartition du courant dans le conducteur avec les effets de peau et de proximité, ce qui peut potentiellement créer une différence significative sur  $R_{eff}$ .

Les valeurs de résistances sont inférieures à  $1 \Omega$  à basse fréquence. Ce résultat était attendu suite aux études précédentes sur les inductances planes épaissies.

De même la valeur de l'inductance à basse fréquence est dans la même gamme que les inductances planes réalisées dans la section précédente (quelques  $\mu\text{H}$ ).

<sup>48</sup> Pour tracer les courbes  $R_{eff}$  et  $L_{eff}$  à partir des valeurs de  $R_S$  et  $L_S$  simulées, nous avons utilisé une capacité  $C_S$  de 10,2 pF avec la méthode décrite dans la section 4.6 du chapitre 2.  $C_S = \frac{1}{5,2 \cdot 10^{-6} (2\pi \times 21,9 \cdot 10^6)^2}$

La comparaison de l'évolution de l'impédance en fonction de la fréquence entre l'inductance plane et l'inductance sur surface sphérique montre une résistance comparable. Vu le faible rayon de courbure de la sphère l'effet de peau et l'effet de proximité sont similaires.

La valeur de l'inductance propre de la spirale conductrice sur surface sphérique, est très légèrement supérieure à celle d'une spirale identique sur un plan. Cela s'explique par le fait que la surface circonscrite est plus forte lorsque l'inductance est créée sur une sphère entraînant un flux plus fort du champ magnétique au travers de la spirale et donc l'augmentation de  $L_S$ . Cependant, dans notre cas, l'influence sur le facteur de qualité reste minimale pour des fréquences inférieures à 2 MHz. Au-delà, les effets capacitifs en fonction de la fréquence ne sont plus négligeables. Cela entraîne une dégradation du facteur de qualité. Seule une simulation couplant champ magnétique et champ électrostatique permettrait d'évaluer avec précision la valeur de  $C_S$  et le facteur de qualité en tenant compte de  $C_S$ .

En conclusion, pour un faible rayon de courbure, l'inductance créée sur la sphère a des valeurs de  $L_{eff}$  et de  $R_{eff}$  comparables à ceux de la même inductance créée sur un plan.

Ensuite, l'obtention d'un facteur de qualité optimum pour la TEDIM, sans prendre en compte les effets capacitifs, nécessite un dépôt de cuivre électrolytique d'une épaisseur d'au moins le triple de l'épaisseur de l'effet de peau, et ce afin de minimiser la résistance  $R_S$  de la piste.

Accroître le nombre de tours peut-être une autre solution permettant d'augmenter le facteur de qualité. Cependant à partir d'un certain nombre de tours, les effets de proximité au centre de la spire limitent la valeur de l'inductance, tandis que la diminution de l'interpiste augmente les effets capacitifs, ce qui peut au contraire dégrader le facteur de qualité.

Afin d'optimiser le facteur de qualité, il serait donc nécessaire de trouver le meilleur compromis entre le nombre de tours et la valeur de l'interpiste en tenant compte des effets de proximité et des effets capacitifs. Cela nécessiterait une simulation 3D couplant magnétisme et électrostatique.

Dans le cadre de cette thèse, les réalisations expérimentales présentent un facteur de qualité supérieur à 100, ce qui est une valeur suffisante pour la TEDIM. Nous n'avons donc pas entrepris cette optimisation.

## 5. Inductances plastroniques et transmission d'énergie par induction

L'étude que nous avons menée dans la partie précédente nous a permis de tirer un certain nombre d'enseignements. En particulier le rayon de l'inductance influe directement sur sa valeur. Il apparaissait donc pertinent pour un encombrement similaire de tester des formes d'inductance différentes des spirales. L'utilisation de solénoïdes disposés dans l'espace permet d'augmenter le rayon de l'inductance et doit permettre ainsi d'obtenir un meilleur facteur de qualité. En conséquence, la simulation d'un solénoïde de diamètre 6 cm comprenant  $n = 7$  spires de largeur 800  $\mu\text{m}$  d'interpiste 500  $\mu\text{m}$ , et d'épaisseur 65  $\mu\text{m}$ , est présentée sur la Figure 95.

La valeur de l'inductance dans ce cas est de 5  $\mu\text{H}$ . La valeur de la résistance est de l'ordre de 0,35  $\Omega$ . Le facteur est de qualité, sans prendre en compte la capacité, est de l'ordre de 217 à 6 MHz, valeur qui est à minimiser. Cependant si nous parvenons à obtenir un facteur de

qualité aussi élevé, cela permettrait de réaliser des inductances pleinement fonctionnelles en TEDIM.

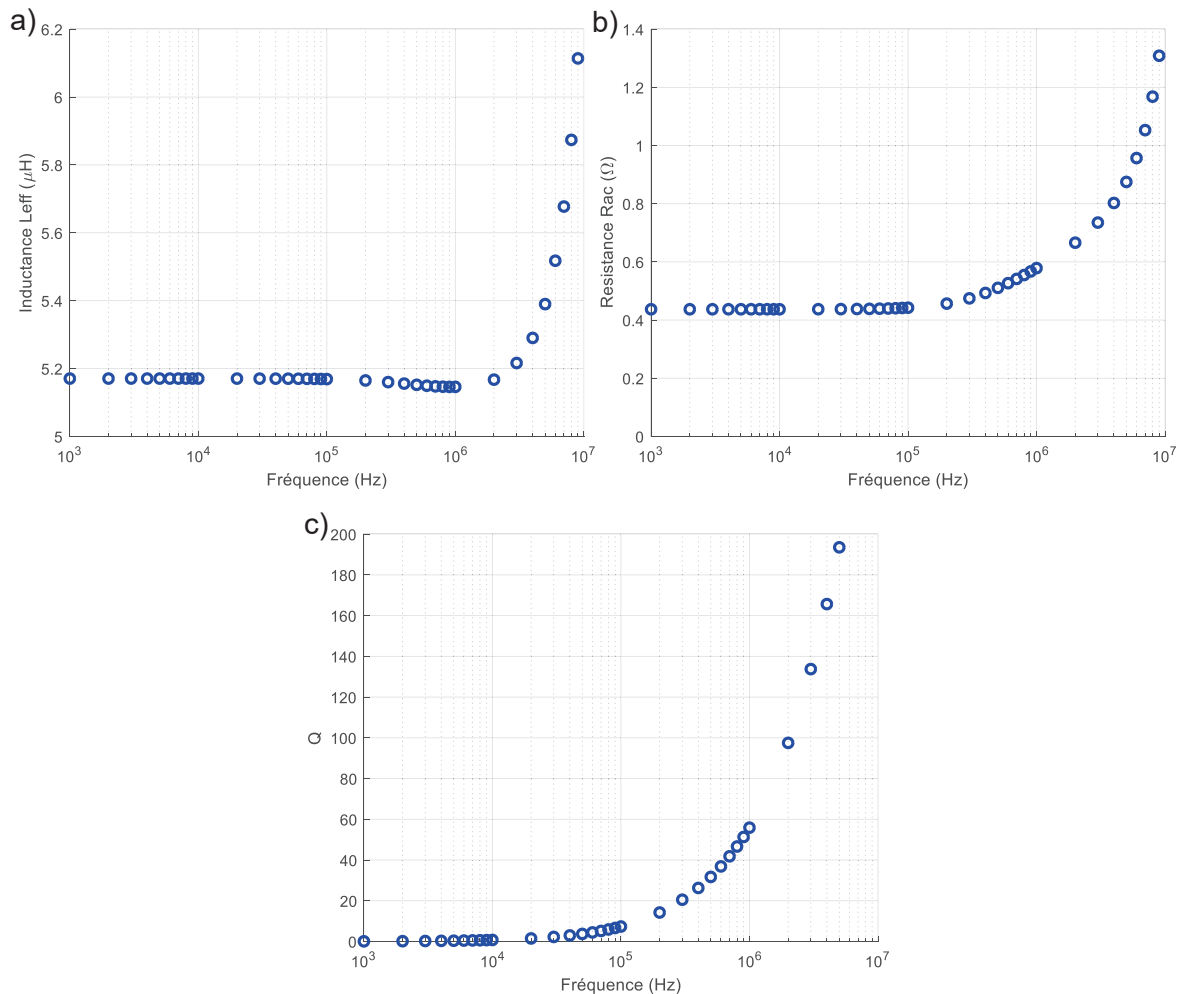


Figure 95: a) Inductance  $L_{eff}$ , b) Résistance  $R_{eff}$  et c) facteur de qualité  $Q$  en fonction de la fréquence, simulés pour une inductance solénoïde<sup>49</sup>. Avec  $D_0 = 6$  cm,  $w = 800\mu m$ ,  $s = 500\mu m$ ,  $n = 7$  et  $e = 65\mu m$ .

Nous avons donc choisi de tester cette solution. La principale difficulté reposait sur la disposition d'au moins trois solénoïdes dans l'espace pour capter l'énergie dans toutes les directions. Dans la partie suivante nous allons présenter les solutions que nous avons imaginées pour disposer ces inductances dans l'espace.

Ces récepteurs seront fabriqués suivant la même méthode qui a été présentée pour les inductances 2D et 3D<sup>50</sup>.

### 5.1. Inductance solénoïde en plastronique

Nous avons donc conçu 2 nouvelles pièces plastroniques différentes qui pourront servir en tant que récepteur omnidirectionnel pour la TEDIM. Ce point sera discuté au chapitre 5. Dans

<sup>49</sup> Pour tracer les courbes  $R_{eff}$  et  $L_{eff}$  à partir des valeurs de  $R_S$  et  $L_S$ , nous calculons une capacité  $C_S = 10,2$  pF. ( $L_S = 5,2$   $\mu H$  et  $f_{SRF} = 21,9$  MHz)

<sup>50</sup> Il était de toute façon impossible de poursuivre les expériences avec le prototype de la Figure 91 à cause des problèmes de corrosion.

cette section, nous nous contentons d'aborder la fabrication et la caractérisation des inductances.

Le premier dispositif (Figure 96), comporte 3 inductances solénoïdes imbriquées (Elles sont numérotées 1, 2 et 3). L'idée ici est de réceptionner de l'énergie suivant les 3 directions orthogonales à l'aide de ces inductances.

Ces solénoïdes ont une forme elliptique avec pour petit axe de l'ellipse 5,2 cm et grand axe 6,8 cm. La surface de l'ellipse est égale à la surface d'un cercle de 6 cm de diamètre. Les solénoïdes sont constitués de 7 pistes conductrices de largeur 800  $\mu\text{m}$  avec un interpiste de 500  $\mu\text{m}$ . Ainsi les valeurs utilisées pour notre simulation sont similaires, exceptée la forme elliptique du solénoïde (Il n'est pas possible de dessiner une ellipse dans une simulation axisymétrique). Cependant les surfaces circonscrites étant les mêmes, les résultats de simulation devraient être voisins des résultats expérimentaux

Chaque inductance dispose de son circuit électronique (cf. Annexe 13) disposé sur un plan adjacent relié aux bornes de l'inductance. Cette solution permet de n'avoir aucun via.

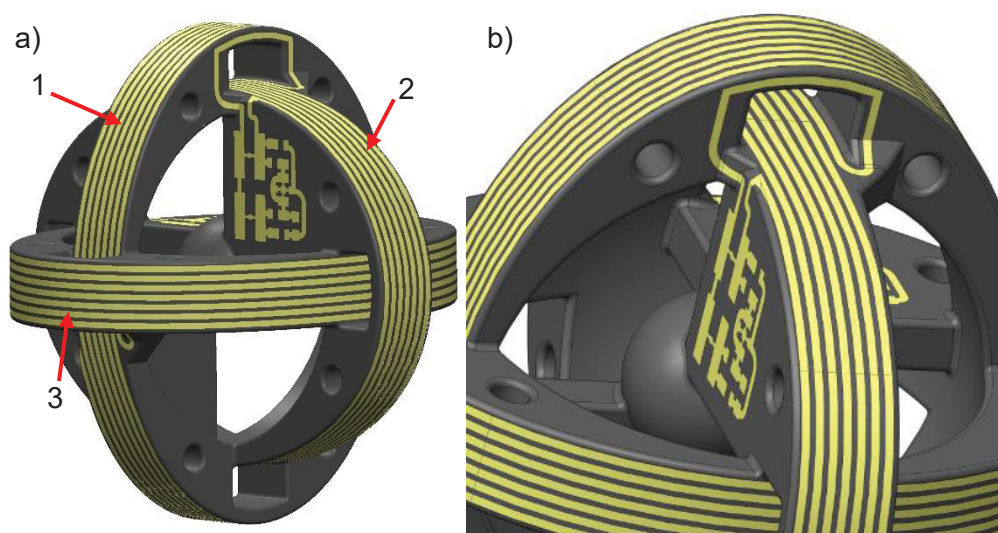


Figure 96 : Conception CAO du récepteur 1 en plastronique a) vue générale et b) passage de la spire externe.

Le second récepteur (Figure 97) possède 6 inductances disposées sur des anneaux. L'enroulement des pistes autour d'un anneau devrait permettre en effet d'améliorer légèrement les performances et d'améliorer l'aspect esthétique.

Les anneaux ont un diamètre de 5 cm et une épaisseur 0,8 cm. Chaque inductance comporte 7,5 tours avec des pistes conductrices de 800  $\mu\text{m}$  et un interpiste de 500  $\mu\text{m}$ .

Les circuits électroniques sont situés au centre de chaque anneau et sont reliés à l'inductance par deux passages inclinés. Un petit tunnel permet de relier la spire externe vers le circuit intérieur.

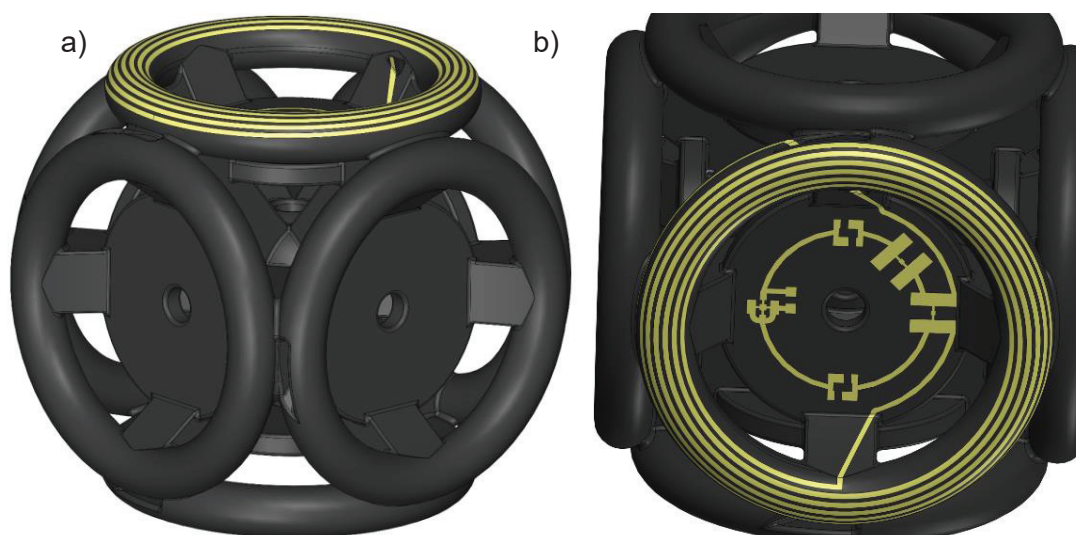


Figure 97 : Conception CAO du récepteur 2 en plastronique par structuration laser a) vue générale et b) vue avec le circuit électronique<sup>51</sup>.

Ces deux récepteurs ont été fabriqués par le procédé de structuration laser à partir de pièces 3D fabriquées par frittage laser de polymère polyamide PA12 et peintes avec de la laque ProtoPaint. Après une étape de dépôt de cuivre autocatalytique et une étape d'électrodéposition de cuivre, l'épaisseur de cuivre déposée sur les pistes conductrices a été estimée à 100  $\mu\text{m}$ <sup>52</sup>. Le temps de dépôt du cuivre par électrodéposition est résumé dans le Tableau 20. Il a été estimé à l'aide de la formule (124).

Récepteur	Surface (cm <sup>2</sup> )	Temps (min)	Courant (mA)	Epaisseur cible ( $\mu\text{m}$ )
1	35,7	420	386	100
2	64,9	1200	240	100

Tableau 18 : Temps d'électrodéposition pour une épaisseur cible de 100  $\mu\text{m}$ .

Le résultat final pour chacun des récepteurs est présenté sur la Figure 98.

<sup>51</sup> Sur la représentation CAO du récepteur 2, toutes les pistes conductrices n'ont pas été représentées sur chaque anneau. La pièce finale comporte une inductance sur chaque anneau et un circuit électronique en son centre.

<sup>52</sup> De même que pour les inductances sur la calotte sphérique, nous visons une épaisseur cible de 100  $\mu\text{m}$  pour nous rapprocher d'une valeur correspondant à 5 fois l'épaisseur de peau, soit 125  $\mu\text{m}$  à 6,78 MHz. Toutefois, la croissance latérale des pistes conductrices rend cet objectif difficile et nous limite à une épaisseur de 100  $\mu\text{m}$ .

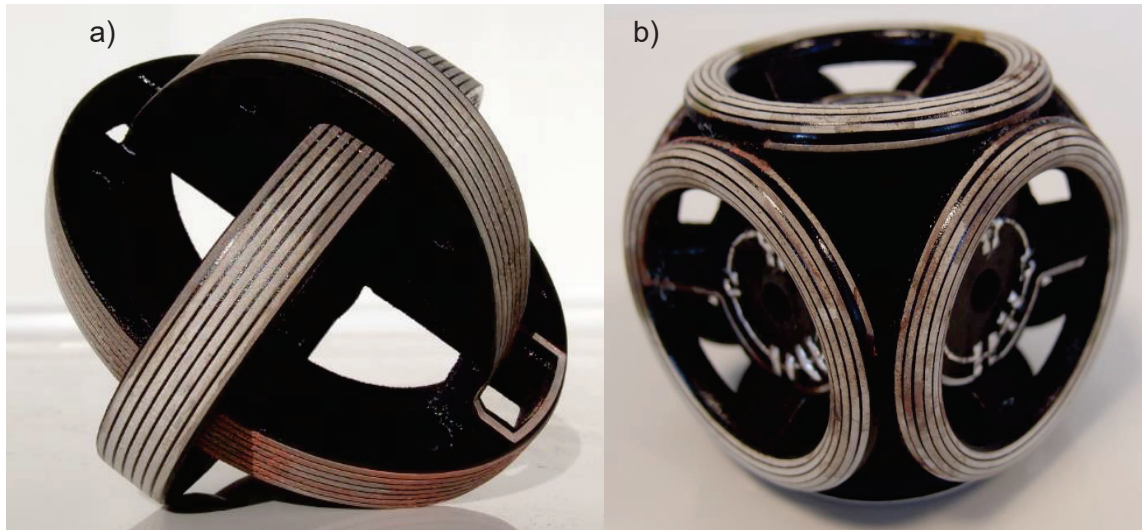


Figure 98 : Réalisation des récepteurs plastroniques par structuration par laser a) récepteur 1, b) récepteur 2.

A cause de problème de corrosion déjà cités dans la section précédente, les pistes conductrices de ces récepteurs se sont fortement dégradées avec le temps jusqu'à devenir non-fonctionnelles. La corrosion rend les pistes de plus en plus résistive jusqu'à ce que la piste ne soit plus conductrice. Les récepteurs ne sont donc pas fonctionnels.

De ce fait, des récepteurs 1 ont été fabriqués à nouveau, cette fois-ci avec une impression 3D en stéréolithographie (SLA). Par manque de temps, nous n'avons pas pu refaire un récepteur de type 2.

## 5.2. Amélioration des récepteurs

Pour corriger le défaut de corrosion, nous avons décidé de refabriquer le récepteur 1 à partir d'une impression 3D en stéréolithographie (SLA). Nous avons refait uniquement le récepteur 1. Celui a été fabriqué avec une machine de stéréolithographie Formlabs2 et une résine compatible avec les températures de brasage des composants (High Temp Resin RS-F2-HTAM-02). Un ponçage du récepteur a été fait manuellement aux grains fins (1200) afin d'enlever les défauts de fabrication. Le prototype a ensuite été peint avec une peinture ProtoPaint. L'état de surface obtenu après peinture est de très bonne qualité par rapport au SLS.

Sur la Figure 99, nous montrons le récepteur 1 pendant l'étape d'activation laser (avec le montage permettant d'aligner les motifs les uns par rapport aux autres pendant la phase d'activation laser) et après autocatalyse du cuivre (Cf. Annexe 7 pour la liste des produits chimiques utilisés ainsi que les protocoles de fabrication).

Sur la Figure 100, nous monterons le récepteur pendant et après l'étape d'électrodéposition. Celui-ci a été plongé dans la solution de sulfate de cuivre pendant une durée de 7 h avec un courant de 0,42 A. Deux électrodes positives en forme de demi-sphère ont été fabriquées afin de créer une croissance de cuivre uniforme. Les inductances du récepteur 1, formant l'électrode négative, ont été toutes les 3 connectées au générateur avec un fil de cuivre gainé (en rouge sur la figure) soudé à l'étain au bout du circuit.

Pendant l'étape d'électrodéposition, le bain est mis en pause toutes les 30 min pour être filtré afin d'enlever les impuretés issues des électrodes.

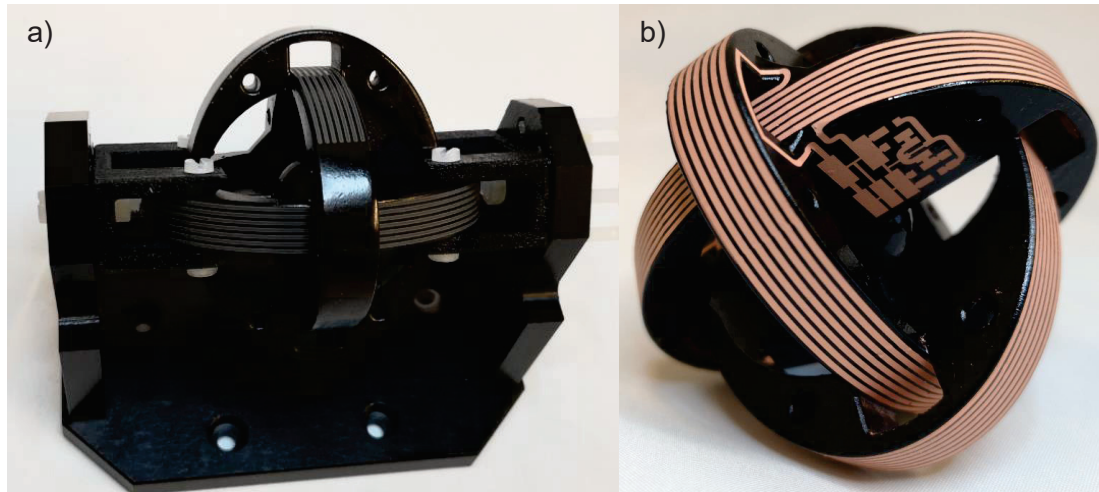


Figure 99 : Récepteur 1 pendant a) l'activation laser et b) après autocatalyse du cuivre.

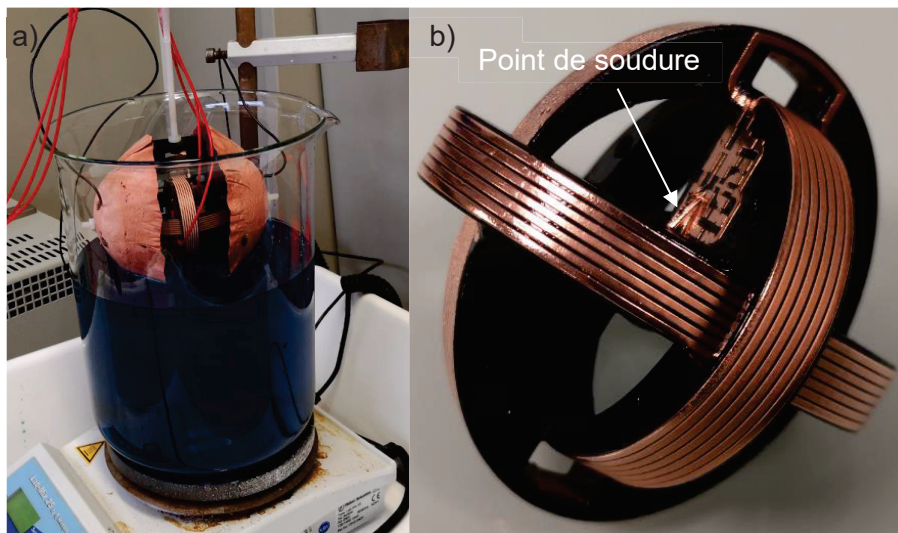


Figure 100 : Récepteur 1 a) pendant l'électrodéposition et b) après électrodéposition.

Une finition ENIG a ensuite été effectuée. Le résultat est montré à la Figure 101. Le procédé ne s'est pas déroulé comme prévu durant cette dernière étape puisque des pistes conductrices ont été rompues. Ce phénomène est apparu après l'autocatalyse dans le bain d'or dont la température se situe à  $84^{\circ}\text{C}$ . Nous supposons que cet effet est lié aux différences de coefficient de dilatation du cuivre et de la pièce plastique. Les pistes ont été comme étirées, ce qui a causé des ruptures de pistes.

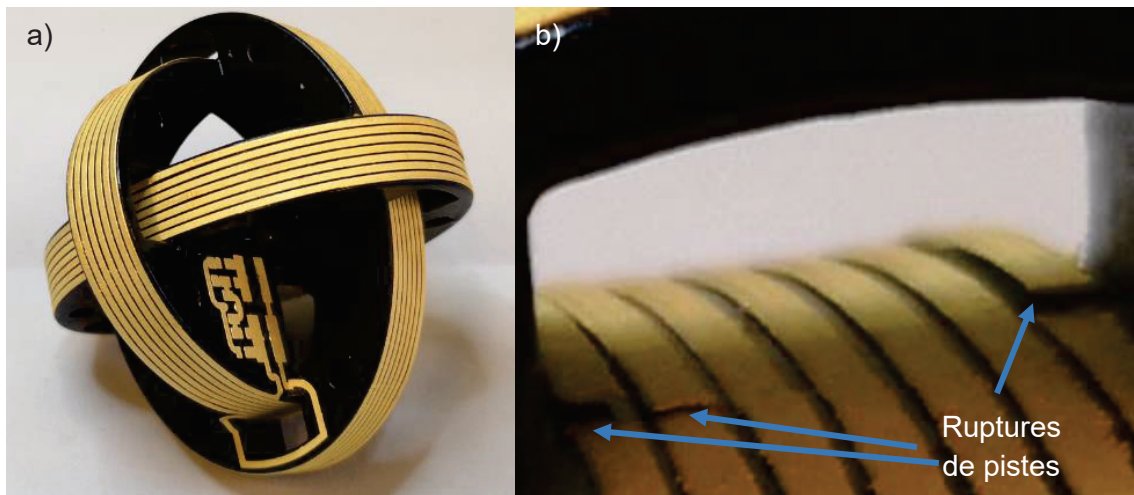


Figure 101 : Récepteur 1 après autocatalyse du nickel et de l'or.  
a) Vue d'ensemble et b) ruptures de pistes.

Au vu du problème de rupture intervenu durant l'étape de finition, nous avons décidé de refaire des récepteurs 1 sans finition. Contrairement aux pièces fabriquées en SLS, les pièces fabriquées en SLA n'absorbent pas les substances chimiques. De ce fait, la corrosion est très lente pour le cuivre laissé sans finition (plus de 6 mois), ce qui nous laisse suffisamment de temps pour faire des mesures.

Néanmoins, ce problème de rupture de piste doit être étudié si l'on souhaite réaliser des pièces commercialisables. Est-ce un problème imputable à la matière utilisée en stéréolithographie ? Est-ce que ces ruptures peuvent être évitées avec un récepteur fabriqué par injection de matière LCP ? Cette question restera en suspens dans le cadre de cette étude par manque de temps. Ainsi, pour la suite des travaux, nous avons laissé les récepteurs 1 sans finition afin de poursuivre les mesures.

### 5.3. Analyse de l'état de surface du récepteur 1 en plastronique

Nous procédons ensuite à l'analyse de l'état de surface et de la qualité des pistes du récepteur 1 métallisées sur du SLA. Ce dernier n'a subi aucune finition afin d'éviter les ruptures de pistes.

L'état de surface de la pièce plastique et des pistes électroniques a été de nouveau analysé avec le microscope digital Keyence VHX 6000. Sur les Figure 102 et Figure 103, nous montrons l'état de surface du récepteur 1. Ce microscope permet de mesurer la rugosité Ra d'une surface. La ligne en rouge présente le tracé à mesurer et les 2 graphiques du dessous montrent respectivement la mesure du profil avec une hauteur absolue et avec une hauteur relative.

La pièce présente une rugosité Ra de  $12\ \mu\text{m}$  sur sa zone non métallisée. Elle présente une rugosité Ra plus faible de  $6\ \mu\text{m}$  entre les pistes métalliques de l'inductance. Cette différence s'explique par le ponçage insistant qui a été fait au niveau de cette zone après la fabrication en SLA. La pièce avait, en effet, été poncée pour améliorer l'état de surface et permettre ainsi une métallisation fine.



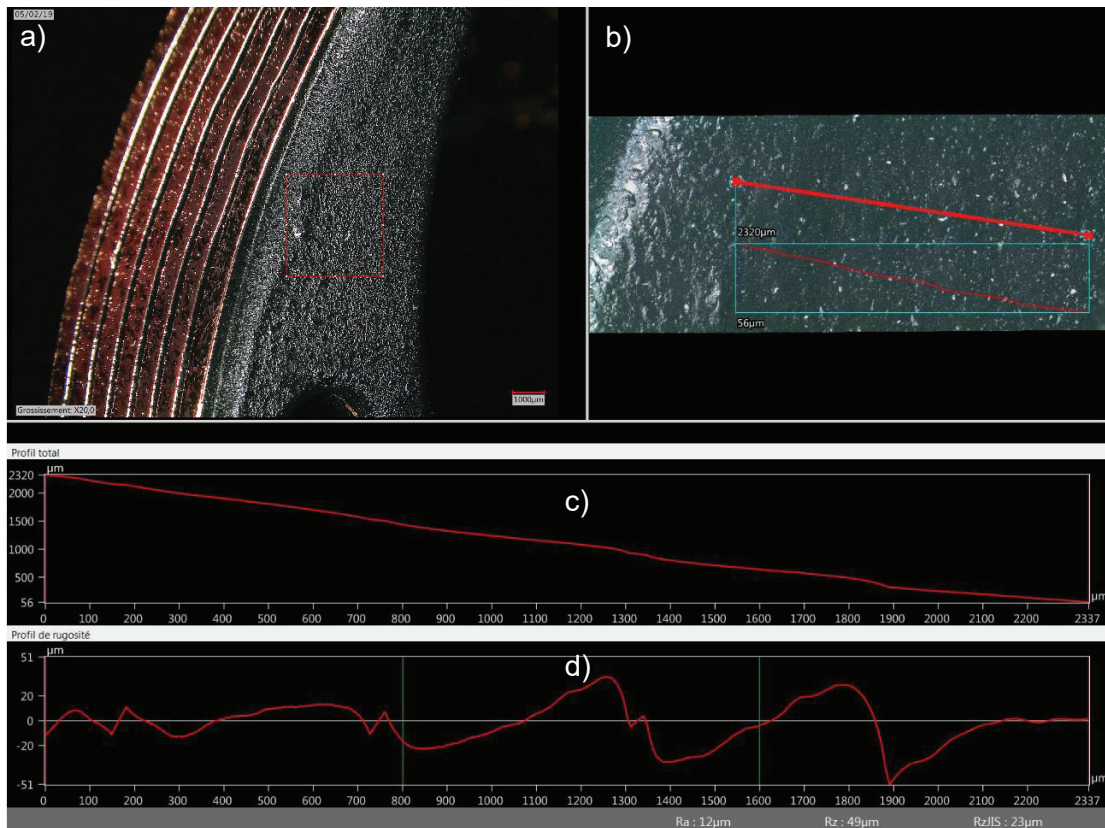


Figure 102 : Mesure de la rugosité du ProtoPaint sur le récepteur 1 en plastronique.  
 a) Zoom sur l'objet à mesurer, b) tracé de la ligne à mesurer, c) mesure du profil avec une hauteur absolue et  
 d) mesure du profil avec une hauteur relative.

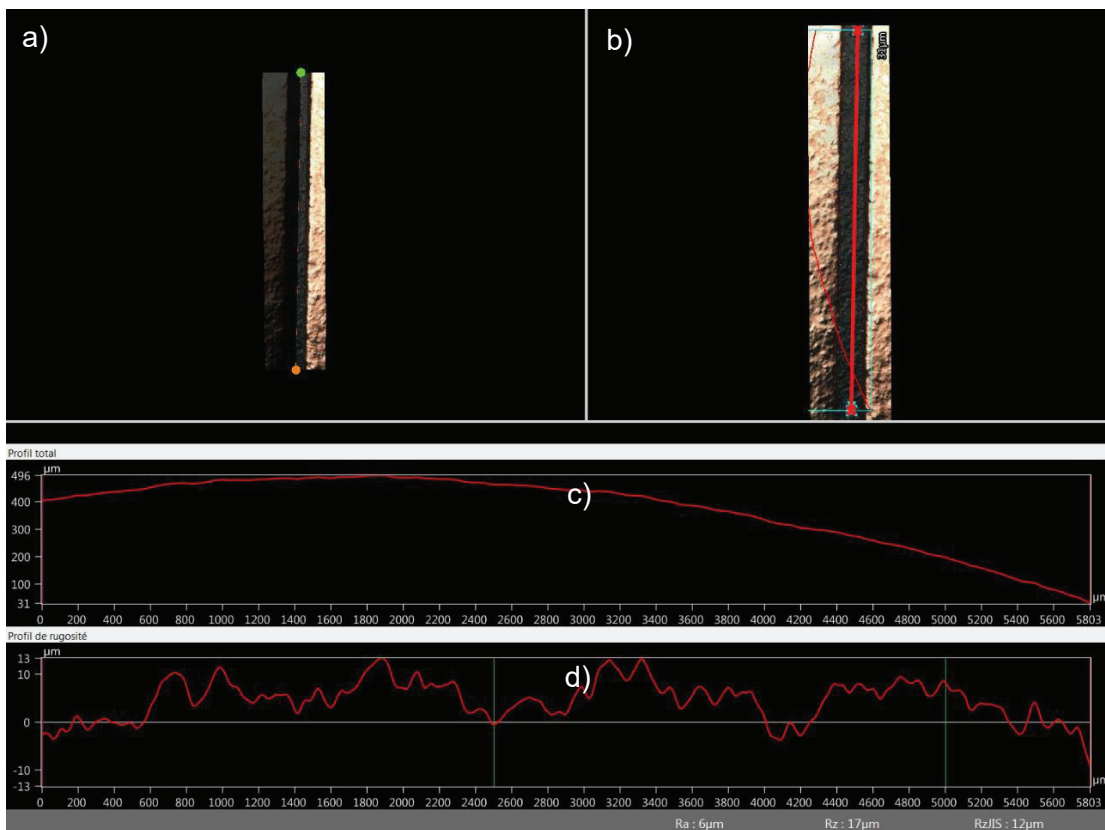


Figure 103 : Mesure de la rugosité de la surface entre les pistes conductrices du récepteur 1 en plastronique.  
 a) Zoom sur l'objet à mesurer, b) tracé de la ligne à mesurer, c) mesure du profil avec une hauteur absolue et  
 d) mesure du profil avec une hauteur relative.

Nous allons maintenant caractériser l'état de la surface d'une piste conductrice. Cette fois-ci, nous zoomons sur une piste conductrice et mesurons la rugosité Ra sur sa longueur (Figure 104). La mesure au microscope digital donne une valeur de rugosité Ra de 6  $\mu\text{m}$ . Cette valeur est identique à la rugosité entre les pistes conductrices.

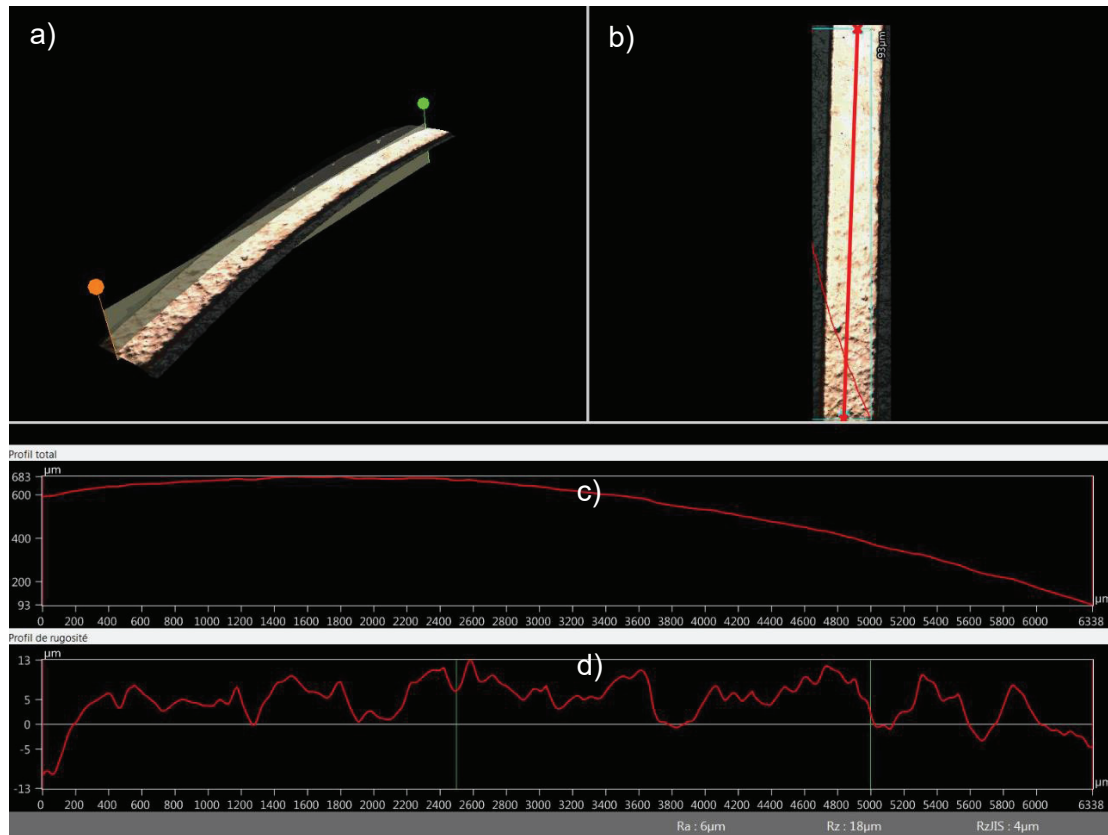


Figure 104 : Mesure de la rugosité de la piste conductrice du récepteur 1 en plastronique.  
a) Zoom sur l'objet à mesurer, b) tracé de la ligne à mesurer, c) mesure du profil avec une hauteur absolue et d) mesure du profil avec une hauteur relative.

Sur les Figure 105 et Figure 106, nous pouvons admirer plus précisément la qualité de la piste de cuivre. La piste est bien droite et ne présente aucune métallisation parasite.

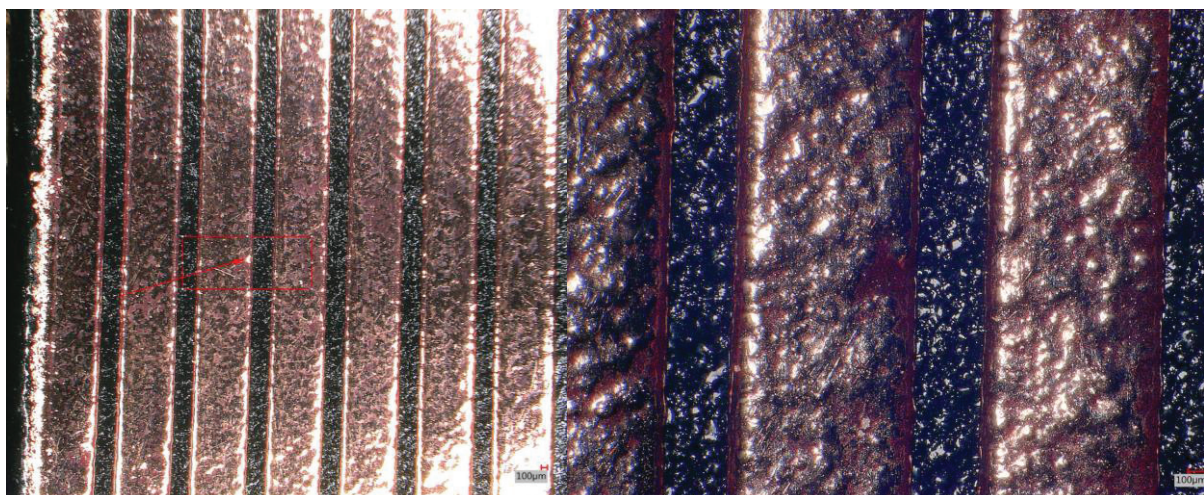


Figure 105 : Zoom sur les pistes conductrices.

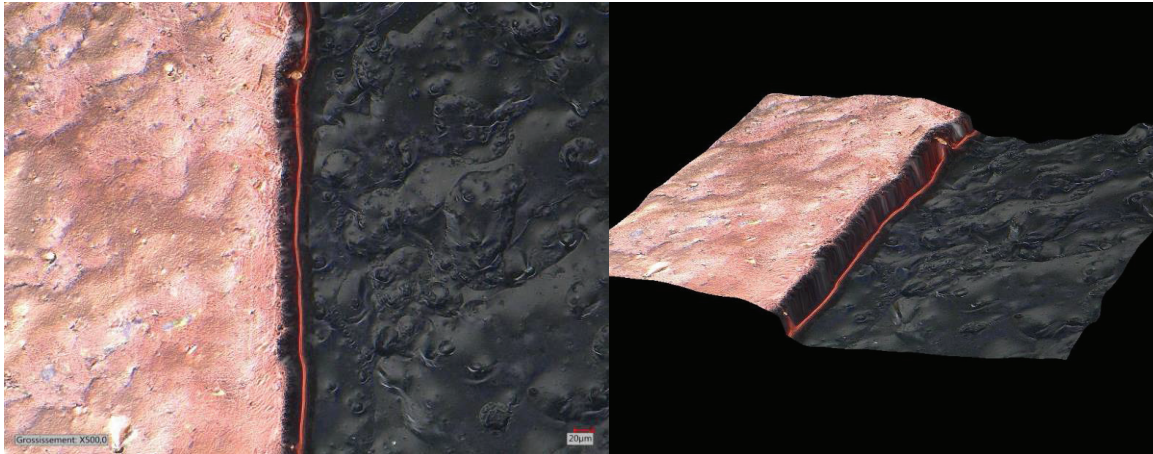


Figure 106 : Zoom sur le rebord d'une piste conductrice.

Sur les Figure 107 et Figure 108, nous mesurons d'une part l'épaisseur des pistes conductrices avec le microscope digital Keyence VHX 6000. Cette dernière varie entre 85  $\mu\text{m}$  et 60  $\mu\text{m}$  suivant la position de la spire. Nous remarquons bien ici le manque d'uniformité de l'épaisseur. Ce manque d'uniformité sur l'épaisseur est probablement lié à une croissance non-uniforme du cuivre pendant l'électrodéposition.

D'autre part, nous remarquons également la variation des géométries suite à la croissance latérale des pistes conductrices. En effet, les pistes ont été activées avec pour dimensions théoriques 800  $\mu\text{m}$  de largeur et 500  $\mu\text{m}$  d'interpiste. Après le bain autocatalytique et l'électrodéposition, les dimensions sont de 990  $\mu\text{m}$  de largeur et 310  $\mu\text{m}$  d'interpiste.

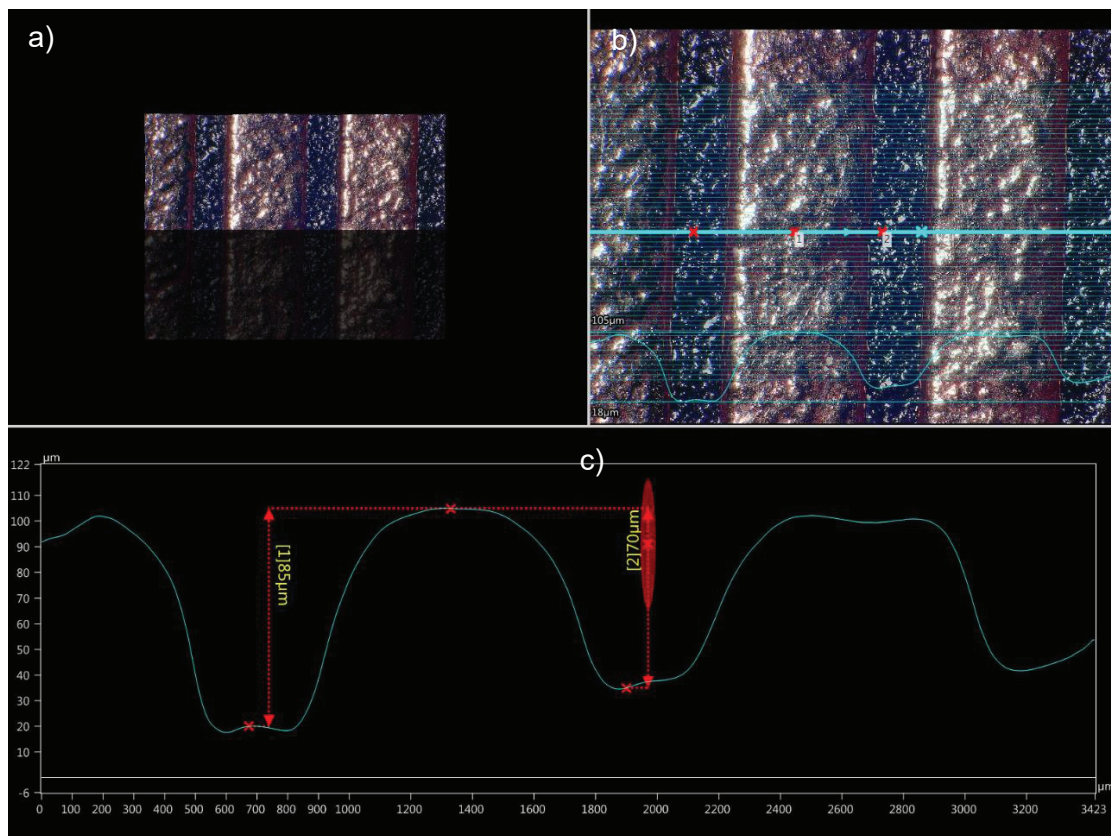


Figure 107 : Mesure de l'épaisseur de dépôt métallique sur le récepteur 1 en plastronique.  
a) Zoom sur l'objet à mesurer, b) tracé de la ligne à mesurer et c) mesure du profil avec une hauteur absolue.

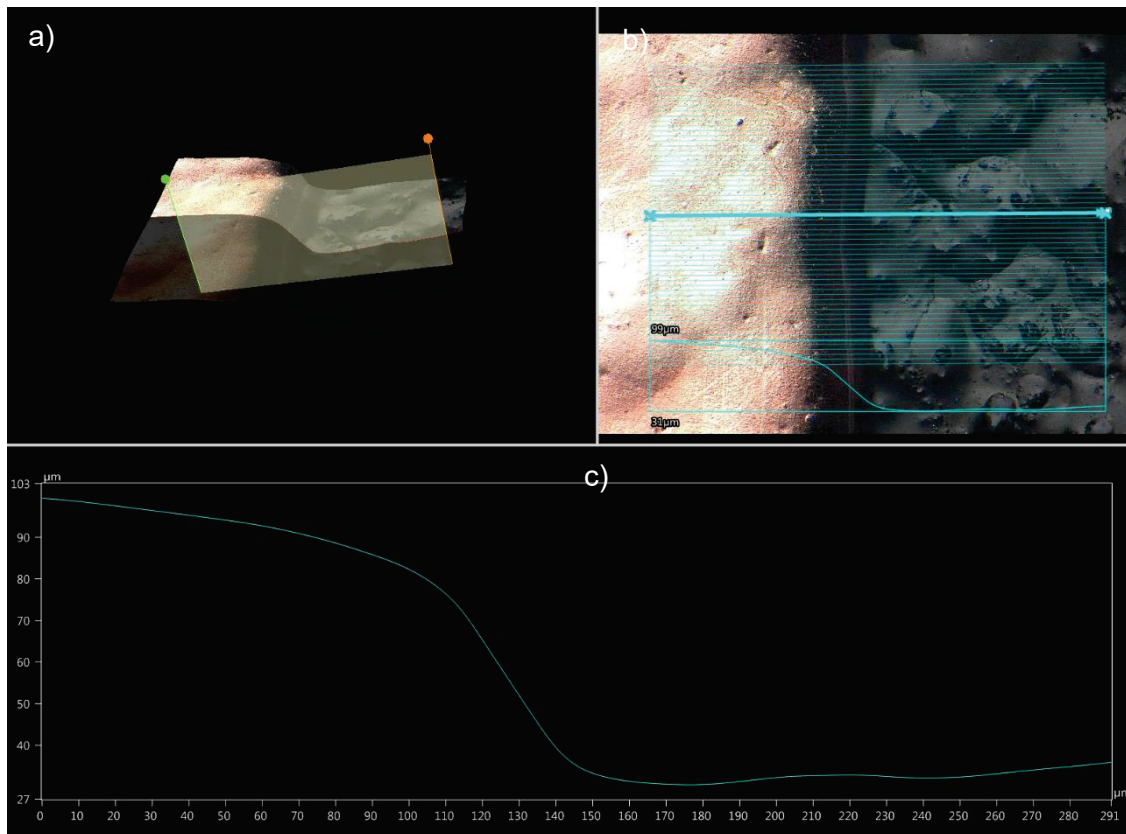


Figure 108 : Mesure de l'épaisseur de cuivre sur un bord de piste.

a) Zoom sur l'objet à mesurer, b) tracé de la ligne à mesurer et c) mesure du profil avec une hauteur absolue.

Pour conclure, ces mesures au microscope numérique nous permettent d'observer l'état de surface du récepteur 1, ainsi que les dimensions et la qualité des pistes métalliques. Nous constatons que la surface est propre avec une faible rugosité ( $6 \mu\text{m}$  au niveau des pistes conductrices). Nous constatons également un fort écart entre les dimensions théoriques et les dimensions mesurées des pistes conductrices (une épaisseur  $e$  qui est 25 % plus faible, une largeur  $w$  qui est 24 % plus grande et un espacement  $s$  qui est 38% plus faible).

Ces écarts vont impacter les performances des inductances, puisqu'une épaisseur plus faible diminue le facteur de qualité et un espacement plus faible augmente les effets capacitifs.

Il serait alors nécessaire d'optimiser les étapes de métallisation autocatalytique et d'électrodéposition afin de mieux maîtriser les dimensions des pistes conductrices métallisées. Nous n'avons pas entrepris ces travaux pour une question de temps, néanmoins la solution que nous envisageons est de diminuer la largeur théorique des pistes conductrices pendant l'étape d'activation. Une largeur plus faible des pistes conductrices pendant l'étape d'activation (disons à  $600 \mu\text{m}$ ) pourrait permettre d'obtenir des pistes plus larges après métallisation ( $800 \mu\text{m}$ ).

#### 5.4. Résultats des mesures de l'impédance pour le récepteur 1

Le premier récepteur présentant des pistes de bonne qualité, parfaitement caractérisées, nous avons pu mesurer son impédance à l'aide de l'impédancemètre Keysight 4294A.

Les résultats expérimentaux concernant  $L_{eff}$ ,  $R_{eff}$  et  $Q$  en fonction de la fréquence sont montrés sur la Figure 95. La valeur moyenne à  $6,78 \text{ MHz}$  des 3 inductances mesurées est de  $5,675 \mu\text{H} \pm 4,4 \text{ nH}$  et leur facteur de qualité entre  $128,7 \pm 9,9$ .

Nous remarquons que la géométrie choisie a permis d'avoir une capacité propre de l'inductance permettant d'atteindre un facteur de qualité maximum à la fréquence de 6,78 MHz.

La simulation en utilisant un solénoïde circulaire de même surface que l'ellipse permet de retrouver les résultats de mesures pour une fréquence inférieure à 2 MHz avec une incertitude qui ne dépasse pas 3%, résultat assez remarquable, vu le nombre d'approximations et d'incertitudes.

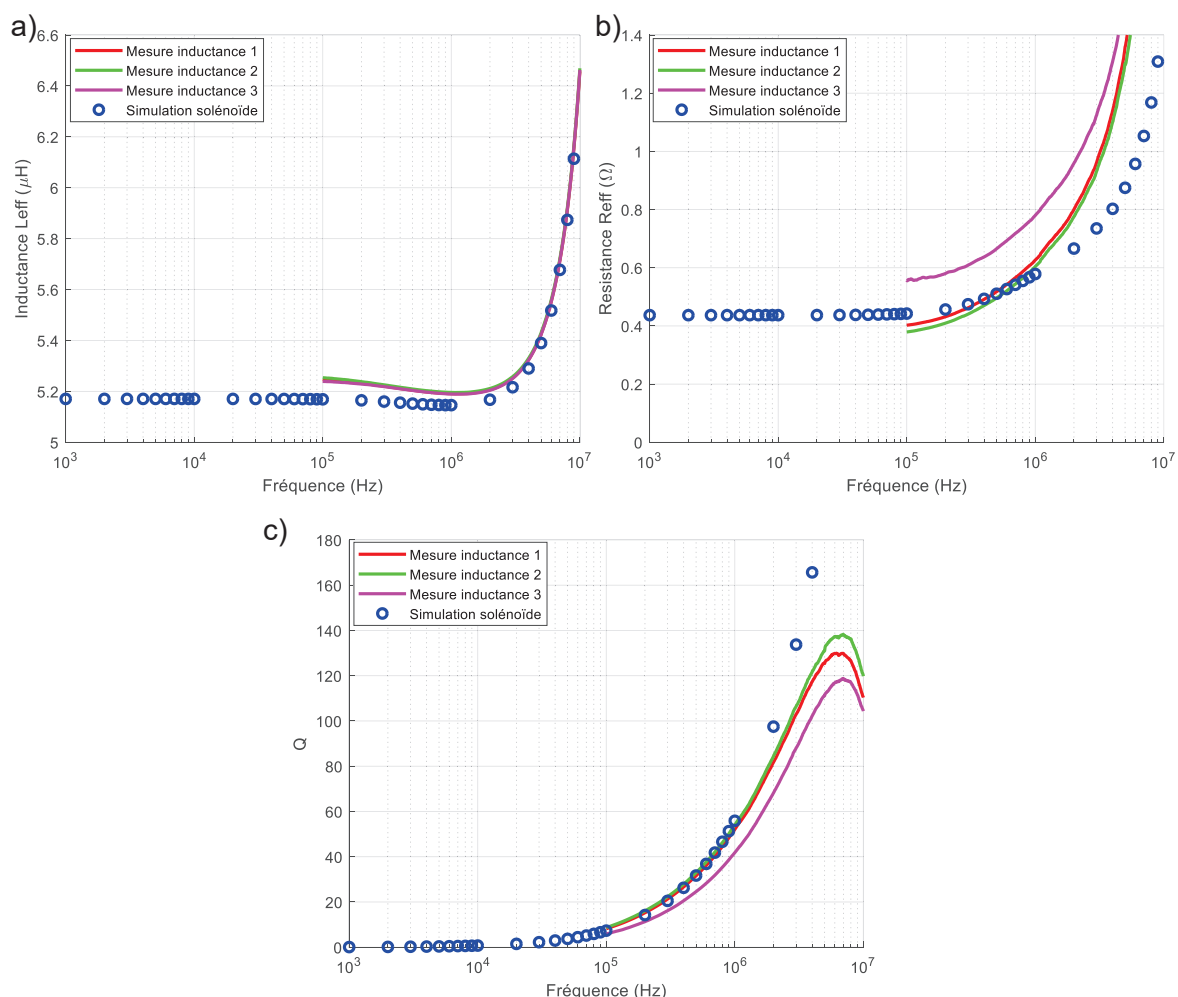


Figure 109: a) Inductance  $L_{eff}$ , b) Résistance  $R_{eff}$  et c) facteur de qualité  $Q$  en fonction de la fréquence, mesurés sur les trois inductances du récepteur 1 en plastronique, notées 1, 2 et 3.

Les courbes mesurées sont comparées avec le solénoïde de la section 5, avec  $D_0 = 6 \text{ cm}$ ,  $w = 800 \mu\text{m}$ ,  $s = 500 \mu\text{m}$ ,  $n = 7$  et  $e = 65 \mu\text{m}$ <sup>53</sup>.

N° d'inductance du Récepteur 1	$L_{eff}$ à 100 kHz (µH)	$L_{eff}$ à 6,78 MHz (µH)	Q à 6,78 MHz	$f_{SRF}$ (MHz)
<b>Inductance 1</b>	5,246	5,673	138	22,17
<b>Inductance 2</b>	5,254	5,680	129,8	22,15
<b>Inductance 3</b>	5,239	5,672	118,3	22,13
<b>Moyenne 1-2-3</b>	5,246	5,675	128,7	22,15

Tableau 19 : Valeurs caractéristiques mesurées sur les 3 inductances du récepteur 1 en plastronique.

<sup>53</sup> Nous remarquons que pour tracer  $L_{eff}$  et  $R_{eff}$  de la courbe simulée du solénoïde, nous avons utilisé une capacité  $C_s$  de 9,84 pF avec la méthode décrite dans la section 4.6 du chapitre 2.  $C_s = \frac{1}{5,246 \cdot 10^{-6} (2\pi \times 22,15 \cdot 10^6)^2}$

## 6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le procédé de fabrication des pièces plastroniques par structuration laser et métallisation autocatalytique. Notamment, nous avons vu les détails de chaque étape de ce procédé (choix des matières, mise en forme de la pièce, activation laser, métallisation et finition) ainsi que les points clés permettant d'aboutir à des pièces de bonne qualité.

Ensuite, à l'aide de réalisations expérimentales et de simulations par éléments finis, nous avons pu caractériser les performances d'inductances spirales en 2D sur circuit imprimé, puis en plastronique 2D et 3D.

Nous avons mis en évidence pour les inductances plastroniques, la nécessité d'épaissir les pistes conductrices créées par métallisation autocatalytique, par une étape d'électrodéposition de cuivre afin de diminuer leur résistance et de limiter la diminution de conduction des pistes due à l'effet de peau. Cela a permis d'élaborer des inductances spirales présentant un facteur de qualité supérieur à 80.

Dans le cas des inductances 3D, vu le faible rayon de courbure des sphères support des inductances, les simulations appliquées à cette géométrie, n'ont pas mis en évidence une différence marquée entre les inductances planes et les inductances sur sphère. Les inductances ont sensiblement les mêmes performances qu'elles soient fabriquées sur un support plan ou sphérique avec un faible rayon de courbure.

Par ailleurs, un contrôle des différentes étapes de fabrication est absolument nécessaire, afin de respecter la géométrie initialement choisie ; la croissance latérale du cuivre pouvant diminuer l'interpiste. Dans le cas des inductances plastroniques 3D, un espacement initial plus important des pistes, nous a permis d'accroître l'épaisseur de cuivre électrodéposée au-delà de 100  $\mu\text{m}$  et d'aboutir à un facteur de qualité supérieur à 100. De plus, un mauvais état de surface, et une croissance mal maîtrisée conduisent à des pistes dont les bords sont de mauvaise qualité, ce qui peut in fine accroître la capacité « parasite » de l'inductance et dégrader le facteur de qualité.

Nous avons également testé des inductances « solénoïdes » qui peuvent permettre une meilleure intégration. Les valeurs d'inductance et de résistance sont comparables aux inductances spirales. Ces récepteurs uniquement réalisables par les techniques de la plastronique présentant un facteur de qualité de l'ordre de 130 seront utilisés pour la TEDIM qui sera discutée et présentée dans le chapitre 6.

# Chapitre 5 : Conceptions et simulations pour dimensionner le démonstrateur

## 1. Introduction

Après avoir vu au Chapitre 3 les principes de base d'une TEDIM, nous étudierons ci-dessous un modèle permettant de dimensionner le projet de démonstrateur discuté à la Section 5 du Chapitre 1.

Nous commençons tout d'abord par une simulation d'un cas pratique avec deux inductances planes résonantes. Le modèle utilisé est celui présenté dans le chapitre 3. Cela nous permettra d'obtenir des ordres de grandeur, de vérifier la validité du modèle et de quantifier l'impact du redressement sur les performances.

La simulation de ce modèle comporte les étapes suivantes :

- Une mesure physique des inductances afin d'obtenir leurs paramètres RLC<sup>54</sup>, qui serviront au modèle électronique.
- Une simulation du facteur de couplage entre les inductances avec le logiciel Maxwell 3D.
- Une simulation du modèle électronique sur les logiciels Matlab ou LTSpice.

A l'issue de cette simulation avec des inductances 2D, nous étudierons un modèle 3D avec un récepteur et la boîte émettrice. Ces simulations permettront de dimensionner la géométrie des inductances émettrices et de donner des ordres de grandeur sur les performances de ce projet.

Nous verrons au chapitre suivant comment transposer cela au cas du récepteur 1 en plastronique de forme 3D. Néanmoins, dans le chapitre 5 nous procéderons à une pré-étude sur un récepteur omnidirectionnel réalisé avec des circuits imprimés classiques, et ce toujours dans l'esprit de dimensionner le système.

## 2. Modèle de simulation TEDIM

Dans cette partie, nous nous intéressons au cas de deux inductances planes couplées. Nous mettrons en place tout d'abord un modèle physique développé avec le logiciel Maxwell 3D puis un modèle électronique basé sur des calculs avec le logiciel Matlab. Cet outil permettra d'analyser l'évolution des performances en fonction du couplage, de la charge, de la distance, de l'orientation des inductances ou de la fréquence de résonance. Nous comparerons ensuite les résultats du modèle avec des résultats expérimentaux.

Les travaux présentés dans cette partie ont été réalisés en amont de l'étude sur les inductances spirales rondes. Le choix définitif de l'inductance n'avait pas encore été effectué. Ainsi, nous avons fait le choix d'utiliser des inductances de forme carrée et en 2D pour réaliser

---

<sup>54</sup> A défaut de mesure, une estimation peut être faite à l'aide des formules analytiques du chapitre 2 ou de l'Annexe 2.

les simulations sur la TEDIM. Ces inductances ont une impédance similaire aux inductances spirales rondes. La différence de géométrie ne devrait donc pas affecter grandement les résultats obtenus. Néanmoins, nous reviendrons à une forme spirale ronde dans la deuxième partie de ce chapitre.

### 2.1. Inductance plane carrée pour l'étude

Nous avons fabriqué deux inductances de forme carrée, comme montré sur la Figure 110. Leur géométrie est précisée dans le Tableau 20. Elles ont été fabriquées sur un circuit imprimé FR4 avec une épaisseur de cuivre de 35  $\mu\text{m}$ . Puis, ces inductances ont été épaissies par électrodéposition afin d'atteindre une valeur d'épaisseur estimée à 100  $\mu\text{m}$ .

Numéro d'inductance	Forme	Nombre de couches	$D_0$ (mm)	$n$	$w$ (mm)	$s$ (mm)	$e$ ( $\mu\text{m}$ )
i31	Carré	1	100	5	2	1	100

Tableau 20 : Configuration des inductances de simulation<sup>55</sup>.

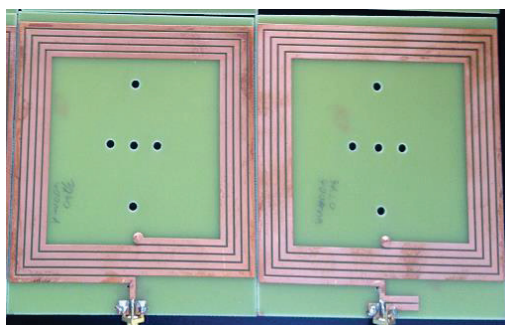


Figure 110 : Inductances planes carrées utilisées pour l'étude du modèle de 2 inductances résonantes.

Nous avons ensuite mesuré les paramètres RLC de ces inductances afin de les utiliser dans notre modèle de simulation. La valeur d'une des inductances a été mesurée à 4,49  $\mu\text{H}$  avec un facteur de qualité supérieur à 200 à la fréquence de 6,78 MHz.

La résistance a été mesurée à 0,95  $\Omega$  à 6,78 MHz. Puis, des capacités d'une valeur totale de 122.64 pF sont ajoutées en parallèle afin d'atteindre la résonance à 6,78 MHz.

Nous nous intéressons ensuite à la simulation du couplage entre ces deux inductances.

### 2.2. Simulation du facteur de couplage

Le facteur de couplage  $k$  dépend de la géométrie des inductances ainsi que de leur position et orientation relative. Il impactera directement les performances du système de TEDIM. Nous utilisons le logiciel Maxwell 3D pour la simulation de ce couplage entre les deux inductances carrées de numéro i31 (Figure 111).

<sup>55</sup> Voir Annexe 1 pour la signification des différents paramètres de l'inductance plane.



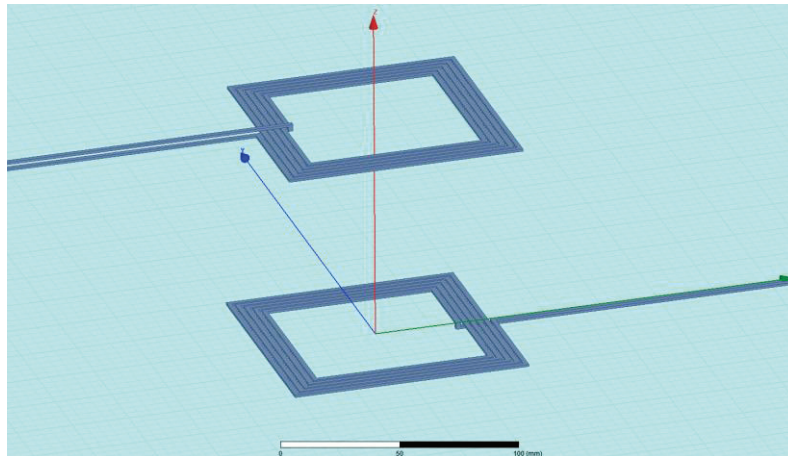


Figure 111 : Simulation électromagnétique du couplage  $k$  de deux inductances carrées i31 sur le logiciel Maxwell 3D.

Nous nous intéressons à deux configurations dans cette étude (Figure 112).

Dans la première configuration, l'inductance émettrice  $T_x$  reste fixe au point central qui a pour coordonnées ( $X = 0, Z = 0, Y = 0$ ), tandis que l'inductance réceptrice  $R_x$  se déplace en translation selon les axes  $X$  et  $Z$ . La translation s'effectue sur différentes positions  $Z$  de 0 à 400 mm et en  $X$  de 400 mm à -400 mm par incréments de 10 mm.

Dans la seconde configuration, l'inductance  $T_x$  reste comme précédemment fixe au centre, tandis que l'inductance  $R_x$  se déplace autour de l'origine de  $T_x$  avec un rayon  $R$  et un angle  $\theta$ . La rotation s'effectue sur différentes positions angulaires  $\theta$  de  $-180^\circ$  à  $180^\circ$  et différents rayons  $R$  entre 50 mm et 400 mm par incréments de 10 mm.

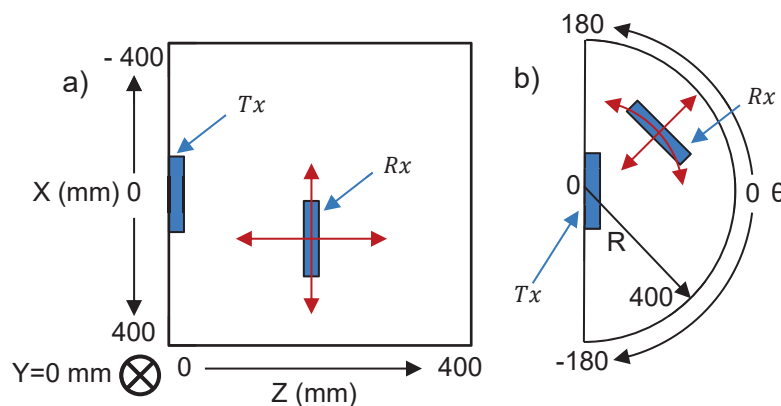


Figure 112 : Déplacement de  $R_x$  par rapport à  $T_x$  pour des simulations en a) translation et en b) rotation.

Les résultats de simulation de  $k$  pour les deux types de déplacements sont montrés sur la Figure 113. Le couplage se rapproche de 1 lorsque  $R_x$  est en face de  $T_x$ , puis il décroît en forme exponentielle lorsque  $R_x$  s'éloigne.

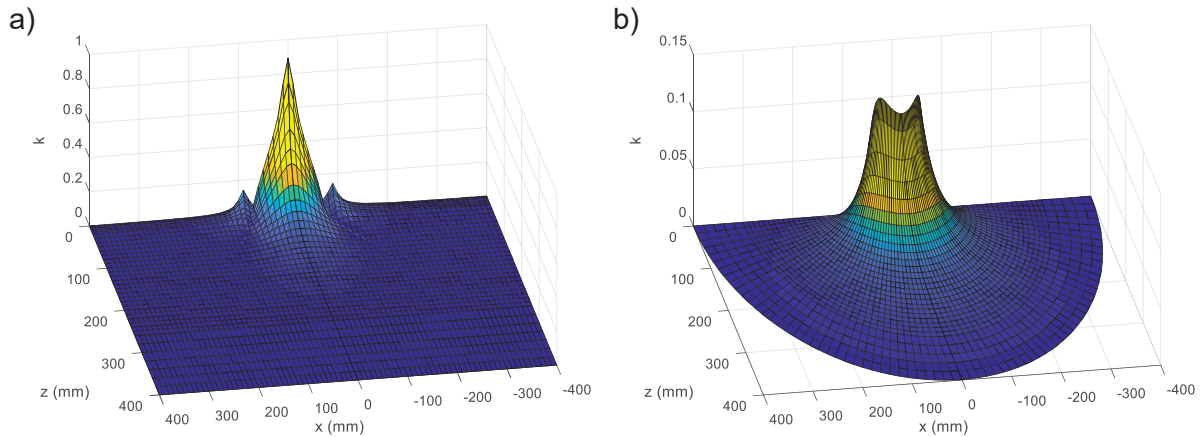


Figure 113 : Simulation du couplage  $k$  en a) translation ( $X,Z$ ) et en b) rotation ( $R,\theta$ ).

Pour une observation plus précise, l'évolution de  $k$  en fonction de  $Z$  à la position  $X = 0$  mm est tracée sur la Figure 114 . Pour fixer les idées,  $k$  atteint une valeur de 0,0346 à la position  $Z$  100 mm et une valeur de 0,00566 à la position  $Z$  200 mm.

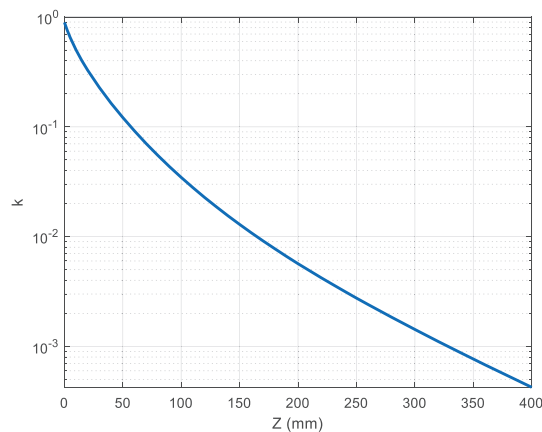


Figure 114 : Evolution du couplage  $k$  en fonction de la translation  $Z$  sur la position  $X = 0$ .

Ces simulations du couplage  $k$  vont ensuite être utilisées ci-dessous pour être injectées dans le modèle électronique.

### 2.3. Modèle électronique

Dans cette partie, nous reprenons le modèle électronique du chapitre 3 dont nous faisons un rappel sur la Figure 115.

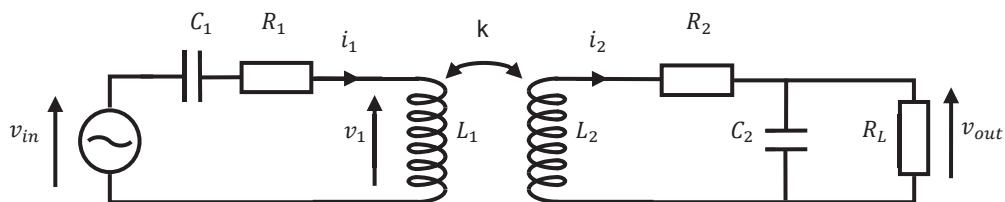


Figure 115 : Modèle d'un système de TEDIM résonant.

Nous reprenons également les valeurs RLC des deux inductances carrées mesurées dans la section 2.1 de ce chapitre. Ainsi les valeurs de  $L_1$  et  $L_2$  sont fixées à 4,49  $\mu\text{H}$ , les résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont fixées à 0,95  $\Omega$  et les capacités  $C_1$  et  $C_2$  sont fixées à 122,64 pF

La résistance de charge  $R_L$  est fixée à la valeur de 10 k $\Omega$  de façon arbitraire. Elle sera optimisée par la suite.

Nous utiliserons les valeurs du couplage  $k$  suivant les positions en X et en Z, déterminées dans la simulation par le logiciel Maxwell.

Ce modèle va ensuite servir pour calculer la puissance et le rendement entre ces deux inductances.

### 2.3.1. Puissance et rendement en fonction de Z et de la fréquence

Le rendement  $\eta$  et la puissance  $P_{out}$ <sup>56</sup> sont calculés à partir des formules (101) et (103) du chapitre 3 avec des résultats qui sont montrés sur la Figure 116. Le calcul est effectué pour différentes fréquences allant jusqu'à 10 MHz, et pour différentes positions Z allant de 0 à 400 mm en gardant X et Y égales à 0.

Les résultats de la simulation montrent qualitativement que le rendement  $\eta$  est élevé lorsque le récepteur est à une faible distance Z et lorsque le système fonctionne à une fréquence proche de sa fréquence de résonance, soit 6,78 MHz. Puis  $\eta$  diminue lorsque le récepteur s'éloigne.

La puissance  $P_{out}$  reçu par le récepteur est élevée lorsqu'il se trouve sur une position Z éloignée par rapport à l'émetteur. Dans le cas présent, elle est supérieure à 0.05 W/V<sup>2</sup> lorsque le récepteur se situe à une position Z autour de 160 mm et lorsque l'émetteur est excité à sa fréquence de résonance.

De plus, on observe ici le dédoublement de la fréquence de résonance qui a été évoqué dans le chapitre 3. Dans le cas présent, lorsque la position Z du récepteur descend en dessous de 110 mm, il apparaît 2 fréquences de résonances.

<sup>56</sup> La puissance  $P_{out}$  est normée par rapport à la tension appliqué en entrée  $V_{in} : \frac{P_{out}}{V_{in}^2}$

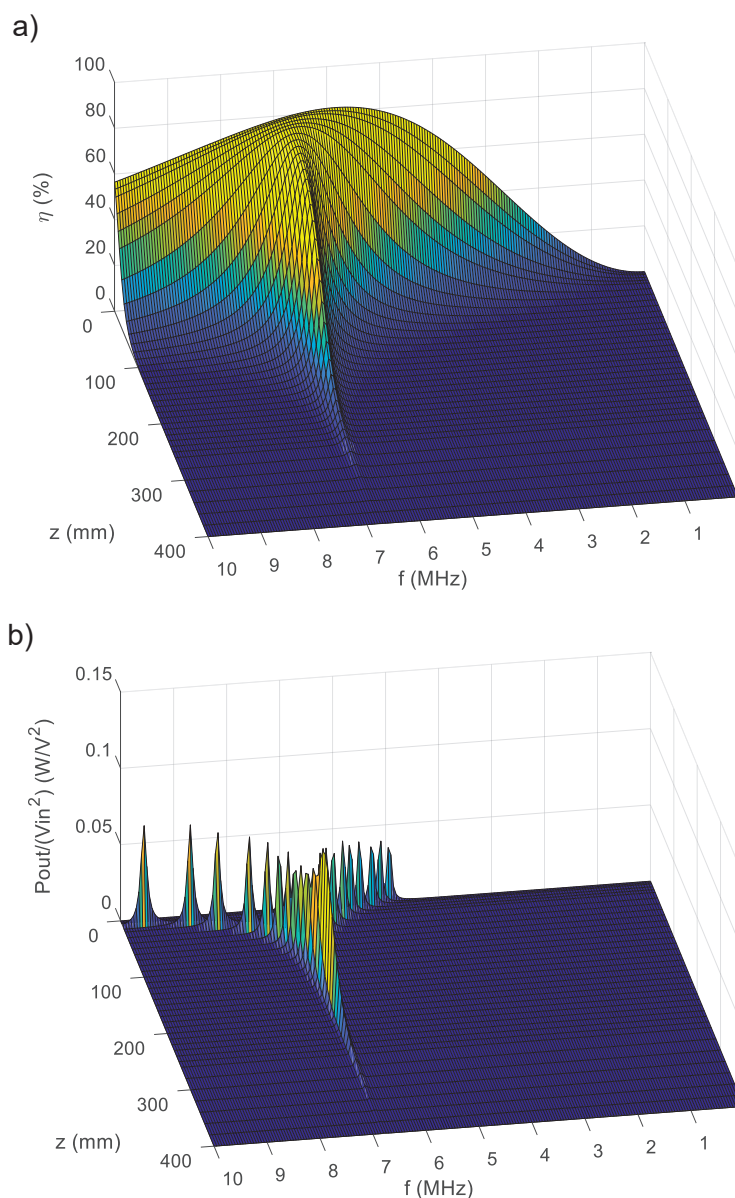


Figure 116 : Simulation du a) rendement  $\eta$  et de la b) puissance  $P_{out}$  en fonction de la position  $Z$  et de la fréquence.

Ensuite, pour observer plus précisément l'évolution de  $\eta$  et  $P_{out}$ , nous traçons sur la Figure 117 leur évolution suivant la distance  $Z$  à 6,78 MHz. Ces résultats montrent qu'il est difficile d'avoir simultanément un rendement maximum et une puissance maximale sur la même position et à la même fréquence. En effet,  $\eta$  est maximum pour une distance  $Z$  proche de 0, tandis que  $P_{out}$  est maximum pour une distance  $Z$  proche de 160.

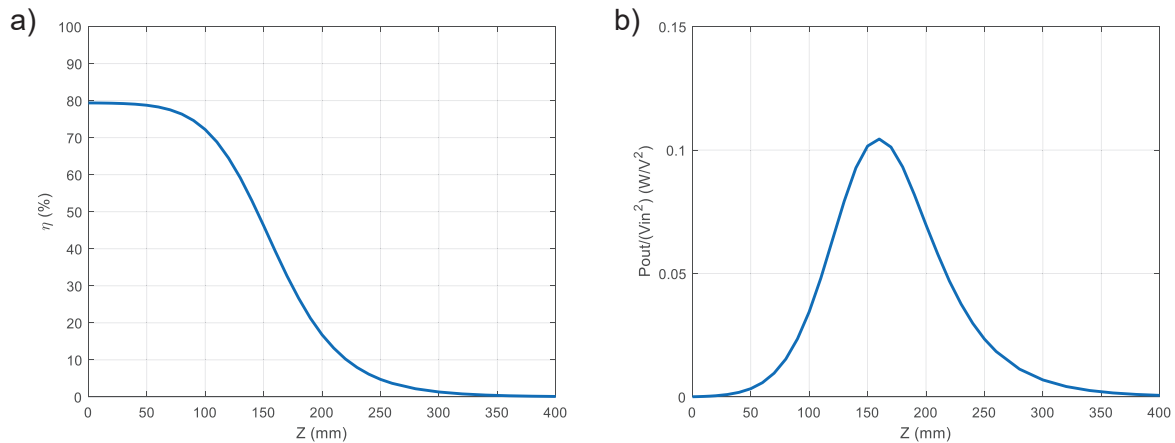


Figure 117 : Simulation du a) rendement  $\eta$  et de la b) puissance  $P_{out}$  en fonction de la position Z et à la fréquence de 6,78 MHz.

Pour comparer ces résultats de simulation avec l'analyse qui va suivre dans les sections suivantes, nous définissons un objectif qui est d'obtenir une transmission avec  $\eta > 60\%$  et  $P_{out} > 0,05 \text{ W/V}^2$ . Pour atteindre cet objectif sur la Figure 117, il suffirait que le récepteur se situe sur une ZRP entre 111 mm et 129 mm.

### 2.3.2. Calcul de $\eta$ et $P_{out}$ en translation et en rotation

Nous nous intéressons maintenant à l'évolution des performances en translation XY et en rotation  $R\theta$ . Nous avons fixé la fréquence d'excitation  $f$  à 6,78 MHz et avons refait un calcul de  $\eta$  et  $P_{out}$  en utilisant les valeurs de couplage en XY et  $R\theta$  de la Figure 113.

Sur les Figure 118 et Figure 119, nous montrons les résultats de ce calcul. Celles-ci montrent respectivement des cartographies de du rendement  $\eta$  et de la puissance en sortie  $P_{out}$ , lorsque le récepteur est en translation XY et en rotation  $R\theta$ . On constate que sur les positions XY proches de l'émetteur (0,0), le rendement  $\eta$  est important tandis que la puissance  $P_{out}$  quasiment nulle. Le "trou", ainsi observé sur les figures de puissance aux positions proches de l'émetteur, est une chute de puissance liée à l'incapacité du récepteur d'entrer en résonance pour les valeurs de couplage élevées.

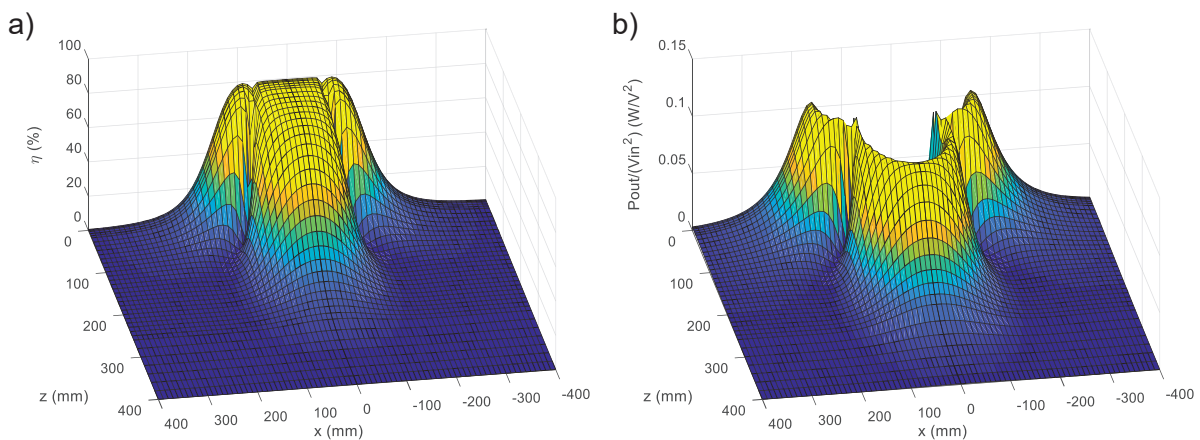


Figure 118 : Simulation du a) rendement  $\eta$  et de la b) puissance  $P_{out}$  en fonction des positions (X,Z) en translation.

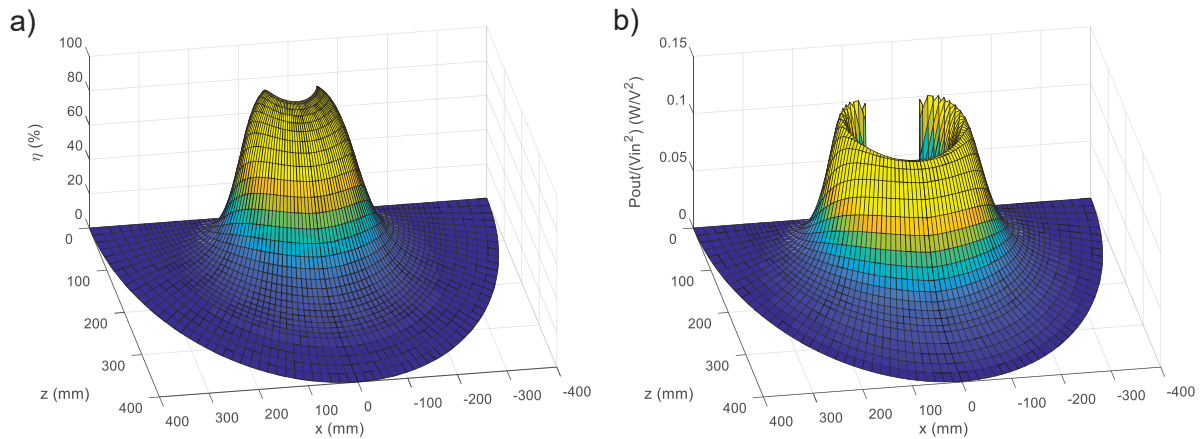


Figure 119 : a) rendement  $\eta$  et b) puissance  $P_{out}$  en fonction des positions en rotation  $(R, \theta)$ .

#### 2.4. Comparaison modèle et mesure

Ci-dessous nous comparons ces résultats de simulation avec des résultats expérimentaux. Ces mesures ont été effectuées en plaçant les deux inductances carrées de la Figure 110 l'une en face en l'autre.

Les mesures ont été réalisées avec un analyseur de réseau<sup>57</sup> et sont montrées sur la Figure 120. Nous avons mesuré le couplage  $k$ , le rendement  $\eta$  et la puissance  $P_{out}$  en fonction de la fréquence d'excitation  $f$  et de la translation  $Z$  entre  $(0,0)$  et  $(0,300)$ . La charge  $R_L$  utilisée est identique à celle utilisée lors des calculs.

De façon qualitative, ces résultats expérimentaux sont similaires aux résultats théoriques de la Figure 116. On observe la présence du dédoublement de la fréquence de résonance lorsque  $k$  est faible. Le rendement maximal est situé à proximité de la position de l'émetteur et le pic de puissance maximale est situé à la position  $Z = 160$  mm.

<sup>57</sup> La méthode utilisée pour effectuer ces mesures est décrite en Annexe 11.

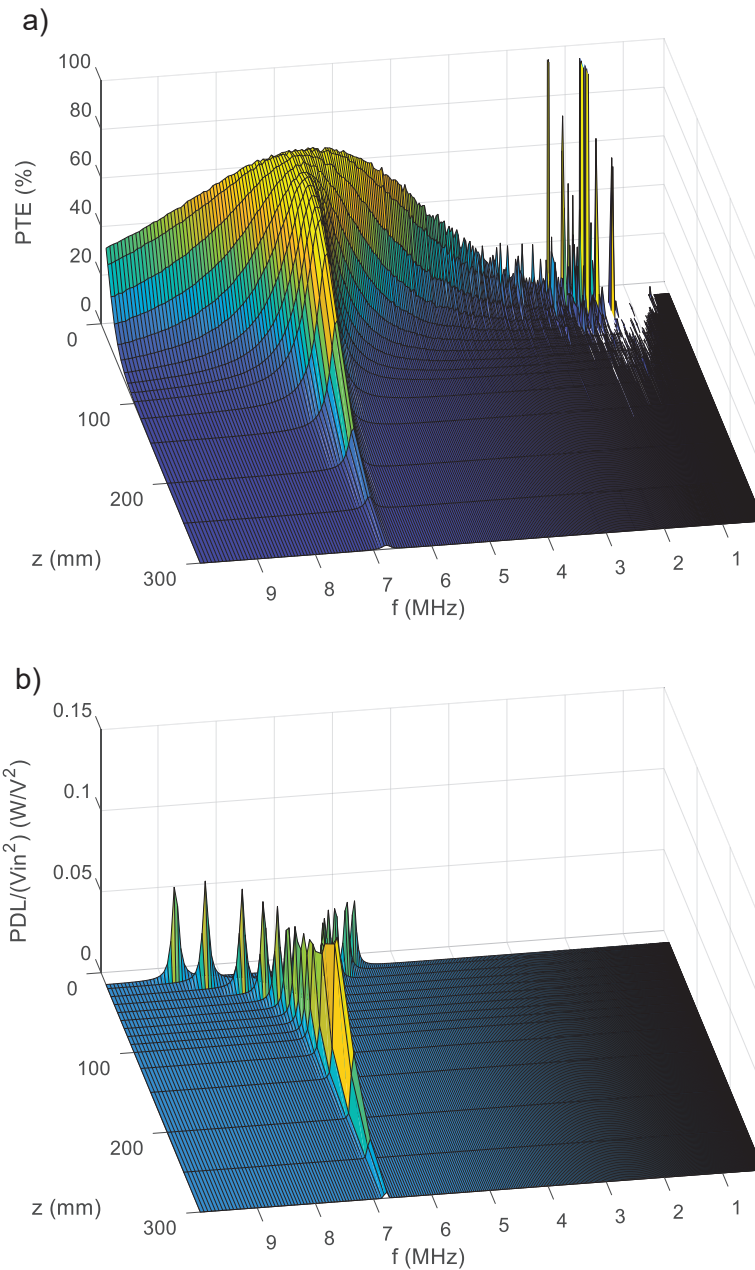
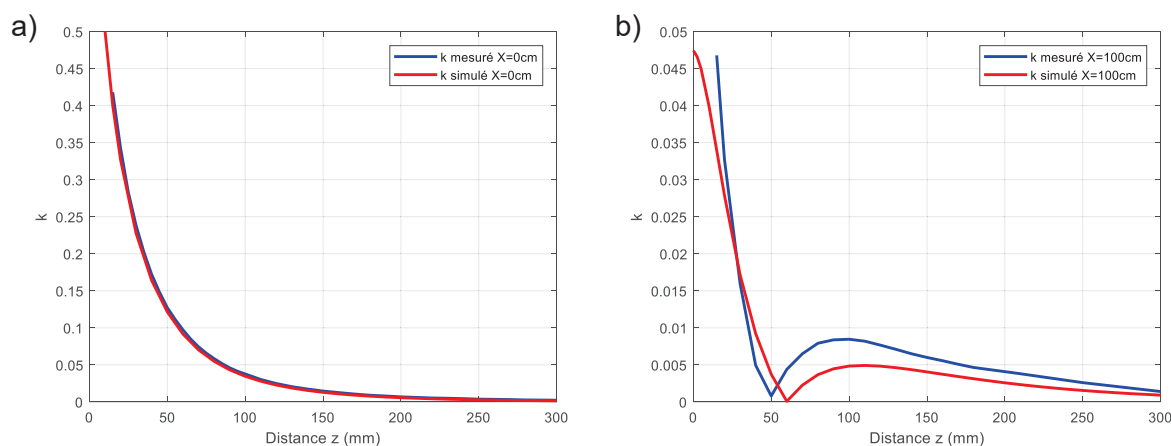
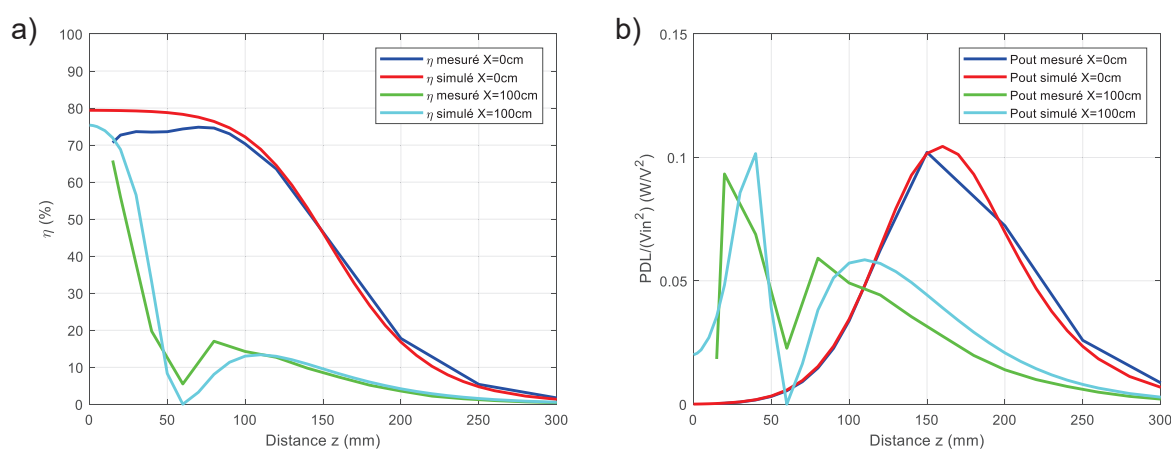


Figure 120 : Mesure du a) rendement  $\eta$  et de la b) puissance  $P_{out}$  en fonction de la position Z et de la fréquence.

Nous avons aussi tracé sur la Figure 121, les valeurs mesurées et simulées de  $k$  aux positions  $X = 0$  mm et  $X = 100$  mm. Sur la Figure 122 nous traçons les valeurs mesurées et calculées de  $\eta$  et  $P_{out}$  sur ces mêmes positions. On observe qualitativement un bon accord entre les résultats de mesures et les résultats théoriques.

Figure 121 : Facteurs de couplage mesurés et simulés sur les positions a)  $X = 0$  mm et b)  $X = 100$  mm.Figure 122 : a) Rendement  $\eta$  et b) puissance  $P_{out}$ , mesurés et simulés sur les positions  $X = 0$  mm et  $X = 100$  mm.

La ZRP définie auparavant par les résultats théoriques se situe à présent pour les mesures expérimentales sur une position  $Z$  entre 111 et 127 mm (Tableau 21). De même, nous concluons qu'il y a un bon accord entre la ZRP simulée et la ZRP expérimentale.

	<i>Simulation</i>	<i>Mesure</i>
$Z_{Min}$	111	111
$Z_{max}$	129	127

Tableau 21 : Comparaison entre mesures expérimentales et simulations pour une ZRP définie par  $\eta > 60\%$  et  $P_{out} > 0,05 \text{ W/V}^2$  sur l'axe  $X = 0$  mm.

Tous ces résultats viennent confirmer la validité du modèle et de notre approche pour simuler nos systèmes de TEDIM.

Nous nous intéressons ensuite aux façons d'améliorer ces performances et d'augmenter la ZRP.

#### 2.4.1. Optimisation de la charge

En reprenant le cas d'étude précédent, il est possible d'optimiser le système en modifiant la charge  $R_L$  suivant la position du récepteur (cf section 4.2 du chapitre 3). Pour ce faire, nous utilisons la formule (109), ce qui nous donne la cartographie de la valeur de  $R_L$  optimale



suivant la position  $(X, Z)$  sur la Figure 123. La valeur de  $R_L$  optimale varie de quelques  $\Omega$  à plusieurs  $k\Omega$ .

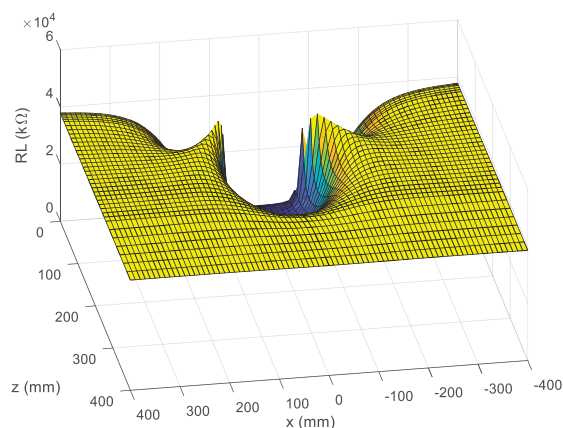


Figure 123 : Cartographie de la charge  $R_L$  optimale.

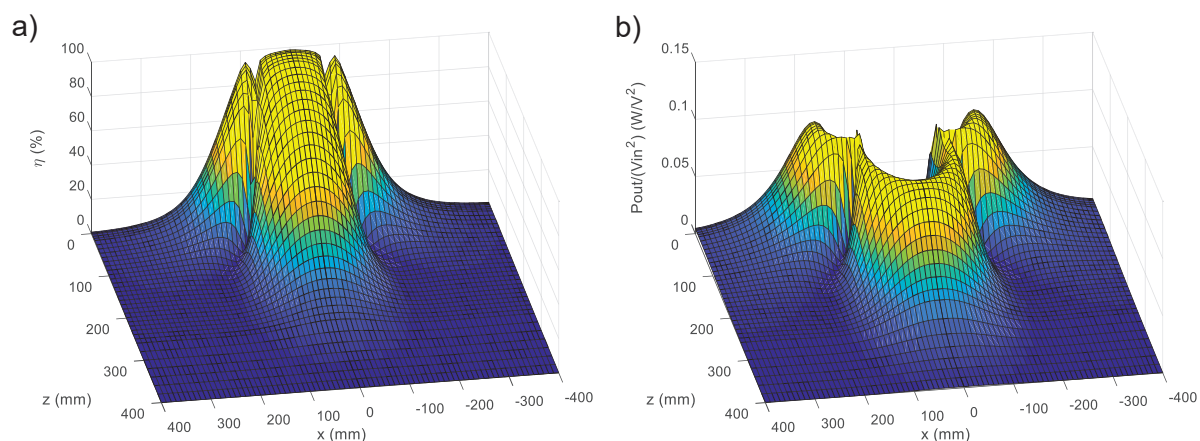


Figure 124 : a) rendement  $\eta$  et b) puissance  $P_{out}$  en fonction des positions  $(X, Z)$  en translation avec une charge  $R_L$  optimale.

Nous remarquons de façon qualitative sur la Figure 124 que le rendement et la puissance sont alors considérablement améliorés. La ZRP précédemment définie est étendue, elle se trouve entre 93 mm et 130 mm pour la position  $X = 0$  mm.

	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$	$R_L = \text{optimale}$
$Z_{Min}$	111	93
$Z_{max}$	129	129

Tableau 22 : Influence sur la ZRP lorsqu'on optimise la charge  $R_L$ .  
La ZTP est définie pour  $\eta > 60 \%$  et  $P_{out} > 0,05 \text{ W/V}^2$  sur l'axe  $X = 0$  mm.

### 2.4.2. Optimisation de la fréquence d'excitation $f$

De même, il est possible d'améliorer le système en modifiant la fréquence d'excitation pour se positionner sur l'une des 2 fréquences de résonance lorsque celle-ci est modifiée par le couplage. La Figure 125 montre les 2 fréquences de résonances qui apparaissent lorsque la position du récepteur change. Nous avons donc positionné la fréquence d'excitation  $f$  sur une de ces fréquences de résonance, puis sur l'autre. Les Figure 126 et Figure 127 montrent  $\eta$  et  $P_{out}$  en se positionnant sur l'une, puis sur l'autre.

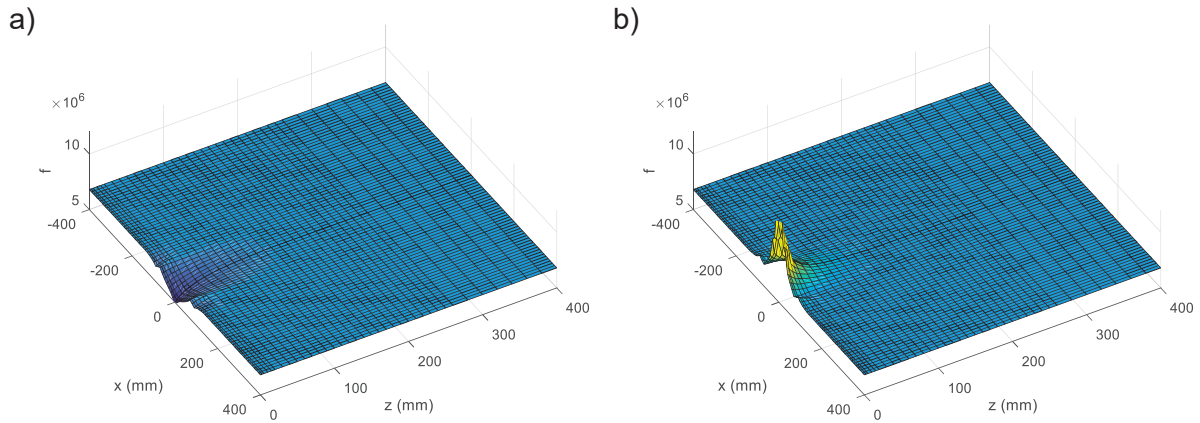
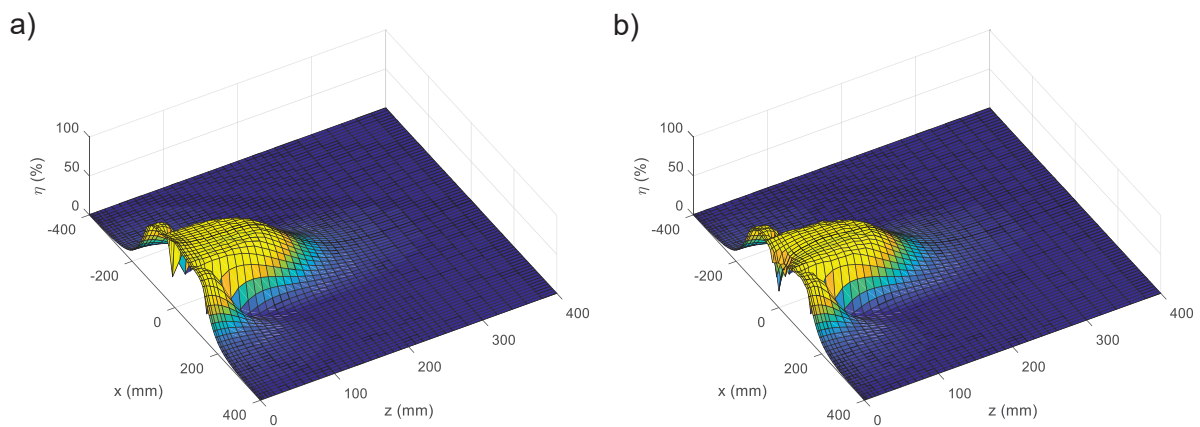
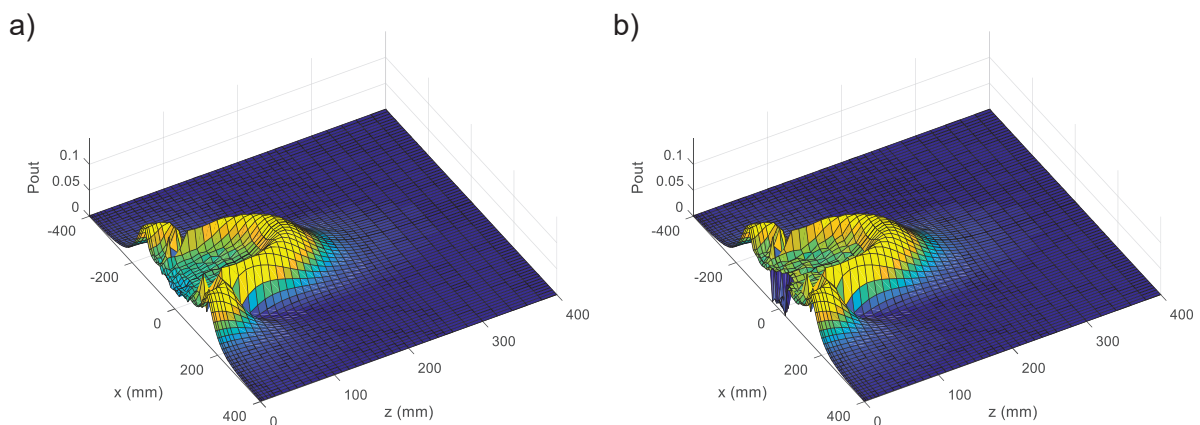


Figure 125 : Cartographie de la fréquence optimale a) basse et b) haute.

Figure 126 : Cartographie du rendement  $\eta$  avec une fréquence optimale a) basse et b) haute.Figure 127 : Cartographie de la puissance  $P_{out}$  avec une fréquence optimale a) basse et b) haute.

Nous constatons que sur les positions devant l'émetteur  $(0,0)$ , il est possible d'obtenir un "bon"  $\eta$  et une puissance  $P_{out}$  non-nulle (zone verte), ce qui n'était pas le cas lorsque la fréquence était fixe à 6,78 MHz.

Ensuite, en choisissant de se placer sur la fréquence basse, la ZRP précédemment définie est étendue entre 14 mm et 126 mm pour la position  $X = 0$  mm. Tandis que si nous nous

plaçons sur la fréquence haute, la ZRP est étendue entre 69 mm et 127 mm pour la position  $X = 0$  mm.

	$f_{res} = 6,78 \text{ MHz}$	$f_{res} = \text{optimale basse}$	$f_{res} = \text{optimale haute}$
$Z_{Min}$	111	14	69
$Z_{max}$	129	126	127

Tableau 23 : Comparaison modèle avec et sans fréquence de résonance optimisée pour  $\eta > 60 \%$  et  $P_{out} > 0,05 \text{ W/V}^2$  sur l'axe  $X = 0$  mm.

## 2.5. Modèle électronique avec redressement

Dans la section précédente, nous nous sommes intéressés à la simulation d'un modèle de transmission d'énergie non redressé. Dans cette section, nous complétons ce modèle avec l'étage de redressement (Figure 128). Ce dernier a déjà été discuté dans le chapitre 2 section 6.

Comme précédemment, les paramètres  $R_i$ ,  $L_i$  et  $C_1$  de chaque inductance sont identiques et valent respectivement  $0,95 \Omega$ ,  $4,49 \mu\text{H}$  et  $122,64 \text{ pF}$ . Les capacités  $C_2$  et  $C_3$  ont été choisies pour créer une résonance à  $6,78 \text{ MHz}$  et valent chacune  $62 \text{ pF}$ . La résistance de charge  $R_L$  et la capacité de charge  $C_L$  ont été respectivement fixés à  $150 \Omega$  et  $1 \mu\text{F}$ . Le facteur de couplage  $k$  utilisé est le même que celui simulé précédemment pour un déplacement du récepteur de la position  $(0, 0)$  vers la position  $(0, 400)$  à  $Y$  constant. La tension appliquée à l'entrée est un signal carré de  $10 \text{ V}$  à  $6,78 \text{ MHz}$  qui modélise le signal issu de l'amplificateur.

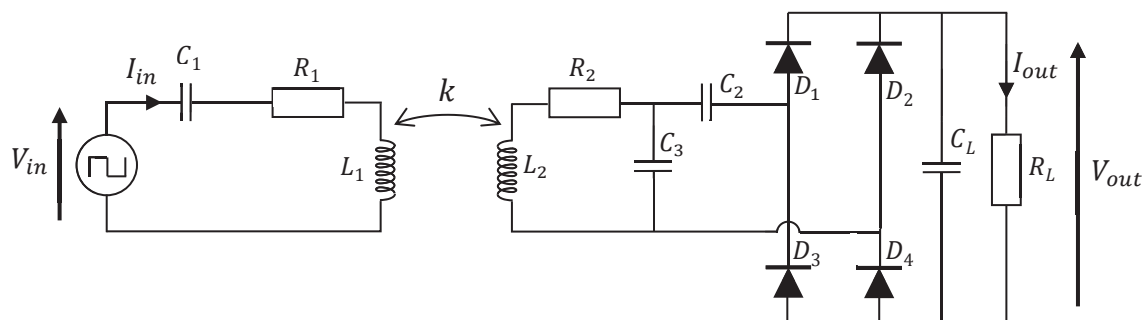


Figure 128 : Modèle d'un système de TEDIM résonant avec étage de redressement.

L'impédance équivalente d'un pont de diodes étant difficile à modéliser, nous ne pouvons plus utiliser les formules analytiques du chapitre 3 pour extraire  $\eta$  et  $P_{out}$  de ce modèle. Nous avons alors préféré utiliser une simulation temporelle sur le logiciel LTSpice afin de les obtenir. Les résultats de cette simulation sont montrés à la Figure 129.

Nous constatons que le modèle redressé permet d'obtenir  $3,86 \text{ W}$  en sortie avec un rendement de  $58,1\%$  à une distance  $Z$  de  $100 \text{ mm}$ .

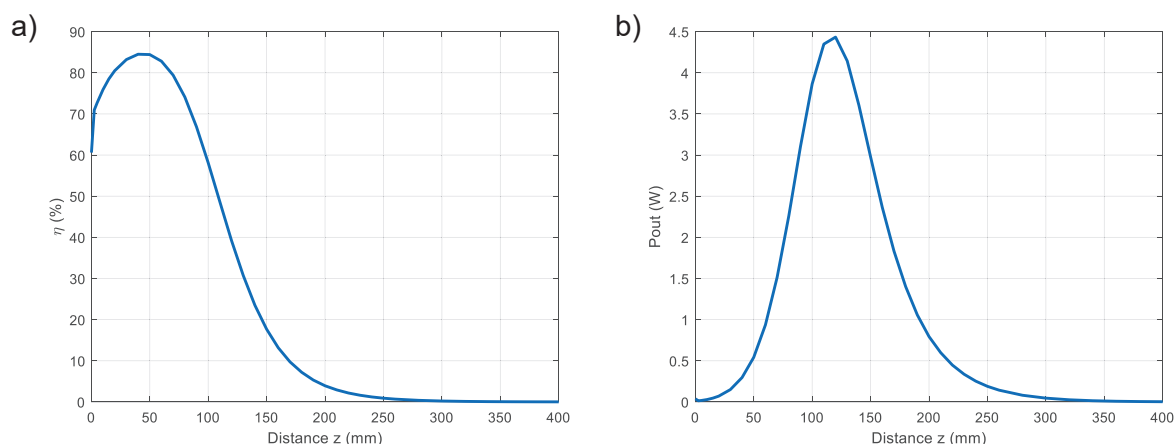


Figure 129 : Simulation du a) rendement  $\eta$  et de la b) puissance  $P_{out}$  du modèle avec redressement sur la position  $X = 0$  mm et avec une tension d'entrée  $V_{in} = 10$  V.

Il est à noter que les performances du modèle avec étage de sortie sont dégradées par rapport au modèle sans étage de sortie. En effet pour une configuration similaire, ce dernier fournissait une puissance de 5,6 W en sortie et un rendement de 75,5 % à la distance  $Z$  de 100 mm (Tableau 24).

	Non-redressé avec $R_L = 5475 \Omega$	Redressé avec $R_L = 150 \Omega$
$\eta$ (%)	75,5	58,1
$P_{out}$ (W)	5,6	3,86

Tableau 24 : Comparaison modèle non-redressé avec le modèle redressé à  $Z=100$  mm. Les charges  $R_L$  ont été choisies pour donner les meilleures performances possibles.

La ZRP définie précédemment est inexistante sur le modèle redressé puisque la puissance en sortie  $P_{out}$  ne dépasse pas les 5 W<sup>58</sup>.

Ainsi l'ajout d'un circuit de redressement dégrade fortement les performances d'une TEDIM résonante (diminution d'un facteur 1,45 pour la puissance et 1,3 pour le rendement). Notons que ce circuit est nécessaire pour obtenir une tension continue en sortie.

## 2.6. Bilan de l'étude sur la simulation de deux inductances résonantes carrées

Cette étude sur la simulation de deux inductances résonantes carrées a permis de présenter le modèle de simulation TEDIM et d'obtenir quelques ordres de grandeur. Puis nous avons montré la validité de ce modèle en comparant les résultats de mesures avec les résultats de simulation issue de ce modèle. Nous avons montré que l'optimisation de la résistance de charge  $R_L$  et de la fréquence de résonance permet d'étendre la ZRP. Enfin, nous avons étendu le modèle en incluant dans celui-ci le circuit de redressement et nous avons montré la dégradation des performances liées à l'ajout de celui-ci.

Ce modèle sera utilisé pour la suite de ces travaux afin d'analyser le projet de cette thèse, qui va être exposé ci-dessous.

<sup>58</sup> La ZRP définie précédemment spécifiait que  $\frac{P_{out}}{V_{in}^2}$  soit supérieur à  $0,05 \text{ W/V}^2$ . Pour un signal carré de 10 V, nous avons  $0,05 \text{ W/V}^2 \times 10 \text{ V} \times 10 \text{ V} = 5 \text{ W}$ .

### 3. Simulation du projet avec un modèle électronique

Dans cette partie, nous reprenons l'objectif de cette thèse que nous nous sommes fixés dans la section 5 chapitre 1, à savoir réaliser une boîte émettrice permettant d'alimenter par induction électromagnétique un récepteur omnidirectionnel dans un grand volume (pour rappel, nous reprenons le schéma de principe sur la Figure 130). Puis, nous allons chercher à simuler les performances de puissance et de rendement pour ce projet.

Pour correspondre aux objectifs de ce projet, nous choisissons de limiter la dimension du côté de la boîte à approximativement 50 cm, dimension qui est 6 à 8 fois supérieure à la taille de nos récepteurs. Cette dimension sera conservée pour les simulations et pour la fabrication de la boîte émettrice.

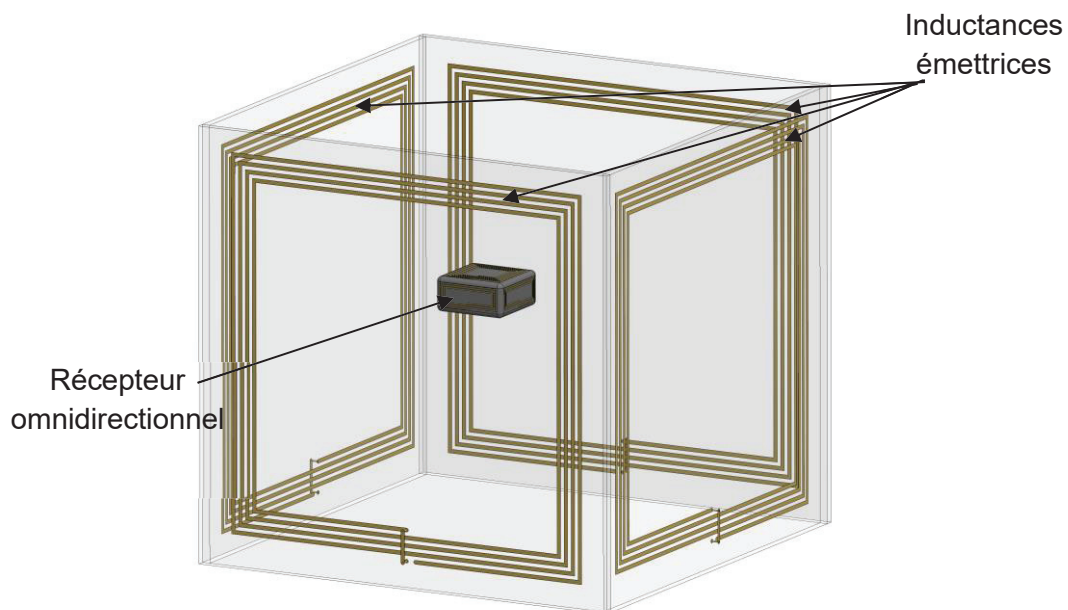


Figure 130 : Rappel : schéma de principe de la transmission d'énergie vers un objet dans un grand volume.

La boîte émettrice contient 4 inductances situées sur les 4 parois latérales et émettant de la puissance suivant 2 directions (cf. section 5 du chapitre 1). Nous analyserons et dimensionnerons tout d'abord la géométrie des inductances émettrices.

Ensuite, nous examinerons l'influence de l'orientation du champ magnétique entre les inductances émettrices. Enfin, des ordres de grandeur sur les performances seront obtenus par simulation du modèle complet de la boîte émettrice et du récepteur.

Pour simuler ces performances, nous utiliserons l'un des récepteurs évoqués dans le chapitre 1. Pour rappel, deux types de récepteurs ont été évoqués ; le premier qui doit être fabriqué avec des technologies conventionnelles de circuits imprimés, et le second qui est le récepteur 1 en plastronique que nous avons présenté dans la section 5.2 du chapitre 4.

Nous avons choisi dans la partie qui suit de ne faire des simulations qu'avec le récepteur qui sera fabriqué avec des technologies conventionnelles de circuits imprimés. En effet, ce dernier présente une géométrie pratique pour la simulation sur le logiciel Maxwell 3D ; Il est de forme cubique avec une inductance réceptrice plane spirale et ronde, situé sur chacune de ses faces.

Ce récepteur sera présenté plus en détails et caractérisé dans la section 3.1 du chapitre 6, nous nous contenterons dans la partie qui suit, d'une brève présentation afin de faire nos simulations.

Nous remarquons que ce récepteur cubique a des dimensions comparables au récepteur 1 en plastronique. Ainsi, les ordres de grandeur obtenus par simulation dans ce chapitre avec le récepteur cubique seront dans une certaine mesure assez proches de ceux du récepteur 1 en plastronique.

### 3.1. Le récepteur cubique

Nous discutons ici brièvement du récepteur cubique. Celui-ci dispose de 6 inductances nommées  $Lrx_1$  à  $Lrx_6$  et situées sur ses 6 faces nommées respectivement  $Rx_1$  à  $Rx_6$  (Figure 131). Le cube en lui-même est obtenu par assemblage de circuits imprimés plans.

Nous résumons les dimensions des inductances inscrites sur les faces du cube dans le Tableau 25. Le côté de ce cube fait 6 cm, tandis que le diamètre externe des inductances réceptrices inscrites sur les faces du cube fait 5 cm. Sa conception a été basée sur l'étude des inductances planes de la section 4.6 du chapitre 2 et de l'Annexe 5.

Les inductances sont élaborées avec une épaisseur de cuivre de 70  $\mu\text{m}$ , plus importante que l'épaisseur standard des circuits imprimés, soit 35  $\mu\text{m}$ .

Il a été fait le choix spéculatif d'ajouter une fine couche de ferrite de 0,4 mm d'épaisseur derrière chaque face  $Rx_i$  afin de tenter de diminuer les effets de couplage entre inductances voisines. En effet, tel que nous l'avons discuté dans le chapitre 3 section 4.2, les effets de couplage pourraient entraîner des variations de fréquence de résonance et donc d'impacter les performances du récepteur.

Pour les paramètres de la ferrite nous avons utilisé ceux d'une ferrite vendue dans le commerce de référence MHL12060-200. Sa partie imaginaire et sa partie réelle valent respectivement 5 et 160 à la fréquence de 13,56 MHz.

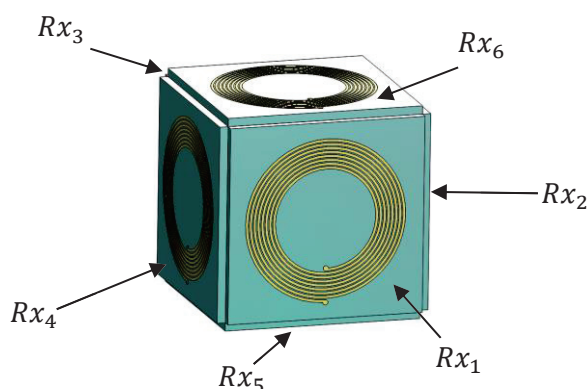


Figure 131 : Schéma du récepteur étudié.

Numéro d'inductance	Forme	Nombre de couches	$D_o$ (mm)	$n$	$w$ ( $\mu\text{m}$ )	$s$ ( $\mu\text{m}$ )	$e$ (mm)
i32	Ronde	1	50	8	800	400	70

Tableau 25 : Configuration de l'inductance du récepteur cubique.

Les facteurs de couplage ont été simulés à l'aide du logiciel Maxwell 3D et les résultats sont résumés dans le Tableau 26<sup>59</sup>. Les couplages sur la ligne du haut du tableau correspondent aux valeurs entre deux inductances orthogonales (par exemple  $L_{rx_1}$  et  $L_{rx_4}$ ), tandis que ceux situés sur la ligne en dessous correspondent aux valeurs entre deux inductances positionnées l'une en face de l'autre (par exemple  $L_{rx_2}$  et  $L_{rx_4}$ ).

D'après les résultats de ce tableau, nous constatons que l'ajout de 0,4 mm de ferrite permet de diminuer le facteur de couplage entre deux inductances orthogonales de 53 %, et celui entre deux inductances "face à face" de 58 %. Cette couche de ferrite répond donc bien à notre objectif de diminuer le couplage.

D'autre part, il serait intéressant d'évaluer l'impact de ce couplage entre les inductances du cube sur les performances, ainsi que d'étudier l'épaisseur optimale de la ferrite nécessaire à un "bon isolement" entre celles-ci. Ces travaux n'ont cependant pas pu être réalisés par faute de temps.

	Simulation sans ferrite	Simulation avec 0,4 mm de ferrite
$k_{r12}, k_{r23}, k_{r34},$ $k_{r41}, k_{r51}, k_{r52},$ $k_{r53}, k_{r54}, k_{r61},$ $k_{r62}, k_{r63}, k_{r64}$	0,0315	0,0167
$k_{r13}, k_{r24}, k_{r56}$	0,0127	0,00742

Tableau 26 : Comparaison des facteurs de couplage entre les inductances du récepteur cubique. Mise en évidence de l'effet de la ferrite.

Ensuite, les paramètres  $L_{eff}$  et  $R_{eff}$  des inductances  $i32$  de ce cube ont été mesurés dans la section 3.1 du chapitre 6. Ils valent respectivement 4,22  $\mu$ H et 1,46  $\Omega$  et ils seront utilisés dans le modèle de la section qui suit.

### 3.2. Dimensionnement de l'inductance émettrice

On s'intéresse maintenant au dimensionnement de l'inductance émettrice inscrite sur les quatre faces verticales de la boîte émettrice.

Puisque nous avons choisi une dimension de 50 cm pour le côté de la boîte émettrice, nous avons alors la possibilité d'utiliser des inductances carrées avec un côté  $D_0$  maximum de 50 cm. De plus, des inductances inférieures à 20 cm sont inenvisageables puisqu'elles seront trop petites pour alimenter un volume de 50 cm.

Ainsi pour définir la bonne taille de  $D_0$ , nous allons évaluer les performances de puissance et de rendement par simulation pour différentes tailles d'inductances allant de 20 cm jusqu'à 50 cm (Tableau 27).

Nous avons choisi de faire une inductance avec 2 spires de diamètre 3 mm et ayant un espacement  $s$  fixé initialement à 1 mm. Cet espacement est prévu afin de configurer la fréquence de résonance propre de l'inductance  $f_{SRF}$  en jouant sur les effets capacitifs (voir section 4.6 du chapitre 2).

<sup>59</sup> La notation  $k_{rij}$  permet de désigner le facteur de couplage  $k$  entre l'inductance  $L_{rxi}$  et  $L_{rxj}$ .

Ne pouvant simuler les effets capacitifs, nous avons maintenu l'espacement  $s$  à une valeur de 1 mm pour les simulations de cette section. Elle sera optimisée plus loin par des mesures expérimentales dans la section 2.2 du chapitre 6.

Numéro d'inductance	Forme	Nombre de couches	$D_0$ (cm)	$n$	$\varnothing$ (mm)	$s$ (mm)
i33	Carré	1	50-20	2	3	1

Tableau 27 : Configuration de l'inductance émettrice.

Pour ces simulations, nous nous intéressons à deux cas particuliers :

- Le premier cas correspond à un éloignement du cube par rapport à une inductance émettrice avec un côté  $D_0$  à définir. Ce cas nous permettra notamment d'évaluer la distance de transmission suivant le côté  $D_0$  de l'inductance émettrice.
- Le second cas correspond au déplacement du cube entre deux inductances émettrices situées face à face et éloignées d'une distance correspondant aux dimensions de la boîte<sup>60</sup>. Ce cas nous permettra d'évaluer l'impact du côté  $D_0$  de l'inductance émettrice sur les performances en translation.

De plus, la simulation du cube entier pour plusieurs tailles de  $D_0$  et pour plusieurs positions risquant d'être trop longue à réaliser, nous avons choisi de ne simuler les performances qu'avec une seule inductance réceptrice.

L'étude des performances de puissance et de rendement en translation pour ces deux cas nous permettrait de choisir la dimension  $D_0$  optimale.

### 3.2.1. Simulation d'une inductance émettrice et réceptrice en fonction de leur éloignement

Nous examinons donc le cas simple d'une inductance réceptrice face à une inductance émettrice. Ces deux inductances, notées  $Rx_1$  et  $Tx_1$ , sont mises en résonance l'une en face de l'autre comme montré à la Figure 132. Nous nous intéressons à l'évolution des performances lorsque l'une s'éloigne de l'autre (translation en Z) sur une distance allant de 0 mm jusqu'à 450 mm.

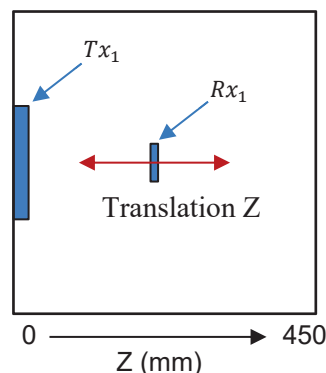


Figure 132 : Déplacement de  $Rx_1$  par rapport à  $Tx_1$  pour des simulations en translation Z.

<sup>60</sup> La présence de deux inductances émettrices espacées permet d'augmenter la puissance reçue par le récepteur entre ces 2 inductances émettrices. Il est alors intéressant d'examiner l'impact de la taille des inductances émettrices sur les performances au milieu entre ces deux inductances.



Nous utilisons dans un premier temps, le logiciel Maxwell 3D afin de simuler le facteur de couplage  $k$  en fonction de la translation. Les résultats de cette simulation sont montrés sur la Figure 133.

Nous observons de façon qualitative que plus l'inductance est de petite taille ( $D_0 = 20 \text{ cm}$ ), plus  $k$  est élevé sur les courtes distances ( $Z < 150 \text{ mm}$ ) et faible sur les grandes distances ( $Z > 150 \text{ mm}$ ).

Nous observons que pour les inductances de grande taille ( $D_0 = 50 \text{ cm}$ ), c'est l'effet inverse qui se produit.

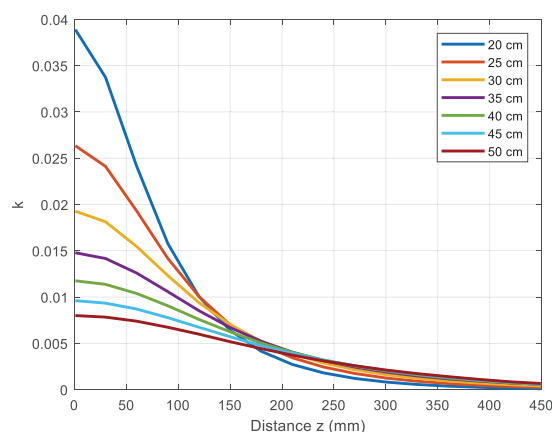


Figure 133 : Simulation du facteur de couplage  $k$  entre l'inductance  $R_{X1}$  et  $T_{X1}$  en fonction de leur éloignement en  $Z$ .

Dans un second temps, nous utilisons le logiciel LTSpice et le modèle avec étage de sortie de la Figure 128 afin de simuler les performances en puissance. Pour ce faire, nous utilisons les paramètres  $L_1$  issus des calculs analytiques avec les formules simplifiées de Wheeler [63]. Les paramètres  $R_1$  sont fixés de façon à obtenir un facteur de qualité de 200 à la fréquence de 6,78 MHz. Les paramètres  $L_2$  et  $R_2$  ont été extraits des mesures sur une inductance numéro i32 et ont respectivement une valeur de 4,22  $\mu\text{H}$  et 1,46  $\Omega$ . Les paramètres  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  sont fixés pour obtenir une résonance à 6,78 MHz. La tension appliquée en entrée  $V_{in}$  est de 10 V. Le Tableau 28 résume les valeurs des paramètres utilisés lors de cette simulation pour chaque taille  $D_0$ .

$D_0$ (cm)	$L_1$ ( $\mu\text{H}$ )	$R_1$ ( $\Omega$ )	$C_1$ (pF)	$L_2$ ( $\mu\text{H}$ )	$R_2$ ( $\Omega$ )	$C_2$ et $C_3$ (pF)	$C_L$ ( $\mu\text{F}$ )	$R_L$ ( $\Omega$ )
20	2,04	0,434	270,1	4,22	1,46	72	1	150
25	2,73	0,581	201,8	4,22	1,46	72	1	150
30	3,45	0,735	159,7	4,22	1,46	72	1	150
35	4,21	0,896	130,9	4,22	1,46	72	1	150
40	4,98	1,06	110,6	4,22	1,46	72	1	150
45	5,77	1,23	95,5	4,22	1,46	72	1	150
50	6,60	1,40	83,5	4,22	1,46	72	1	150

Tableau 28 : Paramètres des inductances i32 et i33 utilisés pour la simulation.

Pour cette simulation du modèle sur LTSpice, nous reprenons les valeurs de couplage de la Figure 133, les paramètres du Tableau 28 et le modèle de la Figure 128. Les résultats de simulation de  $\eta$  et  $P_{out}$  en fonction de la distance  $Z$  sont montrés sur la Figure 134 et le Tableau 29.

De même pour le facteur de couplage, nous observons que plus l'inductance est de petite taille ( $D_o = 20 \text{ cm}$ ), plus  $\eta$  et  $P_{out}$  sont élevés sur de courtes distances ( $Z < 150 \text{ mm}$ ) et faibles sur de grandes distances ( $Z > 150 \text{ mm}$ ).

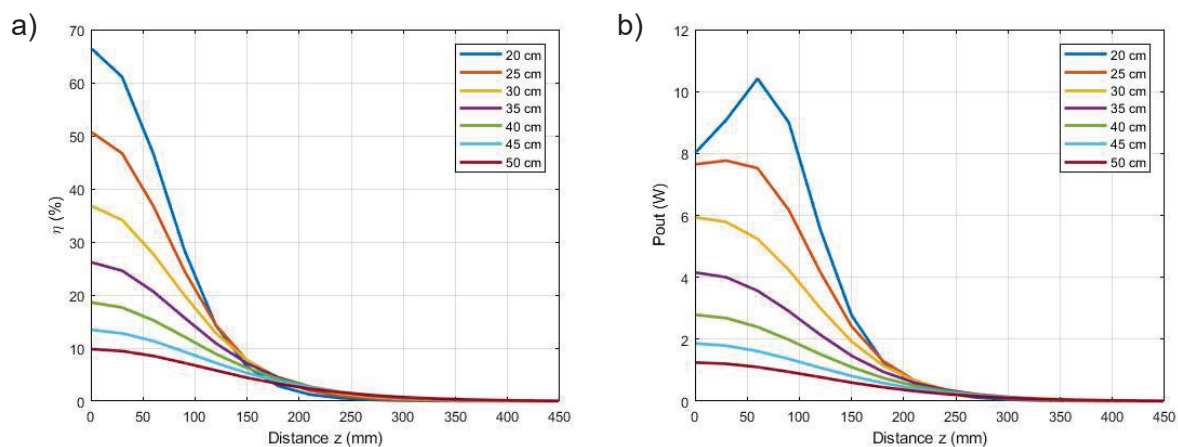


Figure 134 : Simulation du a) rendement  $\eta$  et de la b) puissance  $P_{out}$  avec  $R_{x1}$  et  $T_{x1}$  en fonction de la translation  $Z$ .

$D_o$ (cm)	$P_{out}$ (W) $Z = 60 \text{ mm}$	$\eta$ (%) $Z = 60 \text{ mm}$	$P_{out}$ (W) $Z = 210 \text{ mm}$	$\eta$ (%) $Z = 210 \text{ mm}$
20	10,4	46,6	0,57	1,3
25	7,5	36,7	0,68	2,0
30	5,2	27,7	0,67	2,5
35	3,6	20,6	0,60	2,7
40	2,4	15,2	0,50	2,7
45	1,6	11,3	0,41	2,6
50	1,1	8,5	0,32	2,3

Tableau 29 : Résultats de simulation de  $\eta$  et  $P_{out}$  pour différentes tailles d'inductances émettrices lorsque l'une des inductances du récepteur cubique s'éloigne.

Nous en concluons que la valeur optimale pour  $D_o$  se situerait autour de 20 cm pour une transmission sur de courtes distances. Cependant, pour transmettre sur de grandes distances (comme au centre de la boîte), il nous faut réaliser une simulation supplémentaire, qui est dans la section qui suit.

### 3.2.1. Simulation de deux inductances émettrices et d'une réceptrice en translation XZ

Nous nous intéressons maintenant à l'évolution des performances en puissance reçue par le récepteur  $R_{x1}$  lorsqu'il se situe entre 2 inductances émettrices  $T_{x1}$  et  $T_{x2}$  ayant un côté  $D_o$  identique. La Figure 135 montre alors le nouveau modèle utilisé et la Figure 136 montre les mouvements de translation étudiés.

Comme précédemment, nous utilisons le logiciel Maxwell 3D pour simuler le couplage entre les différentes inductances et le logiciel LTSpice pour simuler  $\eta$  et  $P_{out}$  avec le modèle de la Figure 135. Les paramètres RLC du modèle restent identiques à ceux du Tableau 28.

Nous avons effectué ces simulations pour une translation en X et une translation en Z. Pour la translation en Z, le récepteur part de la position ( $X = 0 \text{ mm}$ ,  $Z = 0 \text{ mm}$ ) à la position ( $X = 0 \text{ mm}$ ,  $Z = 450 \text{ mm}$ ) par incréments de 25 mm. Pour la translation en X, le récepteur part

de la position ( $X = -225$  mm,  $Z = 195$  mm)<sup>61</sup> à la position ( $X = 225$  mm,  $Z = 195$  mm) par incréments de 25 mm.

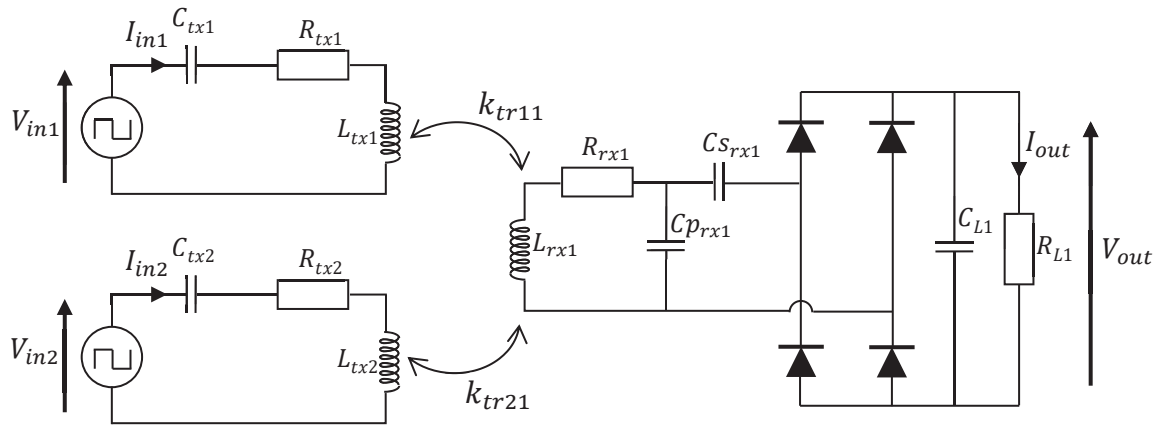


Figure 135 : Modèle d'un système de TEDIM résonant avec redressement pour 2 émetteurs.

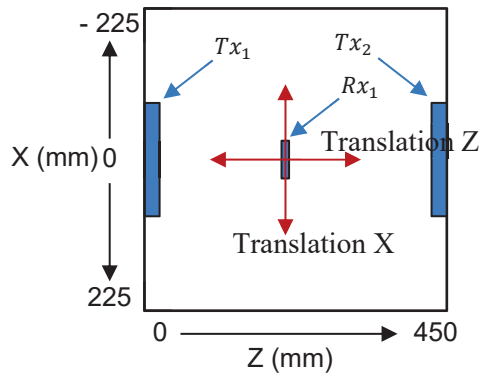


Figure 136 : Déplacement de  $R_{x1}$  par rapport à  $T_{x1}$  et  $T_{x2}$  pour des simulations en translation X et Z.

Les résultats de simulation de la translation en Z (Figure 137) montrent que les inductances émettrices de grande taille permettent d'avoir de meilleures performances en étant situées au centre ( $Z = 225$ ,  $X = 0$ ) de la boîte émettrice, tandis que les inductances de petite taille ( $D_o = 20$  cm) permettent d'avoir de bonnes performances à proximité des émettrices ( $Z = 60$ ,  $X = 0$ ) et ( $Z = 390$ ,  $X = 0$ ).

Les résultats de simulation de la translation en X (Figure 138) montrent que les inductances émettrices de grande taille ( $D_o = 50$  cm) permettent d'obtenir de meilleures performances sur les positions latérales du centre ( $Z = 195$ ,  $Z = 195$ ) et ( $Z = 195$ ,  $Z = -195$ ).

Nous nous intéressons plus particulièrement à l'inductance émettrice d'une taille de 30 cm. Cette dernière permet d'obtenir les meilleures performances par rapport aux autres, au centre sur la position ( $Z = 225$ ,  $X = 0$ ). Elle permet d'obtenir des performances moyennes sur les positions latérales du centre ( $Z = 195$ ,  $X = 195$ ) et ( $Z = 195$ ,  $X = -195$ ). De plus, elle permet

<sup>61</sup> Lorsque le cube de 60 mm se situe entre les deux inductances émettrices, c'est-à-dire avec son centre à la position  $Z = 450/2 = 225$  mm, une de ses inductances se situe à la position  $Z = 225 - 60/2 = 195$  mm et une autre se situe à la position  $Z = 225 + 60/2 = 255$ . Nous nous intéressons uniquement au cas de l'inductance située à  $Z = 195$  mm puisque le résultat est symétrique pour l'autre.

également d'obtenir des performances moyennes sur les positions proches des inductances émettrices ( $Z = 60, X = 0$ ) et ( $Z = 390, X = 0$ ).

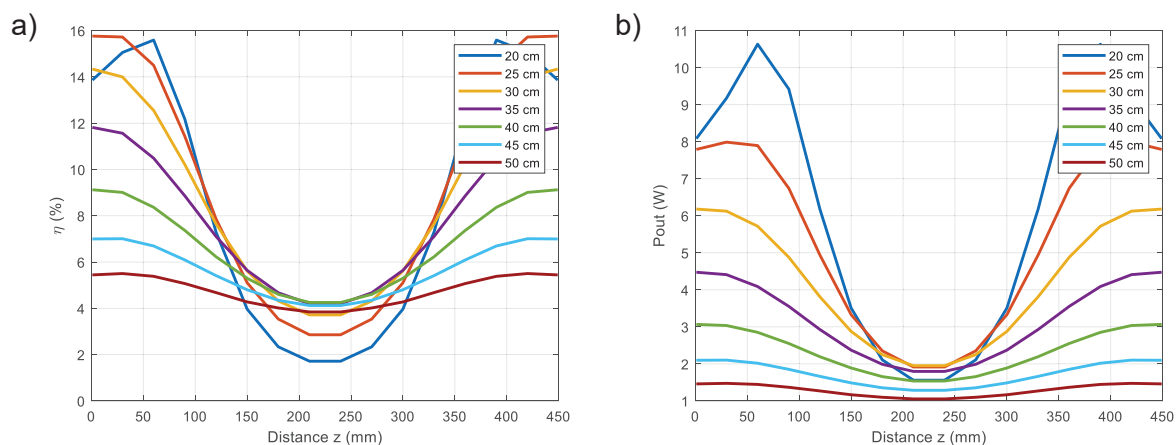


Figure 137 : Simulation du a) rendement  $\eta$  et de la b) puissance  $P_{out}$  de  $R_{X1}$  avec  $T_{X1}$  et  $T_{X2}$  en fonction de la distance  $Z$  à  $X = 0$  mm.

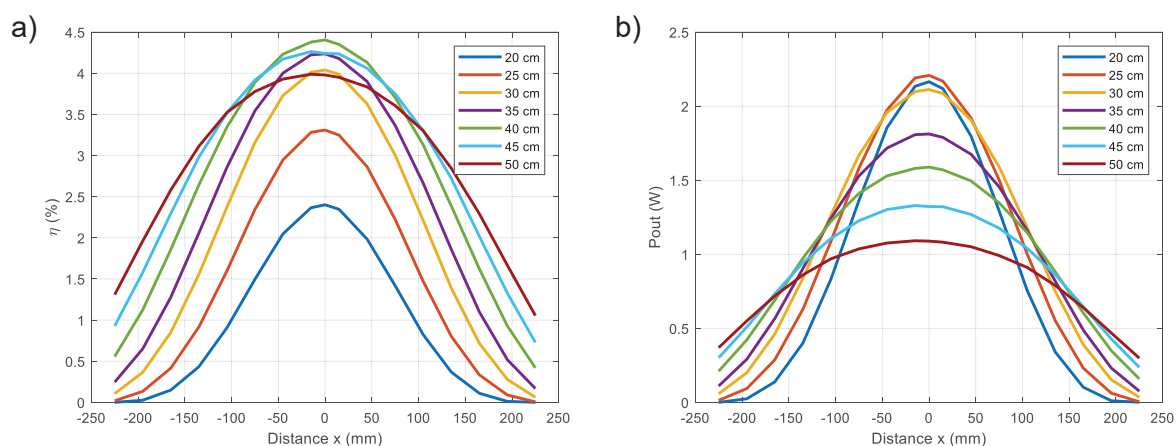


Figure 138 : Simulation du a) rendement  $\eta$  et de la b) puissance  $P_{out}$  avec 2 émetteurs en fonction de leurs distance  $X$  à  $Z = 195$  mm.

$D_o$ (cm)	$P_{out}$ (W)	$\eta$ (%)	$P_{out}$ (W)	$\eta$ (%)
	$Z = 60$ mm $X = 0$ mm	$Z = 60$ mm $X = 0$ mm	$Z = 225$ mm $X = 0$ mm	$Z = 225$ mm $X = 0$ mm
20	10,6	15,6	1,6	1,7
25	7,9	14,5	1,9	2,9
<b>30</b>	<b>5,7</b>	<b>12,5</b>	<b>1,9</b>	<b>3,7</b>
35	4,1	10,5	1,8	4,2
40	2,8	8,4	1,5	4,2
45	2,0	6,7	1,3	4,1
50	1,4	5,4	1,0	3,8

Tableau 30 : Résultats de simulation de  $\eta$  et  $P_{out}$  pour différentes tailles d'inductances émettrices lorsque l'une des inductances du récepteur cubique réalise une translation en  $Z$ .

$D_o$ (cm)	$P_{out}$ (W)		$\eta$ (%)	
	$Z = 195$ mm	$Z = 195$ mm	$Z = 195$ mm	$Z = 195$ mm
	$X = 0$ mm	$X = 0$ mm	$X = 195$ mm	$X = 195$ mm
20	2,2	2,4	0,01	0,01
25	2,2	3,3	0,06	0,09
<b>30</b>	<b>2,1</b>	<b>4,0</b>	<b>0,15</b>	<b>0,28</b>
35	1,8	4,2	0,23	0,52
40	1,6	4,4	0,35	0,93
45	1,3	4,2	0,43	1,33
50	1,1	4,0	0,47	1,67

Tableau 31 : Résultats de simulation de  $\eta$  et  $P_{out}$  pour différentes tailles d'inductances émettrices lorsque l'une des inductances du récepteur cubique réalise une translation en X.

Pour résumer, l'inductance émettrice de 30 cm permet donc d'obtenir les meilleures performances au centre et des performances moyennes sur le reste des positions. Nous utiliserons donc cette dimension pour la suite des travaux.

### 3.3. Orientation du champ magnétique émetteur

Dans cette partie, nous nous intéressons à l'influence de l'orientation du champ magnétique des 4 inductances émettrices de la boîte à un instant  $t$ . Cette orientation est critique puisqu'elle va directement impacter la répartition globale du champ magnétique dans la boîte, et donc sur la répartition de la puissance émise dans la boîte. Il faut donc veiller à choisir la stratégie permettant de répartir le champ magnétique dans la boîte.

Nous nous sommes donc intéressés au cas de 4 inductances émettrices notées  $Tx_1$  à  $Tx_4$  situées sur les 4 bords latéraux de la boîte, comme indiqué sur le schéma en vue du dessus de la Figure 139. Les inductances émettrices sont de dimension 30 cm et la boîte a une dimension de 47 cm<sup>62</sup>

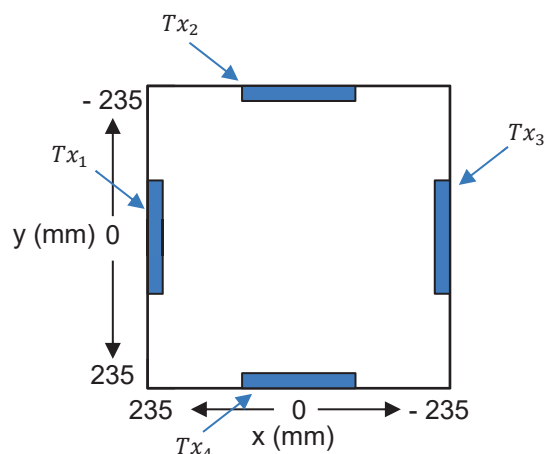


Figure 139 : Positionnement des 4 inductances  $T_{x1-4}$  émettrices en vue du dessus.

Ces inductances sont alimentées chacune par un courant sinusoïdal de fréquence identique mais des phases pouvant être différentes. En fonction de celles-ci, l'orientation du champ magnétique peut varier et créer des champs magnétiques constructifs ou des champs

<sup>62</sup> La zone d'étude est légèrement étendue de 20 cm de chaque côté par rapport à l'étude réalisée dans la Figure 136. L'objectif est de se rapprocher du montage de la boîte réalisé dans le chapitre 6.

magnétiques opposés. Le choix du déphasage entre les inductances émettrices va donc permettre de déterminer la répartition du champ magnétique dans la boîte.

Pour simplifier l'étude, nous choisissons de mettre les inductances, deux par deux, soit en phase, soit en opposition de phase, comme illustré sur la Figure 140. Sur cette figure, les flèches montrent l'orientation du champ magnétique issue de chaque bobine à un instant  $t$ . Il en résulte qu'il existe des zones, que l'on appellera zones froides où les champs magnétiques s'opposent et des zones, que l'on appellera zones chaudes où les champs magnétiques s'additionnent. Dans les zones froides, la densité de champ magnétique est faible tandis que dans les zones chaudes, la densité de champ magnétique est élevée.

Ainsi, la Figure 140a présente deux points chauds et deux points froids, qui sont maintenus quelle que soit la phase. Le Figure 140b ne présente aucun point chaud, car tous les champs magnétiques s'opposent. La Figure 140c présente deux points chauds et deux points froids, qui alternent à chaque demi-phase.

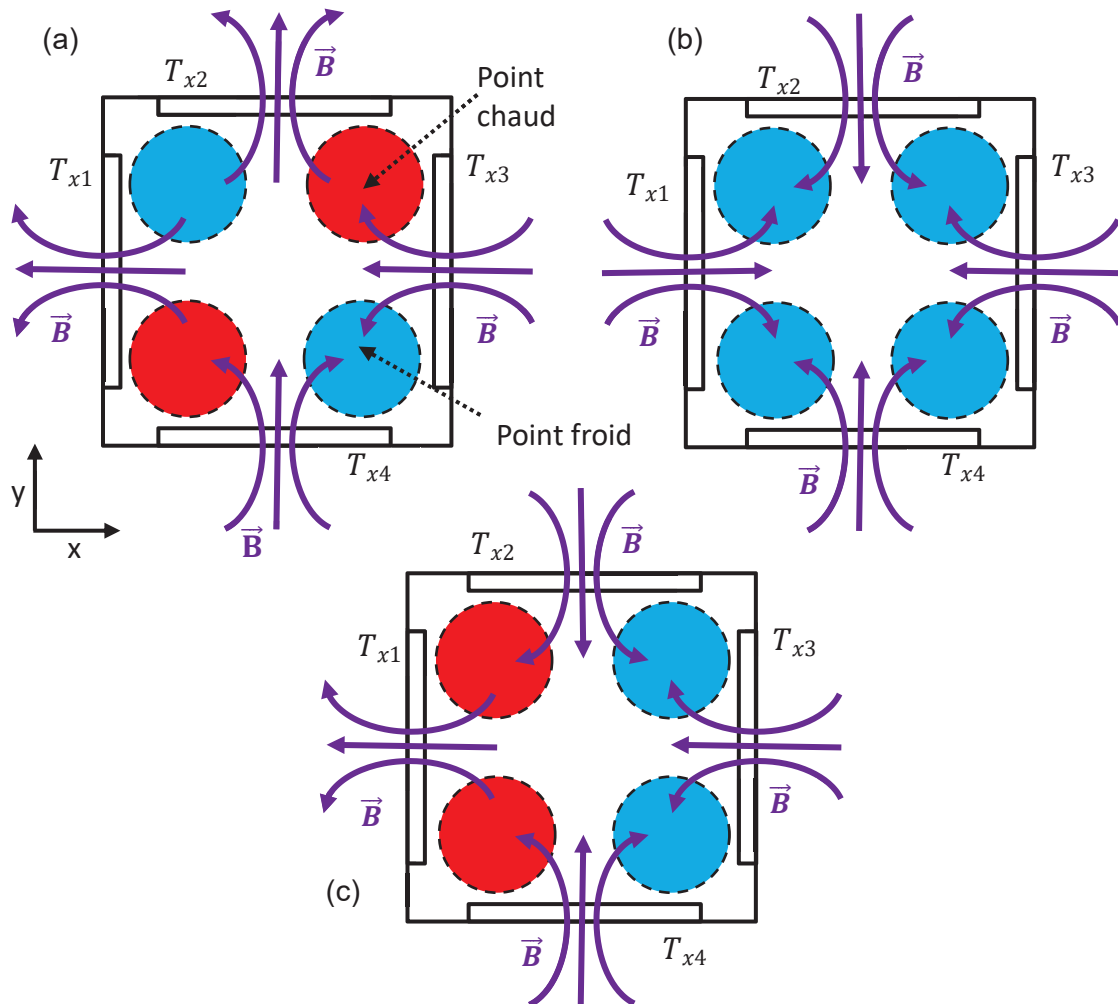


Figure 140 : Trois cas de configuration (a), (b) et (c) pour l'orientation du champ magnétique induit  $\vec{B}$  en vue du dessus

Les cas (a), (b) et (c) ont été simulés avec le logiciel Comsol avec des résultats présentés respectivement sur les Figure 141, Figure 142 et Figure 143. Ces résultats confirment la présence de points chauds et froids aux endroits supposés.

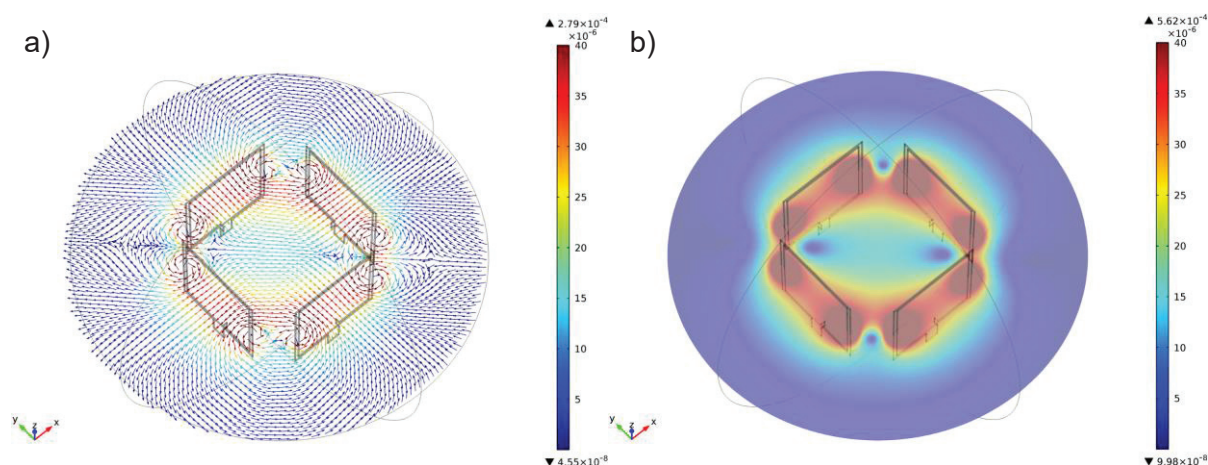


Figure 141 : Simulation de a) la densité du champ magnétique et b) de la densité du champ magnétique normée, en Tesla avec le logiciel Comsol pour le cas (a).

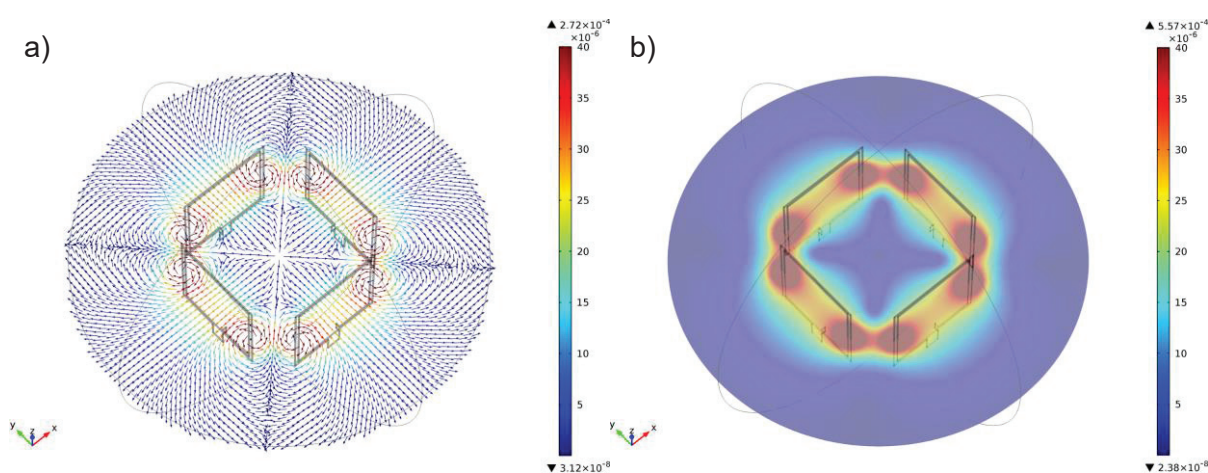


Figure 142 : Simulation de a) la densité du champ magnétique et b) de la densité du champ magnétique normée, en Tesla avec le logiciel Comsol pour le cas (b).

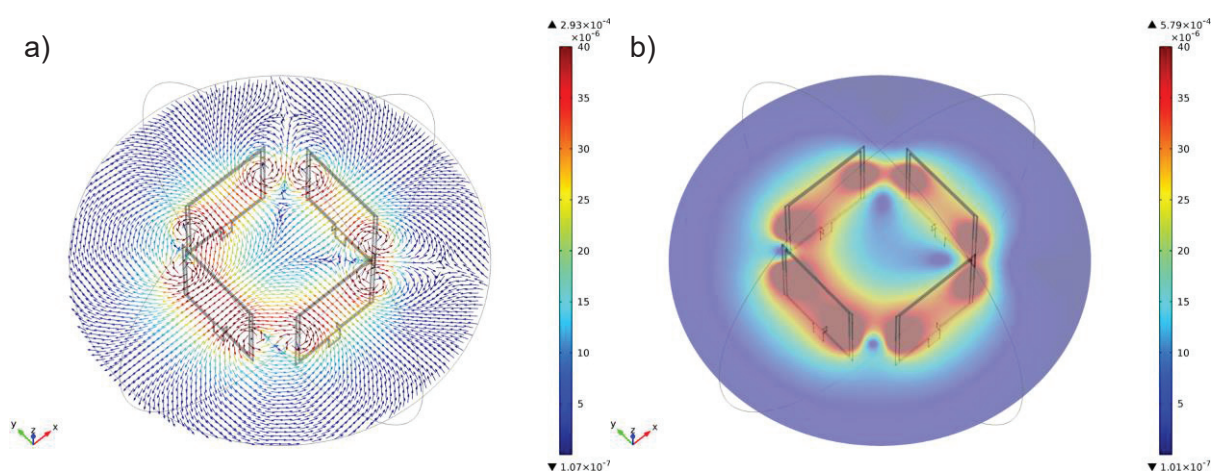


Figure 143 : Simulation de a) la densité du champ magnétique et b) de la densité du champ magnétique normée, en Tesla avec le logiciel Comsol pour le cas (c).

D'après les simulations, le cas (a) aboutit à une meilleure répartition des couleurs chaudes à l'intérieur de la boîte que les cas (b) et (c). Nous choisissons donc cette configuration pour la suite des travaux.

La configuration (a) présente tout de même l'inconvénient de comporter des zones froides où la densité de champ magnétique est faible. Deux possibilités existent pour corriger ce problème que nous citons ci-dessous pour mémoire, mais que nous n'avons pas eu le temps de tester :

- Remplacer les points froids par des points chauds lorsque le récepteur s'y trouve. Pour ce faire, il suffirait de modifier le déphasage des inductances émettrices de la configuration (a).
- Eteindre ou allumer certaines inductances émettrices afin de placer un point chaud sur la position réceptrice.

### 3.4. Simulation du récepteur cubique en translation dans la boîte émettrice

Dans cette partie, nous cherchons à obtenir des ordres de grandeur sur les performances de transmission entre la boîte émettrice et le récepteur cubique, lorsque ce dernier réalise une translation. Pour ce faire, nous appliquons la même méthode que pour les analyses précédentes.

Tout d'abord, nous simulons le modèle complet présenté sur la Figure 144 à l'aide du logiciel Maxwell 3D afin d'extraire les valeurs de couplage lors de cette translation.

Pour ce modèle, nous reprenons le cube récepteur avec ses 6 faces (notées  $Rx_1$  à  $Rx_6$ ) et la boîte avec ses 4 faces (notées  $Tx_1$  à  $Tx_4$ ). Pour chaque face émettrice, nous prenons l'inductance  $i33$  avec sa taille  $D_0$  optimale de 30 cm, déterminée par simulation dans la section 3.2.1.

Le mouvement de translation étudié dans cette simulation est représenté sur la Figure 145. Il s'agit d'une translation sur l'axe X allant de la position  $X = -200$  mm jusqu'à  $X = 200$  mm avec un incrément de 25 mm, tout en conservant une position  $Y = 0$  mm.

Le logiciel Maxwell 3D nous permet d'extraire toutes les valeurs de couplage entre les 4 inductances émettrices et les 6 inductances réceptrices lors de cette translation, à savoir :

- Le facteur de couplage  $k_{trij}$  (avec  $i \in [1; 6]$  et  $j \in [1; 4]$ ) entre l'inductance émettrice  $i$  et l'inductance réceptrice  $j$ . Ce couplage varie pendant la translation en X.
- Le facteur de couplage  $k_{tij}$  (avec  $i \in [1; 4]$  et  $j \in [1; 4]$ ) entre deux inductances émettrices  $i$  et  $j$ . Ce couplage reste inchangé pendant la translation en X.
- Le facteur de couplage  $k_{rij}$  (avec  $i \in [1; 6]$  et  $j \in [1; 6]$ ) entre deux inductances réceptrices  $i$  et  $j$ . Ce couplage reste inchangé pendant la translation en X.



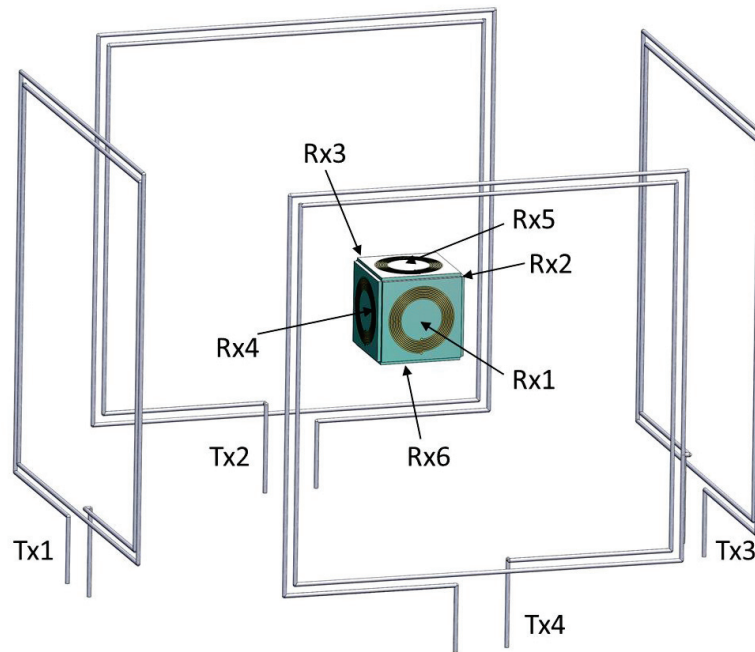


Figure 144 : Schéma du modèle physique du système.

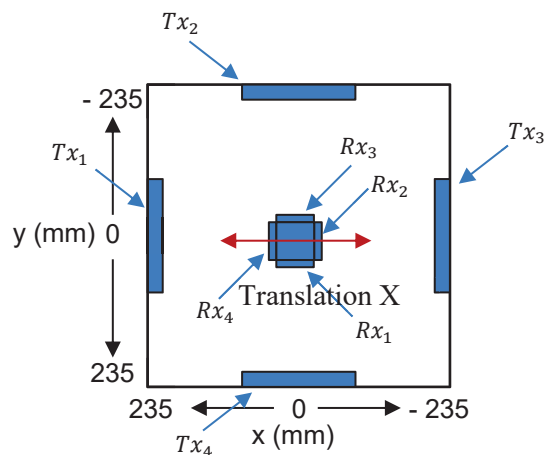


Figure 145 : Déplacement du récepteur par rapport aux 4 inductances émettrices.

Ensuite, le modèle électronique complet pour ce système est simulé avec le logiciel LTSpice (Figure 146).

Dans le modèle électronique, chaque émetteur  $Tx_i$  (avec  $i \in [1; 4]$ ) possède une inductance émettrice  $L_{txi}$ , une résistance  $R_{txi}$  et une capacité d'accord  $C_{txi}$ . Les inductances émettrices sont en phase suivant la configuration (a) de la Figure 140 choisie lors des simulations dans la section 3.3.

Chaque face réceptrice  $Rx_i$  (avec  $i \in [1; 6]$ ) possède une inductance réceptrice  $L_{rx_i}$ , une résistance  $R_{rx_i}$ , une capacité d'accord  $C_{rx_i}$ , un circuit de redressement et une charge  $R_{Li}$ .

Nous remarquons que pour cette simulation nous avons tenu compte de tous les couplages entre les 4 inductances émettrices et les 6 inductances réceptrices. Cependant, nous ne les avons pas tous représentés sur la Figure 146 pour une question de clarté.

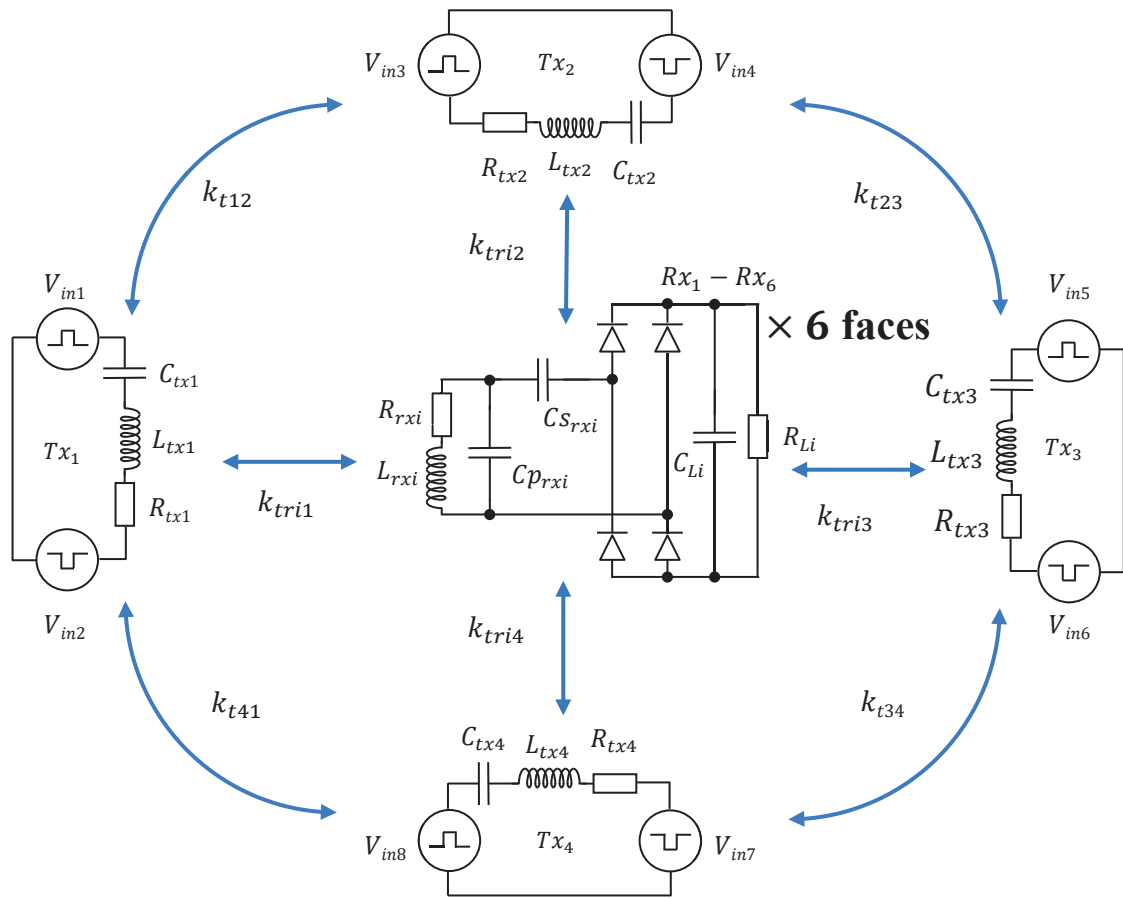


Figure 146 : Schéma du modèle électronique du système.

Les paramètres du modèle électronique utilisés pour cette simulation sont résumés dans le Tableau 32. Les valeurs  $L_{rx1-6}$  et  $R_{rx1-6}$  sont extraites des mesures de l'inductance réceptrice sur circuit imprimé avec la ferrite. Les valeurs  $L_{tx1-4}$  et  $R_{tx1-4}$  sont extraites des mesures de l'inductance émettrice de 30 cm<sup>63</sup>. Les capacités d'accord  $C_{tx1-4}$  et  $C_{rx1-6}$  sont choisies pour permettre d'obtenir la fréquence de résonance à 6,78 MHz. Les charges  $R_{L1-6}$  sont choisies après plusieurs simulations itératives sur la position centrale ( $X = 0, Y = 0$ ) pour permettre d'obtenir une puissance maximale. Une tension carrée  $V_{in1-8}$  de 2,5 V à la fréquence de 6,78 MHz est appliquée sur chaque générateur.

$L_{tx1-4}$ ( $\mu\text{H}$ )	$R_{tx1-4}$ ( $\Omega$ )	$C_{tx1-4}$ (pF)	$L_{rx1-6}$ ( $\mu\text{H}$ )	$R_{rx1-6}$ ( $\Omega$ )	$C_{prx1-6}$ (pF)	$C_{srx1-6}$ (pF)	$C_{L1-6}$ ( $\mu\text{F}$ )	$R_{L1-6}$ ( $\Omega$ )
3,73	0,796	146,4	6,42	2,41	61,7	24,4	1	250

Tableau 32 : Paramètres de la simulation du système complet.

A l'issue des simulations combinées avec les logiciels Maxwell 3D pour les valeurs du couplage  $k$  et avec LTSpice pour les performances de puissance et de rendement, nous obtenons les puissances réceptionnées  $P_{out_i}$  sur chaque face réceptrice  $Rx_i$  et les puissances émises  $P_{in_i}$  par chaque émetteur  $Tx_i$ .

<sup>63</sup> Ces mesures sont présentes dans le chapitre 6.

Pour l'estimation de la puissance totale, nous sommes les 6 puissances  $P_{out_i}$  avec la formule (125). Tandis que pour le rendement, nous faisons la somme des 6 puissances  $P_{out_i}$ , divisé par la somme des 6 puissances  $P_{in_i}$ . Les résultats finaux sont montrés sur la Figure 147.

$$P_{out} = \sum_{i=1}^{i=6} P_{out_i} = \sum_{i=1}^{i=6} \frac{U_{RLi}^2}{R_{Li}} \quad \eta = \frac{\sum_{i=1}^{i=6} P_{out_i}}{\sum_{i=1}^{i=6} P_{in_i}} \quad (125)$$

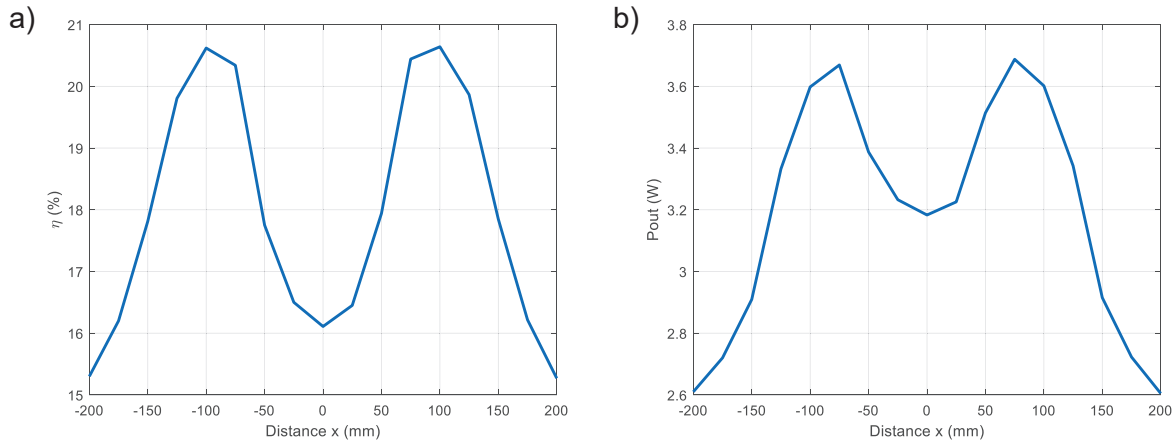


Figure 147 : Simulation du a) rendement  $\eta$  et de la b) puissance  $P_{out}$  avec 4 émetteurs et 6 récepteurs sur un cube en fonction de la position X à Y = 0 mm et pour  $V_{in} = 2,5$  V.

Les résultats de simulation permettent d'obtenir les ordres de grandeur sur les performances que l'on peut espérer pour ce projet. Ils montrent que le récepteur peut recevoir entre 2,6 W et 3,7 W avec un rendement entre 15 % et 20,6% pour une translation en X. Des maximums et des minimums sont observés et sont liés au manque d'uniformité dans la répartition du champ magnétique dans la boîte.

#### 4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons cherché à déterminer par simulation les ordres de grandeur des performances de la boîte émettrice et du récepteur cubique omnidirectionnel. Nous avons donc divisé l'analyse en plusieurs étapes.

Tout d'abord, nous avons proposé une méthode pour simuler la TEDIM en utilisant le logiciel Maxwell 3D afin d'extraire les valeurs de couplage entre inductances. Puis nous avons utilisé les logiciels LTSpice ou Matlab pour simuler les performances en puissance d'un modèle électronique.

Cette méthode a été utilisée afin de simuler et d'analyser les performances de deux inductances carrées en fonction de leur disposition l'une par rapport à l'autre. A travers cet exemple, nous avons pu caractériser la ZRP de ce système qui se situerait entre 111 mm et 129 mm. Ces résultats de simulation ont été comparés avec des résultats expérimentaux sur un cas pratique. Cette comparaison a montré que nous obtenons des performances similaires, ce qui nous a permis de valider la méthode.

Ensuite, nous avons vu comment augmenter la ZRP, en optimisant la charge  $R_L$  ou la fréquence d'excitation du générateur. Ces améliorations ont permis d'étendre la ZRP pour les distances faibles pouvant atteindre 15 mm.

Puis cette méthode a été utilisée pour évaluer l'influence du circuit de redressement sur les performances. Il a été vu que la puissance en sortie diminue d'un facteur 1,45, tandis que le rendement diminue d'un facteur 1,3.

Ensuite, nous avons simulé le projet de la boîte émettrice et du récepteur omnidirectionnel décrit dans le chapitre 1 section 5. La boîte émettrice contient 4 inductances à dimensionner par simulation, tandis que pour le récepteur nous avons simulé un cube de 6 cm avec 6 inductances réceptrices planes rondes de 5 cm de diamètre.

Nous avons examiné les points suivants :

- Les inductances réceptrices ont été caractérisées et les inductances émettrices ont été dimensionnées avec un diamètre externe de 30 cm à l'aide de simulations sur le modèle TEDIM.
- Des simulations effectuées avec le logiciel Comsol ont permis de définir une stratégie pour orienter le champ magnétique des 4 inductances émettrices.
- Un modèle complet a été proposé pour simuler ce projet. Les résultats préliminaires de simulation montrent que ce système permettrait de réceptionner une puissance de 2,6 W à 3,7 W avec un rendement de 15% à 20,6%.

Ces résultats de simulation seront par la suite comparés aux résultats expérimentaux avec le montage qui sera décrit dans le chapitre 6.

# Chapitre 6 : Résultats expérimentaux

## 1. Introduction

Dans ce chapitre, nous passons à la réalisation pratique du projet de cette thèse. Nous discuterons dans un premier temps de la fabrication et l'assemblage du dispositif expérimental concernant l'émetteur. Puis dans un second temps, deux récepteurs seront étudiés: le récepteur cubique utilisé dans les simulations du chapitre 5 (section 3.1) et le récepteur plastronique présenté dans le chapitre 4 (section 5.4). Nous évaluerons les performances de puissance et de rendement obtenus avec ces deux récepteurs. Nous nous intéresserons notamment au fonctionnement du système lors des déplacements en translation et en rotation des récepteurs. Une démonstration sera ensuite effectuée en alimentant un drone volant à partir de l'un puis de l'autre récepteur. Enfin, les points d'améliorations et les perspectives seront discutés à la fin de ce chapitre.

## 2. Description du dispositif expérimental

### 2.1. Généralités

Pour rappel la boîte émettrice, contient 4 inductances situées sur les 4 parois latérales. Pour fabriquer cette boîte, nous avons assemblé 4 plaques transparentes en plexiglas avec des profilés qui servent de structure (Figure 148). Sur chaque plaque (notées  $T_{x1}$ ,  $T_{x2}$ ,  $T_{x3}$  et  $T_{x4}$ ), est fixée une inductance émettrice (notées  $L_{tx1}$ ,  $L_{tx2}$ ,  $L_{tx3}$  et  $L_{tx4}$ ) avec son circuit émetteur.

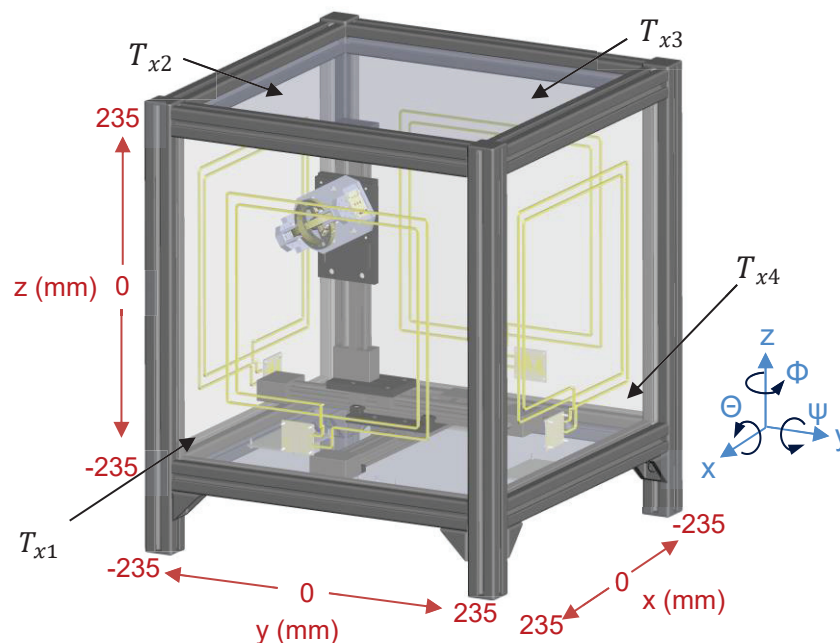


Figure 148 : CAO de la boîte émettrice.

Le récepteur est solidaire d'un support, lui-même porté sur des axes de translation XYZ à déplacement manuel afin de pouvoir positionner celui-ci de façon précise et reproductible à

l'intérieur de la boîte. Le récepteur peut tourner par rapport au support suivant trois degrés de liberté en rotation afin de procéder aussi à une étude en rotation du récepteur :

- Deux rotations  $\Theta$  et  $\Psi$ , respectivement autour de l'axe X et de l'axe Y ;
- une troisième rotation  $\Phi$  autour de l'axe Z avec un montage spécifique<sup>64</sup>.

Ainsi, le récepteur bénéficie de six degrés de liberté : trois en translation et trois en rotation.

Le dispositif a été conçu avec des éléments en polymères (profilés, plaques, axes de translation) afin de limiter les perturbations du champ magnétique. Seules quelques vis de fixation en métal ont été conservées pour maintenir les profilés ensembles.

Sur la Figure 148, nous montrons également le repère qui sera utilisé lors des mesures. La position centrale ( $X = 0, Y = 0, Z = 0$ ) est située au centre de la boîte, tandis que chaque extrémité de la boîte se situe à  $\pm 235$  mm.

## 2.2. Inductance émettrice

Les inductances émettrices sont constituées d'un fil multibrin de 14 mm de diamètre et sont disposées dans des rainures usinées dans les plaques en plexiglas (Figure 149). Ces inductances ont une forme similaire à celle que nous avons simulé dans la section 3.2 du chapitre 5, à savoir une forme carrée avec un côté de 30 cm et comportant deux spires.

L'écart entre les spires va nous servir à modifier l'effet capacitif de chaque inductance afin de placer le maximum du facteur de qualité à la fréquence de travail de 6,78 MHz. En effet, la distance entre deux spires modifie les effets capacitifs liés à la capacité intrinsèque de l'inductance (Figure 149), ce qui va directement impacter le facteur de qualité  $Q$  et la fréquence de résonance propre  $f_{SRF}$  (voir section 3.10 du chapitre 2).

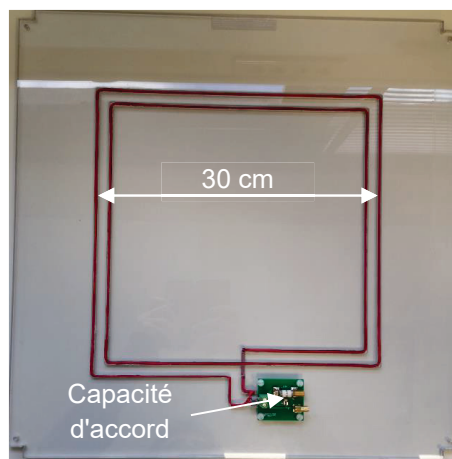


Figure 149 : Inductance émettrice de 30 cm sur plexiglas.

La Figure 150 montre la variation de l'inductance et du facteur de qualité de l'émettrice, mesurés expérimentalement avec l'impédancemètre Keysight 4294A, en fonction de la fréquence, et ce pour deux écarts entre spires (0 mm et 10 mm). Ces résultats expérimentaux montrent qu'en créant un espacement de 10 mm, la fréquence de résonance  $f_{SRF}$  passe de 13,1 MHz à 23,2 MHz, tandis que le facteur de qualité à 6,78 MHz augmente de 120 à 200. La valeur de l'inductance à 6,78 MHz diminue en passant de 5,78  $\mu\text{H}$  à 3,61  $\mu\text{H}$ . Ce facteur

<sup>64</sup> Pour effectuer les mesures autour de l'axe  $\phi$ , nous avons démonté le système de translation XYZ. Le récepteur est fixé sur un bâton en bois avec une série de points de fixation. Par démontage et fixation, sur un nouveau point il est possible de procéder à la rotation  $\phi$ .

de qualité élevé étant avantageux pour une TEDIM, nous avons donc maintenu l'écart entre les deux spires à 10 mm.

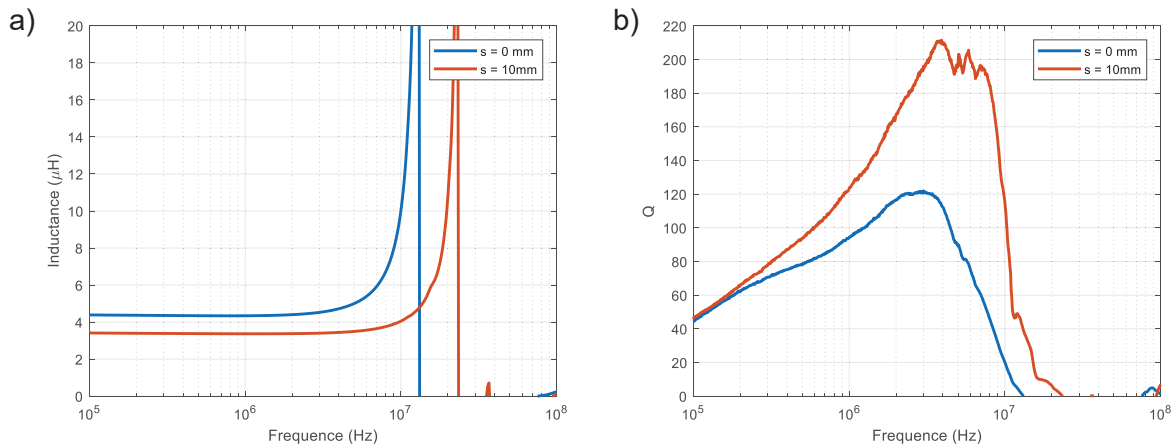


Figure 150 : Mesure a) de la valeur de l'inductance  $L$  et b) du facteur de qualité  $Q$  de l'inductance émettrice (numéro i33).

Des capacités ( $C_{txi}$ ) à haute tension sont ajoutées en série avec chaque inductance émettrice. Chaque inductance dispose d'une capacité non-variable de 120 pF et d'une capacité variable multi-tours de 40 pF<sup>65</sup>. L'ajout de ces capacités permet de créer un circuit LC résonant permettant d'accorder la fréquence de résonance à 6,78 MHz<sup>66</sup>.

La fréquence de résonance de chaque inductance émettrice est accordée à l'aide de l'impédancemètre Keysight 4294A. Pour ce faire, nous modifions la capacité variable en essayant de positionner le minimum de la valeur absolue de la partie imaginaire de l'impédance  $|Im(Z_{eff})|$  à la fréquence de 6,78 MHz.

### 2.3. Boite émettrice

La Figure 151 montre la boîte émettrice avec ses 4 inductances émettrices incrustées dans des plaques en plexiglas. La liste des éléments utilisés pour la construction du dispositif entier peut être trouvée en Annexe 12.

<sup>65</sup> Voir Annexe 14 pour les références des composants.

<sup>66</sup> La plage de fréquence de chaque émetteur, qu'il est possible d'accorder avec ce montage, est comprise entre 6,46 MHz et 7,41 MHz.

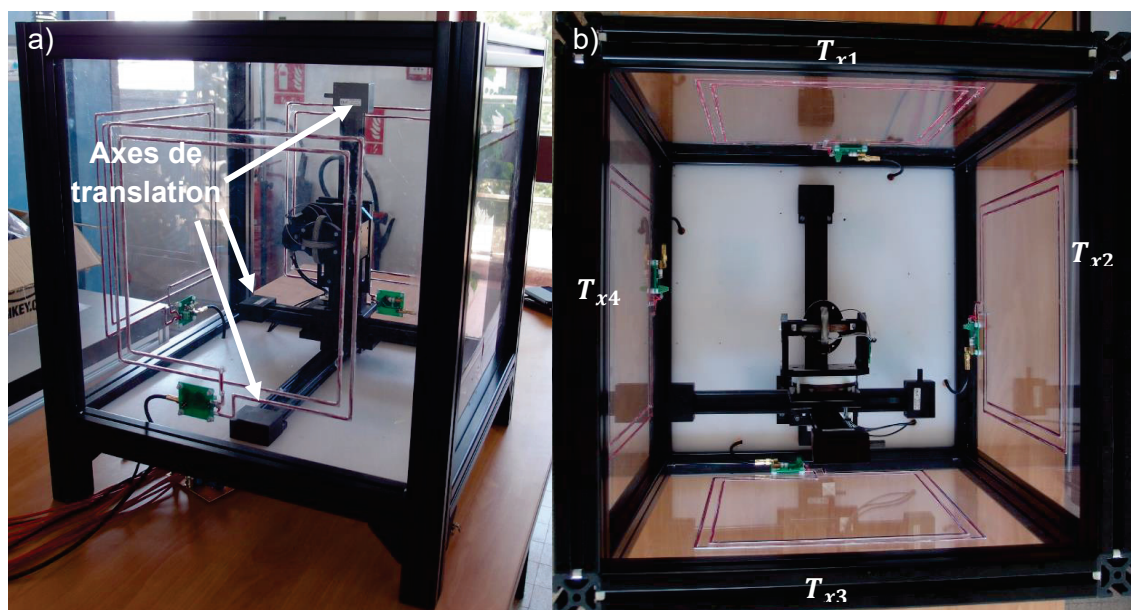


Figure 151 : a) Boîte émettrice b) Boîte émettrice en vue du dessus.

Nous avons mesuré les facteurs de couplage entre les 4 inductances émettrices et comparé les résultats à ceux obtenus lors des simulations sur le logiciel Maxwell 3D (cf. Chapitre 5 section 3.2). Ces mesures ont été effectuées avec un VNA Agilent 8753e en utilisant la méthode décrite en Annexe 11.

Les résultats présentés dans le Tableau 33 montrent des valeurs similaires entre mesure et simulation, avec toutefois un écart, que l'on suppose être dû à l'imprécision des mesures (montage, câbles, environnement et alignement des inductances) et à une modélisation insuffisante des effets fréquentiels (effet de peau et de proximité).

	Mesure	Simulation	Ecart
$k_{t12}, k_{t23},$ $k_{t34}, k_{t41}$	0,0274	0,0257	6.6 %
$k_{t13}, k_{t24}$	0,0103	0,00901	14.31 %

Tableau 33 : Comparaison du couplage<sup>67</sup> entre les inductances de la boîte émettrice (résultats expérimentaux et simulation).

#### 2.4. Amplificateur pour l'émetteur

Des amplificateurs de type onduleur permettent de générer le courant sinusoïdal nécessaire aux inductances émettrices et sont fixés à la boîte émettrice (un amplificateur par inductance émettrice). La partie électronique et le câblage sont fixés et cachés en dessous du fond de la boîte par souci d'esthétisme (Figure 152).

Nous avons fabriqué des amplificateurs de classe D ZVS. Le circuit électronique utilisé est similaire à l'amplificateur class D ZVS EPC9507 de la société EPC. Il utilise des transistors de la famille GAN qui permettent de réaliser des commutations à haute fréquence et haute puissance mais avec de faibles pertes [121].

<sup>67</sup> La notation  $k_{tij}$  permet de désigner le facteur de couplage  $k$  entre l'inductance  $L_{txi}$  et  $L_{txj}$ .



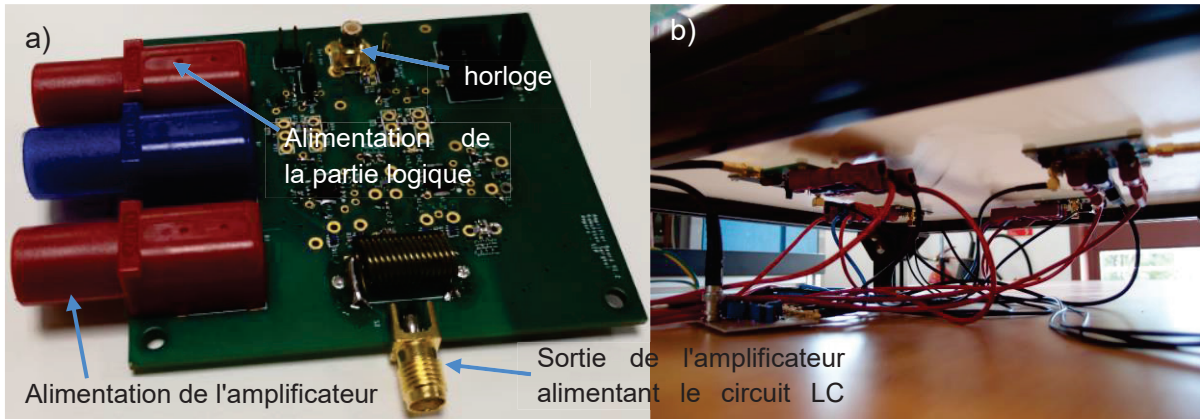


Figure 152 : a) Amplificateur classe D ZVS présent en 4 exemplaires sous la boîte et b) fixation des amplificateurs sous la boîte.

Chaque amplificateur est relié à une alimentation de laboratoire différente  $V_{in1-4}$ . Une cinquième alimentation  $V_{alim}$  est nécessaire pour alimenter séparément le circuit de pilotage logique de chaque amplificateur<sup>68</sup> (Figure 153). La séparation de ces deux alimentations permet d'éviter d'introduire des perturbations liées aux commutations du circuit de puissance dans la logique de pilotage.

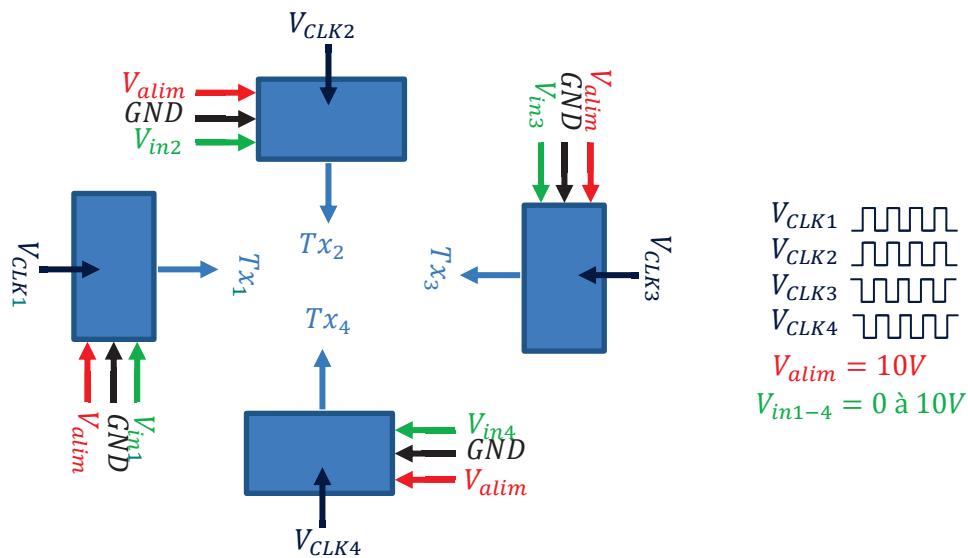


Figure 153 : Schéma de câblage des amplificateurs.

Avec  $V_{alim}$  la tension d'alimentation pour la logique de pilotage  $V_{in1-4}$  la tension d'alimentation pour le circuit commuté, GND la masse,  $V_{CLK1-4}$  le signal d'horloge et  $T_{rx1-4}$  le circuit LC émetteur.

La fréquence de commutation appliquée aux bornes du circuit LC est commandée à partir d'un signal d'horloge  $V_{CLK}$  à 6,78 MHz. Il est possible de synchroniser et/ou de déphaser les 4 signaux de commande  $V_{CLK1-4}$  des 4 amplificateurs. Un circuit a donc été créé pour permettre un tel pilotage (voir Annexe 13).

Pour les mesures réalisées dans ce mémoire, les quatre signaux  $V_{CLK1-4}$  ont été synchronisés, mais toutefois les signaux  $V_{CLK1}$  et  $V_{CLK2}$  ont été mis en opposition de phase par

<sup>68</sup> Le schéma électronique du circuit est disponible en Annexe 13 et la liste des composants en Annexe 14.

rapport à  $V_{CLK3}$  et  $V_{CLK4}$ . Cela permet de se positionner dans la configuration (a) vue dans le chapitre 4 section 3.3.

### 3. Mesure avec le récepteur cubique en circuit imprimé

Nous présentons dans cette partie les mesures expérimentales des performances obtenues avec le récepteur cubique fabriqué par assemblage de circuits imprimés. Des ordres de grandeur ont déjà été présentés pour la simulation de ce récepteur (cf. section 3.4 du chapitre 5), ils seront comparés dans cette section avec les résultats de mesure.

Ensuite, nous présentons les performances de puissance en translation et en rotation au sein de la boîte.

#### 3.1. Cube récepteur par assemblage de circuits imprimés

L'objectif ici est d'étudier les performances de puissance et de rendement avec le récepteur cubique. Afin de faciliter la fabrication, le cube récepteur est un assemblage de six inductances spirales rondes de numéro i32<sup>69</sup> élaborées avec des circuits imprimés de dimension 6 cm × 6 cm (Figure 154). Des noix d'assemblage taraudées permettent de fixer les circuits imprimés à l'aide de vis en nylon.

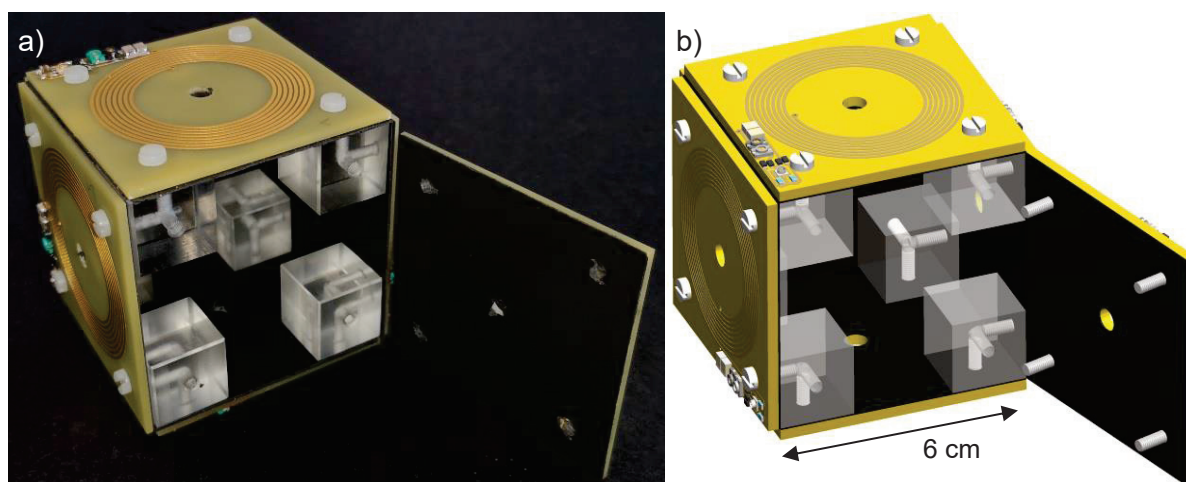


Figure 154 : Assemblage du cube récepteur a) dispositif réel et b) CAO.

Chaque face du cube récepteur est aussi dotée d'un circuit électronique, similaire à celui de la Figure 128, qui permet d'ajuster la fréquence de résonance et de redresser la tension. Les références des composants électroniques soudés sur ce circuit sont en Annexe 14.

Nous rappelons que lors des simulations, une fine couche de ferrite de 0,4 mm d'épaisseur a été placée derrière chaque face interne du cube afin de diminuer le couplage entre les inductances réceptrices.

Pour le prototype du cube, nous avons également ajouté cette ferrite en la collant sur les faces internes du cube (partie noire visible sur la Figure 154). Il a été nécessaire de coller 2 couches de ferrite, l'une sur l'autre, afin d'atteindre une épaisseur de 0,4 μm.

Les valeurs de l'inductance et du facteur de qualité en fonction de la fréquence ont tout d'abord été mesurées pour chaque circuit imprimé avec les faces du cube désassemblées et éloignées. Les résultats sont montrés sur la Figure 155. En faisant la moyenne sur les six

<sup>69</sup> Voir Tableau 25 pour les dimensions correspondant à l'inductance de type i32.

dispositifs, l'inductance est de  $4,22 \mu\text{H} \pm 21 \text{ nH}$  et le facteur de qualité est de  $122 \pm 5,1$  à  $6,78 \text{ MHz}$ . Lorsqu'on ajoute la couche de ferrite, l'inductance passe à  $6,42 \mu\text{H} \pm 0,12 \mu\text{H}$  et  $Q$  à  $116 \pm 5,6$ . L'ajout de la ferrite augmente la valeur de l'inductance et diminue légèrement le facteur de qualité.

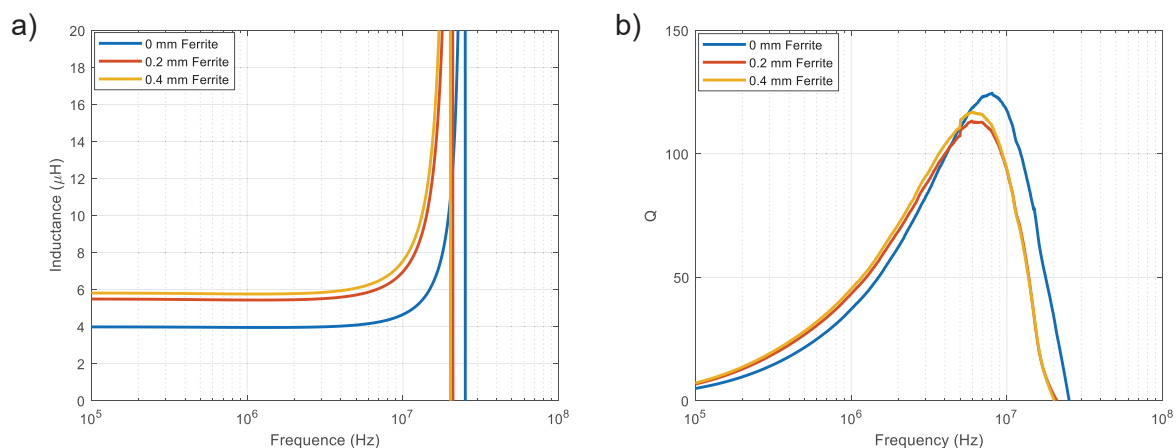


Figure 155 : Mesure de a) la valeur de l'inductance  $L_{eff}$  et de b) facteur de qualité  $Q$  de l'inductance réceptrice de numéro i32

Des mesures du couplage entre inductances ont été ensuite effectuées avec un VNA Agilent 8753e sur le récepteur assemblé. Le Tableau 34 montre le résultat des mesures ainsi qu'une comparaison avec les valeurs simulées (voir section 3.1 du chapitre 5). D'après les résultats de ce tableau, on constate que les valeurs de couplage obtenues expérimentalement sont proches de celles obtenues par simulation.

De même que pour l'inductance émettrice, nous supposons que l'écart observé est dû à l'imprécision des mesures (montage, câbles, environnement et alignement des inductances) et à une modélisation insuffisante des effets fréquentiels (effet de peau et de proximité).

	Mesure avec 0,4 mm de ferrite	Simulation avec 0,4 mm de ferrite	Ecart
$k_{r12}, k_{r23}, k_{r34},$ $k_{r41}, k_{r51}, k_{r52},$ $k_{r53}, k_{r54}, k_{r61},$ $k_{r62}, k_{r63}, k_{r64}$	0,0198	0,0167	18,6 %
$k_{r13}, k_{r24}, k_{r56}$	0,008212	0,00742	10,7 %

Tableau 34 : Comparaison des couplages<sup>70</sup> des inductances du récepteur cubique mesurés et simulés avec une ferrite de 0.4 mm d'épaisseur.

Ainsi, les caractéristiques des inductances du cube paraissent suffisantes pour tenter de réaliser une transmission d'énergie performante. L'ajout de la ferrite permet de diminuer le couplage entre les inductances du cube mais des effets de dédoublement de la fréquence de résonance ont été observés lors de l'accord de la fréquence de résonance. Ces effets se traduisent par la présence de multiples fréquences de résonance très proches de 6.78 MHz.

Nous avons alors envisagé d'augmenter l'épaisseur de la ferrite, mais cela aurait été au détriment du facteur de qualité. Nous avons donc laissé le cube en l'état, afin de procéder à la suite des tests.

<sup>70</sup> La notation  $k_{rij}$  permet de désigner le facteur de couplage  $k$  entre l'inductance  $L_{rxi}$  et  $L_{rxj}$ .

### 3.2. Mesure de la charge optimale pour le récepteur cubique

Une fois que le cube est assemblé et que la fréquence de résonance de chaque inductance a été accordée à l'aide de l'impédancemètre<sup>71</sup>, il reste à définir la charge que l'on applique à chaque face du récepteur. Tel que nous l'avons vu dans le chapitre 4, la valeur de celle-ci affectera les performances de la TEDIM. Il convient donc de trouver une charge optimale permettant de maximiser les performances.

Le récepteur cubique a été placé au centre de la boîte à la position  $(X = 0, Y = 0, Z = 0)$  avec les faces parallèles à celles de l'émetteur. Nous avons testé différentes charges  $R_L$  tout en étudiant les différentes possibilités pour relier ensemble les six récepteurs.

Nous nous intéressons aux 3 configurations présentées sur la Figure 156<sup>72</sup>.

- Dans la configuration A, les six faces sont séparées et alimentent chacune une charge  $R_{L1-6}$ . Les puissances dissipées par chaque charge peuvent alors être examinées séparément afin d'évaluer l'apport en puissance de chaque face du cube. Pour une évaluation globale de la puissance reçue par le cube  $P_{out}$ , les six puissances  $P_{out_i}$  sont sommées conformément à la formule (126).
- Dans la configuration B, les 6 faces sont connectées en série et alimentent une charge unique  $R_L$ . La puissance totale reçue par le cube est directement mesurée aux bornes de  $R_L$ .
- Dans la configuration C, les 6 faces sont connectées en parallèle et alimentent également une charge unique. De même, la puissance totale reçue par le cube est directement mesurée aux bornes de  $R_L$ .

$$P_{out} = \sum_{i=1}^{i=6} P_{out_i} = \sum_{i=1}^{i=6} \frac{U_{R_{Li}}^2}{R_{Li}} \quad \eta = \frac{\sum_{i=1}^{i=6} P_{out_i}}{\sum_{i=1}^{i=6} P_{in_i}} \quad (126)$$

Figure 156 : Connection des faces du cubes à la charge, A séparées, B en série, et C en parallèles.

Des tests ont été réalisés dans les configurations A, B et C en faisant varier les différentes charges pour rechercher l'optimum. La puissance totale reçue par le cube  $P_{out}$  et le rendement

<sup>71</sup> Pour accorder la résonance du cube, nous modifions la capacité variable en essayant de positionner la fréquence du minimum de  $|Im(Z_{eff})|$  à la fréquence de 6,78 MHz. Une fois que les 6 fréquences sont accordées à 6,78 MHz, nous réajustons plus précisément chaque valeur dans des conditions réelles en positionnant le cube au centre de la boîte. Cette fois-ci, en modifiant plus délicatement les capacités variables, nous recherchons la valeur permettant de recevoir le maximum de puissance sur les 6 inductances.

<sup>72</sup> Chaque face du cube possède un circuit LC et un circuit de redressement. Sur cette figure, les générateurs notés RX1 à RX6 représentent les sorties des faces du cube après le redressement. Voir le schéma de la Figure 146.

$\eta$  sont mesurés en fonction de la somme des puissances d'entrée  $P_{in}$ . La tension  $V_{in1-4}$  de chaque amplificateur est augmentée en partant de 0,5 V jusqu'à 3,5 V, et ce tous les 0,5 V.

Les résultats expérimentaux concernant la configuration A sont montrés sur la Figure 157. Les charges notées  $R_{L1}$  à  $R_{L6}$  ont été modifiées simultanément en prenant une valeur identique, entre 47  $\Omega$  et 356  $\Omega$ . La puissance maximum de 3,39 W et le rendement maximum 12,7% sont obtenus pour des résistances  $R_{L1-6}$  de 272  $\Omega$ .

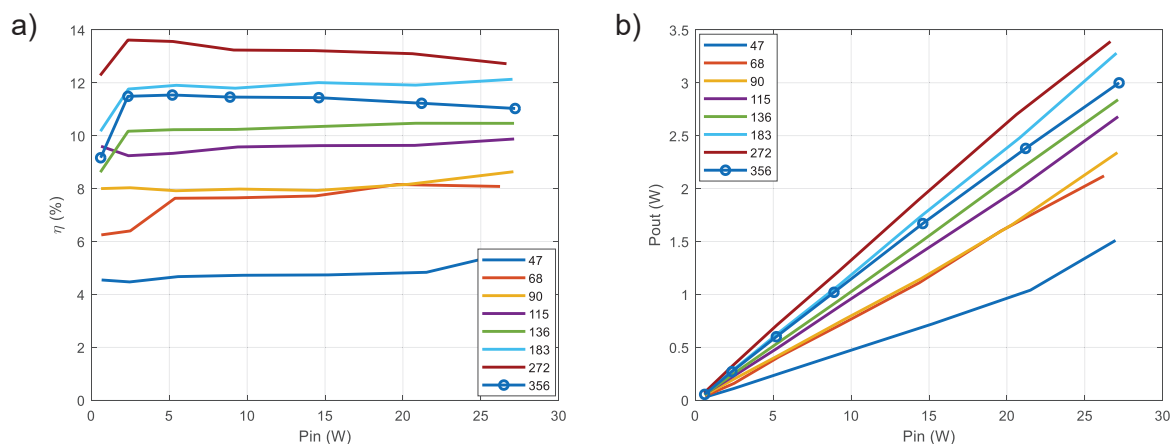


Figure 157 : Mesure de a)  $\eta$  et de b)  $P_{out}$  de la configuration A pour des charges comprises  $R_{L1-6}$  entre 47  $\Omega$  et 356  $\Omega$ .

Les résultats expérimentaux concernant la configuration B sont montrés sur la Figure 158. La charge notée  $R_L$  a été modifiée en prenant des valeurs entre 47  $\Omega$  et 1797  $\Omega$ . De même que ci-dessus, nous avons mesuré la puissance en sortie et le rendement en fonction de la puissance en entrée pour ces différentes charges. La puissance maximum de 3,53 W et le rendement maximum 13,1% sont obtenus pour une résistance  $R_L$  de 1309  $\Omega$ .

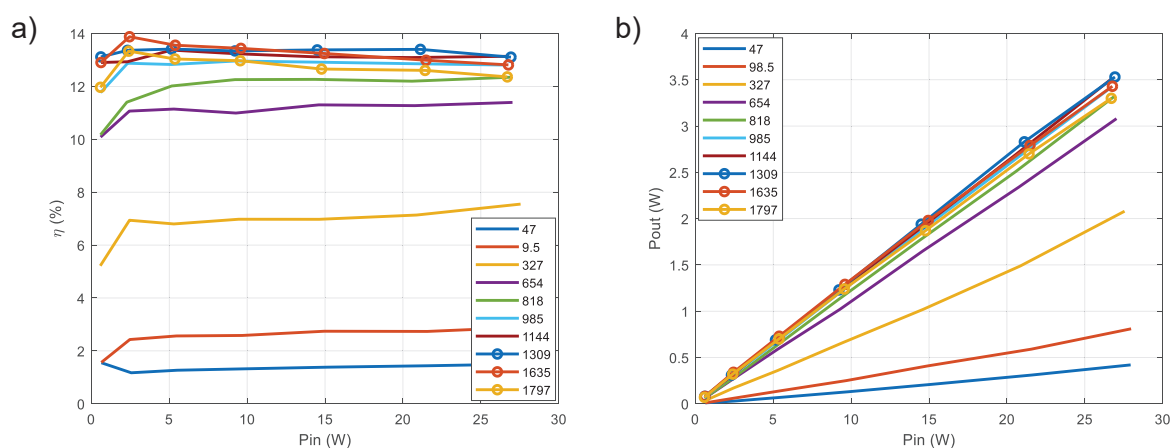


Figure 158 : Mesure de a)  $\eta$  et de b)  $P_{out}$  pour différentes charges lorsque les faces du cube sont connectées en série.

Les résultats concernant la configuration C sont montrés sur la Figure 159. La charge notée  $R_L$  a été modifiée en prenant des valeurs entre 46,4  $\Omega$  et 144,1  $\Omega$ . De même que pour les deux configurations précédentes, nous avons mesuré la puissance en sortie et le rendement en fonction de la puissance en entrée pour ces différentes charges. La puissance

maximum de 3,28 W et le rendement maximum 12,4% sont obtenus pour une résistance  $R_L$  de 68  $\Omega$ .

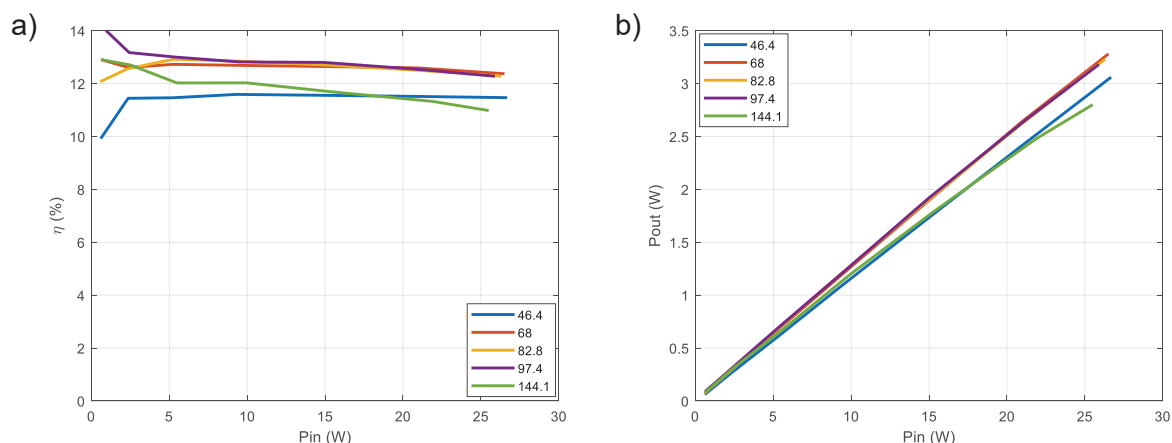


Figure 159 : Mesure de a)  $\eta$  et de b)  $P_{out}$  pour différentes charges lorsque les faces du cube sont connectées en parallèle.

Le Tableau 35 résume les résultats obtenus. Nous pouvons conclure que la façon de connecter les sorties ensemble, influence peu la puissance transmise. Le choix de la configuration sera fonction de l'application : la configuration A permet d'alimenter plusieurs charges séparément, la configuration B permet d'alimenter une charge avec une résistance forte, tandis la configuration C permet d'alimenter une charge avec une résistance faible.

Configuration	A	B	C
Charge optimale	272 $\Omega$	1309 $\Omega$	68 $\Omega$
Puissance en sortie	3,39 W	3,53 W	3,28 W
Rendement	12,7 %	13,1 %	12,4 %

Tableau 35 : Résumé des résultats des puissances et des rendements pour la charge optimale dans la configuration A, B et C avec  $V_{in1-4} = 3,5$  V.

Pour la suite des travaux, nous avons choisi d'utiliser la configuration A avec sa charge optimale  $R_{L1-6}$  de 272  $\Omega$  pour chaque face du cube. En effet, cette dernière permet d'étudier indépendamment la puissance captée par chaque face du récepteur.

Il est à noter que la valeur de la charge optimale varie en fonction de la position et de l'orientation du récepteur dans la boîte (cf. Chapitre 4), et que dans le cas présent la charge  $R_{L1-6}$  a été optimisée pour la position centrale ( $X = 0, Y = 0, Z = 0$ ). Nous garderons, pour une question de simplicité, cette charge fixe de 272  $\Omega$  et ce quelle que soit la position ou l'orientation du récepteur, mais des solutions seront proposées pour résoudre ce problème de charge fixe (cf. discussion en fin de chapitre).

### 3.3. Mesure de la cartographie de puissance

Dans cette partie, nous analysons les performances du dispositif, en configuration A avec une charge de 272  $\Omega$  et une tension d'entrée  $V_{in1-4} = 3$  V sur chaque amplificateur.

La Figure 160 montre les résultats expérimentaux pour une translation du récepteur en X en conservant  $Y = 0$  cm et  $Z = 0$  cm (translation similaire à celle de la Figure 145). La puissance est calculée avec la formule (126).

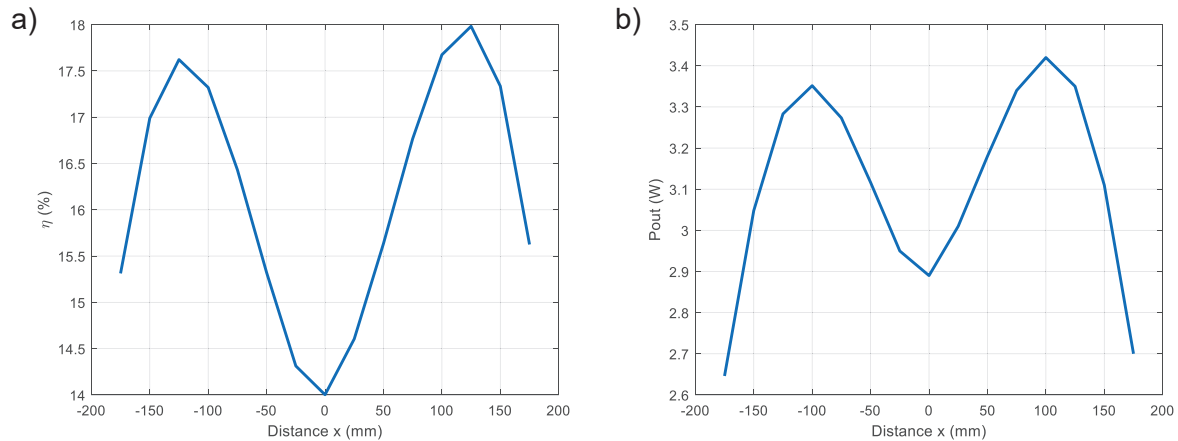


Figure 160 : Mesure de a)  $\eta$  et de b)  $P_{out}$  pour  $V_{in1-4} = 3$  V pour une translation en X avec  $Y = 0$  cm et  $Z = 0$  cm.

La puissance mesurée varie entre 2,65 W et 3,42 W et le rendement entre 14% et 18%. Pour rappel, dans le chapitre 5, nous avons obtenu par simulation sur ce même déplacement une puissance variant entre 2,6 W et 3,7 W avec un rendement entre 15 % et 20,6 %. Ces résultats suffisamment proches confirment la validité de notre modèle.

Nous avons ensuite réalisé des mesures sur davantage de positions en translation XYZ<sup>73</sup> (Figure 161 à Figure 164). Les résultats sont résumés dans le Tableau 36. Sur ces figures, nous remarquons la présence des points chauds (zones en rouge) et des points froids (zones en bleu) similaires à ceux simulés dans la section 3.3 du chapitre 5. La puissance atteint 4,75 W avec un rendement 33,7% en un point chaud et elle est de 0,64 W à 2,5% en un point froid<sup>74</sup>. Pour rappel, ce manque d'uniformité est lié aux orientations du champ magnétique issu de chaque inductance.

D'autre part, nous remarquons la présence d'un point chaud prédominant par rapport au second. Cet effet peut être notamment observé dans le détail des puissances émises par chaque face de la boîte<sup>75</sup>: les faces émettrices  $T_{x1}$  et  $T_{x4}$  émettent plus de puissance que les faces  $T_{x2}$  et  $T_{x3}$ . Nous supposons que la différence provient d'un mauvais accord des 4 fréquences de résonance des inductances émettrices. En effet, la proximité de ces 4 inductances pourrait être à l'origine de multiplication de la fréquence de résonance rendant impossible un accord parfait de la résonance commune.

<sup>73</sup> La mesure a été faite pour  $-175 \text{ mm} < X < 175 \text{ mm}$  et  $-175 \text{ mm} < Y < 175 \text{ mm}$  avec des pas de 25 mm. Les hauteurs Z sont 0, 50, 100 et 150 mm.

<sup>74</sup> La position des points chauds est  $(X = -125, Y = -125, Z = 0)$  et  $(X = 125, Y = 125, Z = 0)$ . La position des points froids est  $(X = 125, Y = -125, Z = 0)$  et  $(X = -125, Y = 125, Z = 0)$ .

<sup>75</sup> Le détail des puissances reçues et émises par chaque inductance est donné en Annexe 15.

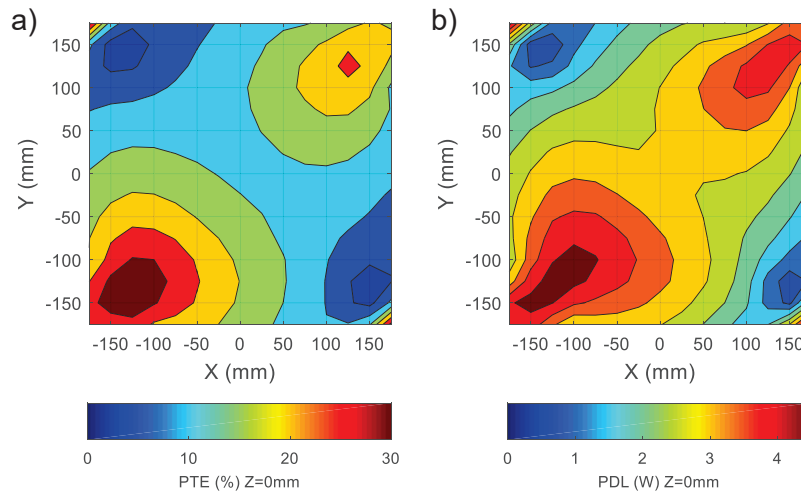


Figure 161 : Mesure de a)  $\eta$  et de b)  $P_{out}$  pour une translation en XY avec  $Z = 0\text{ cm}$  et  $V_{in1-4} = 3\text{ V}$ .

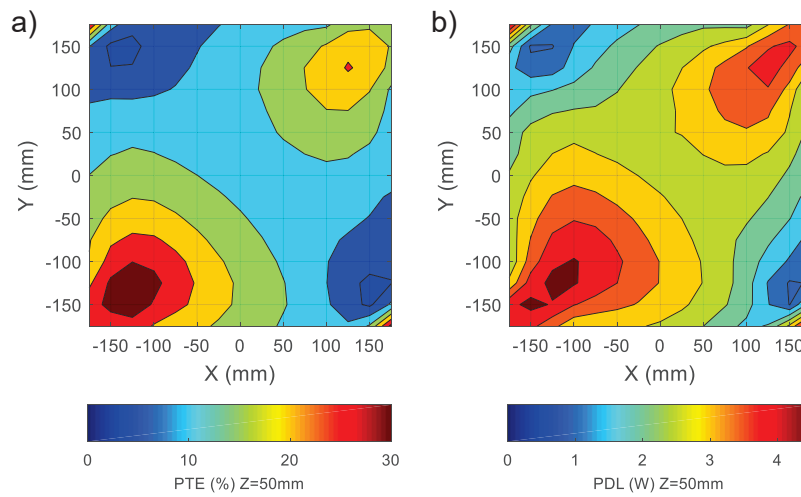


Figure 162 : Mesure de a)  $\eta$  et de b)  $P_{out}$  pour une translation en XY avec  $Z = 5\text{ cm}$  et  $V_{in1-4} = 3\text{ V}$ .

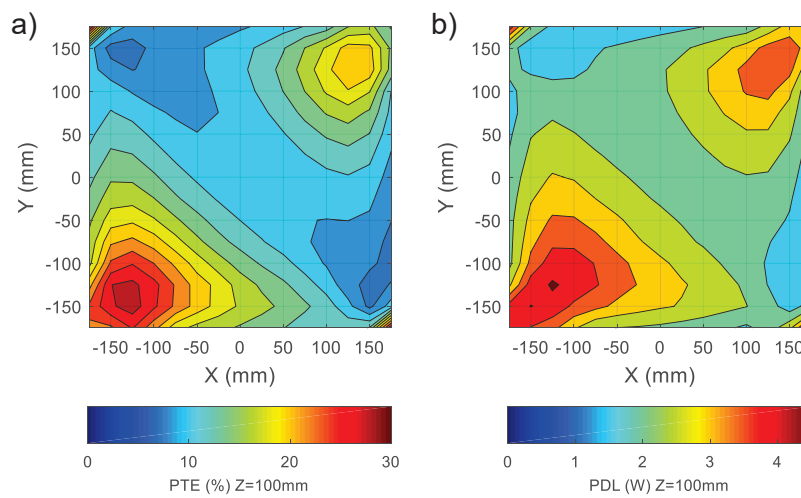


Figure 163 : Mesure de a)  $\eta$  et de b)  $P_{out}$  pour une translation en XY avec  $Z = 10\text{ cm}$  et  $V_{in1-4} = 3\text{ V}$ .



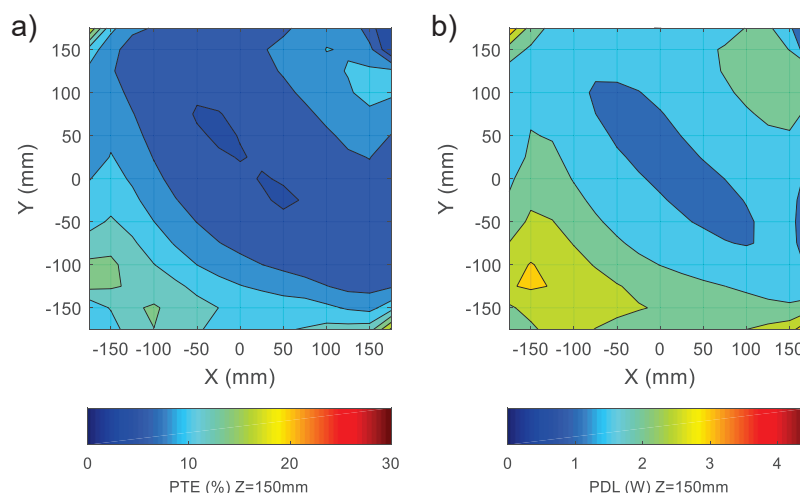


Figure 164 : Mesure de a)  $\eta$  et de b)  $P_{out}$  pour une translation en XY avec  $Z = 15$  cm et  $V_{in1-4} = 3$  V.

A des fins d'estimation de la puissance globale en fonction de la hauteur, nous avons calculé une puissance  $P_{out_{avg}}$  en moyennant toutes les puissances mesurées en XY pour chaque hauteur  $Z$ .

Pour  $Z = 0$  cm, celle-ci vaut 2,97 W. Elle diminue peu à peu jusqu'à 1,93 W lorsque  $Z$  atteint 15 cm.

De même, un rendement moyen  $\eta_{avg}$  a été calculé en moyennant tous les rendements mesurés en XY pour chaque hauteur  $Z$ .

Pour  $Z = 0$  cm, celui-ci vaut 16,1 %. Puis, il diminue peu à peu jusqu'à 8,75 % lorsque  $Z$  atteint 15 cm.

Ces résultats montrent que le récepteur continue d'être alimenté en hauteur, mais que la puissance reçue et le rendement diminuent. Pour corriger cette perte de puissance, il est envisageable d'ajouter des inductances sur le dessus et le dessous de la boîte émettrice.

	$Z = 0$ cm	$Z = 5$ cm	$Z = 10$ cm	$Z = 15$ cm
$P_{out_{max}}$ (W)	4,75	4,67	4,55	3,59
$P_{out_{avg}}$ (W)	2,97	2,89	2,65	1,93
$P_{out_{min}}$ (W)	0,64	0,92	1,39	1
$\eta_{max}$ (%)	33,7	33	29	18,3
$\eta_{avg}$ (%)	16,1	15,8	14	8,75
$\eta_{min}$ (%)	2,5	3,7	7,1	4,1

Tableau 36 : Résultats de la cartographie des performances du récepteur cubique avec  $V_{in1-4} = 3$  V.

### 3.4. Réception omnidirectionnelle du récepteur cubique

Nous allons maintenant analyser le comportement du récepteur cubique en fonction de son orientation angulaire. Cette analyse est effectuée sur 3 positions différentes, à savoir la position centrale, un point chaud et un point froid<sup>76</sup>. Sur chacune de ces positions, le récepteur est placé avec ses inductances parallèles à celles de la boîte, puis nous mesurons les

<sup>76</sup> Les coordonnées du point central sont  $(X = 0, Y = 0, Z = 0)$ , les coordonnées du point chaud sont  $(X = -125, Y = -125, Z = 0)$  et les coordonnées du point froid sont  $(X = -125, Y = 125, Z = 0)$ .

performances de puissance et de rendement en effectuant des rotations  $\Phi\Theta\Psi$  (voir Figure 148).

Les mesures sont effectuées suivant la configuration A avec une charge de  $272 \Omega$ . Les Figure 165 à Figure 167 montrent les résultats expérimentaux.

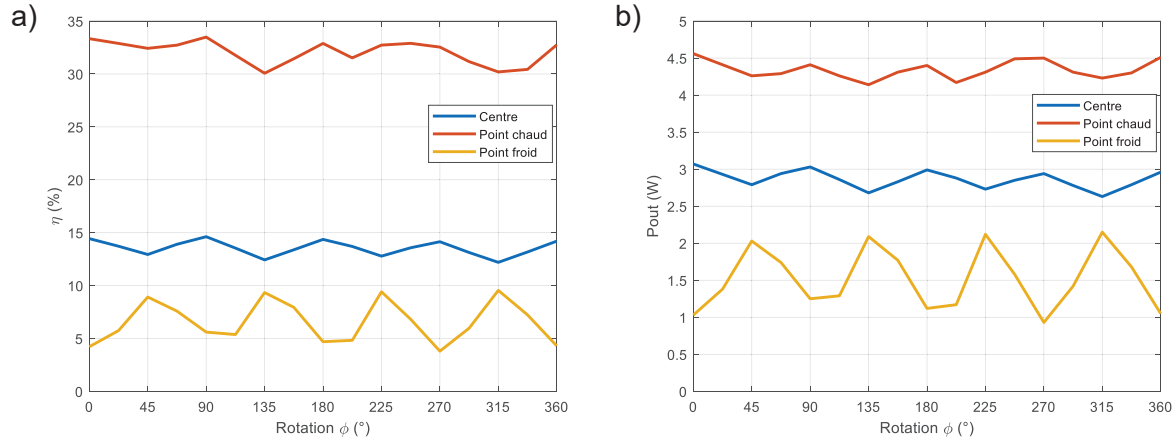


Figure 165 : Mesure de a)  $\eta$  et de b)  $P_{out}$  pour une rotation en  $\Phi$  avec  $Z = 0$  cm et  $V_{in1-4} = 3$  V.

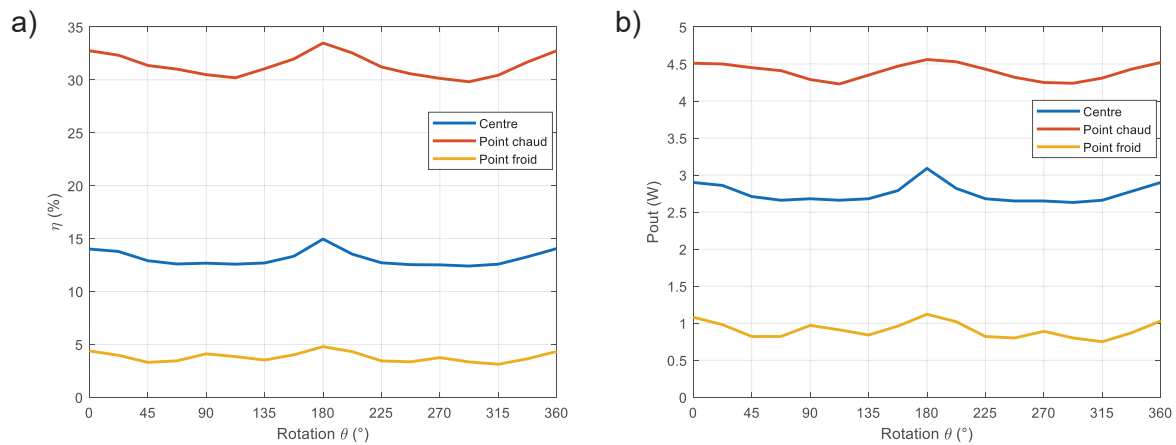


Figure 166 : Mesure de a)  $\eta$  et de b)  $P_{out}$  pour une rotation en  $\Theta$  avec  $Z = 0$  cm et  $V_{in1-4} = 3$  V.

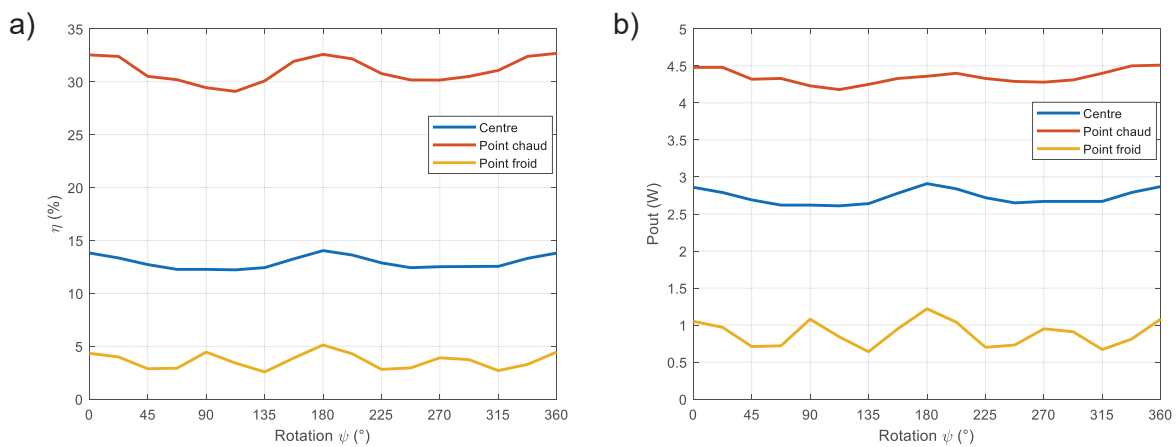


Figure 167 : Mesure de a)  $\eta$  et de b)  $P_{out}$  pour une rotation en  $\Psi$  avec  $Z = 0$  cm et  $V_{in1-4} = 3$  V.

Les résultats expérimentaux sont résumés dans le Tableau 37. Nous observons de faibles écarts-types de la puissance et du rendement, aussi bien sur la position centrale que sur le point chaud. Aucune chute brutale de puissance n'a été observée lors de la rotation du récepteur suivant les 3 axes. On peut donc conclure que le récepteur reçoit de la puissance de façon relativement constante quelle que soit son orientation. Il s'agit bien d'un récepteur omnidirectionnel.

Rotation $\Phi$			
	Position centrale	Point chaud	Point froid
$P_{out_{avg}}$ (W)	2,86	4,34	1,52
$\sigma_{P_{out_{avg}}}$ (W)	0,122	0,122	0,413
$\eta_{avg}$ (%)	13,5	32,1	6,55
$\sigma_{\eta_{avg}}$ (%)	0,704	1,09	1,96
Rotation $\Theta$			
	Position centrale	Point chaud	Point froid
$P_{out_{avg}}$ (W)	2,75	4,40	0,91
$\sigma_{P_{out_{avg}}}$ (W)	0,126	0,110	0,109
$\eta_{avg}$ (%)	13,12	31,4	3,80
$\sigma_{\eta_{avg}}$ (%)	0,720	1,09	0,468
Rotation $\Psi$			
	Position centrale	Point chaud	Point froid
$P_{out_{avg}}$ (W)	2,73	4,351	0,886
$\sigma_{P_{out_{avg}}}$ (W)	0,0988	0,0976	0,174
$\eta_{avg}$ (%)	12,9	31,1	3,62
$\sigma_{\eta_{avg}}$ (%)	0,616	1,20	0,755

Tableau 37 : Résultats des mesures en rotation  $\Phi\Theta\Psi$  avec le récepteur cubique et  $V_{in1-4} = 3$  V.

### 3.5. Bilan des résultats de mesures avec le récepteur cubique

Les mesures réalisées avec le récepteur cubique montrent que ce dernier est capable de recevoir une puissance pouvant atteindre 4,75 W avec un rendement de 33,7 % sur un point chaud. Les mesures en translation montrent un manque d'uniformité de la répartition de la puissance reçue, avec la présence de zones chaudes et zones froides. Les mesures en rotation en trois points montrent une variation faible de la puissance et du rendement lorsque le récepteur tourne, ce qui nous permet d'affirmer que le récepteur cubique est un récepteur omnidirectionnel.

Dans la suite de ces travaux, nous examinerons la version du récepteur en plastronique.

## 4. Récepteur 1 en plastronique 3D

Nous passons maintenant au récepteur plastronique 3D décrit au chapitre 4 section 5.2. Nous analyserons ci-dessous les performances de puissance et de rendement obtenus avec celui-ci et les comparerons avec celles du récepteur cubique en circuit imprimé.

### 4.1. Conception

Le récepteur plastronique est montré sur la Figure 168 avec ses 3 inductances situées orthogonalement les unes par rapport aux autres. Pour rappel, la valeur des 3 inductances est de  $5,67 \mu\text{H} \pm 4,6 \text{ nH}$  avec un facteur de qualité de  $128,7 \pm 9,9$  à 6,78 MHz. Les composants ont

été soudées sur le circuit électronique (voir Annexe 13 pour la liste des composants) en utilisant le schéma de la Figure 128.

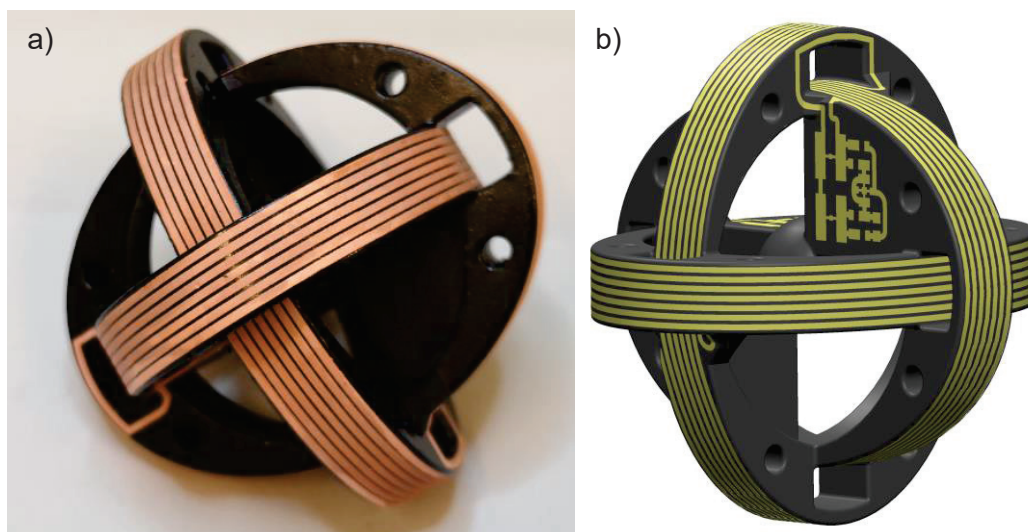


Figure 168 : Récepteur 1 en plastronique a) dispositif réalisé et b) CAO.

Des mesures de couplage ont été réalisées entre les trois inductances réceptrices avec des résultats montrés dans le Tableau 38. Pour rappel, le facteur de couplage maximal entre les inductances du récepteur en circuit imprimé est de 0,0198. On voit que la disposition orthogonale et centrée des inductances permet de diminuer le couplage d'un facteur 2,5 par rapport au récepteur en circuit imprimé.

Lors de l'accord des trois circuits récepteurs à la fréquence de 6,78 MHz, il n'a été constaté aucun phénomène de dédoublement de la résonance. La diminution du couplage a permis de diminuer les effets de dédoublement de la fréquence de résonance entre les inductances.

$k_{r12}$	0,0079
$k_{r13}$	0,0077
$k_{r23}$	0,0074

Tableau 38 : Mesure du couplage entre les inductances 1, 2 et 3 du récepteur 1 en plastronique.

Nous allons effectuer des mesures similaires à celles du récepteur cubique dans la section qui suit.

#### 4.2. Charge optimale

En utilisant la même méthode d'analyse que pour le récepteur sur circuit imprimé, nous avons déterminé la charge optimale permettant de maximiser la puissance et le rendement en sortie pour le récepteur plastronique.

Sur la Figure 169, on voit l'évolution de la puissance et du rendement en fonction de la puissance appliquée en entrée de la boîte émettrice pour différentes charge  $R_L$ . Lors de ces mesures, le récepteur est positionné au centre de la boîte et chaque face réceptrice du cube est connectée à une charge  $R_{L1-3}$  (Configuration A de la Figure 156). Pour le calcul des performances nous appliquons la même méthode que pour le récepteur cubique avec la formule (126).

Nous caractérisons le montage en mesurant la puissance et le rendement et en faisant varier la tension  $V_{in1-4}$  de chaque amplificateur. Celle-ci est augmentée en partant de 0,5 V jusqu'à 3,5 V, et ce tous les 0,5 V.

Les résultats expérimentaux montrent que la charge optimale est obtenue pour une résistance  $R_L$  de 272  $\Omega$ . La puissance obtenue avec une telle charge et une tension  $V_{in1-4} = 3,5 V$ , permet d'obtenir une puissance qui monte jusqu'à 4,33 W avec un rendement de 15,8 %. Cette valeur de résistance sera utilisée pour la suite des mesures.

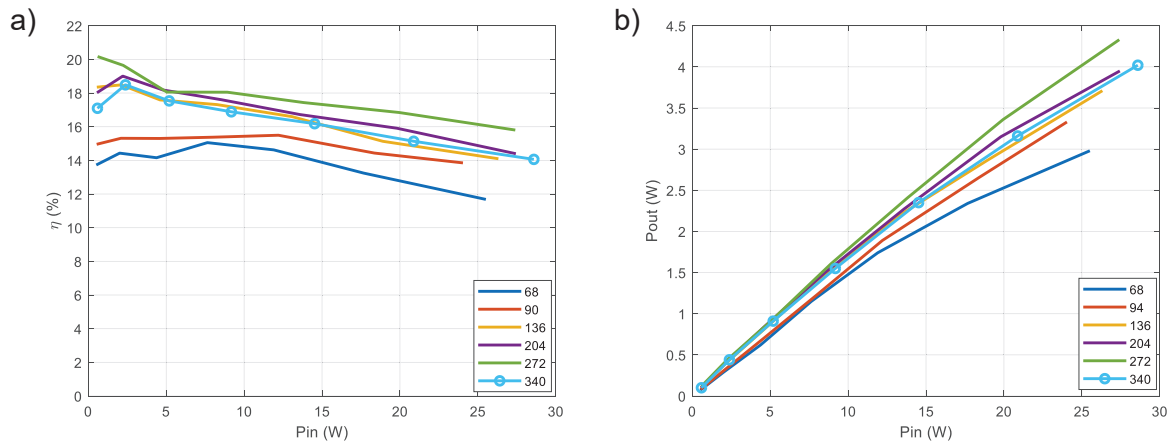


Figure 169 : Mesure de a)  $\eta$  et de b)  $P_{out}$  pour différentes charges lorsque les faces du récepteur 1 sont séparées.

### 4.3. Mesure de la cartographie de puissance

Nous nous intéressons maintenant à l'évolution des performances du système lors des translations  $XYZ$ <sup>77</sup>.

Sur la Figure 170, nous montrons les cartographies<sup>78</sup> de puissance et de rendement en faisant varier le récepteur en translation  $XY$  pour une hauteur  $Z = 0$ . Les résultats sont résumés dans le Tableau 36.

Comme précédemment pour le récepteur cubique, nous observons la présence de points chauds et de points froids. La position approximative des points chauds est  $(X = -125, Y = -125, Z = 0)$  et  $(X = 125, Y = 125, Z = 0)$ . Celle des points froids est  $(X = 125, Y = -125, Z = 0)$  et  $(X = -125, Y = 125, Z = 0)$ . La puissance mesurée en un point chaud atteint 4,47 W avec un rendement de 38 % et elle atteint 0,048 W avec un rendement 0.17 % en un point froid. La puissance moyenne calculée pour la hauteur  $Z = 0$  est de 2.78 W avec un rendement de 16,7 %.

Nous remarquons que la puissance reçue par le récepteur plastronique est légèrement inférieure à celle du récepteur cubique. La raison est que le nombre d'inductances réceptrices est diminué. Néanmoins, ces deux récepteurs ont des performances comparables. Nous concluons ici que des inductances en plus petit nombre, mais de plus grandes tailles permettent de réceptionner autant d'énergie.

<sup>77</sup> La mesure a été faite pour  $-175 \text{ mm} < X < 175 \text{ mm}$  et  $-175 \text{ mm} < Y < 175 \text{ mm}$  avec des pas de 25 mm. La hauteur  $Z$  mesuré est 0 mm, 50 mm, 100 mm et 150 mm.

<sup>78</sup> Le détail des puissances reçues et émises par chaque inductance est donné en Annexe 16.

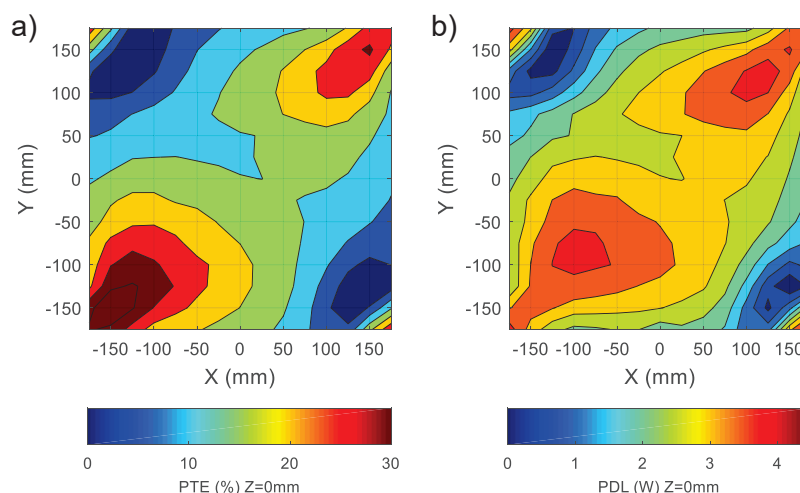


Figure 170 : Mesure de a)  $\eta$  et de b)  $P_{out}$  pour une translation en X et en Y avec  $Z = 0$  cm et  $V_{in1-4} = 3$  V.

$Z = 0\text{cm}$	
$P_{out_{max}}$ (W)	4,47
$P_{out_{avg}}$ (W)	2,78
$P_{out_{min}}$ (W)	0,048
$\eta_{max}$ (%)	38
$\eta_{avg}$ (%)	16,7
$\eta_{min}$ (%)	0,17

Tableau 39 : Résultats de la cartographie des performances du récepteur en plastronique avec  $Z = 0$  cm et  $V_{in1-4} = 3$  V.

Nous nous intéressons ensuite à l'évolution des performances suivant une translation en Z. Nous avons donc mesuré l'évolution des performances suivant la hauteur Z, en un point chaud, en un point froid et sur la position centrale. Les résultats sont présentés sur la Figure 171. Les trois premiers graphiques (a), (b) et (c) montrent l'évolution de la puissance réceptionnée sur chaque inductance  $P_{out1}$ ,  $P_{out2}$  et  $P_{out3}$ , ainsi que leur somme  $P_{out_{total}}$  calculée avec la formule (126).

Les résultats expérimentaux montrent que la puissance diminue pour les points chauds et la position centrale lorsque la hauteur Z augmente. En revanche sur la Figure 171c, nous constatons une augmentation de la puissance reçue sur le point froid suivant Z jusqu'à  $Z = 15$  cm, puis une diminution au-delà. Nous voyons ici que le point froid se transforme en un point chaud lorsque la hauteur Z augmente.

De même, si nous observons la courbe de la puissance en fonction de la hauteur sur un point chaud (Figure 171b), nous constatons que le point chaud devient un point froid.

Ainsi le récepteur continue d'être alimenté en hauteur, mais la répartition de la puissance dans la boîte change suivant la hauteur Z.

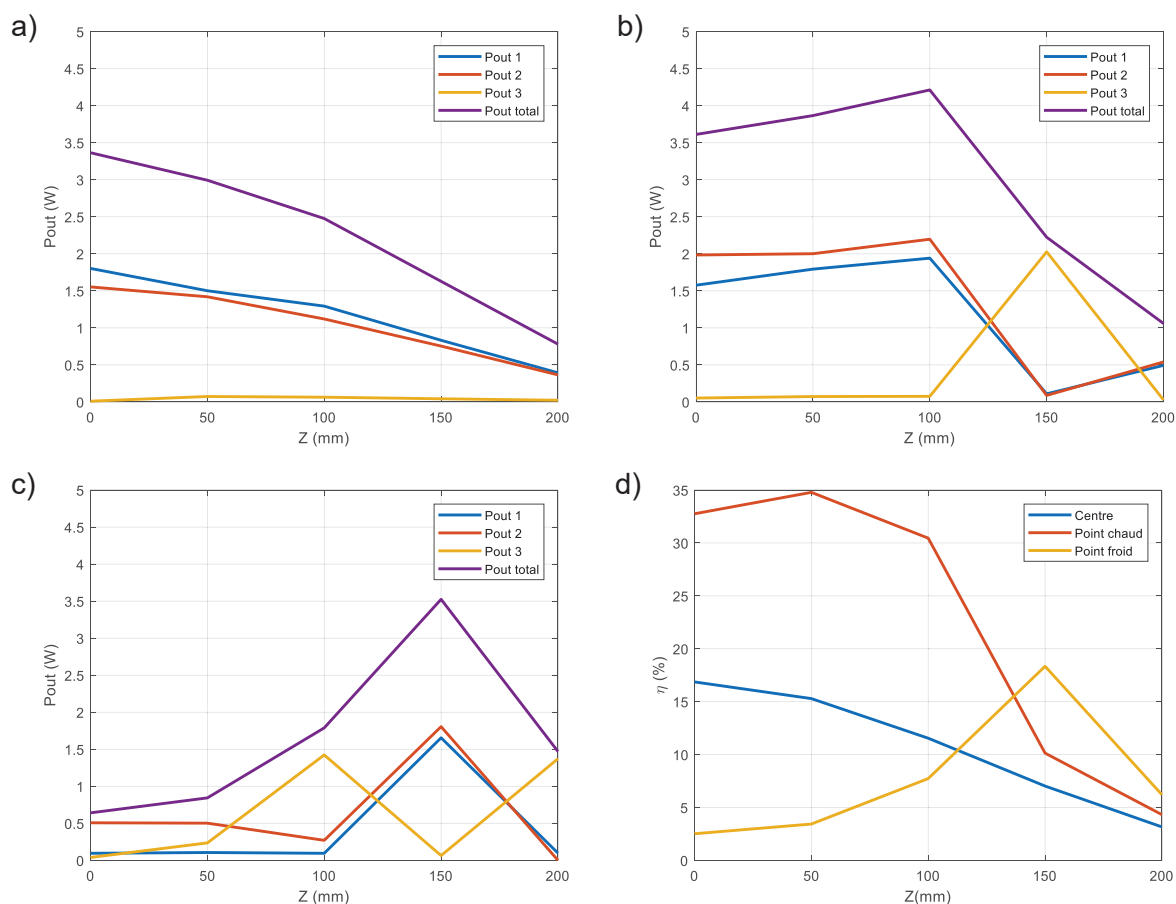
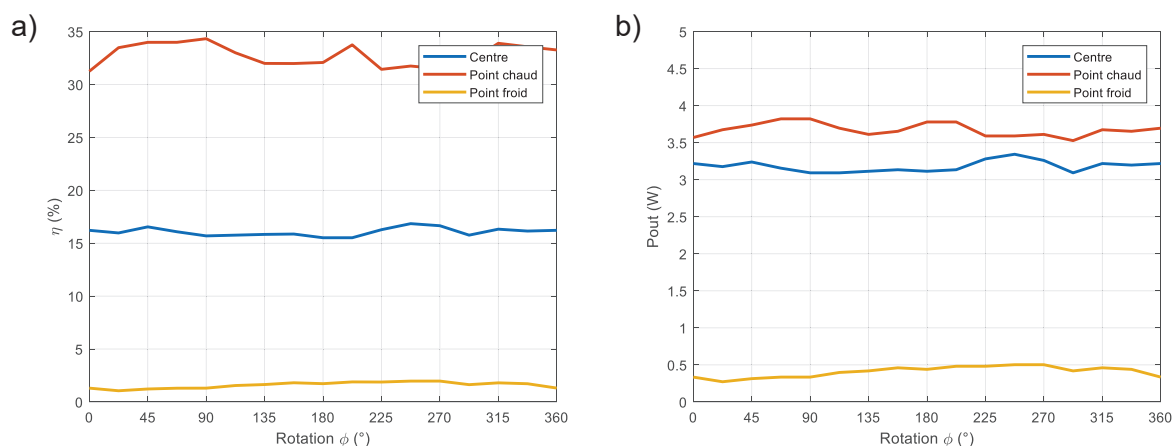
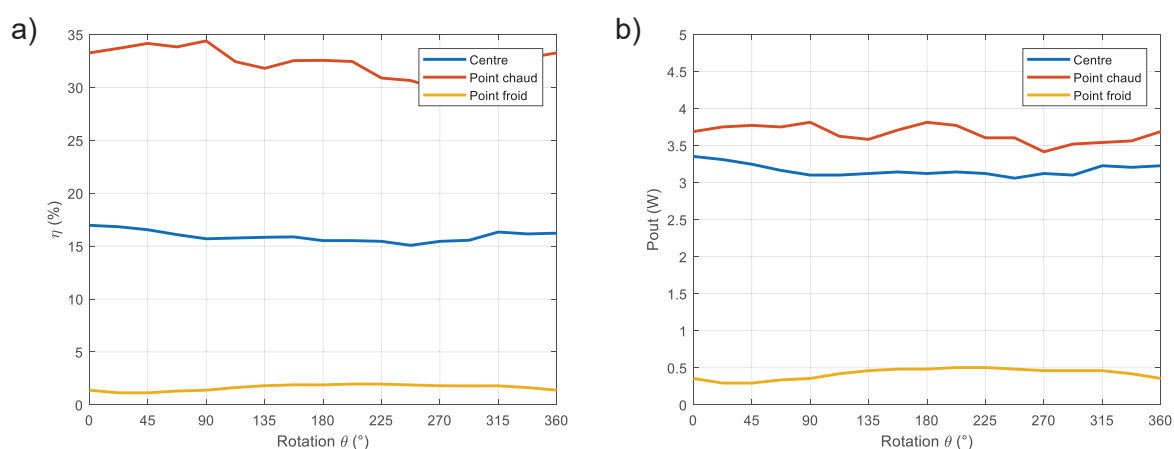
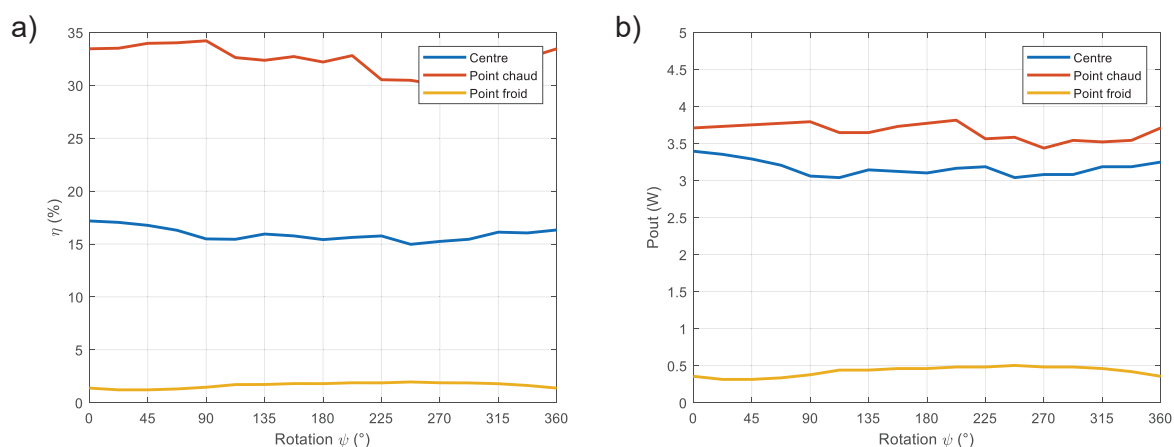


Figure 171 : Mesure avec  $V_{in1-4} = 3$  V de la puissance  $P_{out1}$ ,  $P_{out2}$  et  $P_{out3}$  de chaque inductance réceptrice et de leur somme  $P_{out\ total}$ . (a) au centre, (b) sur un point chaud et (c) sur un point froid. (d)  $\eta$  au centre, sur un point chaud et sur un point froid.

#### 4.4. Réception omnidirectionnelle du récepteur plastronique

Nous allons maintenant analyser le comportement du récepteur 1 en plastronique, en configuration A avec une charge  $R_L$  de  $272\ \Omega$ , en fonction de son orientation angulaire suivant les 3 axes de rotation  $\Phi\Theta\Psi$  (voir Figure 148). De même que pour le récepteur cubique, nous avons placé le récepteur plastronique en position centrale, en un point chaud et un point froid<sup>79</sup> avec ses inductances parallèles à celles de la boîte émettrice. Puis nous avons mesuré la puissance et le rendement.

<sup>79</sup> Les coordonnées du point central sont  $(X = 0, Y = 0, Z = 0)$ , les coordonnées du point chaud sont  $(X = -125, Y = -125, Z = 0)$  et les coordonnées du point froid sont  $(X = -125, Y = 125, Z = 0)$ .

Figure 172 : Mesure de a)  $\eta$  et de b)  $P_{out}$  pour une rotation en  $\Phi$  avec  $Z = 0$  cm et  $V_{in1-4} = 3$  V.Figure 173 : Mesure de a)  $\eta$  et de b)  $P_{out}$  pour une rotation en  $\Theta$  avec  $Z = 0$  cm et  $V_{in1-4} = 3$  V.Figure 174 : Mesure de a)  $\eta$  et de b)  $P_{out}$  pour une rotation en  $\Psi$  avec  $Z = 0$  cm et  $V_{in1-4} = 3$  V.

Les résultats expérimentaux sont résumés dans le Tableau 40. Nous observons un faible écart-type de la puissance et du rendement sur la position centrale et sur le point chaud. Aucune chute brutale de puissance n'a été observée durant les rotations. On peut donc conclure que le récepteur 1 en plastronique arrive à recevoir de la puissance de façon relativement constante quelle que soit son orientation et qu'il s'agit donc bien d'un récepteur omnidirectionnel.



Rotation $\Phi$			
	Position centrale	Point chaud	Point froid
$P_{out_{avg}}$ (W)	3,18	3,68	0,407
$\sigma_{P_{out_{avg}}}$ (W)	0,0741	0,0886	0,0729
$\eta_{avg}$ (%)	16,1	32,8	1,59
$\sigma_{\eta_{avg}}$ (%)	0,386	1,06	0,290
Rotation $\Theta$			
	Position centrale	Point chaud	Point froid
$P_{out_{avg}}$ (W)	3,17	3,66	0,419
$\sigma_{P_{out_{avg}}}$ (W)	0,0807	0,114	0,0722
$\eta_{avg}$ (%)	15,9	32,5	1,63
$\sigma_{\eta_{avg}}$ (%)	0,522	1,24	0,285
Rotation $\Psi$			
	Position centrale	Point chaud	Point froid
$P_{out_{avg}}$ (W)	3,17	3,66	0,422
$\sigma_{P_{out_{avg}}}$ (W)	0,105	0,112	0,0650
$\eta_{avg}$ (%)	15,9	32,6	1,64
$\sigma_{\eta_{avg}}$ (%)	0,628	1,24	0,257

Tableau 40 : Résultats des mesures en rotation  $\Phi\Theta\Psi$  avec le récepteur 1 en plastronique avec  $Z = 0$  cm et  $V_{in1-4} = 3$  V.

#### 4.5. Bilan des résultats avec le récepteur plastronique et comparaison avec le récepteur cubique

Les mesures réalisées avec le récepteur plastronique montrent que ce dernier est capable de recevoir une puissance pouvant atteindre 4,3 W avec un rendement de 15,8 % au centre de la boîte. Les mesures en translation montrent un manque d'uniformité de la répartition de la puissance reçue, avec la présence de zones chaudes et zones froides. Les mesures en rotation montrent une variation faible de la puissance et du rendement lorsque le récepteur tourne, ce qui nous permet d'affirmer que le récepteur cubique est un récepteur omnidirectionnel.

Dans le Tableau 41, nous comparons les résultats de mesure obtenus avec le récepteur cubique en circuit imprimé et le récepteur 1 en plastronique. Nous constatons que le couplage entre les inductances pour le récepteur plastronique est 2,5 fois plus faible par rapport au récepteur en circuit imprimé. Ceci est en partie dû à la disposition orthogonale des inductances ellipsoïdales sur le récepteur plastronique.

Nous constatons que les deux récepteurs ont globalement des performances similaires, même si le récepteur plastronique reçoit une puissance légèrement plus forte au centre de la boîte et plus faible sur les points chauds et froids. La principale différence entre ces deux récepteurs est que le récepteur plastronique dispose de 3 inductances plus grandes sur une ellipse 5,2 cm  $\times$  6,8 cm, tandis que le récepteur cubique dispose de 6 inductances avec un diamètre externe de 5 cm.

La variation de la puissance suivant l'angle de rotation reste faible pour les deux récepteurs.

	Récepteur cubique en circuit imprimé	Récepteur 1 en plastronique
<b>Couplage entre les inductances</b>	0,0198 et 0,00812	0,00767
$P_{out}$ (W) au centre pour $Z = 0$ cm et $V_{in1-4} = 3,5$ V	3,39	4,33
$\eta$ (%) au centre pour $Z = 0$ cm et $V_{in1-4} = 3,5$ V	12,7	15,8
$P_{out_{avg}}$ (W) en translation XY à $Z = 0$ cm et $V_{in1-4} = 3$ V	2,97	2,78
$\eta_{avg}$ (%) en translation XY à $Z = 0$ cm et $V_{in1-4} = 3$ V	16,1	16,7
$P_{out_{max}}$ (W) en translation XY à $Z = 0$ cm et $V_{in1-4} = 3$ V	4,75	4,47
$\eta_{max}$ (%) en translation XY à $Z = 0$ cm et $V_{in1-4} = 3$ V	33,7	38
$P_{out_{min}}$ (W) en translation XY à $Z = 0$ cm et $V_{in1-4} = 3$ V	0,65	0,048
$\eta_{min}$ (%) en translation XY à $Z = 0$ cm et $V_{in1-4} = 3$ V	2,5	0,17
$\sigma_{P_{out_{avg}}}$ (W) en rotation $\Phi$ au centre de la boîte pour $Z = 0$ cm et $V_{in1-4} = 3$ V	0,122	0,0741
$\sigma_{P_{out_{avg}}}$ (W) en rotation $\Theta$ au centre de la boîte pour $Z = 0$ cm et $V_{in1-4} = 3$ V	0,126	0,0807
$\sigma_{P_{out_{avg}}}$ (W) en rotation $\Theta$ au centre de la boîte pour $Z = 0$ cm et $V_{in1-4} = 3$ V	0,0988	0,105

Tableau 41 : Tableau comparatif des résultats de mesures avec le récepteur cubique en circuit imprimé et le récepteur 1 en plastronique.

La méthode de fabrication par technologie plastronique paraît robuste et pourrait s'appliquer à bon nombres d'objets de forme variable. En d'autres termes, la technologie plastronique pourrait permettre d'adapter les inductances à la forme des objets tandis que la technologie par circuits imprimés fixe la forme des objets. La technologie plastronique offre, dans une certaine mesure, plus de liberté dans la disposition des inductances dans un objet 3D que la technologie des circuits imprimés.

## 5. Drone

Nous avons ensuite mis en œuvre le récepteur plastronique dans un démonstrateur. L'objectif est d'alimenter un drone très léger (Figure 175a) qui est un jouet du commerce. La masse du drone à l'origine était de 49 g. Nous avons enlevé la batterie, pour évaluer le transfert instantané de puissance sans stockage tampon. Nous avons aussi enlevé la partie électronique du drone servant au pilotage, de sorte que sa masse est passée à 26 g. Seul le moteur servant à faire tourner les hélices a été conservé.

Nous avons estimé expérimentalement la puissance nécessaire pour faire décoller le drone. Le moteur du drone a été branché directement sur une alimentation de laboratoire et nous avons mesuré la puissance à ses bornes tout en faisant varier la tension (Figure 175b). Le constat est qu'il faut appliquer une tension d'au moins 3,5 V au moteur des hélices pour faire décoller le drone, ce qui correspond à une puissance d'au moins 2,2 W.

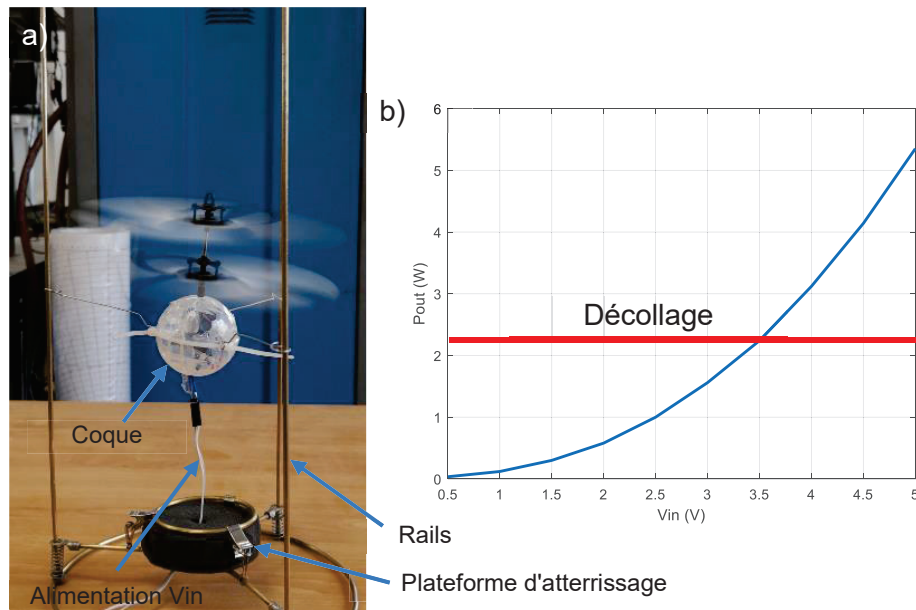


Figure 175 : a) Drone volant sur les rails et b) mesure de la puissance requise pour le décollage.

Un circuit de conversion de tension est toutefois nécessaire entre le récepteur de TEDIM et le drone afin d'adapter la tension du moteur.

Un circuit de conversion continu-continu a donc été ajouté au niveau du moteur du drone afin de l'alimenter avec une tension continue supérieure à 3,5 V. En effet, la tension issue du récepteur plastronique peut atteindre des tensions élevées en sortie se rapprochant de 100 V. Nous avons donc choisi de réaliser un convertisseur permettant de transformer une tension pouvant atteindre les 100 V en une tension de 4 V. Le circuit et le schéma du drone sont montrés en Annexe 13.

Puis, le drone a été installé dans un montage de guidage de façon à contraindre son mouvement dans un sens ascendant ou descendant. Il a été connecté directement au récepteur plastronique à l'aide d'un câble ; l'objectif étant de vérifier si la puissance transmise était suffisante pour un vol. Nous avons tenté d'alimenter le drone avec le récepteur cubique, puis avec le récepteur plastronique. Pour ce faire, les faces réceptrices sont toutes connectées en parallèle (Configuration C de la Figure 156) à l'entrée du convertisseur continu-continu<sup>80</sup>.

Avec l'un ou l'autre des récepteurs, le drone a décollé lorsque la puissance appliquée au moteur s'est approchée de 3 W. Ce cas ne se produit que lorsque le récepteur est positionné en un point chaud et que la puissance appliquée en entrée dépasse 22,5 W. Sur la Figure 176 nous montrons un exemple de vol lorsque le drone est alimenté par le récepteur cubique.

<sup>80</sup> Le convertisseur remplace la charge  $R_L$ .

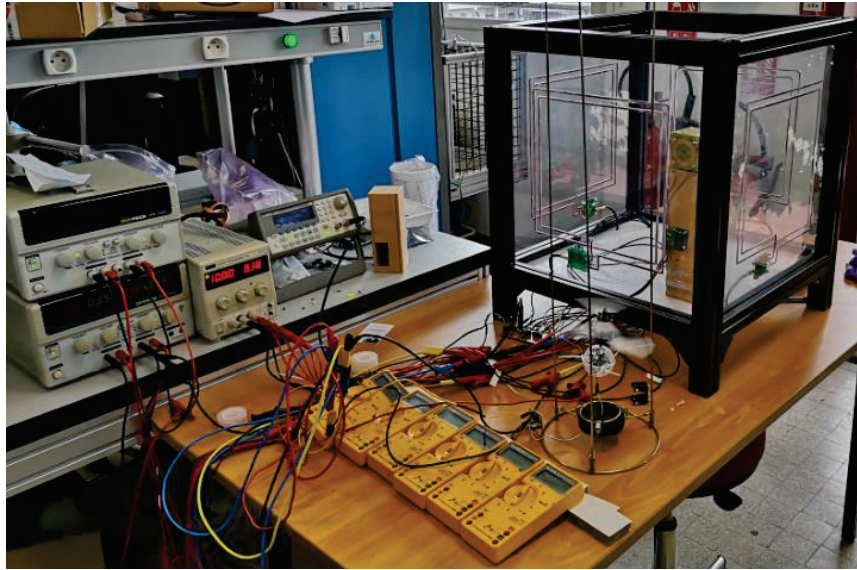


Figure 176 : Alimentation du drone par le récepteur cubique positionné sur un point chaud.

Sur la Figure 177, nous montrons l'évolution de la tension avant et après le convertisseur, en fonction de la puissance appliquée à la boîte émettrice et lorsque le récepteur plastronique est positionné en un point chaud. Le convertisseur produit les 4 V nécessaires au décollage à partir du moment où nous injectons 22,5 W dans la boîte émettrice. Dans ces conditions, la tension avant conversion est de 52 V et le drone reçoit 3,1 W de puissance avec un rendement de 13,7%.

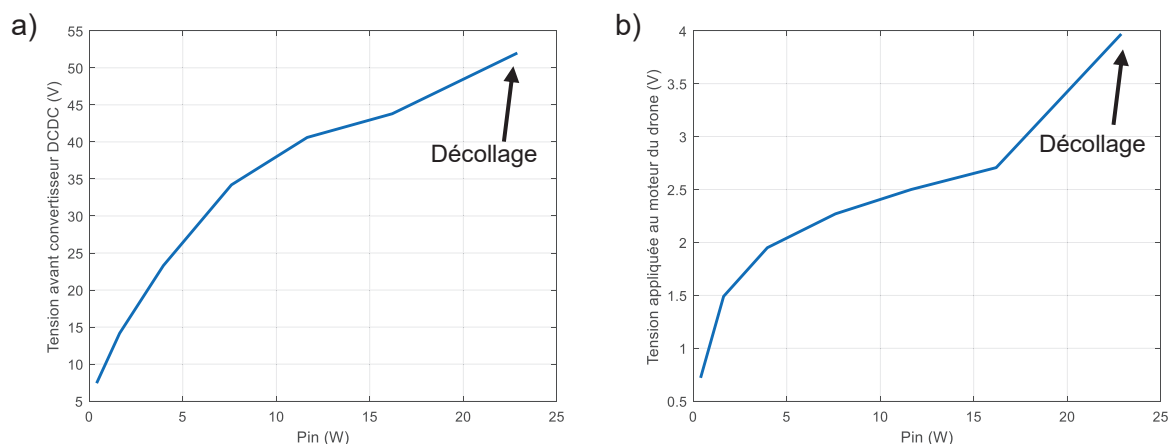


Figure 177 : Tension mesurée a) avant le convertisseur DCDC et b) après convertisseur DCDC en fonction de la tension injectée dans la boîte émettrice lorsque le récepteur 1 en plastronique est situé sur un point chaud.

Par ailleurs, il a été constaté qu'en positionnant le récepteur 1 en plastronique ou le récepteur cubique au centre de la boîte, le drone ne reçoit plus les 2,2 W nécessaires à son décollage.

Ces résultats présentent un fort écart par rapport aux résultats obtenus avec une charge  $R_{L1-3}$  de 272  $\Omega$ , où l'on avait obtenu un rendement de 38 % sur le point chaud et où il était capable de recevoir 3,36 W sur la position centrale. Cela nous montre que le convertisseur a une impédance d'entrée non optimale pour permettre de réceptionner une puissance maximale. Il conviendra donc de corriger ce problème, par exemple en remplaçant le

convertisseur continu-continu par un convertisseur capable de rechercher automatiquement le maximum de puissance (MPPT Maximum Power Point Tracker).

Le défaut de cette expérience est que le drone est relié par un câble au récepteur plastronique. Il est prévu dans un projet ultérieur de se passer de ce câble est d'intégrer directement le récepteur plastronique au drone. L'intention est de remplacer la boule transparente servant de coque au drone par le récepteur plastronique. Par manque de temps, nous n'avons malheureusement pas pu aller plus loin.

## 6. Discussion

### 6.1. Perspectives d'amélioration du dispositif expérimental

Beaucoup d'améliorations sont envisageables pour augmenter les performances de ce projet. Nous les listons ci-dessous de façon non exhaustive pour mémoire :

- Le facteur de qualité des inductances émettrices et réceptrices peut être amélioré. Pour les émettrices, le diamètre du fil peut être augmenté. Pour les réceptrices plastroniques, une meilleure maîtrise du procédé d'électrodéposition pourrait permettre de déposer une épaisseur de cuivre plus importante. Il serait notamment intéressant de voir l'impact sur les performances lorsque le facteur de qualité du récepteur est supérieur à 200.
- La puissance injectée dans chaque inductance émettrice peut être optimisée en fonction de la position du récepteur. En effet, lorsque le récepteur est proche d'une inductance émettrice ou dans un point froid, il n'est pas nécessaire de maintenir toutes les inductances en émission. Il y a donc une possibilité de mettre en place un système régulant le niveau de tension de chaque amplificateur suivant la position du récepteur dans la boîte. Un convertisseur continu-continu programmable en amont de l'amplificateur classe D devrait permettre de réaliser une telle opération.
- La fréquence de résonance de la boîte émettrice peut être adaptée à la position du récepteur grâce à un système d'accord automatique de fréquence [122]. En effet, il a été constaté que la fréquence de résonance varie légèrement en fonction de la position du récepteur. De ce fait, un réajustement automatique de la fréquence de résonance devrait permettre d'améliorer les performances du système.
- Des déphasages différents appliqués aux inductances émettrices peuvent permettre de déplacer les points chauds et les points froids dans la boîte<sup>81</sup>. Nous pourrions de plus tenter de positionner constamment un point chaud au niveau du récepteur. Cette amélioration impliquerait néanmoins de mettre en œuvre un système d'accord automatique de fréquence puisque la fréquence de résonance varie lorsqu'on modifie le déphasage (l'impédance vue au primaire est modifiée).
- Il a été constaté que la charge optimale appliquée au récepteur varie suivant la position de ce dernier dans la boîte. Il en vient qu'une recherche automatique de la

---

<sup>81</sup> Ce cas et notamment discuté dans la partie 3.3 du chapitre 5.

charge optimale à travers un convertisseur de type MPPT pourrait permettre d'améliorer les performances du système.

## 6.2. Perspectives en termes d'applications

Ces travaux ont permis de développer une solution basée sur la plastronique 3D pour alimenter un objet nécessitant un haut degré de liberté et de mobilité. Ils ouvrent la voie à de nombreuses applications dont nous donnons quelques exemples ci-dessous.

### 6.2.1. *Implants médicaux*

La TEDIM est pertinente dans le domaine médical par exemple pour un implant cochléaire, un pacemaker ou un cœur artificiel. Dans le cas d'un implant disposé dans un corps, elle permet d'éviter l'utilisation d'un câble d'alimentation invasif qui est l'un des points principaux de passage des infections. Par ailleurs, éliminer la gêne occasionnée par un câble traversant le corps améliore la qualité de vie des patients. Enfin, disposer d'une source complémentaire à une batterie interne peut permettre d'améliorer la sûreté du dispositif.

Sur la Figure 178, nous montrons un exemple avec un cœur artificiel qui se recharge pendant que le patient est assis sur une chaise. Son implant est directement alimenté à travers le dossier de la chaise.

A titre d'exemple, le cœur artificiel Carmat consomme 27 W avec tout son environnement électronique [123]. Cependant, il consomme 8.5 W en puissance mécanique [124], ce qui nous rapproche nettement des valeurs obtenues dans cette étude. Dans le cas du cœur artificiel notamment, les inductances réceptrices pourraient être disposées avantageusement sur les parois interne du dispositif (le cœur Carmat a une forme globalement ovoïdale)

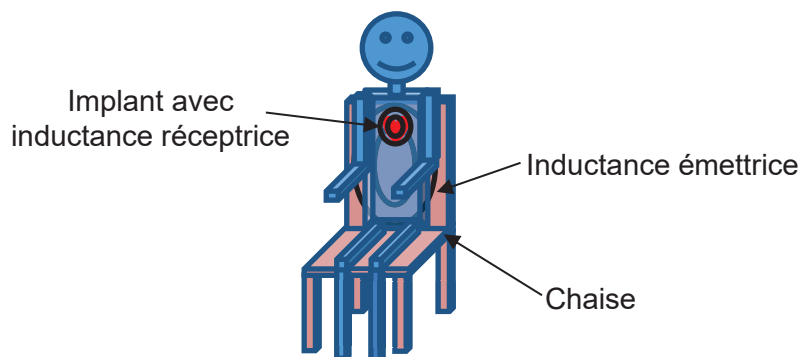


Figure 178 : Exemple de l'alimentation d'un implant médical (cœur artificiel) d'un patient assis sur une chaise. L'inductance émettrice se situe dans le dossier de la chaise.

### 6.2.2. *Monitoring humain ou animalier*

La TEDIM est pertinente pour alimenter des capteurs en mouvement dans une grande zone. Par exemple, le monitoring d'humain ou d'animaux nécessite l'utilisation de capteurs situés sur le sujet étudié. Bien souvent la qualité de ces expériences dépend du degré de liberté du sujet étudié. Un sujet avec des câbles sera moins libre, ce qui altèrera sa façon de se comporter. De ce fait, le dispositif présenté dans ce mémoire pourrait servir à alimenter directement les capteurs en question.

### 6.2.3. Robots

La robotique est un secteur en pleine expansion. Il existe aujourd'hui un grand nombre de robots pour effectuer diverses tâches (assemblage, ménage, surveillance etc.). Ces derniers, sont munis d'une batterie qui doit souvent être rechargée entre les missions qu'ils effectuent.

L'alimentation de ces robots pendant qu'ils exécutent leur mission librement est un réel enjeu. Ainsi, avec ces travaux nous proposons une solution. L'alimentation directe du robot peut permettre d'éliminer ou de réduire la batterie, ainsi que de régler les problèmes d'usure de câble.

### 6.2.4. Outillage

La disposition d'un récepteur multidirectionnel sur une machine-outil (mini perceuse, deviseuse...) offre la possibilité de l'alimenter pendant son utilisation. Cela permettrait d'éviter de s'encombrer de câble ou de prolonger la durée de vie d'une batterie en la rechargeant.

## 6.3. Spéculations sur l'utilisation de la plastronique pour la TEDIM

Nous listons ci-dessous des utilisations plus spéculatives de la plastronique pour la TEDIM. Il s'agit d'une liste de concepts dont il faudrait vérifier la pertinence avec des développements expérimentaux.

### 6.3.1. Inductances sur la coque d'un appareil

La fabrication d'antennes plastroniques permet de réduire les coûts de fabrication, d'économiser des étapes de process et d'offrir une grande liberté de conception en 3D. Cette méthode est déjà largement employée dans la fabrication des antennes sur des smartphones. Sur la Figure 179 nous montrons un exemple d'un téléphone portable avec une antenne en plastronique.



Figure 179 : Exemple d'une antenne sur la coque d'un téléphone.

Le rechargement par induction est de plus en plus intégré dans les objets électroniques quotidiens. Il en vient que la fabrication d'inductances en plastronique directement sur la coque d'un appareil produit en masse, pourrait permettre d'intégrer une TEDIM dans toutes sortes d'objets. L'un des principaux résultats de ce mémoire est que la technologie plastronique est compatible avec la TEDIM.

### 6.3.2. Retransmission d'énergie vers un appareil voisin

Pour cette application, nous pensons à disposer un réseau d'inductances sur la coque d'un objet, disons à titre d'exemple un ordinateur. L'idée est que cet objet puisse capter l'énergie et

la retransmettre vers un autre objet voisin. Sur la Figure 180, nous montrons un exemple avec un ordinateur positionné sur une plateforme de recharge et qui retransmet l'énergie vers un ordinateur voisin.

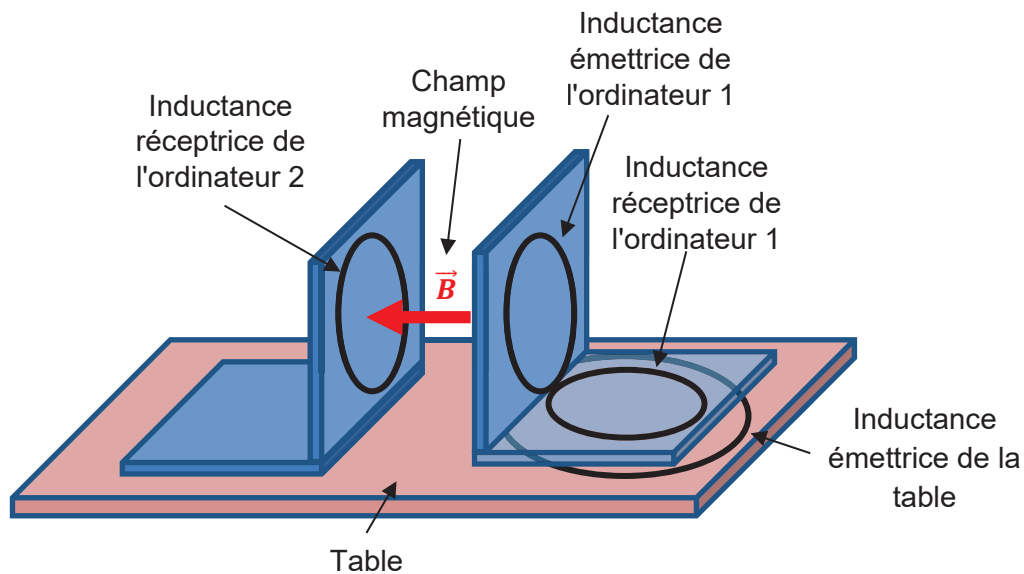


Figure 180 : Exemple d'un système de retransmission d'énergie. L'ordinateur portable, situé sur une plateforme de recharge, retransmet l'énergie qu'il capte vers son voisin.

Pour aller plus loin, il est possible d'imaginer plusieurs objets ayant une multitude d'inductances sur leur capot et retransmettant chacun son énergie vers un voisin. Par exemple un ordinateur qui retransmet de l'énergie vers un clavier et qui à son tour retransmet l'énergie vers une souris d'ordinateur.

### 6.3.3. Inductances disposées en 3D dans un bol

Cette idée a déjà été mentionnée dans le chapitre 1, mais nous en faisons un rappel ici. Il s'agit d'un bol ayant des inductances orientées suivant plusieurs directions. L'idée est de permettre de recharger un vrac d'objets électroniques qui peuvent être positionnés de façon aléatoire. Le grand intérêt de ce type de dispositif est la facilité/praticité de poser l'objet dans le bol et de pouvoir recharger plusieurs objets en même temps.

Sur la Figure 181 nous montrons un exemple de système de recharge de TEDIM par un bol. Les différentes inductances peuvent être aisément fabriquées en plastronique.

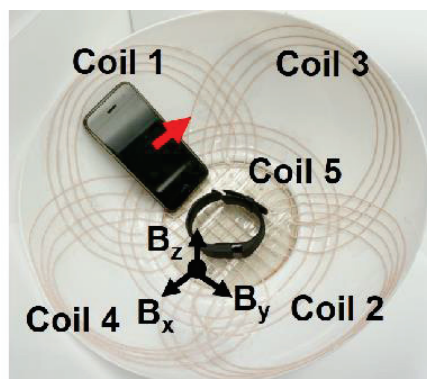


Figure 181 : Système de recharge d'énergie avec un bol, image extraite de [125].



#### 6.3.4. Plateforme émettrice multidirectionnelle

L'idée ici est de permettre de recharger un objet quelle que soit sa position. Par exemple sur la Figure 182, on montre une demi-sphère ayant des inductances orientées suivant différentes directions. Cette disposition permettrait d'envoyer de l'énergie en 3D et constitue le montage réciproque du récepteur omnidirectionnel. Un objet qui se situerait aux alentours de la plateforme pourrait être rechargé sans avoir besoin d'être placé de manière rigoureuse par rapport à un émetteur.

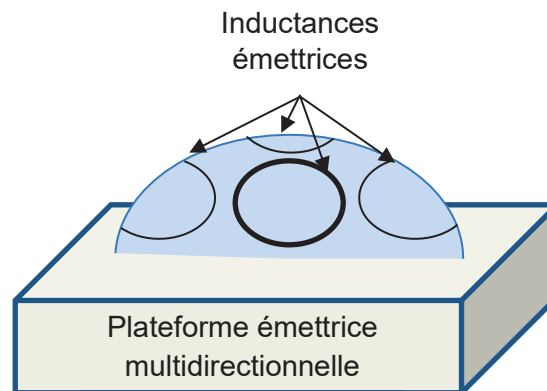


Figure 182 : Plateforme émettrice multidirectionnelle ayant des inductances orientées suivant différentes orientations.

#### 6.3.5. Transmission d'énergie angulaire (équerre de transfert d'énergie)

On cherche ici à retransmettre de l'énergie avec un angle, mais ici l'inductance intermédiaire est unique. C'est la forme géométrique 3D de l'inductance intermédiaire qui va permettre la retransmission.

Un schéma de principe est présenté sur la Figure 183. Une inductance émettrice émet la puissance suivant une direction, puis une inductance intermédiaire réémet la puissance suivant une autre direction utile. Pour y parvenir, une forme d'inductance en 3D peut être nécessaire.

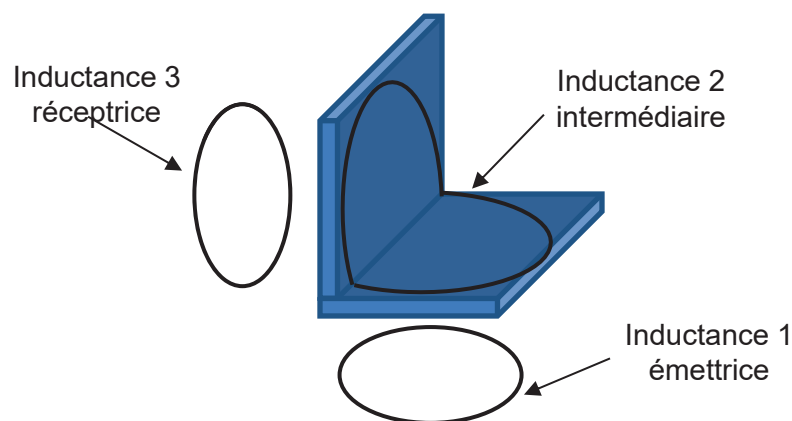


Figure 183 : Transmission d'énergie angulaire. L'inductance émettrice transmet vers une inductance intermédiaire de forme 3D, puis vers le récepteur.

### 6.3.6. Rotule de transfert d'énergie

L'objectif ici est de transmettre de l'énergie entre deux bras d'un système mécanique relié par une rotule. Supposons qu'un premier bras soit fixe et comporte un émetteur. Comment alimenter le deuxième qui peut tourner autour de la rotule sans utiliser de câbles d'alimentation ?

Comme le montre la Figure 184, une solution serait de prévoir des inductances intermédiaires, disposées sur la rotule, afin de transférer l'énergie de l'émetteur vers le récepteur, et cela quel que soit l'angle voulu.

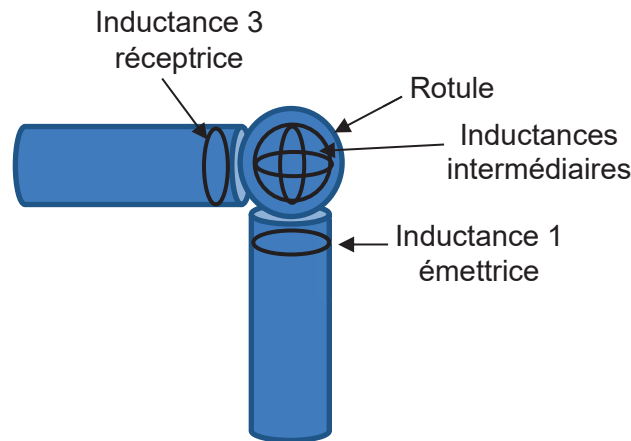


Figure 184 : Transmission d'énergie entre deux systèmes situés de part et d'autre d'une rotule.

Un tel dispositif pourrait par exemple permettre de transmettre de l'énergie sur un bras robotisé. En effet, les fixations des câbles des bras robotisés ont tendance à s'user avec le temps à cause des mouvements. Leur remplacement par la solution proposée ici devrait donc permettre de diminuer la maintenance du robot. Elle permettrait aussi de se débarrasser des câbles d'alimentation.

### 6.3.7. Focalisation variable d'un émetteur d'énergie

Il a été constaté lors des simulations que sur un système à 3 inductances, il est possible de modifier la zone de réception de puissance grâce à la modification du couplage entre les deux inductances situées au niveau de l'émetteur. Sur la Figure 185 nous montrons un exemple. La variation du couplage  $k_{12}$  entre l'inductance 1 et 2 permet de modifier la zone de réception de puissance pour l'inductance 3. De ce fait, on imagine un système automatisé où le couplage  $k_{12}$  serait fonction de la position de l'inductance réceptrice, ce qui lui permettrait de réceptionner de l'énergie quelle que soit sa distance par rapport à l'émission.

Par exemple, l'inductance 1 peut être positionnée sur un cylindre qui tournerait à un angle adapté pour pouvoir modifier  $k_{12}$ .

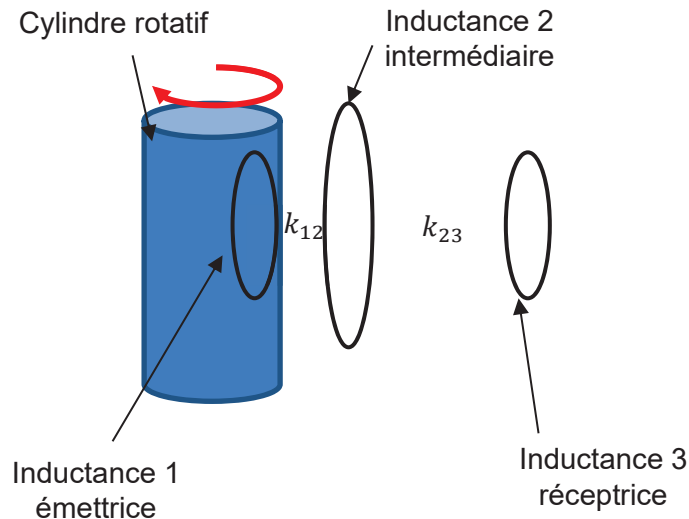


Figure 185 : Modification de la ZRP. Le cylindre modifie la position de l'inductance 1, ce qui permet de faire varier  $k_{12}$  et donc la ZRP.

### 6.3.8. Metamatériaux

Les metamatériaux, basés sur la répétition de circuits LC dans un réseau, peuvent permettre d'augmenter le rendement d'un système TEDIM [126] sur de grandes distances. Comme le montre la Figure 186, ce sont des dispositifs qui peuvent être compliqués à fabriquer et à assembler en 3D. Sur cette figure, le metamatériau est fabriqué à partir d'un assemblage de circuits imprimés en 3D. Il serait donc intéressant de vérifier si la plastronique pourrait permettre de simplifier la fabrication des metamatériaux.

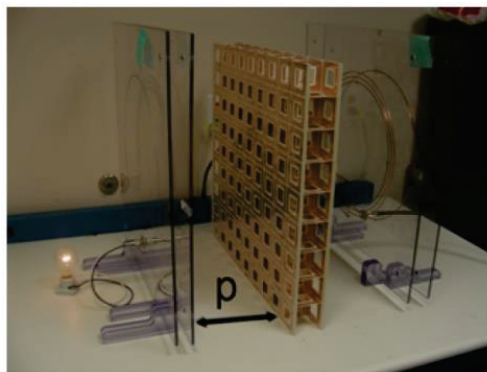


Figure 186 : Transmission d'énergie à l'aide d'un metamatériau [127].

## 7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la fabrication du montage expérimental. Une boîte émettrice de grandes dimensions a été assemblée avec des éléments en polymère, des axes de translation et de rotation, des amplificateurs et des inductances émettrices de 30 cm.

Deux récepteurs omnidirectionnels de dimension plus petite ont également été fabriqués : un premier récepteur de forme cubique réalisé à partir d'un assemblage de circuits imprimés, et un deuxième en forme quasi-sphérique réalisé en plastronique. Puis des mesures sur les performances de puissance en translation et en rotation ont été effectuées.

Les mesures de transmission d'énergie avec le récepteur cubique ont montré qu'il pouvait réceptionner jusqu'à 4,75 W avec un rendement de 33,7 % en déplaçant le récepteur à l'intérieur de la boîte émettrice.

Les mesures avec le récepteur en plastronique ont montré qu'il pouvait réceptionner jusqu'à 4,47 W avec un rendement de 38 %.

Pour ces deux récepteurs, nous avons observé que la boîte contient des zones chaudes (zones à forte puissance reçue) et des zones froides (zones à faible puissance reçue). Il s'agit d'un manque d'uniformité de la répartition de la puissance dans la boîte. Ce manque est lié au choix du déphasage entre les inductances émettrices, il peut cependant être corrigé (voir discussion avant la conclusion de ce chapitre).

Ensuite, les mesures en rotation suivant trois degrés de liberté pour les 2 récepteurs ont montré que les performances de la TEDIM ne varient quasiment pas. Cela nous permet d'affirmer que ces deux récepteurs permettent de réceptionner de la puissance de façon omnidirectionnelle.

Les performances de puissance du récepteur cubique et du récepteur plastronique sont comparables. Néanmoins, la méthode de fabrication plastronique par structuration laser paraît plus robuste pour fabriquer des inductances en 3D.

Puis, une application avec un drone a permis d'illustrer l'intérêt de ce projet. L'un, puis l'autre des récepteurs a réussi à alimenter directement le drone avec la puissance transmise par la boîte émettrice.

Des points d'amélioration pour poursuivre ces travaux ainsi que des perspectives d'application ont aussi été discutés.

# Conclusion générale et perspectives

Il est connu que, l'induction électromagnétique avec des inductances planes ne permet pas de répondre à tous les besoins en transmission d'énergie sans fil. Nous avons vu, durant l'étude bibliographique, que l'utilisation de la 3D pourrait permettre d'aller au-delà des limitations actuelles concernant la disposition relative de l'émetteur et du récepteur. Ainsi, l'objectif de cette thèse a été d'explorer cette possibilité d'un point de vue expérimental. Pour une question de temps, nous avons essentiellement travaillé sur la partie réception d'énergie, en sachant qu'il sera possible de transposer les résultats obtenus à la partie émission d'énergie.

Nous avons développé un dispositif expérimental, constitué, pour ce qui concerne l'émetteur, d'une boîte cubique d'un demi-mètre de côté permettant d'envoyer de l'énergie à l'aide de 4 inductances, parallèles deux à deux et réparties sur les faces latérales. Une telle configuration permet d'envoyer de l'énergie suivant deux directions et d'alimenter l'intérieur de la boîte. Un récepteur peut être disposé, dans la boîte, par l'opérateur en faisant varier sa position et son orientation (nous n'avons pas étudié la transmission d'énergie à l'extérieur de la boîte).

Pour ce qui concerne le récepteur, nous avons développé des dispositifs expérimentaux capables de réceptionner de l'énergie suivant différentes directions. Plusieurs configurations de récepteurs ont été testées. Ils sont tous dotés d'un réseau d'inductances disposés en 3D. Pour leur fabrication, nous avons mis en œuvre une technologie plastronique, plus précisément le procédé de fabrication par structuration laser directe et la métallisation autocatalytique.

Pour pouvoir transférer de l'énergie à distance, il est nécessaire de mettre en œuvre des inductances à haut facteur de qualité  $Q$ .

Une étude portant sur des inductances plastroniques en 2D et en 3D a montré que, pour obtenir un facteur de qualité élevé à la fréquence de travail de 6,78 MHz, il faut fabriquer des pistes avec une épaisseur de cuivre importante. L'épaisseur de cuivre obtenue par métallisation autocatalytique étant de l'ordre de 5-8  $\mu\text{m}$ , il a été nécessaire d'ajouter une étape d'électrodéposition au procédé de fabrication mentionné ci-dessus.

Cette étude portant sur des inductances en 2D et 3D a été accompagnée par des simulations sur leurs effets inductifs et résistifs avec le logiciel FEMM, ce qui a permis d'étudier l'impact de l'électrodéposition et de la 3D.

Des inductances 3D avec une épaisseur de cuivre estimée entre 60  $\mu\text{m}$  et 80  $\mu\text{m}$  ont ainsi été obtenues avec un facteur de qualité supérieur à 100, ce qui a permis de procéder avec succès à un transfert d'énergie.

Ensuite, nous avons procédé à une étude théorique de la transmission d'énergie à distance par induction électromagnétique en développant un modèle simple et qualitatif. Celui-ci est basé, d'une part sur des simulations électromagnétiques effectuées avec le logiciel Maxwell 3D pour déterminer le facteur de couplage entre les différentes inductances, et d'autre part sur des simulations électriques effectuées avec le logiciel SPICE. Une comparaison des mesures et des simulations a permis de montrer la cohérence des résultats et de valider ce modèle. Celui-ci a ensuite permis d'étudier et de concevoir la boîte émettrice et les récepteurs 3D.

Par la suite, la boîte émettrice de 50 cm de côté a été conçue et fabriquée de façon à pouvoir envoyer de l'énergie suivant deux directions horizontales orthogonales à l'aide des inductances émettrices carrées (de 30 cm de côté), alimentées à la fréquence de résonance par des amplificateurs de type classe D fonctionnant à 6.78 MHz.

Deux récepteurs d'environ 6 cm et de géométrie différente ont été testés.

Un premier récepteur cubique a d'abord été fabriqué par assemblage de circuits imprimés comportant une inductance plane par face.

Un deuxième récepteur a ensuite été élaboré. Il s'agit d'un récepteur comportant 3 inductances plastroniques orientées dans 3 directions orthogonales. Celles-ci ont été élaborées par structuration laser directe, métallisation autocatalytique et électrodéposition de sorte que l'épaisseur de cuivre dépasse les 100  $\mu\text{m}$ . Le facteur de qualité des inductances plastroniques est supérieur à 100.

Il est important de rappeler que nous n'avons pas inclus de réserve d'énergie dans le récepteur. En d'autres termes, la puissance transmise est mesurée ou utilisée instantanément.

Les résultats des tests de transfert ont montré que :

- En disposant les deux récepteurs au centre de la boîte émettrice, la puissance reçue est au maximum<sup>82</sup> de 3,39 W avec un rendement de 12,7 % pour le récepteur cubique et 4,33 W avec un rendement de 15,8 % pour le récepteur plastronique. Les différences entre les deux récepteurs s'expliquent par leurs géométries différentes.
- En faisant pivoter les récepteurs au centre de la boîte émettrice, nous avons démontré qu'ils peuvent recevoir de l'énergie quelle que soit leur orientation. La puissance varie de moins de 12,2 % durant une rotation de 360° suivant les 3 axes pour le récepteur cubique. Elle varie de moins de 5,8 % pour le récepteur plastronique dans les mêmes conditions. Les mesures en d'autres points de la boîte ont montré des résultats comparables. Il s'agit donc bien de récepteurs omnidirectionnels.
- En déplaçant, par translation, les récepteurs dans la boîte émettrice (en restant à l'intérieur de celle-ci), nous constatons la présence de points chauds (où la puissance reçue est importante) et de points froids (correspondant à une chute de la puissance reçue). L'existence de ces points est liée au choix de la phase entre les inductances émettrices<sup>83</sup>. A titre d'illustration, les résultats sont les suivants, en déplaçant le récepteur sur un plan horizontal passant par le centre de la boîte et pour une tension de 3 V appliquée aux onduleurs :
  - Sur un point chaud, le récepteur cubique peut recueillir jusqu'à 4,75 W avec un rendement de 33,7 % tandis que le récepteur plastronique peut réceptionner jusqu'à 4,47 W avec un rendement de 38 %.
  - Sur un point froid, le récepteur cubique peut recueillir jusqu'à 0.64 W avec un rendement de 0,5 % tandis que le récepteur plastronique peut réceptionner jusqu'à 0,048 W avec un rendement de 0,17 %.

Tout le potentiel de ce travail et de la technologie plastronique 3D a été montré en reliant le récepteur à un drone volant avec une puissance de 3,1 W (configuration en vol vertical bridé

<sup>82</sup> La puissance est limitée par la puissance des onduleurs que l'on applique aux inductances émettrices.

<sup>83</sup> Pour un objet en déplacement dans la boîte émettrice, il est bien évidemment possible de gommer ce problème à l'aide d'une réserve d'énergie intégrée au récepteur avec toutefois des inconvénients (surcharge, complexité, coût).

sans réserve d'énergie intégrée). Le test a été effectué avec les deux récepteurs. Nous n'avons pas eu le temps de développer un drone intégrant directement sur sa surface les inductances plastroniques.

Des pistes d'améliorations sont données au chapitre 6 afin d'augmenter les performances du dispositif expérimental, soit pour mémoire :

- Une amélioration du facteur de qualité des inductances émettrices et réceptrices ;
- Une gestion de la puissance émettrice en fonction de la position et de l'orientation du récepteur ;
- Un accord automatique de la fréquence de résonance ;
- Une variation du déphasage des émetteurs suivant la position du récepteur.
- Une recherche automatique du point de puissance maximum au niveau de la charge

En conclusion la plastronique 3D permet d'intégrer, relativement aisément, des inductances autorisant une transmission d'énergie à distance par induction électromagnétique, dans les habillages des appareils électroniques, à la manière des antennes électromagnétiques intégrées par plastronique dans les téléphones et tablettes. Ces inductances peuvent épouser les formes 3D de ces habillages, ce qui permet de concevoir des récepteurs et émetteurs multi voir omnidirectionnels.

Comme discuté dans le chapitre 1, elle permet ainsi d'imaginer des dispositifs spécifiques telles que des équerres ou des rotules de transfert d'énergie voire des systèmes de focalisation d'émission d'énergie, qui pourraient être testés à l'avenir. La transmission/réception omnidirectionnelle d'énergie entre appareils voisins pourrait aussi être envisagée afin de constituer des réseaux sans fil d'énergie.

# Bibliographie

- [1] Franke, J. ed., 2014. Three-dimensional molded interconnect devices (3D-MID): Materials, manufacturing, assembly and applications for injection molded circuit carriers. Carl Hanser Verlag GmbH Co KG.
- [2] Lombard, P., Semet, V. and Cabrera, M., 2015. Formation au prototypage de systèmes électroniques 2D et 3D. Initiation à la Plastronique 3D et aux dispositifs MID. *J3eA*, 14, p.2013.
- [3] Lombard, P., Cabrera, M., Semet, V., Allard, B., Kamotesov, S., Moguedet, M. and Charneau, J.Y., 2017. Formation en Plastronique et aux dispositifs MID-Plateforme pédagogique et scientifique; Exemple de conception, réalisation et caractérisation d'un capteur inductif multidirectionnel de proximité pour la détection d'approche 3D. *J3eA*, 16, p.1013.
- [4] Friedrich, A., Geck, B., Klemp, O. and Kellermann, H., 2013, October. On the design of a 3D LTE antenna for automotive applications based on MID technology. In *Microwave Conference (EuMC), 2013 European* (pp. 640-643). IEEE.
- [5] Macdonald, E., Salas, R., Espalin, D., Perez, M., Aguilera, E., Muse, D. and Wicker, R.B., 2014. 3D printing for the rapid prototyping of structural electronics. *IEEE access*, 2, pp.234-242.
- [6] Islam, A., Hansen, H.N., Tang, P.T. and Sun, J., 2009. Process chains for the manufacturing of molded interconnect devices. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 42(9-10), pp.831-841.
- [7] Keränen, A. and Heikkinen, M., TactoTek Oy, 2016. Illuminated indicator structures for electronic devices. U.S. Patent 9,297,675.
- [8] Vanfleteren, J., Bossuyt, F. and Plovie, B., 2016, September. A new technology for rigid 3D free-form electronics based on the thermoplastic deformation of flat standard PCB type circuits. In *2016 12th International Congress Molded Interconnect Devices (MID)* (pp. 1-4). IEEE.
- [9] Agbinya, J.I., 2015. *Wireless power transfer* (Vol. 45). River Publishers.
- [10] Hui, S.Y.R., Zhong, W. and Lee, C.K., 2014. A critical review of recent progress in mid-range wireless power transfer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(9), pp.4500-4511.
- [11] Kurs, A., Karalis, A., Moffatt, R., Joannopoulos, J.D., Fisher, P. and Soljačić, M., 2007. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances. *Science*, 317(5834), pp.83-86.
- [12] Qi, "System Description Wireless Power Transfer", Volume 1: Low Power, Part 1: Interface Definition, Version 1.1.2, June 2013



- [13] Rezence, "A4WP Wireless Power Transfer System: Baseline System Specification (BSS)", v1.2.1, May 2014
- [14] Dubal, P., 2015. Rezence: wireless charging standard based on magnetic resonance. *International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering*, 4(12), pp.198-200.
- [15] Lu, X., Niyato, D., Wang, P., Kim, D.I. and Han, Z., 2015. Wireless charger networking for mobile devices: Fundamentals, standards, and applications. *IEEE Wireless Communications*, 22(2), pp.126-135.
- [16] Hui, S.Y., 2013. Planar wireless charging technology for portable electronic products and Qi. *Proceedings of the IEEE*, 101(6), pp.1290-1301.
- [17] Van Wageningen, D. and Staring, T., 2010, September. The Qi wireless power standard. In *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010* (pp. S15-25). IEEE.
- [18] Riehl, P.S., Satyamoorthy, A., Akram, H., Yen, Y.C., Yang, J.C., Juan, B., Lee, C.M., Lin, F.C., Muratov, V., Plumb, W. and Tustin, P.F., 2015. Wireless power systems for mobile devices supporting inductive and resonant operating modes. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 63(3), pp.780-790.
- [19] Qi, "The Qi Wireless Power Transfer System Power Class 0 Specification", Volume 1: Low Power, Parts 1 and 2: Interface Definition, Version 1.2.2, April 2016
- [20] Qi, "The Qi Wireless Power Transfer System Power Class 0 Specification", Volume 1: Low Power, Part 4: Reference Design, Version 1.2.2, April 2016
- [21] Digikey.com. (2019). Wireless Power Solutions - Würth Electronics | DigiKey. Accessible à : <https://www.digikey.com/en/product-highlight/w/wurth-electronics/wireless-power-solutions> [Accessed 6 Aug. 2019].
- [22] Bq500212A bqTESLA Wireless Power TX EVM - User's Guide, SLVU928C—July 2013—Revised May 2016
- [23] Bq5105xB High-Efficiency Qi V1.1 - Compliant Wireless Power Receiver and Battery Charger, SLUSB42\_E-July 2012- Revised March 2015
- [24] Versloot, T.W., Barker, D.J. and One, X.O., 2014. Optimization of Near-Field Wireless Power Transfer Using Evolutionary Strategies. In *The 8th European Conference on Antennas and Propagation*, Netherlands.
- [25] Ha-Van, N. and Seo, C., 2015, May. A novel cubic transmitter for multi-directional wireless power transfer. In *Wireless Power Transfer Conference (WPTC), 2015 IEEE* (pp. 1-3). IEEE.
- [26] Gopinath, A., 2013. All about transferring power wirelessly. *Electronics for You E-zine*, pp.52-56.

- [27] Kuo, R.C., Riehl, P., Satyamoorthy, A., Plumb, W., Tustin, P. and Lin, J., 2015, May. A 3D resonant wireless charger for a wearable device and a mobile phone. In *Wireless Power Transfer Conference (WPTC), 2015 IEEE* (pp. 1-3). IEEE.
- [28] Kim, J., Kim, D.H., Kim, K.H. and Park, Y.J., 2014, May. Free-positioning wireless charging system for hearing aids using a bowl-shaped transmitting coil. In *Wireless Power Transfer Conference (WPTC), 2014 IEEE* (pp. 60-63). IEEE.
- [29] Kuo, R.C., Riehl, P. and Lin, J., 2016, May. 3-D wireless charging system with flexible receiver coil alignment. In *Wireless Power Transfer Conference (WPTC), 2016 IEEE* (pp. 1-4). IEEE.
- [30] Ng, W.M., Zhang, C., Lin, D. and Hui, S.R., 2014. Two-and three-dimensional omnidirectional wireless power transfer. *IEEE Trans. Power Electron.*, 29(9), pp.4470-4474.
- [31] Lin, D., Zhang, C. and Hui, S.R., 2017. Mathematic analysis of omnidirectional wireless power transfer—Part-II three-dimensional systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(1), pp.613-624.
- [32] Agbinya, J.I. and Mohamed, N.F.A., 2014. Design and study of multi-dimensional wireless power transfer transmission systems and architectures. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 63, pp.1047-1056.
- [33] Liu, Z., Chen, Z. and Li, J., 2017. A magnetic tank system for wireless power transfer. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 27(5), pp.443-445.
- [34] Lee, B., Kiani, M. and Ghovanloo, M., 2015. A smart wirelessly powered homecage for long-term high-throughput behavioral experiments. *IEEE sensors journal*, 15(9), pp.4905-4916.
- [35] Karpelson, M., Waters, B.H., Goldberg, B., Mahoney, B., Ozcan, O., Baisch, A., Meyitang, P.M., Smith, J.R. and Wood, R.J., 2014, May. A wirelessly powered, biologically inspired ambulatory microrobot. In *Robotics and Automation (ICRA), 2014 IEEE International Conference on* (pp. 2384-2391). IEEE.
- [36] Choi, J., Ryu, Y.H., Kim, D., Kim, N.Y., Yoon, C., Park, Y.K., Kwon, S. and Yang, Y., 2012. Design of high efficiency wireless charging pad based on magnetic resonance coupling. In *2012 9th European Radar Conference* (pp. 590-593). IEEE.
- [37] O'brien, K., Scheible, G. and Gueldner, H., 2003, November. Analysis of wireless power supplies for industrial automation systems. In *Industrial Electronics Society, 2003. IECON'03. The 29th Annual Conference of the IEEE* (Vol. 1, pp. 367-372). IEEE.
- [38] Xu, Q., Gao, Z., Wang, H., He, J., Mao, Z.H. and Sun, M., 2013. Batteries not included: A mat-based wireless power transfer system for implantable medical devices as a moving target. *IEEE Microwave Magazine*, 14(2), pp.63-72.

- [39] Jow, U.M., McMenamin, P., Kiani, M., Manns, J.R. and Ghovanloo, M., 2014. EnerCage: A smart experimental arena with scalable architecture for behavioral experiments. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 61(1), pp.139-148.
- [40] Eom, K., Jeong, J., Lee, T.H., Kim, J., Kim, J., Lee, S.E. and Kim, S.J., 2014. A wireless power transmission system for implantable devices in freely moving rodents. *Medical & biological engineering & computing*, 52(8), pp.639-651.
- [41] Stratton J. A., *Electromagnetic Theory*, McGraw-hill, Edition 1, 1941
- [42] Wheeler, H. A. (1942). Formulas for the Skin Effect. *Proceedings of the IRE*, 30(9), 412–424. doi:10.1109/jrproc.1942.232015
- [43] Harnwell, Gaylord P., *Principles of electricity and electromagnetism*, McGraw-Hill Book Company Inc. (1938).
- [44] Knight, David W. *Practical continuous functions for the internal impedance of solid cylindrical conductors*. G3YNH. info, 2013.
- [45] Woodruff L.F., *Principles of Electric Power Transmission* (Wiley, New York, 1938, 2nd Edn.)
- [46] Stevenson W. D., *Elements of Power System Analysis*, McGraw-hill., PP337-7-70, 1962.
- [47] Mingli, W., & Yu, F. (2004). Numerical calculations of internal impedance of solid and tubular cylindrical conductors under large parameters. *IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, 151(1), 67-72.
- [48] Riba, J. R. (2015). Analysis of formulas to calculate the AC resistance of different conductors' configurations. *Electric Power Systems Research*, 127, 93-100.
- [49] Arnold, A. H. M. (1936). The alternating-current resistance of tubular conductors. *Journal of the Institution of Electrical Engineers*, 78(473), 580-596.
- [50] Arnold, A. H. M. (1941). Proximity effect in solid and hollow round conductors. *Journal of the Institution of Electrical Engineers-Part II: Power Engineering*, 88(4), 349-359.
- [51] Al-Asadi, M. M., Duffy, A. P., Willis, A. J., Hodge, K., & Benson, T. M. (1998). A simple formula for calculating the frequency-dependent resistance of a round wire. *Microwave and Optical Technology Letters*, 19(2), 84-87.
- [52] International, S. IEC 60287-1-1 ed2. 0; *Electric cables—Calculation of the current rating—Part 1–1: Current rating equations (100% load factor) and calculation of losses—General*. Copyright© International Electrotechnical Commission (IEC) Geneva, Switzerland.
- [53] Knight, D. W. (2013). *Practical continuous functions for the internal impedance of solid cylindrical conductors*. g3ynh.info.

- [54] Carson, J. R. (1921). LIV. Wave propagation over parallel wires: The proximity effect. *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, 41(244), 607-633.
- [55] Butterworth, S. (1922). III. Eddy-current losses in cylindrical conductors, with special applications to the alternating current resistances of short coils. *Philosophical Transactions of the Royal Society of London. Series A, Containing Papers of a Mathematical or Physical Character*, 222(594-604), 57-100.
- [56] Dwight, H. B. (1923). A precise method of calculation of skin effect in isolated tubes. *Journal of the American Institute of Electrical Engineers*, 42(8), 827-831.
- [57] Stoll, R. L. (1974). *The analysis of eddy currents*. Clarendon Press, 4-6.
- [58] Dowell, P. L. (1966, August). Effects of eddy currents in transformer windings. In *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers (Vol. 113, No. 8, pp. 1387-1394)*. IET Digital Library.
- [59] Ferreira, J. A. (1990). Appropriate modelling of conductive losses in the design of magnetic components. In *21st Annual IEEE Conference on Power Electronics Specialists (pp. 780-785)*. IEEE.
- [60] Grover F.W., *Inductance Calculations*. Dover Publications, INC, Mineola, New York, 1962
- [61] Grover F.W., *Inductance Calculations: Working Formulas and Tables*. Dover publications, New York, 1946
- [62] Greenhouse, H. M. (1974). Design of planar rectangular microelectronic inductors. *IEEE Transactions on parts, hybrids, and packaging*, 10(2), 101-109.
- [63] Mohan, S. S., del Mar Hershenson, M., Boyd, S. P., & Lee, T. H. (1999). Simple accurate expressions for planar spiral inductances. *IEEE Journal of solid-state circuits*, 34(10), 1419-1424.
- [64] Wheeler, H. A. (1928). Simple inductance formulas for radio coils. *Proceedings of the institute of Radio Engineers*, 16(10), 1398-1400.
- [65] Ruehli, A. E. (1972). Inductance calculations in a complex integrated circuit environment. *IBM journal of research and development*, 16(5), 470-481.
- [66] Su, Ke-Ying et Kuo, Jen-Tsai. Analytical evaluation of inductance of spiral inductors using partial element equivalent circuit (PEEC) technique. In : *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (IEEE Cat. No. 02CH37313)*. IEEE, 2002. p. 364-367.
- [67] Kim, Jinwook et Park, Young-Jin. Approximate closed-form formula for calculating ohmic resistance in coils of parallel round wires with unequal pitches. *IEEE transactions on Industrial Electronics*, 2014, vol. 62, no 6, p. 3482-3489.

- [68] Monk, P. (2003). Finite element methods for Maxwell's equations. Oxford University Press.
- [69] D.C. Meeker, FEMM, Finite Element Magnetics Method, [www.femm.info](http://www.femm.info)
- [70] ANSYS Maxwell <https://www.ansys.com/fr-fr/products/electronics/ansys-maxwell>
- [71] Zurek S., FEM modelling and experimental validation of proximity loss. Transformers Magazine, 2017, vol. 4, no 1, p. 104-110.
- [72] Knight, D.W., 2016. The self-resonance and self-capacitance of solenoid coils-applicable theory models and calculation methods. G3YNH info, 10.
- [73] Grandi, G., Kazimierczuk, M.K., Massarini, A. and Reggiani, U., 1999. Stray capacitances of single-layer solenoid air-core inductors. IEEE Transactions on Industry Applications, 35(5), pp.1162-1168.
- [74] Palermo, A.J., 1934. Distributed capacity of single-layer coils. Proceedings of the Institute of Radio Engineers, 22(7), pp.897-905.
- [75] Kiani, M. and Ghovanloo, M., 2012. The circuit theory behind coupled-mode magnetic resonance-based wireless power transmission. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 59(9), pp.2065-2074.
- [76] Van Schuylenbergh, K. and Puers, R., 2009. Inductive powering: basic theory and application to biomedical systems. Springer Science & Business Media.
- [77] Duong, T.P. and Lee, J.W., 2011. Experimental results of high-efficiency resonant coupling wireless power transfer using a variable coupling method. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 21(8), pp.442-444.
- [78] Yue, C.P. and Wong, S.S., 2000. Physical modeling of spiral inductors on silicon. IEEE Transactions on electron devices, 47(3), pp.560-568.
- [79] Huang, R., Zhang, B., Qiu, D. and Zhang, Y., 2014. Frequency splitting phenomena of magnetic resonant coupling wireless power transfer. IEEE Transactions on Magnetics, 50(11), pp.1-4.
- [80] Niu, W.Q., Chu, J.X., Gu, W. and Shen, A.D., 2013. Exact analysis of frequency splitting phenomena of contactless power transfer systems. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 60(6), pp.1670-1677.
- [81] Fu, W., Zhang, B. and Qiu, D., 2009, May. Study on frequency-tracking wireless power transfer system by resonant coupling. In Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC'09. IEEE 6th International (pp. 2658-2663). IEEE.
- [82] Kim, N.Y., Kim, K.Y., Choi, J. and Kim, C.W., 2012. Adaptive frequency with power-level tracking system for efficient magnetic resonance wireless power transfer. Electronics letters, 48(8), pp.452-454.

- [83] Sample, A.P., Meyer, D.T. and Smith, J.R., 2011. Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 58(2), pp.544-554.
- [84] Si, P., Hu, A.P., Malpas, S. and Budgett, D., 2008. A frequency control method for regulating wireless power to implantable devices. *IEEE transactions on biomedical circuits and systems*, 2(1), pp.22-29.
- [85] Hsu, J.U.W., Hu, A.P. and Swain, A., 2009. A wireless power pickup based on directional tuning control of magnetic amplifier. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(7), pp.2771-2781.
- [86] Hsu, J.U.W., Hu, A.P., Swain, A., Dai, X. and Sun, Y., 2006, October. A new contactless power pick-up with continuous variable inductor control using magnetic amplifier. In *Power System Technology, 2006. PowerCon 2006. International Conference on* (pp. 1-8). IEEE.
- [87] Beh, T.C., Kato, M., Imura, T., Oh, S. and Hori, Y., 2013. Automated impedance matching system for robust wireless power transfer via magnetic resonance coupling. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(9), pp.3689-3698.
- [88] Lee, W.S., Son, W.I., Oh, K.S. and Yu, J.W., 2013. Contactless energy transfer systems using antiparallel resonant loops. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(1), pp.350-359.
- [89] Zhang, F., Hackworth, S.A., Fu, W., Li, C., Mao, Z. and Sun, M., 2011. Relay effect of wireless power transfer using strongly coupled magnetic resonances. *IEEE Transactions on Magnetics*, 47(5), pp.1478-1481.
- [90] Zhong, W.X., Lee, C.K. and Hui, S.Y., 2012. Wireless power domino-resonator systems with noncoaxial axes and circular structures. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(11), pp.4750-4762.
- [91] Wei, X., Wang, Z. and Dai, H., 2014. A critical review of wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances. *Energies*, 7(7), pp.4316-4341.
- [92] Nishimura, S., De Almeida, J., Vollaïre, C., Sartori, C., Breard, A., Morel, F. and Krähenbühl, L., 2014, August. Enhancing the inductive coupling and efficiency of wireless power transmission system by using metamaterials. In *Momag* (pp. 121-125).
- [93] Wang, B., Teo, K.H., Nishino, T., Yerazunis, W., Barnwell, J. and Zhang, J., 2011. Experiments on wireless power transfer with metamaterials. *Applied Physics Letters*, 98(25), p.254101.
- [94] Florian, C., Mastri, F., Paganelli, R.P., Masotti, D. and Costanzo, A., 2014. Theoretical and numerical design of a wireless power transmission link with GaN-based transmitter and adaptive receiver. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62(4), pp.931-946.

- [95] Sokal, N.O. and Sokal, A.D., 1975. Class EA new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers. *IEEE Journal of solid-state circuits*, 10(3), pp.168-176.
- [96] De Rooij, M.A., 2015, March. The ZVS voltage-mode class-D amplifier, an eGaN® FET-enabled topology for highly resonant wireless energy transfer. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015 IEEE* (pp. 1608-1613). IEEE.
- [97] Naundorf, G. and Wissbrock, H., LPKF Laser and Electronics AG, 2004. Leiterbahnstrukturen auf einem nichtleitenden Trägermaterial, insbesondere feine Leiterbahnstrukturen, und Verfahren zu ihrer Herstellung. DE19723734A1.
- [98] Naundorf, G. and Wissbrock, H., 2000. A fundamentally new mechanism for additive metallization of polymeric substrates in ultra fine line technology illustrated for 3D-MIDs. *Galvanotechnik(Germany)*, 91(9), pp.2449-2451.
- [99] HUSKE, M., KICKELHAIN, J., MULLER, J., et al. Laser supported activation and additive metallization of thermoplastics for 3D-MIDs. *Proceeding of the 3rd LANE, 2001*, vol. 2001.
- [100] NINZ, Philipp, KERN, Frank, ERMANTRAUT, Eugen, et al. Doping of alumina substrates for laser induced selective metallization. *Procedia CIRP*, 2018, vol. 68, p. 772-777.
- [101] NAKASHIMA, Shintaro. Molded package and semiconductor device using molded package. U.S. Patent No 7,462,870, 9 déc. 2008.
- [102] Pucic, S.P., 1993, May. Diffusion of copper into gold plating. In *1993 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference* (pp. 114-117). IEEE.
- [103] Chalumeau, L., 2010. D'épôt Electrolytique de l'or et de l'argent. Ed. Techniques Ingénieur.
- [104] Cabrera, M., Formogénèse Laser 3D, Thèse, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, 1986
- [105] Cabrera, M., Andréa, J.C., Witte, O.D. and Méahautéa, A.L., 1987. Die Optimierung von rechnergestützten Fertigungsverfahren mit Hilfe von Lasern: einige Probleme und Lösungen. *Chemie Ingenieur Technik*, 59(9), pp.754-755.
- [106] Cabrera, M., Andre, J., De Witte, O. and Le Mehaute, A., 1987. Photochimie industrielle. IX: Fabrication assistée par ordinateur par laser UV. *Entropie*, 23(133), pp.35-43.
- [107] Bachy, B. and Franke, J., 2015. Modeling and optimization of laser direct structuring process using artificial neural network and response surface methodology. *International Journal of Industrial Engineering Computations*, 6(4), pp.553-564.
- [108] Bachy, B. and Franke, J., 2014, October. Simulation of laser structuring by three dimensional heat transfer model. In *2014 9th International Microsystems, Packaging, Assembly and Circuits Technology Conference (IMPACT)* (pp. 437-444). IEEE.

- [109] Bachy, B. and Franke, J., 2015. Experimental investigation and optimization for the effective parameters in the laser direct structuring process. *Journal of Laser Micro Nanoengineering*, 10(2), pp.202-210.
- [110] Bachy, Bassim. "Experimental Investigation, Modeling, Simulation and Optimization of Molded Interconnect Devices (MID) Based on Laser Direct Structuring (LDS)." (2017).
- [111] Buckmüller, P., Eberhardt, W., Keßler, U., Willeck, H. and Kück, H., 2010, September. Aluminium wedge-wedge wire bonding on thermoplastic substrates made by LPKF-LDS® technology. In 3rd Electronics System Integration Technology Conference ESTC (pp. 1-5). IEEE.
- [112] Mallory, G.O. and Hajdu, J.B., 1990. *Electroless plating: fundamentals and applications*. William Andrew.
- [113] Cheval, K., 2015. Étude et réalisation de circuits imprimés sur substrats polymères 3D (MID 3D) par microtamponnage (Doctoral dissertation).
- [114] Barker, B.D., 1981. Electroless deposition of metals. *Surface technology*, 12(1), pp.77-88.
- [115] Schlesinger, M., and Paunovic, M., "Chap 17 - Electroless Deposition of Copper," in *Modern Electroplating*, 2011
- [116] Unnikrishnan, D., 2015. Mid technology potential for RF passive components and antennas (Doctoral dissertation, Université Grenoble Alpes).
- [117] Darque-Ceretti, E., Felder, E., Adhésion et Adhérence. avec la collaboration de Marc Aucouturier et François Bay. CNRS Editions, 388 p. - ISBN : 978-2-271-06092-1, 2003, Sciences et Techniques de l'Ingénieur
- [118] ASTM D3359 (2008). "Standard Test Methods for Measuring Adhesion by Tape Test." (2008).
- [119] Mueller, H., Weser, S., Eberhardt, W., Kück, H., 2015, March. Fine Pitch Deposition on LDS Materials. In 4M/ICOMM2015 Conference at Milan.
- [120] Brinkhues, S., Kanthamneni, A., Brose, A., Majcherek, S. and Schmidt, B., 2016, September. Investigation of adhesion strength of metallization on thermoplastic and ceramic substrates. In 2016 12th International Congress Molded Interconnect Devices (MID) (pp. 1-6). IEEE.
- [121] De Rooij, M.A., 2015, March. The ZVS voltage-mode class-D amplifier, an eGaN® FET-enabled topology for highly resonant wireless energy transfer. In Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015 IEEE (pp. 1608-1613). IEEE.
- [122] Sample, A.P., Meyer, D.T. and Smith, J.R., 2011. Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 58(2), pp.544-554.



- [123] Agnello-Chailan, M., and Maltese, T., "Cœur artificiel : Cœur CARMAT." Accessible à : <http://coeurcarmatgbm.e-monsite.com/medias/files/projet-coeur-carmat-maltese-agnello-chailan.pdf>
- [124] Bosi, N., 2017. Motorisation pour cœur artificiel (Doctoral dissertation, Haute Ecole d'Ingénierie). Accessible sur : <http://doc.rero.ch/record/322689>
- [125] Feng, J., Li, Q. and Lee, F.C., 2017, March. Omnidirectional wireless power transfer for portable devices. In 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)(pp. 1675-1681). IEEE.
- [126] Nishimura, S., De Almeida, J., Vollaire, C., Sartori, C., Breard, A., Morel, F. and Krähenbühl, L., 2014, August. Enhancing the inductive coupling and efficiency of wireless power transmission system by using metamaterials. In Momag (pp. 121-125).
- [127] Wang, B., Yerazunis, W. and Teo, K.H., 2013. Wireless power transfer: Metamaterials and array of coupled resonators. *Proceedings of the IEEE*, 101(6), pp.1359-1368.
- [128] Greenhouse, H.M., 1974. Design of planar rectangular microelectronic inductors. *IEEE Transactions on parts, hybrids, and packaging*, 10(2), pp.101-109.
- [129] Yue, C.P. and Wong, S.S., 2000. Physical modeling of spiral inductors on silicon. *IEEE Transactions on electron devices*, 47(3), pp.560-568.
- [130] Rosa, E.B. and Grover, F.W., 1911. Formulas and tables for the calculation of mutual and self inductance.(Revised.). *Journal of the Washington Academy of Sciences*, 1(1/2), pp.14-16.
- [131] Flack, F.C., James, E.D. and Schlapp, D.M., 1971. Mutual inductance of air-cored coils: Effect on design of radio-frequency coupled implants. *Medical and biological engineering*, 9(2), pp.79-85.
- [132] Ortego, I., Sanchez, N., Garcia, J., Casado, F., Valderas, D. and Sancho, J.I., 2012. Inkjet printed planar coil antenna analysis for NFC technology applications. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2012.
- [133] Kamotesov, S., Lombard, P., Vollaire, C., Semet, V., Cabrera, M., Dahmani, R., Veille, A. and Moguedet, M., 2016, September. Modelization and characterization of 2D and 3D mid inductors for multidirectional inductive proximity sensing. In *Molded Interconnect Devices (MID)*, 2016 12th International Congress (pp. 1-6). IEEE.
- [134] Frickey, D.A., 1994. Conversions between S, Z, Y, H, ABCD, and T parameters which are valid for complex source and load impedances. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 42(2), pp.205-211.
- [135] Bunch, R.L., Sanderson, D.I. and Raman, S., 2002. Quality factor and inductance in differential IC implementations. *IEEE Microwave Magazine*, 3(2), pp.82-92.

- [136] Bènevent, E., Bergeret, E., Egels, M., Pannier, P., Aliane, A., Daami, A. and Coppard, R., 2012. Full-printed inductors on flexible plastic foils for electromagnetic energy harvesting. In 42nd European Microwave Conference.
- [137] Mendes Duarte, R. and Klaric Felic, G., 2014. Analysis of the coupling coefficient in inductive energy transfer systems. Active and passive Electronic components, 2014.
- [138] Kiani, M., Jow, U.M. and Ghovanloo, M., 2011. Design and optimization of a 3-coil inductive link for efficient wireless power transmission. IEEE transactions on biomedical circuits and systems, 5(6), pp.579-591.

# Annexe 1: Paramètres géométriques d'une inductance plane

La Figure 187 illustre les paramètres géométriques d'une inductance plane occupant deux couches. L'inductance est habituellement formée de plusieurs pistes de métal parallèles et formant plusieurs tours concentriques. Elle nécessite au moins deux couches et deux vias d'interconnexion (situé sur la couche de métal 2), permettant de réaliser un passage entre la spire interne et l'extérieur.

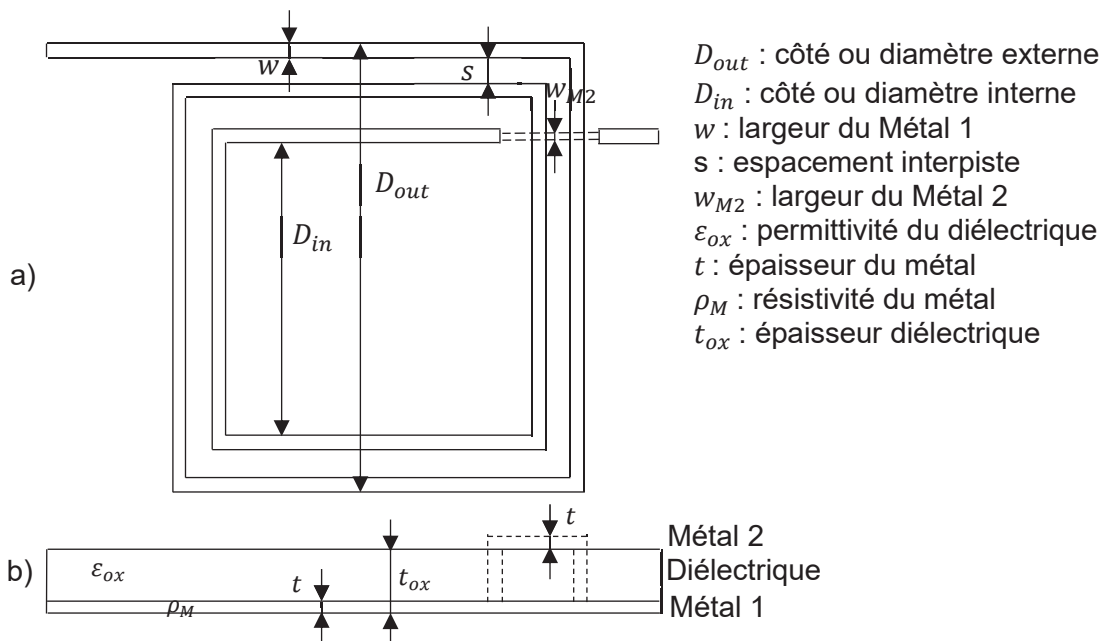


Figure 187 : Paramètres géométriques d'une inductance plane a) vue du dessus et b) vue en coupe.

## Annexe 2: Calcul de la valeur de l'inductance

Cette annexe donne différentes formules permettant de déterminer approximativement la valeur de l'inductance propre  $L_{self}$  d'une bobine. La liste des formules non exhaustive ci-dessous permet d'une part, d'obtenir des ordres de grandeur proches à 10 % de la valeur réelle et d'autre part, de comprendre l'influence des différents paramètres géométriques de l'inductance sur la valeur de l'inductance.

### Formules de Groover pour les inductances planes

La méthode de Greenhouse [128] se base sur les formules de Groover [129] [130] pour calculer la valeur de l'inductance. Cette méthode, bien que longue, permet d'obtenir un résultat avec une assez bonne précision.

Selon cette méthode, il faut faire la somme des inductances propres de chaque segment  $L_{segment}$ , avec la somme des inductances mutuelles constructives  $M_{Constructive}$  et destructives  $M_{destructive}$  entre les segments (127). Les segments de l'inductance qui sont parallèles et qui ont un sens de courant similaire, ont une inductance mutuelle constructive  $M_{Constructive}$ . Tandis que les segments de l'inductance qui sont parallèles et qui ont un sens de courant opposé, ont une inductance mutuelle destructive  $M_{destructive}$ . Les segments qui sont perpendiculaires ont une inductance mutuelle nulle.

$$L_{self} = \sum L_{segment} + \sum M_{Constructive} - \sum M_{Destructive} \quad (127)$$

La valeur de l'inductance propre  $L_{self}$  d'un segment dépend de la forme du segment. Dans le cas d'un segment de forme ronde de rayon  $r$  et de longueur  $l$ , nous appliquons la formule (128). Dans le cas d'un segment de forme rectangulaire de largeur  $w$ , d'épaisseur  $t$  et de longueur  $l$ , nous appliquons la formule (129). Les grandeurs de ces paramètres sont en cm et la valeur d'inductance obtenue en nH.

$$L_{segment} = 2 \left[ l \cdot \ln \left( \frac{l + \sqrt{l^2 + r^2}}{r} \right) - \sqrt{l^2 + r^2} + \frac{l}{4} + r \right] \approx 2l \left( \ln \left( \frac{2l}{r} \right) - \frac{3}{4} \right) \quad (128)$$

$$L_{segment} = 2l \left[ \ln \left( \frac{2l}{w+t} \right) + 0.5 + 0.2235 \frac{w+t}{l} \right] \quad (129)$$

L'inductance mutuelle  $M_{(l_1;l_2)}$  entre deux segments de longueur respective  $l_1$  et  $l_2$ , séparés par une distance  $r_{12}$  se calcule avec la formule de Neumann [131]. D'après [132], lorsque les deux fils sont de longueur différente, une correction peut être apportée avec la formule (133). Dans cette formule nous soustrayons l'inductance mutuelle manquante des longueurs  $l_3$  et  $l_4$ .

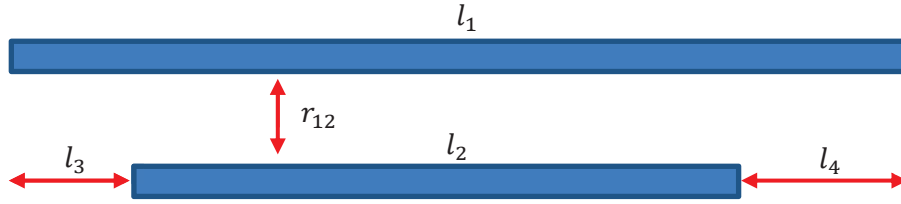


Figure 188 : Schéma pour le calcul de l'inductance mutuelle entre deux segments.

$$M_{(l_1;l_2)} = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint \frac{dl_1 dl_2}{r_{12}} \quad (130)$$

$$M_{(l_1;l_2)} = 0.5\{(M_{(l_1;l_3+l_2)} + M_{(l_1;l_2+l_4)}) - (M_{(l_1;l_3)} + M_{(l_1;l_4)})\} \quad (131)$$

Une formule plus simplifiée (132) permet de calculer plus aisément l'inductance mutuelle  $M_{(l_1;l_2)}$  entre deux segments  $l_1$  et  $l_2$  de section rectangulaire, de largeur  $w$ , de longueur  $l$  et de pitch  $p$  (distance entre le centre de 2 segments) [129][130]. Les grandeurs de ces paramètres sont en cm et la valeur d'inductance mutuelle obtenue en nH.

$$M_{(l_1;l_2)} = 2 \left( l \cdot \ln \left[ \frac{l}{GMD} + \sqrt{1 + \left( \frac{l}{GMD} \right)^2} \right] - \sqrt{l^2 + (GMD)^2} + GMD \right) \quad (132)$$

$$\ln(GMD) = \ln(p) - \frac{w^2}{12p^2} - \frac{w^4}{60p^4} - \frac{w^6}{168p^6} - \dots \quad (133)$$

De même une formule plus simplifiée (139) permet de calculer plus aisément l'inductance mutuelle  $M_{(l_1;l_2)}$  entre deux segments  $l_1$  et  $l_2$  de section ronde, de pitch  $p$  et de longueur  $l$  [129][130]. Les grandeurs de ces paramètres sont en cm et la valeur d'inductance mutuelle obtenue en nH.

$$M_{(l_1;l_2)} = 2 \left( l \cdot \ln \left[ \frac{l}{p} + \sqrt{1 + \left( \frac{l}{p} \right)^2} \right] - \sqrt{l^2 + (p)^2} + p \right) \approx 2 \left( l \cdot \ln \left[ \frac{2l}{p} \right] - l + p \right) \quad (134)$$

Ci-dessous nous montrons un exemple pour le calcul de la valeur d'une inductance plane en utilisant les formules de Groover. L'inductance de la Figure 189 est une inductance carrée de 10 cm de côté avec une largeur de piste  $w$  de 0,2 mm, un pitch de 0,3 mm, une section rectangulaire, une épaisseur de 0,1 mm et 8 segments. Le calcul de la valeur de l'inductance propre de chaque segment  $L_{segment}$  a été calculé en utilisant la formule (129) et le résultat est montré dans le Tableau 42. La valeur des inductances mutuelles  $M_{Constructive}$  et  $M_{Destructive}$  a été fait en utilisant la formule (132) et en prenant soin d'extraire la partie liée aux différences de longueur (131). Les résultats de calculs sont résumés dans les Tableau 43 et Tableau 44. La somme totale, en utilisant les formules (135)(136)(137) et (138), donne une valeur totale d'inductance de 984 nH.

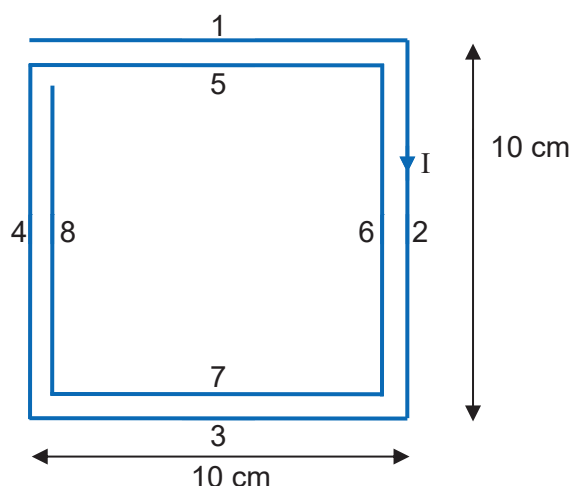


Figure 189 : Exemple de calcul de la valeur d'inductance en utilisant les formules de Groover.

	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$	$L_5$	$L_6$	$L_7$	$L_8$
$L$ (nH)	94,1	94,1	94,1	90,7	90,7	87,3	87,3	83,9

Tableau 42 : Résultats du calcul de la valeur d'inductance de chaque segment.

	$M_{1,5}$	$M_{2,6}$	$M_{3,7}$	$M_{4,8}$
$M$ (nH)	65,1	62,6	62,6	60

Tableau 43 : Calcul de la valeur des inductances mutuelles constructives entre chaque segment.

	$M_{1,7}$	$M_{1,3}$	$M_{5,7}$	$M_{5,3}$	$M_{2,8}$	$M_{2,4}$	$M_{6,8}$	$M_{6,4}$
$M$ (nH)	9,3	9,6	9,3	9,6	9,0	9,3	8,8	9,0

Tableau 44 : Calcul de la valeur des inductances mutuelles destructives entre chaque segment.

$$L_{segments} = L_1 + L_2 + L_3 + L_4 + L_5 + L_6 + L_7 + L_8 \quad (135)$$

$$M_{constructive} = M_{1,5} + M_{2,6} + M_{3,7} + M_{4,8} \quad (136)$$

$$M_{Destructive} = M_{1,7} + M_{1,3} + M_{5,7} + M_{5,3} + M_{2,8} + M_{2,4} + M_{6,8} + M_{6,4} \quad (137)$$

$$L_{Self} = L_{segments} + 2M_{constructive} - 2M_{Destructive} \quad (138)$$

Les formules de Groover donnent un résultat précis, mais les calculs peuvent devenir laborieux surtout lorsque le nombre de spires augmente. De ce fait, nous proposons ci-après des formules simples qui permettent d'estimer rapidement la valeur d'une inductance avec une précision plus faible.

### Formules approximatives pour les inductances planes

Les formules (141)(142) et (143) sont extraites de la publication [67] et permettent de réaliser rapidement des calculs de la valeur d'inductance propre avec une précision relative. La publication indique que la précision est de 3% pour des micro-inductances planes. Cependant, mon constat est que ces formules permettent de donner un ordre de grandeur sur les inductances de grande taille également. Dans ces formules  $d_{in}$  est le diamètre interne de l'inductance,  $d_{out}$  le diamètre externe,  $w$  la largeur de piste,  $s$  l'interpiste entre les pistes,  $d_{avg}$  le diamètre moyen,  $n$  le nombre de tours et  $\rho$  le facteur de remplissage. Toutes les distances dans ce calcul sont en  $\mu\text{m}$  et la valeur de l'inductance en nH.

Formule de Wheeler modifiée :

Forme	$K_1$	$K_2$
<b>Carrée</b>	2,34	2,75
<b>Hexagonale</b>	2,33	3,82
<b>Octogonale</b>	2,25	3,55
<b>Ronde</b>	2,23	3,45

Tableau 45 : Paramètres pour le calcul de  $L_{MW}$ .

$$d_{avg} = 0.5(d_{out} + d_{in}) \quad (139)$$

$$\rho = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}} \quad (140)$$

$$L_{MW} = K_1 \mu_0 \frac{n^2 d_{avg}}{1 + K_2 \rho} \quad (141)$$

Formule par approximation des feuilles de courant :

Forme	$c_1$	$c_2$	$c_3$	$c_4$
<b>Carrée</b>	1,27	2,07	0,18	0,13
<b>Hexagonale</b>	1,09	2,23	0,00	0,17
<b>Octogonale</b>	1,07	2,29	0,00	0,19
<b>Ronde</b>	1,00	2,46	0,00	0,20

Tableau 46 : Paramètres pour le calcul de  $L_{GMD}$ .

$$L_{GMD} = \frac{\mu n^2 d_{avg} c_1}{2} \left( \ln \left( \frac{C_2}{\rho} \right) + c_3 \rho + c_4 \rho^2 \right) \quad (142)$$

Formule avec une fonction polynômiale :

Forme	$\beta$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$
<b>Carrée</b>	$1,62 \cdot 10^{-3}$	-1,21	-0,147	2,40	1,78	-0,030
<b>Hexagonale</b>	$1,28 \cdot 10^{-3}$	-1,24	-0,174	2,47	1,77	-0,049
<b>Octogonale</b>	$1,33 \cdot 10^{-3}$	-1,21	-0,163	2,43	1,75	-0,049

Tableau 47 : Paramètres pour le calcul de  $L_{Mon}$ .

$$L_{Mon} = \beta d_{out}^{a_1} w^{a_2} d_{avg}^{a_3} n^{a_4} S^{a_5} \quad (143)$$

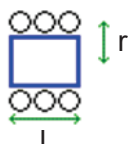
Ci-dessous nous donnons quelques exemples de calculs à partir des inductances de l'Annexe 5. Les mesures montrent un écart moyen par rapport aux mesures de 0,22% de  $L_{MW}$ , 1,07% de  $L_{GMD}$  et 1.5% de  $L_{Mon}$ .

Numéro d'inductance	$L_{MW}$ ( $\mu\text{H}$ )	$L_{GMD}$ ( $\mu\text{H}$ )	$L_{Mon}$ ( $\mu\text{H}$ )	$L_{mesuré}$ ( $\mu\text{H}$ )
i1 ou i7	2,41	2,37	-	2,44
i2 ou i8	-	-	-	11,3
i3 ou i9	4,16	4,06	-	4,1
i4 ou i10	6,57	6,44	-	6,42
i5 ou i11	9,83	9,55	-	9,49
i6 ou i12	18,34	17,75	-	17,59
i13	1,64	1,62	-	1,68
i14	-	-	-	-
i15	6,40	6,27	-	6,55
i16	7,57	7,48	7,63	7,9
i17	6,36	6,45	6,42	6,84
i18	13,2	12,9	-	-
i19	-	-	-	6,54
i20	2,06	2,04	-	2,02
i21	-	-	-	10,7
i22	3,31	3,29	-	-
i23	3,96	3,92	4,03	3,97
i24	3,29	3,37	3,37	3,44
i25	4,64	4,59	-	4,6
i26	-	-	-	3,94
i27	-	-	-	5,1
i31	4,37	4,42	4,69	4,49
i32	4,11	3,94	4,18	4,22

Tableau 48 : Exemple de calcul des valeurs d'inductances en utilisant les formules simplifiées.

### Formules approximatives pour solénoïdes

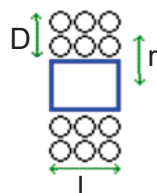
Inductance d'un solénoïde à noyau d'air :



$$L = \frac{r^2 n^2}{9r + 10l} \quad (144)$$

Avec  $L$  l'inductance en  $\mu\text{H}$ ,  $n$  le nombre de spires,  $r$  le rayon en pouces et  $l$  la longueur du solénoïde en pouces.

Inductance d'un solénoïde à noyau d'air et à plusieurs couches :

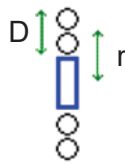


$$L = \frac{0.8(r^2 n^2)}{6r + 9l + 10D} \quad (145)$$

Avec  $L$  l'inductance en  $\mu\text{H}$ ,  $n$  le nombre de spires,  $r$  le rayon en pouces,  $l$  la longueur du solénoïde en pouces et  $D$  la taille de la couche en pouces.



Inductance plane à noyau d'air :



$$L = \frac{r^2 n^2}{8r + 11D} \quad (146)$$

Avec  $L$  l'inductance en  $\mu H$ ,  $n$  le nombre de spires,  $r$  le rayon en pouces et  $D$  la taille de la couche en pouces.

## Annexe 3: Modèle équivalent d'un transformateur

Dans cette annexe, nous démontrons les formes équivalentes du modèle d'un transformateur idéal et non-idéal.

### Modèle équivalent d'un transformateur idéal [76]

La Figure 190 montre le modèle classique d'un transformateur idéal avec deux inductances  $L_1$  et  $L_2$ , ainsi que leur inductance mutuelle  $M$ . Ce modèle peut être ramené au modèle équivalent en T de la Figure 191 avec les équations (147)(148) qui lui sont associées. Ce modèle, bien qu'exact, rend difficile la compréhension du fonctionnement du transformateur. De ce fait nous allons chercher à déterminer un modèle amélioré.

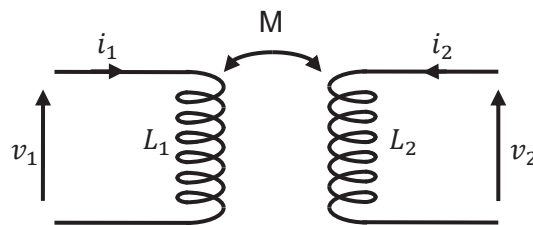


Figure 190 : Modèle d'un transformateur.

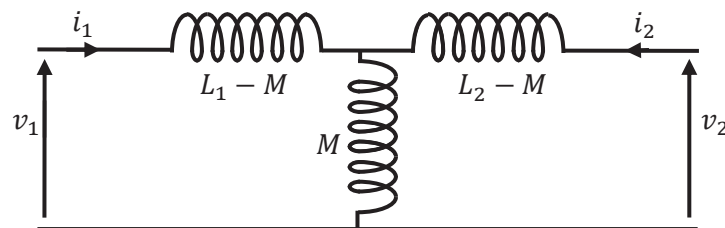


Figure 191 : Modèle équivalent en T d'un transformateur.

$$\underline{V}_1 = j\omega M \underline{I}_2 + j\omega L_1 \underline{I}_1 \quad (147)$$

$$\underline{V}_2 = j\omega M \underline{I}_1 + j\omega L_2 \underline{I}_2 \quad (148)$$

On cherche alors à exprimer la tension  $\underline{V}_1$  en fonction de  $\underline{V}_2$ , afin de simplifier le modèle. Nous isolons donc  $\underline{I}_2$  dans l'équation (148). En combinant (147) et (149), nous obtenons (150), puis (151).

$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{V}_2 - j\omega M \underline{I}_1}{j\omega L_2} \quad (149)$$

$$\underline{V}_1 = M \left( \frac{\underline{V}_2 - j\omega M \underline{I}_1}{L_2} \right) + j\omega L_1 \underline{I}_1 \quad (150)$$

$$\underline{V}_1 = \frac{MV_2}{L_2} + j\omega \underline{I}_1 \left( L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right) \quad (151)$$

On pose  $k$  le facteur de couplage (152) et  $n$  la racine carrée du rapport des inductances (153).

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (152)$$

$$n = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (153)$$

En remplaçant  $k$  et  $n$  dans (151), nous obtenons (154).

$$\underline{V}_1 = \frac{k}{n} \underline{V}_2 + j\omega(1 - k^2)L_1 \underline{I}_1 \quad (154)$$

De même, nous cherchons maintenant à exprimer  $\underline{V}_2$  en fonction de  $\underline{V}_1$ . Nous isolons donc  $\underline{I}_1$  dans l'équation (147). En combinant (148) et (155), nous obtenons (156), puis (157). Enfin, nous remplaçons de même  $k$  et  $n$  dans (157), pour obtenir (158).

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{V}_1 - j\omega M \underline{I}_2}{j\omega L_1} \quad (155)$$

$$\underline{V}_2 = M \left( \frac{\underline{V}_1 - j\omega M \underline{I}_2}{L_1} \right) + j\omega L_2 \underline{I}_2 \quad (156)$$

$$\underline{V}_2 = \frac{M}{L_1} \underline{V}_1 + j\omega \underline{I}_2 \left( L_2 - \frac{M^2}{L_1} \right) \quad (157)$$

$$\underline{V}_2 = kn \underline{V}_1 + j\omega(1 - k^2)L_2 \underline{I}_2 \quad (158)$$

A partir des équation (154) et (158), nous créons le modèle de la Figure 192. Il s'agit du modèle équivalent d'un transformateur avec source de tension.

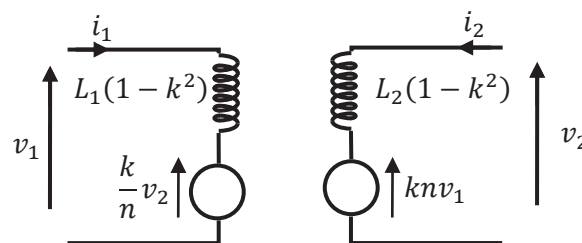


Figure 192 : Modèle équivalent d'un transformateur avec source de tension.

### Modèle équivalent d'un transformateur non-idéal avec charge [76]

Nous nous intéressons maintenant au modèle équivalent d'un transformateur non-idéal (effets résistifs inclus dans  $R_1$  et  $R_2$ ) avec une charge  $R_L$ . Pour ce faire, nous partons du

modèle classique de la (Figure 193). En utilisant la transformation de la Figure 194, on aboutit au schéma de la Figure 195.

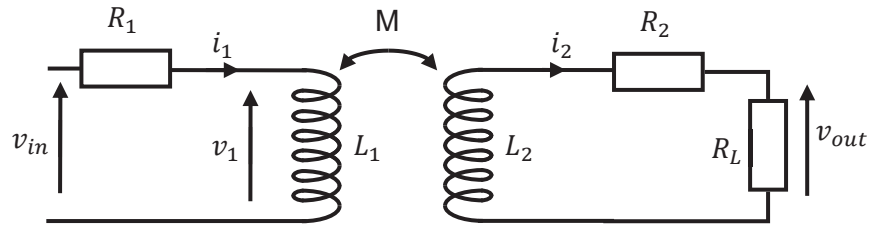


Figure 193 : Modèle d'un transformateur non-idéal avec charge.

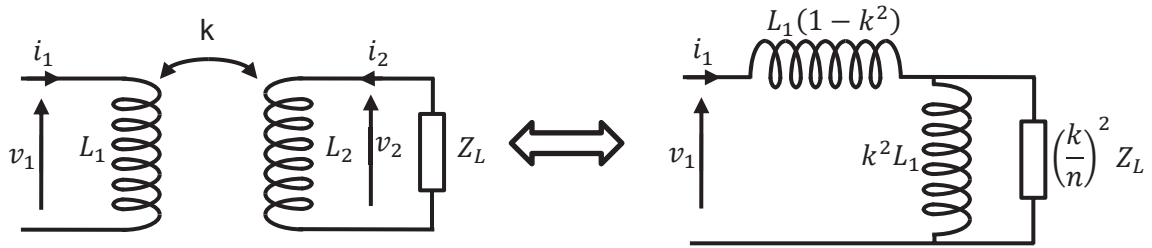


Figure 194 : Transformation en modèle équivalent vu au primaire.

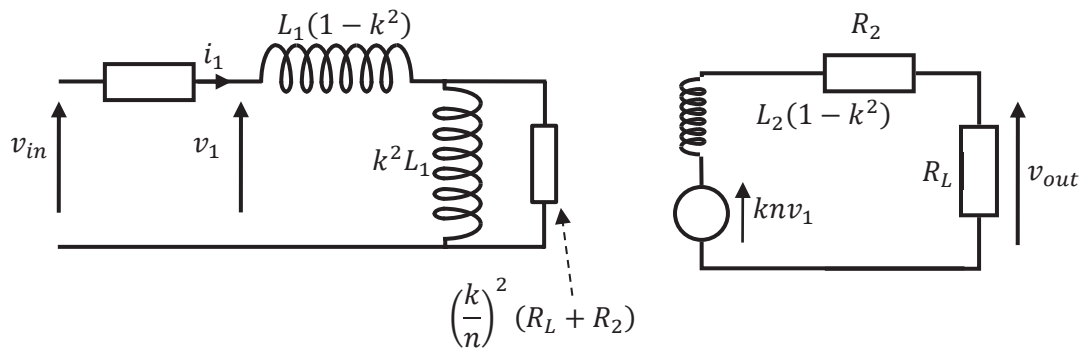


Figure 195 : Modèle équivalent d'un transformateur non-idéal avec charge.

Nous cherchons à déterminer l'impédance équivalente à la tension  $v_1$ . Nous posons l'équation (159) par simplification et nous calculons  $Z_{eq}$  aux bornes de  $v_1$  (160). Après plusieurs étapes de calculs, nous trouvons la formule finale (164). Nous posons ensuite  $R_{eq}$ , la résistance équivalente vue au secondaire (165) et  $L_{eq}$ , l'inductance équivalente vue au secondaire (166).

$$R = \left(\frac{k}{n}\right)^2 (R_L + R_2) \quad (159)$$

$$Z_{eq} = jL_1(1 - k^2)\omega + jk^2L_1\omega // R \quad (160)$$

$$Z_{eq} = jL_1(1 - k^2)\omega + \frac{jk^2RL_1\omega}{jk^2L_1\omega + R} \quad (161)$$

$$Z_{eq} = jL_1(1 - k^2)\omega + \frac{jk^2L_1\omega R^2 + k^4L_1\omega^2R}{R^2 + k^4L_1^2\omega^2} \quad (162)$$

$$Z_{eq} = j \frac{R^2L_1(1 - k^2)\omega + L_1^3(1 - k^2)k^4\omega^3 + k^2L_1\omega R^2}{R^2 + k^4L_1^2\omega^2} + \frac{k^4L_1\omega^2R}{R^2 + k^4L_1^2\omega^2} \quad (163)$$

$$Z_{eq} = jL_1\omega \left( \frac{R^2 + \omega^2L_1^2k^4(1 - k^2)}{R^2 + \omega^2L_1^2k^4} \right) + R \left( \frac{\omega^2L_1^2k^4}{R^2 + \omega^2L_1^2k^4} \right) \quad (164)$$

$$R_{eq} = R \left( \frac{\omega^2L_1^2k^4}{R^2 + \omega^2L_1^2k^4} \right) \quad (165)$$

$$L_{eq} = L_1 \left( \frac{R^2 + \omega^2L_1^2k^4(1 - k^2)}{R^2 + \omega^2L_1^2k^4} \right) \quad (166)$$

On combine ensuite l'impédance vu au secondaire avec le modèle de la Figure 195.

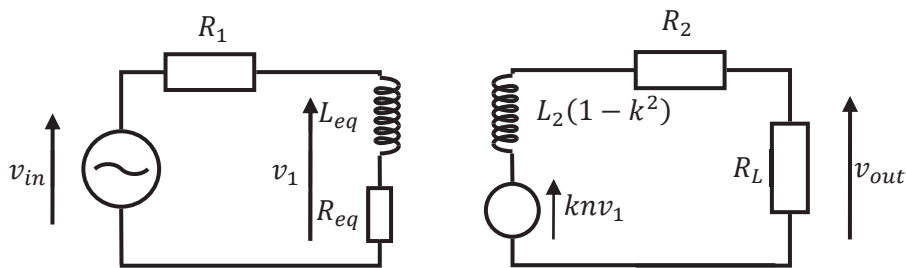


Figure 196 : Modèle équivalent d'un transformateur non-idéal avec charge et source de tension au secondaire.

## Annexe 4: Solution d'électrodéposition

---

Ci-dessous nous donnons la préparation de la solution d'électrodéposition.

- a) Pour 1 litre :
- b) Verser 0,5 L d'eau ultrapure dans le bécher.
- c) Ajouter 32 mL d'acide sulfurique.
- d) Dissoudre 220 g de sulfate de cuivre., dans la solution diluée d'acide sulfurique et compléter avec de l'eau afin d'obtenir 1 L de solution. Agiter jusqu'à dissolution complète.
- e) Rajouter 200  $\mu$ L d'acide chlorhydrique à cette solution.
- f) Mettre en route l'agitation magnétique à faible vitesse puis augmenter progressivement. Faire fonctionner le bain à 28 °C.
- g) Au bout de 10 minutes environ, ajouter en suivant l'ordre ci-dessous :
  - 2 mL de solution de montage du bain Rubin T-200 A,
  - 8 mL d'agent brillanteur Rubin T-200 G
  - 2 mL d'agent haute brillance E.

## Annexe 5: Inductances 2D en plastronique épaissie par électrodéposition.

Dans cette annexe, nous présentons les inductances utilisées pour l'étude menée dans la section 3.2 du chapitre 1 et dans la section 3.1 du chapitre 4. Nous présentons ici uniquement les dimensions géométriques de ces inductances, ainsi que les mesures de  $L_{eff}$  et Q. Pour une analyse plus détaillée de ces résultats nous renvoyons à la section 3.1 et 3.2 du chapitre 4.

### Inductances en circuit imprimé :

Six inductances ont été fabriquées sur un circuit imprimé d'épaisseur 35  $\mu\text{m}$ . Leurs dimensions, choisie de façon arbitraire, sont présentées dans le Tableau 49, tandis que les mesures de  $L_{eff}$  et Q et sont présentées sur la Figure 198. Une image de ces 6 inductances est montrée sur la Figure 197.

Numéro d'inductance	Forme	Nombre de couches	$D_o$ (mm)	$n$	$w$ ( $\mu\text{m}$ )	$s$ ( $\mu\text{m}$ )	$e$ ( $\mu\text{m}$ )
i1	Ronde	1	43	8	1350	150	35
i2	Ronde	2	43	9	1100	150	35
i3	Ronde	1	43	10	950	150	35
i4	Ronde	1	43	13	750	150	35
i5	Ronde	1	43	15	550	150	35
i6	Ronde	1	43	20	350	150	35

Tableau 49 : Listes des inductances en 2D fabriquées sur circuit imprimé<sup>84</sup>.

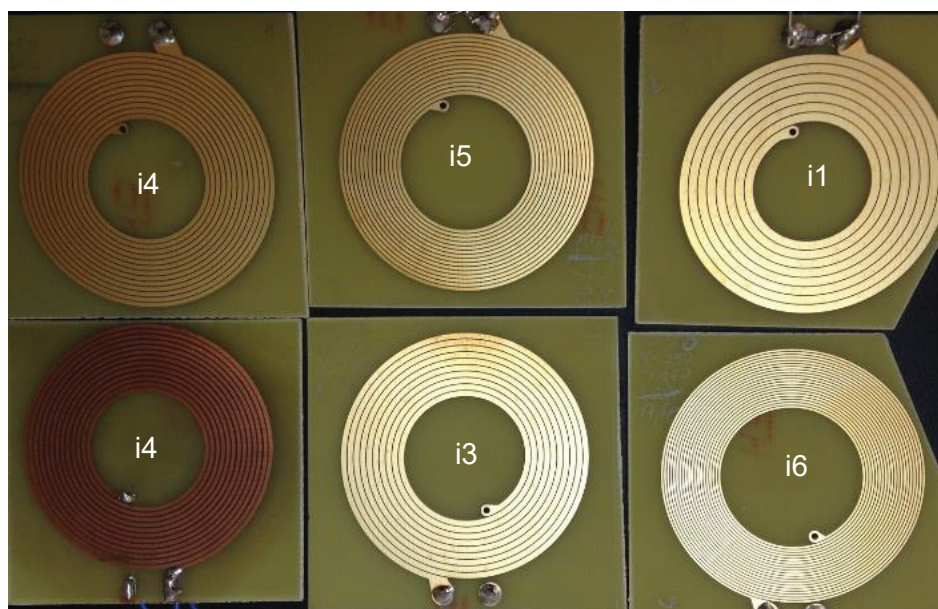


Figure 197 : Inductances i1 à i6 fabriquées sur circuit imprimé.

<sup>84</sup> Voir Annexe 1 pour la signification des différents paramètres de l'inductance plane.

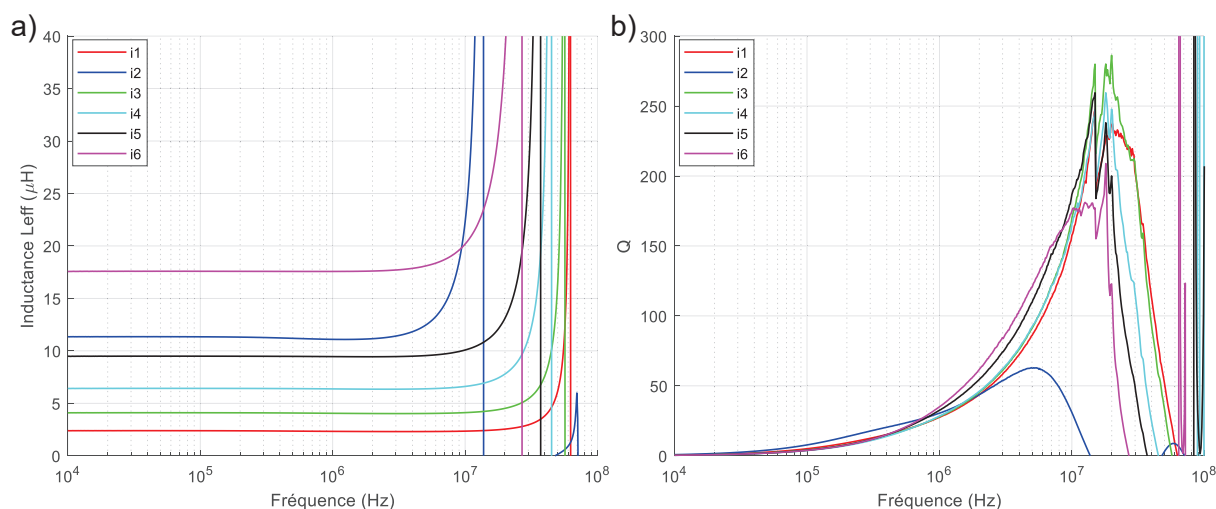


Figure 198 : Mesure des Inductances  $i_1$  à  $i_6$ , a) valeur d'inductance  $L_{eff}$  et b) facteur de qualité  $Q$  en fonction de la fréquence.

Nous listons dans le Tableau 50 les mesures de la valeur de  $L_{eff}$  à la fréquence de 100 kHz et 6,78 MHz, de  $Q$  à la fréquence de 6,78 MHz, et la valeur de la fréquence de résonance  $f_{SRF}$ . Nous constatons que, plus l'inductance a un nombre de tours élevé, plus le facteur de qualité et la valeur d'inductance sont élevés à la fréquence de 6,78 MHz, tandis que la fréquence de résonance diminue.

Numéro d'inductance	$L_{eff}$ ( $\mu\text{H}$ ) à 100 kHz	$L_{eff}$ ( $\mu\text{H}$ ) à 6,78 MHz	$Q$ à 6,78 MHz	$f_{SRF}$ (MHz)
$i_1$	2,39	2,32	110	63,1 MHz
$i_2$	11,34	14,15	58	13,7 MHz
$i_3$	4,10	4,05	118	57,0 MHz
$i_4$	6,42	6,44	117	44,7 MHz
$i_5$	9,49	9,69	140	37,0 MHz
$i_6$	17,59	18,62	148	27,0 MHz

Tableau 50 : Mesure de l'inductance  $L_{eff}$  à 100 kHz et à 6,78 MHz, du facteur de qualité  $Q$  à 6,78 MHz, et de la fréquence de résonance propre  $f_{SRF}$  pour les inductances  $i_1$  à  $i_6$ .

### Inductances en plastronique :

Nous avons ensuite fabriqué ces 6 inductances en plastronique par structuration laser avec une épaisseur mesurée de 5  $\mu\text{m}$ . Une finition Ni/Au a été ajoutée avec des épaisseurs mesurées respectives de 2  $\mu\text{m}$  et 0,120  $\mu\text{m}$ . L'épaisseur est cette fois-ci plus faible à cause des limitations de la croissance par chimie autocatalytique. Leurs dimensions sont présentées dans le Tableau 51, tandis que les mesures de  $L_{eff}$  et  $Q$  sont présentées sur la Figure 199.

Numéro d'inductance	Forme	Nombre de couches	$D_0$ (mm)	$n$	$w$ ( $\mu\text{m}$ )	$s$ ( $\mu\text{m}$ )	$e$ (mm)
$i_7$	Ronde	1	43	8	1350	150	5
$i_8$	Ronde	2	43	9	1100	150	5
$i_9$	Ronde	1	43	10	950	150	5
$i_{10}$	Ronde	1	43	13	750	150	5
$i_{11}$	Ronde	1	43	15	550	150	5
$i_{12}$	Ronde	1	43	20	350	150	5

Tableau 51 : Listes des inductances en 2D fabriquées en plastronique.



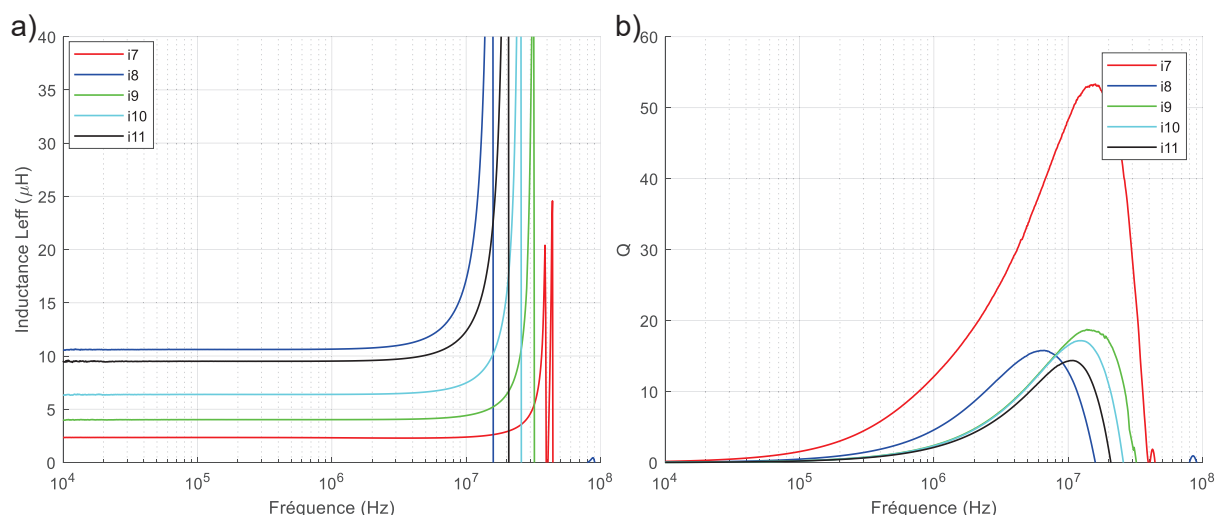


Figure 199 : Mesure des Inductances  $i7$  à  $i11$ , a) valeur d'inductance  $L_{eff}$  et b) facteur de qualité  $Q$  en fonction de la fréquence.

De même, nous listons dans le Tableau 52 les mesures de la valeur de  $L_{eff}$  à la fréquence de 100 kHz et 6,78 MHz, de  $Q$  à la fréquence de 6,78 MHz, et la valeur de la fréquence de résonance  $f_{SRF}$ . Les mesures pour l'inductance  $i12$  sont absentes puisque la fabrication a échoué et nous n'avons pas pu faire la mesure.

Nous remarquons que les valeurs d'inductance sont conservées en plastronique, tandis que le facteur de qualité est diminué d'un facteur 2 à 6. Cette diminution est principalement liée à la faible épaisseur et conductivité du cuivre déposé par chimie autocatalytique (cf. analyse de la section 3.2 du chapitre 4).

Numéro d'inductance	$L_{eff}$ ( $\mu\text{H}$ ) à 100 kHz	$L_{eff}$ ( $\mu\text{H}$ ) à 6,78 MHz	$Q$ à 6,78 MHz	$f_{SRF}$ (MHz)
i7	2,35	2,32	39,9	43,9
i8	10,6	12,79	15,8	15,9
i9	4,03	4,18	13,5	32,1
i10	6,40	6,83	13,4	24,4
i11	9,51	10,60	12,5	20,6
i12	-	-	-	-

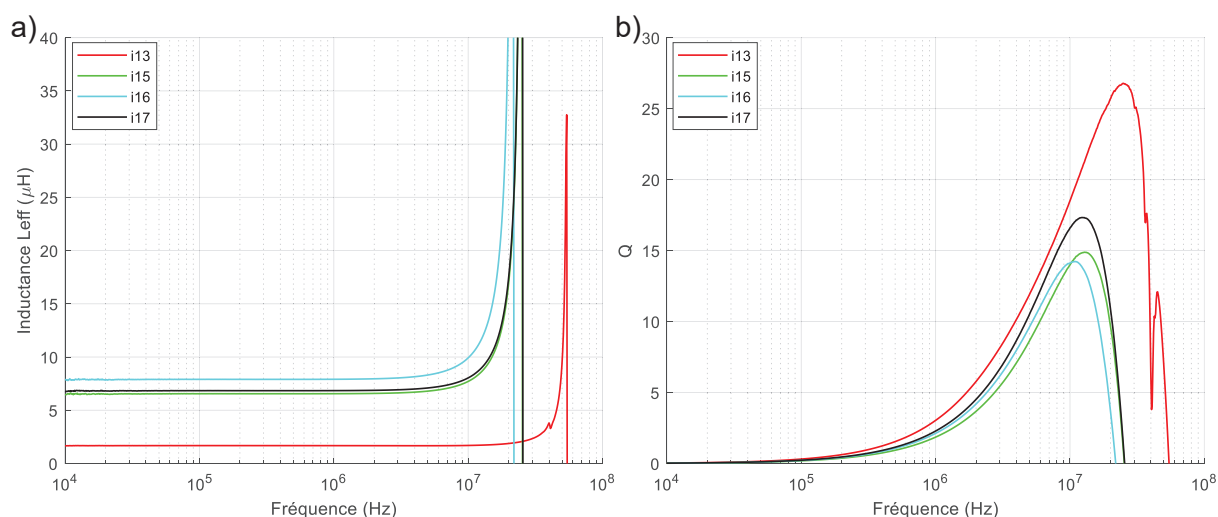
Tableau 52 : Mesure de l'inductance  $L_{eff}$  à 100 kHz et à 6,78 MHz, du facteur de qualité  $Q$  à 6,78 MHz, et de la fréquence de résonance propre  $f_{SRF}$  pour les inductances  $i7$  à  $i12$ .

### Inductances en plastronique épaissies par électrodéposition :

Nous avons ensuite fabriqué des inductances en plastronique de différentes tailles (41 mm à 20 mm) avec une épaisseur mesurée de 8  $\mu\text{m}$ , puis nous les avons épaissies jusqu'à 28  $\mu\text{m}$  par électrodéposition. Nous montrons sur Tableau 53 les dimensions des inductances étudiées avant épaississement. Sur la Figure 200, pour plus de clarté, nous montrons seulement pour quelques inductances les mesures de  $L_{eff}$  et  $Q$ .

Numéro d'inductance	Forme	Nombre de couches	$D_0$ (mm)	$n$	$w$ ( $\mu\text{m}$ )	$s$ ( $\mu\text{m}$ )	$e$ (mm)
i13	Ronde	1	41	7	1500	250	8
i14	Ronde	2	41	13	600	250	8
i15	Ronde	1	41	13	600	250	8
i16	Carré	1	41	13	600	250	8
i17	Octogonale	1	41	13	600	250	8
i18	Ronde	1	41	19	350	250	8
i19	Ronde	2	25	10	500	250	8
i20	Ronde	1	25	10	500	250	8
i21	Ronde	2	25	13	350	250	8
i22	Ronde	1	25	13	350	250	8
i23	Carré	1	25	13	350	250	8
i24	Octogonale	1	25	13	350	250	8
i25	Ronde	1	25	15	250	250	8
i26	Ronde	2	20	9	350	350	8
i27	Ronde	2	20	10	350	250	8

Tableau 53 : Listes des inductances en 2D fabriquées en plastronique puis épaissies.

Figure 200 : Mesure des Inductances i13 à i17, a) valeur d'inductance  $L_{eff}$  et b) facteur de qualité  $Q$  en fonction de la fréquence.

Dans le Tableau 54, nous montrons les mesures de la valeur de  $L_{eff}$  à la fréquence de 100 kHz et 6,78 MHz, de  $Q$  à la fréquence de 6,78 MHz, et la valeur de la fréquence de résonance  $f_{SRF}$ . Certaines inductances n'ont pu être mesurées à cause d'un défaut de fabrication. Ainsi les mesures des inductances i14, i18 et i22 sont manquantes.

Toutes ces inductances non épaissies ont un facteur de qualité inférieur à 15, ce qui est insuffisant pour la TEDIM. Nous verrons ensuite l'évolution de ces performances suite à un épaississement de cuivre de 20  $\mu\text{m}$  par électrodéposition.

Numéro d'inductance	$L_{eff}$ ( $\mu\text{H}$ ) à 100 kHz	$L_{eff}$ ( $\mu\text{H}$ ) à 6,78 MHz	Q à 6,78 MHz	$f_{SRF}$ (MHz)
i13	1,68	1,67	14,6	54,1
i14	-	-	-	-
i15	6,55	7,02	11,0	25,1
i16	7,9	8,69	12,0	22,4
i17	6,84	7,32	13,3	25,4
i18	-	-	-	-
i19	6,54	7,09	10,9	23,1
i20	2,02	2,05	4,68	50,5
i21	10,7	12,26	7,73	18,1
i22	-	-	-	-
i23	3,97	4,10	5,71	23,6
i24	3,44	3,52	4,89	38,6
i25	4,60	4,76	2,41	32,4
i26	3,94	4,08	8,11	33,3
i27	5,10	5,36	6,65	28,9

Tableau 54 : Mesure de l'inductance  $L_{eff}$  à 100 kHz et à 6,78 MHz, du facteur de qualité Q à 6,78 MHz, et de la fréquence de résonance propre  $f_{SRF}$  pour les inductances i13 à i27.

Après épaissement jusqu'à atteindre une épaisseur totale de 28  $\mu\text{m}$ , nous avons mesuré de nouveau  $L_{eff}$  et Q. Nous montrons sur la Figure 201 les résultats de ces mesures et dans le Tableau 55, les mesures de la valeur de  $L_{eff}$  à la fréquence de 100 kHz et 6,78 MHz, de Q à la fréquence de 6,78 MHz, et la valeur de la fréquence de résonance  $f_{SRF}$ . Nous remarquons que les inductances i14+ et i22+ ont pu être réparées.

Le facteur de qualité de ces inductances épaissies a considérablement augmenté. Il a été multiplié par un facteur de 10 pour certaines. Un épaissement supplémentaire peut permettre d'atteindre des facteurs de qualité supérieurs à 100, il faut toutefois faire attention à la croissance latérale des pistes.

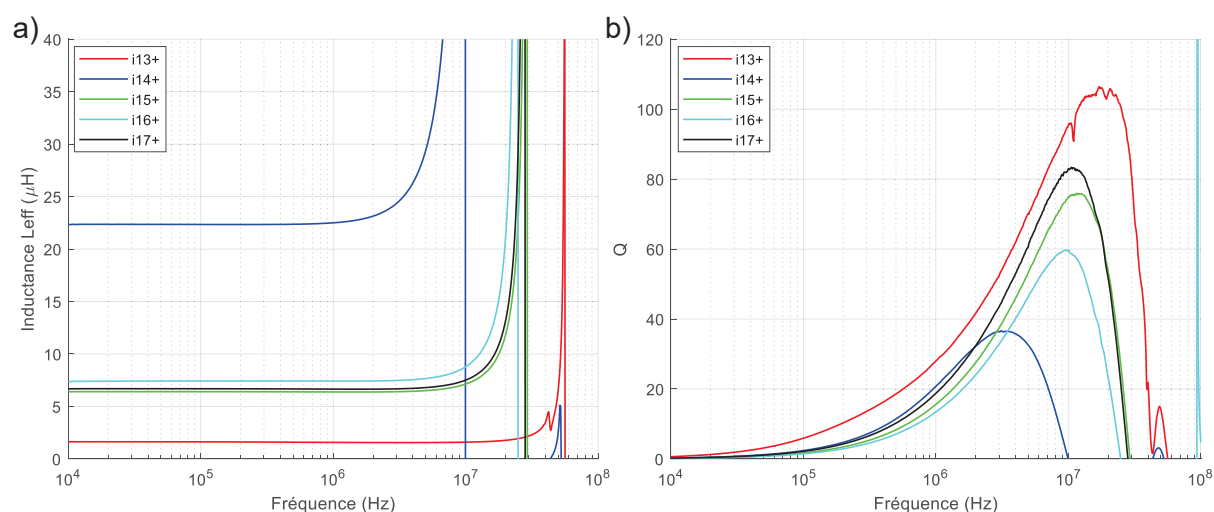


Figure 201 : Mesure des Inductances i13+ à i17+, a) valeur d'inductance  $L_{eff}$  et b) facteur de qualité Q en fonction de la fréquence.

Numéro <sup>85</sup> d'inductance	$L_{eff}$ ( $\mu\text{H}$ ) à 100 kHz	$L_{eff}$ ( $\mu\text{H}$ ) à 6,78 MHz	Q à 6,78 MHz	$f_{SRF}$ (MHz)
i13+	1,62	1,57	81,4	56,0
i14+	22,3	40,39	22,3	9,90
i15+	6,4	6,66	63,8	28,9
i16+	7,42	7,93	54,5	24,5
i17+	6,68	6,97	72,8	28,2
i18+	-	-	-	-
i19+	6,38	6,73	41,0	24,8
i20+	1,96	1,95	46,9	57,3
i21+	10,4	11,66	43,2	19,4
i22+	2,85	2,30	17,5	52,9
i23+	3,86	4,57	48,8	37,7
i24+	3,33	3,36	55,5	44,9
i25+	4,46	4,57	40,4	37,3
i26+	3,82	3,87	58,5	36,0
i27+	4,96	5,12	45,2	31,3

Tableau 55 : Mesure de l'inductance  $L_{eff}$  à 100 kHz et à 6,78 MHz, du facteur de qualité Q à 6,78 MHz, et de la fréquence de résonance propre  $f_{SRF}$  pour les inductances i13+ à i27+.

<sup>85</sup> Nous avons ajouté la notation '+' derrière le numéro d'inductance de façon à indiquer qu'elle a été épaissie.

## Annexe 6: Capteur de proximité inductif en plastronique

Dans le cadre d'un projet de fabrication d'un démonstrateur pour la société S2P, j'ai été chargé de réaliser des capteurs de proximité inductifs en utilisant des inductances 3D fabriquées en plastronique. Nous présentons ici brièvement les résultats de cette étude.

Ces travaux annexes aux objectifs de la thèse ont permis d'explorer un domaine d'application potentiellement intéressant pour la plastronique.

### Principe de fonctionnement :

Le capteur de proximité inductif est un capteur qui mesure précisément la position d'un objet métallique. Cette mesure est possible grâce aux courants de Foucaults générés sur la surface de l'objet métallique cible.

Lorsqu'un matériau conducteur tel qu'une plaque métallique se trouve à proximité du champ magnétique généré par une inductance, des courants de Foucault seront induits à sa surface (Figure 202). Ces courants vont à leur tour venir créer un champ magnétique opposé à celui qui les a induits, et ainsi augmenter la résistance série  $R_s$  de l'inductance.

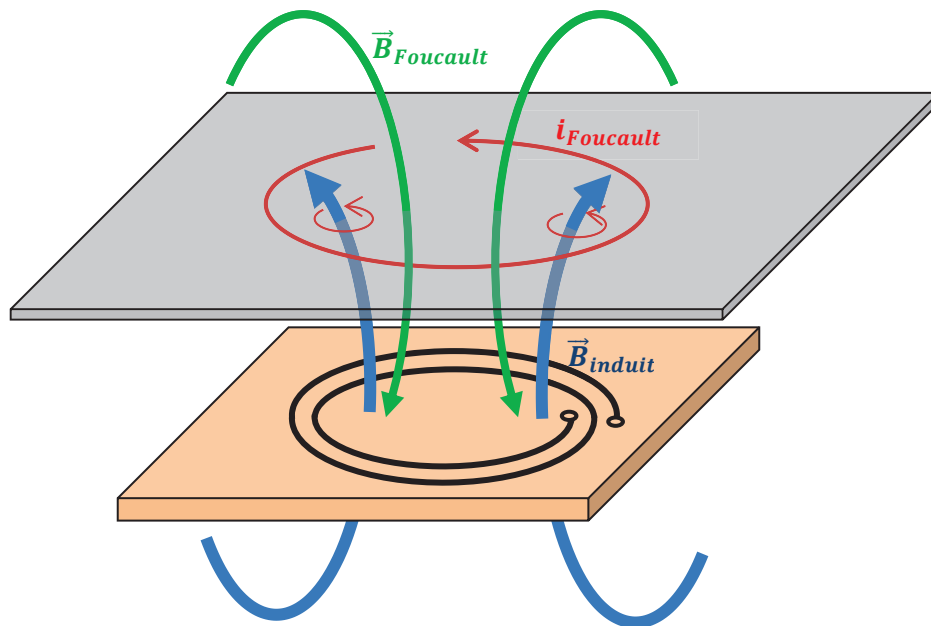


Figure 202 : Courants de foucaults générés à la surface d'une plaque métallique.

En mesurant les valeurs de modifiées de  $R_s$  avec un circuit de mesure d'impédance, nous pouvons déduire la distance à laquelle se situe l'objet (Figure 203).

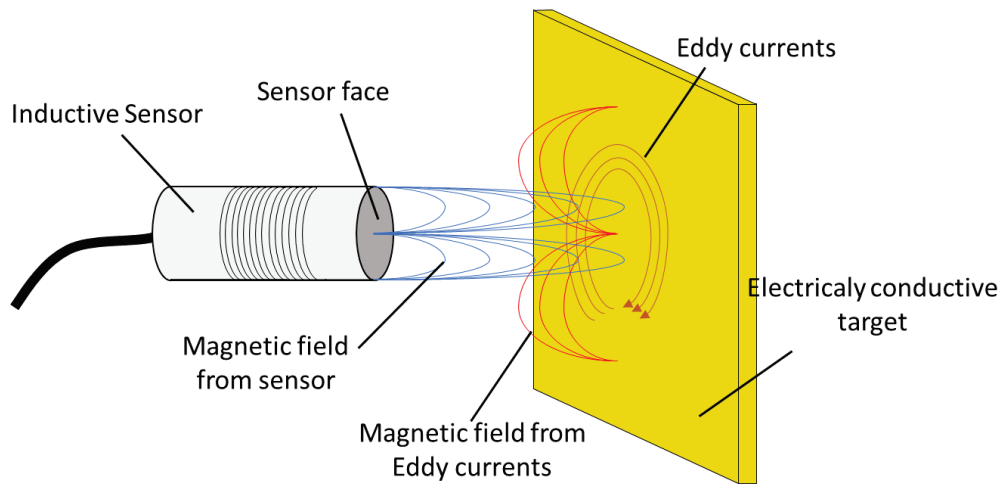


Figure 203 : Principe de fonctionnement d'un capteur de proximité inductif.

Sur la Figure 204 est représenté le circuit de détection du capteur de proximité que nous avons utilisé. L'inductance est représentée par le modèle équivalent RLC d'une inductance et une capacité  $C_1$  est ajoutée pour créer le circuit résonant à la fréquence de 4 MHz. Un circuit LDC1000 alimente ce circuit LC résonant, puis mesure la fréquence de résonance  $f_R$  (167) et la résistance parallèle  $R_p$  à la fréquence  $f_R$  (168) (169). Ces deux éléments varient en fonction de la distance de l'objet cible métallique.

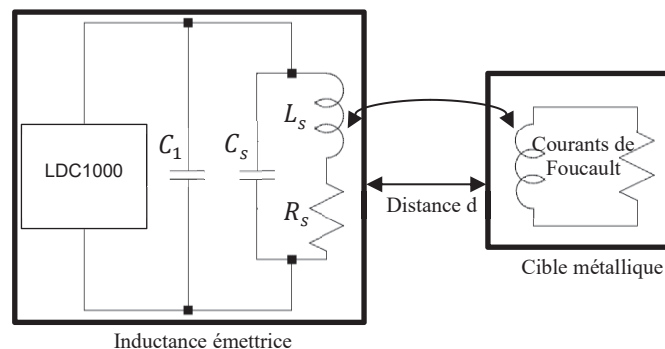


Figure 204 : Circuit de détection du capteur de proximité.

$$f_R \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_S C_1}} \quad (167)$$

$$R_p(f) = R_s + \frac{L_s^2 4\pi^2 f^2}{R_s} \quad (168)$$

$$R_p(f_R) = \frac{L_s}{R_s C_1} \quad (169)$$

### Etude en translation :

Pour des tests préliminaires, nous avons utilisé les inductances plastroniques 2D de l'Annexe 5 avec un circuit électronique comportant le LDC 1000. Le schéma du circuit électronique est montré sur la Figure 205.

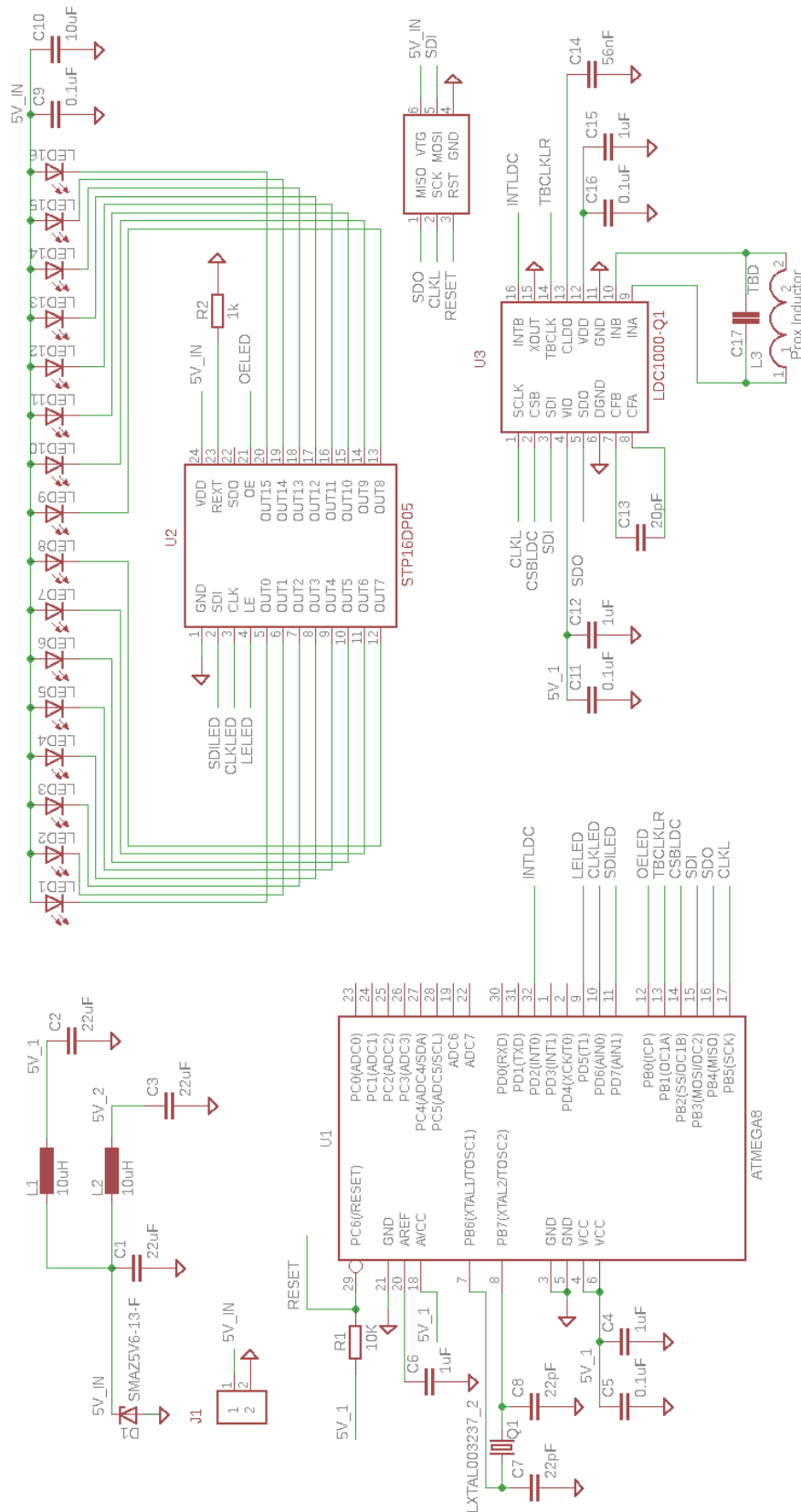


Figure 205 : Schéma du circuit électronique de capteur de proximité inductif en plastronique.

Une petite plaque métallique en aluminium de dimension 30×30×1 mm a été placée en face des inductances de mesure comme sur la Figure 203, puis éloignée à l'aide d'un axe de translation micrométrique.

Les valeurs de la résistance parallèle  $R_p$  et l'inductance  $L_s$  ont été mesurées pour chaque pas de 1 mm. La Figure 206 montre l'évolution de  $L_s$  et  $R_p$  en fonction de la distance de l'objet métallique. Ces données montrent qu'il est possible de lier la mesure de  $L_s$  et  $R_p$  avec la distance d'éloignement.

Nous remarquons que les courbes ont une forte variation lorsque la distance est faible, ce qui signifie que le capteur est sensible pour les faibles distances (Par exemple, la mesure est précise jusqu'à 1 cm pour l'inductance i21+ et jusqu'à 1,5 cm pour l'inductance i15+). Cette distance peut être considérablement augmentée en améliorant le facteur de qualité des inductances.

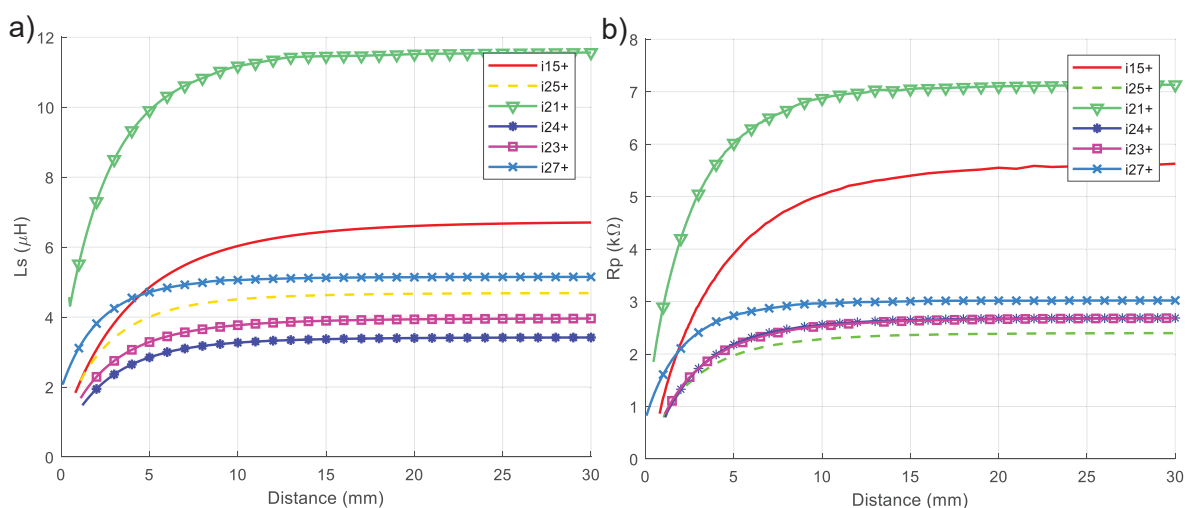


Figure 206 : Mesure de a)  $L_s$  et b)  $R_p$  en fonction de la distance de la plaque métallique.

Après cette étude, nous avons fabriqué deux démonstrateurs pour des salons.

### Fabrication d'un capteur inductif pour un démonstrateur de salon :

La société S2P a souhaité créer un démonstrateur de salon en forme de ballon et intégrant plusieurs fonctionnalités (mesure de température, anti-intrusion, antenne, éclairage LED etc.). Ce ballon est constitué d'un assemblage de pièces sphériques à frontières hexagonales ou pentagonales (Figure 208) ayant chacune un élément de démonstration.

L'une des fonctionnalités sur ce ballon est un capteur inductif s'intégrant à sa surface.

Afin de démontrer le potentiel de la plastronique par structuration laser, l'inductance de ce capteur doit être faite uniquement avec cette technologie.

Pour réaliser ce capteur, nous avons choisi de tester 3 inductances de grande taille et ayant un nombre de tours différents. Elles ont toutes les trois un diamètre externe  $D_o$  de 52 mm et leur géométrie est décrite dans le Tableau 56.

Numéro	Forme	Nombre de couches	$D_o$ (mm)	$n$	$w$ ( $\mu\text{m}$ )	$s$ ( $\mu\text{m}$ )	$e$ ( $\mu\text{m}$ )
i28	Ronde	1	52	16,5	800	250	8
i29	Ronde	1	52	21,5	500	250	8
i30	Ronde	1	52	26,5	350	250	8

Tableau 56 : Géométries des inductances étudiées pour le capteur de proximité en plastronique par structuration laser.





Figure 207 : Inductance i29 sur une calotte sphérique à frontière hexagonale.

Pour les trois géométries présentées, les mesures obtenues sont respectivement une inductance de  $9,6 \mu\text{H}$ ,  $18,4 \mu\text{H}$  et  $29 \mu\text{H}$ , et un facteur de qualité maximum de 26, 27 et 27 à  $6,78 \text{ MHz}$ . Ce facteur de qualité est faible, mais suffisant pour faire un démonstrateur de capteur de proximité.

Notons que l'inductance i29 présente un facteur de qualité plus élevé et elle est également plus robuste que l'inductance i30 (ses pistes sont plus larges). Elle a donc été choisie pour faire le démonstrateur.

Nous avons fabriqué un capteur de proximité en utilisant l'inductance numéro i29 et le circuit électronique de la Figure 205. Il dispose d'un afficheur avec 16 LEDs bleues qui permet d'indiquer 16 seuils de distance d'un objet métallique. Plus l'objet métallique se rapproche de l'inductance, plus l'afficheur allume des LEDs.

Ce capteur a été installé sur le démonstrateur en forme de ballon que nous montrons sur la Figure 208. Il a servi lors des expositions dans des salons afin de montrer le potentiel de la technologie plastronique par structuration laser.



Figure 208 : Capteur de proximité en plastronique 3D sur un démonstrateur de salon en forme de ballon.

### Fabrication d'un démonstrateur avec un capteur de proximité omnidirectionnel :

Le second démonstrateur pour des salons que nous avons fabriqué est un capteur de proximité omnidirectionnel.

Nous nous sommes tout particulièrement intéressés à une forme 3D en sphère ayant des inductances disposées sur sa surface. La sphère fait environ 5 cm de diamètre et dispose de 11 inductances à frontière, pentagonale ou trapézoïdale (Figure 209 a).

Il a été décidé de fabriquer la sphère par un assemblage de deux demi-sphères (Figure 209 b,c), qui une fois assemblées constitue la sphère détectrice (Figure 209 a). Ce découpage permet d'accéder aux surfaces internes de la sphère, accès qui est nécessaire pour la connectique des inductances.

Les détails du capteur de proximité plastronique et sa réalisation sont présentés dans l'article [133].

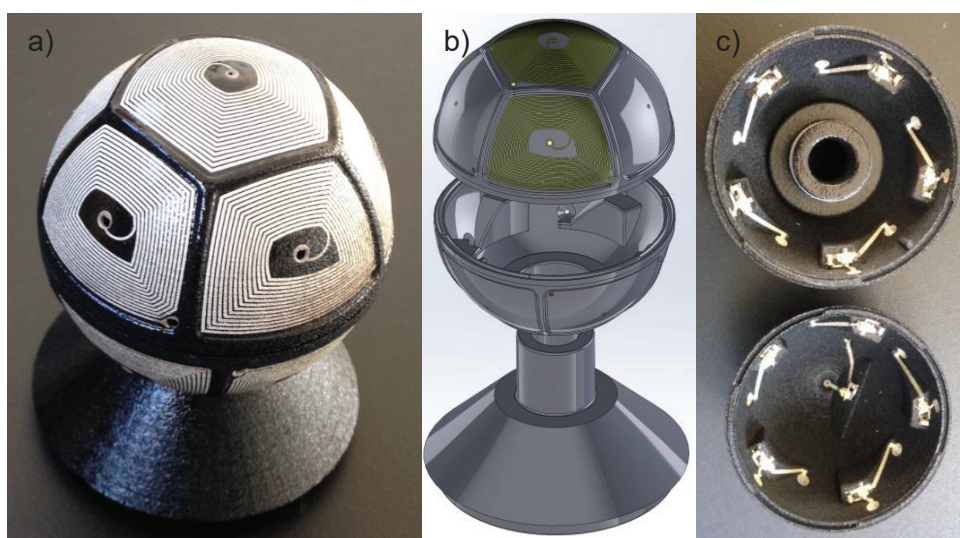


Figure 209 : Réseau de 11 inductances disposées sur une sphère en 3D a) Sphère, b) CAO et c) vu intérieur.

Les pièces plastiques de forme 3D ont été fabriquées par impression 3D par frittage de poudre en polymère PA 12 (polyamide 12). Elles ont été ensuite apprêtées avec la laque ProtoPaint. Les inductances ont été fabriquées par structuration laser et métallisées par chimie autocatalytique, permettant ainsi d'obtenir une épaisseur estimée à 8  $\mu\text{m}$  de cuivre.

En fonction de l'interpiste choisi initialement, l'épaisseur d'électrodéposition est limitée par la croissance latérale des pistes conductrices. Pour des interpistes de 250  $\mu\text{m}$ , des épaisseurs déposées dépassant 18  $\mu\text{m}$  peuvent, par la croissance latérale du dépôt, associée à la rugosité importante de la pièce en SLS, créer des courts-circuits. Ainsi, les pistes conductrices de ces inductances ont été épaissies par électrodéposition avec une épaisseur estimée de 18  $\mu\text{m}$  de cuivre.

Par soucis d'uniformité, toutes les inductances présentes sur une demi-sphère ont été épaissies simultanément, en utilisant une contre-électrode en forme de demi-sphère avec un diamètre supérieur d'environ 2 cm (Figure 210). Suite à l'électrodéposition une finition d'étamage à froid a permis de protéger les pistes conductrices de l'oxydation.

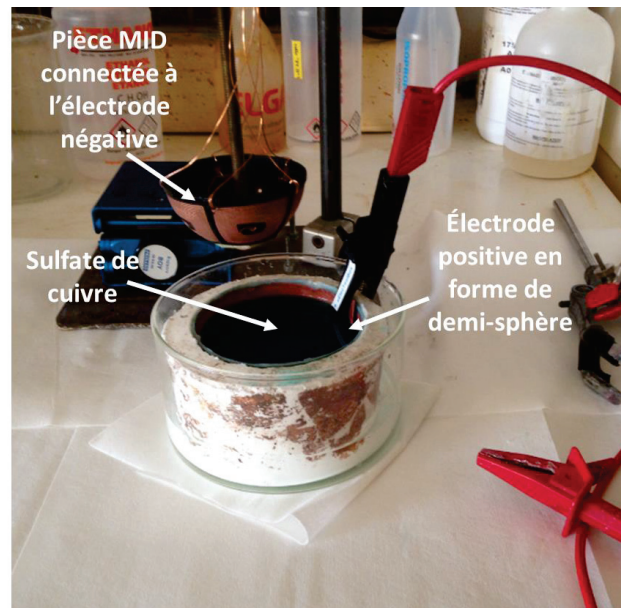


Figure 210 : Electrodeposition de 18  $\mu\text{m}$  cuivre sur des inductances 3D.

Le capteur a été testé et nous montrons sur la Figure 211 l'évolution de la mesure de  $L_S$  en fonction de la position angulaire de l'objet sur 2 inductances pentagonales du capteur. Il est possible de constater que le minimum de  $L_S$  est un angle de  $72^\circ$ , ce qui correspond bien à la distance angulaire entre le centre de ces 2 inductances.

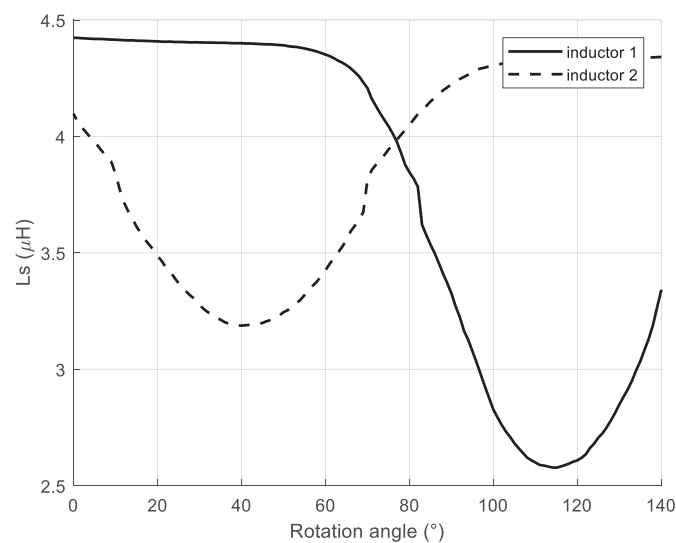


Figure 211 : Mesure de  $L_S$  sur 2 inductances de la sphère du capteur de proximité.

Une plateforme de démonstration a été fabriquée pour le capteur omnidirectionnel (Figure 212). Cet appareil permet de détecter la position d'un objet métallique en 3D et d'indiquer cette position à travers un cube de LED. Lorsqu'un objet se rapproche du capteur, il allume les LEDs correspondant à la position détectée.



Figure 212 : Capteur de proximité 3D en plastronique.

## Annexe 7: Procédé chimique LDS

Dans cette annexe nous listons les produits chimiques utilisés lors de la fabrication des inductances en plastronique. Cette fabrication a été faite dans le laboratoire chimique de la société S2P.

Etape	Produit	Conditions
<b>Nettoyage avant laser</b>	Vigon US à 5%	60°C pendant 10 minutes
<b>Nettoyage après laser</b>	Vigon US à 5%	60°C pendant 10 minutes
<b>Autocatalyse du cuivre</b>	Circuposit 3350-1	50°C pendant 90 minutes
<b>Electrodéposition de cuivre</b>	Annexe 4	25°C suivant les formules (123) et (124)
<b>Autocatalyse du palladium</b>	Ronamerse SMT catalyst CF	23°C pendant 2 minutes
<b>Autocatalyse du Nickel</b>	NiPosit LT	57°C pendant 45 minutes
<b>Autocatalyse de l'or</b>	Auroelectroless SMT 525G	84°C pendant 15 minutes

## Annexe 8: Paramètres S

Dans le domaine des hautes fréquences il est plus précis de décrire un réseau avec des ondes plutôt qu'avec des courants et des tensions. Ainsi, dans le domaine de la RF, nous introduisons les paramètres S, qui sont des rapports entre les ondes sortantes et entrantes de chaque port du réseau. Ces paramètres sont utilisés pour mesurer des réseaux électriques linéaires grâce à des analyseurs de réseau, et pour en décrire le comportement électrique. Les réseaux sont habituellement quadripolaires, auquel cas nous parlons de réseau à 2 ports.

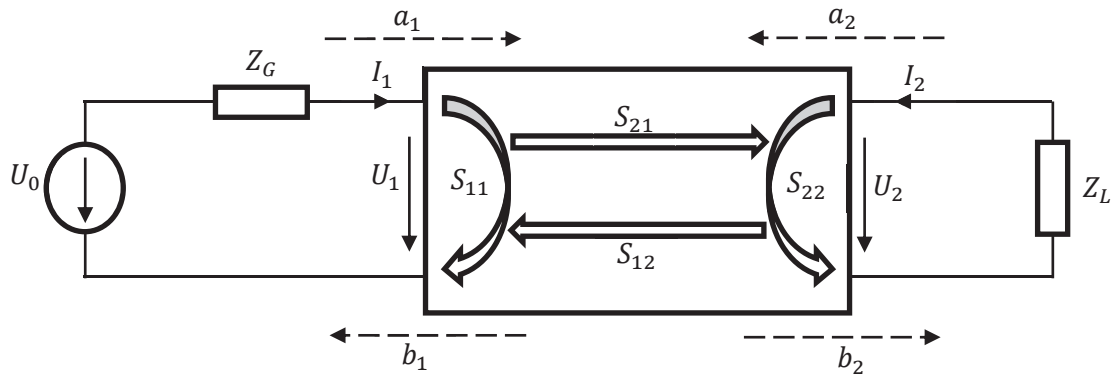


Figure 213 : Schéma des paramètres S d'un réseau à 2 ports.

La définition pour les ondes entrantes  $a_i$  et sortantes  $b_i$  est la suivante, leur dimension est en  $\sqrt{\text{watt}}$ .

$$a_i = \frac{U_i + I_i Z_0}{2\sqrt{Z_0}} \quad (170)$$

$$b_i = \frac{U_i - I_i Z_0}{2\sqrt{Z_0}} \quad (171)$$

Avec  $Z_0$  l'impédance caractéristique au niveau des ports.

La résolution des deux équations précédentes permet d'obtenir le courant et la tension au port  $i$ .

$$U_i = \sqrt{Z_0}(a_i + b_i) \quad (172)$$

$$I_i = \frac{1}{\sqrt{Z_0}}(a_i - b_i) \quad (173)$$

Le passage des ondes entrantes  $a_i$  vers les ondes sortantes  $b_i$  se fait avec la matrice S.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (174)$$

De ces équations, nous en déduisons tous les coefficients de la matrice S.

$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$  Coefficient de réflexion dans le cas où le port 2 est adapté à l'impédance caractéristique

$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$  Coefficient de réflexion dans le cas où le port 1 est adapté à l'impédance caractéristique

$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$  Coefficient de transmission du port 1 au port 2 dans le cas où le port 2 est adapté à l'impédance caractéristique

$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$  Coefficient de transmission du port 2 au port 1 dans le cas où le port 1 est adapté à l'impédance caractéristique

## Annexe 9: Conversion des paramètres S en paramètres Z

Cette annexe présente les tables de conversions permettant de passer des paramètres S vers d'autres paramètres à 2 ports, tels que l'impédance Z, l'admittance Y et la matrice chaîne ABCD.

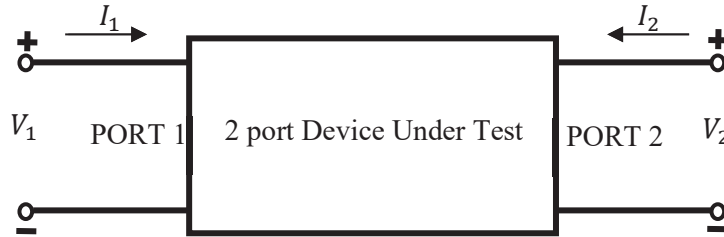


Figure 214 : Schéma des paramètres sur un système à 2 ports.

Si l'on considère un réseau possédant 2 ports, les relations ci-dessous relient les paramètres Z, Y et ABCD, avec les valeurs de courants et tensions de ces 2 ports.

$$\begin{cases} V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{cases} \quad (175)$$

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \\ I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \end{cases} \quad (176)$$

$$\begin{cases} V_1 = AV_2 - BI_2 \\ I_1 = CV_2 - DI_2 \end{cases} \quad (177)$$

Des relations de passage entre ces différents paramètres sont représentées ci-dessous, elles ont été extraites de la publication [134]. Le paramètre noté  $Z_0$  représente l'impédance caractéristique de référence et qui vaut  $50 \Omega$ .

Conversion entre les paramètres S et Z :

$$S_{11} = \frac{(Z_{11} - Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}} \quad Z_{11} = \frac{(Z_0 + Z_0S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}Z_0}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$$

$$S_{12} = \frac{2Z_{12}Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}} \quad Z_{12} = \frac{2S_{12}Z_0}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$$

$$S_{21} = \frac{2Z_{21}Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}} \quad Z_{21} = \frac{2S_{21}Z_0}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$$

$$S_{22} = \frac{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} - Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}} \quad Z_{22} = \frac{(Z_0 + Z_0S_{22})(1 - S_{11}) + S_{12}S_{21}Z_0}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$$



Conversion entre les paramètres Y et Z :

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \frac{(1 - Y_{11}Z_0)(1 + Y_{22}Z_0) + Y_{12}Y_{21}Z_0^2}{(1 + Y_{11}Z_0)(1 + Y_{22}Z_0) - Y_{12}Y_{21}Z_0^2} & Y_{11} &= \frac{(1 - S_{11})(Z_0 + S_{22}Z_0) + S_{12}S_{21}Z_0^2}{(Z_0 + S_{11}Z_0)(Z_0 + S_{22}Z_0) - S_{12}S_{21}Z_0^2} \\
 S_{12} &= \frac{-2Y_{12}Z_0}{(1 + Y_{11}Z_0)(1 + Y_{22}Z_0) - Y_{12}Y_{21}Z_0^2} & Y_{12} &= \frac{-2S_{12}Z_0}{(Z_0 + S_{11}Z_0)(Z_0 + S_{22}Z_0) - S_{12}S_{21}Z_0^2} \\
 S_{21} &= \frac{-2Y_{21}Z_0}{(1 + Y_{11}Z_0)(1 + Y_{22}Z_0) - Y_{12}Y_{21}Z_0^2} & Y_{21} &= \frac{-2S_{21}Z_0}{(Z_0 + S_{11}Z_0)(Z_0 + S_{22}Z_0) - S_{12}S_{21}Z_0^2} \\
 S_{22} &= \frac{(1 + Y_{11}Z_0)(1 - Y_{22}Z_0) + Y_{12}Y_{21}Z_0^2}{(1 + Y_{11}Z_0)(1 + Y_{22}Z_0) - Y_{12}Y_{21}Z_0^2} & Y_{22} &= \frac{(1 - S_{22})(Z_0 + S_{11}Z_0) + S_{12}S_{21}Z_0^2}{(Z_0 + S_{11}Z_0)(Z_0 + S_{22}Z_0) - S_{12}S_{21}Z_0^2}
 \end{aligned}$$

Conversion entre les paramètres S et ABCD :

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \frac{AZ_0 + B - CZ_0^2 - DZ_0}{AZ_0 + B + CZ_0^2 + DZ_0} & A &= \frac{(Z_0 + S_{11}Z_0)(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}Z_0}{2S_{21}Z_0} \\
 S_{12} &= \frac{2(AD - BC)Z_0}{AZ_0 + B + CZ_0^2 + DZ_0} & B &= \frac{(Z_0 + S_{11}Z_0)(Z_0 + S_{22}Z_0) - S_{12}S_{21}Z_0^2}{2S_{21}Z_0} \\
 S_{21} &= \frac{2Z_0}{AZ_0 + B + CZ_0^2 + DZ_0} & C &= \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}Z_0} \\
 S_{22} &= \frac{-AZ_0 + B - CZ_0^2 + DZ_0}{AZ_0 + B + CZ_0^2 + DZ_0} & D &= \frac{(Z_0 + S_{22}Z_0)(1 - S_{11}) + S_{12}S_{21}Z_0}{2S_{21}Z_0}
 \end{aligned}$$

## Annexe 10: Correction OPEN-SHORT

Lors de la mesure des paramètres S avec un VNA, il faut faire attention aux différents parasites présents entre l'appareil de mesure et l'inductance.

En ce qui concerne les connecteurs et les sondes de l'analyseur, leurs parasites sont compensés grâce à un calibrage type SOLT [135]. En revanche, il reste toujours des parasites dus aux contacts des sondes et des pistes d'accès, des parasites dus aux longueurs des pistes d'accès, et des parasites dus au couplage entre les pistes d'accès et la masse. Pour éliminer ceux-ci il faut faire une correction OPEN-SHORT. Cette méthode consiste à réaliser une mesure d'un court-circuit appelé SHORT, puis une mesure d'un circuit ouvert appelé OPEN et enfin une mesure du circuit à tester appelé DUT (Device Under Test). Ensuite, nous retirons les parasites grâce à l'approche Short-Open ou Open-Short.

Correction Short-Open :

$$S_{\text{Corrigé}} = Y_{\text{toS}}(Z_{\text{toY}}(Z_{\text{DUT}} - Z_{\text{SHORT}}) - Z_{\text{toY}}(Z_{\text{OPEN}} - Z_{\text{SHORT}})) \quad (178)$$

Avec  $Y_{\text{toS}}$  la conversion des paramètres Y en paramètres S et  $Z_{\text{toY}}$  la conversion des paramètres Z en paramètres Y. (voir Annexe 9)

Correction Open-Short :

$$S_{\text{Corrigé}} = Z_{\text{toS}}(Y_{\text{toZ}}(Y_{\text{DUT}} - Y_{\text{OPEN}}) - Y_{\text{toZ}}(Y_{\text{SHORT}} - Y_{\text{OPEN}})) \quad (179)$$

Avec  $Z_{\text{toS}}$  la conversion des paramètres Z en paramètres S et  $Y_{\text{toZ}}$  la conversion des paramètres Y en paramètres Z. (voir Annexe 9)

Il est à noter que ces deux méthodes de correction ne sont pas les seuls et qu'il en existe d'autres [136].

# Annexe 11: Mesure des paramètres TEDIM au VNA

Dans une TEDIM, les trois paramètres qui nous intéressent sont le facteur de couplage  $k$ , le rendement  $\eta$  et de la puissance de sortie  $P_{out}$ . Dans cette annexe nous montrons une méthode pour mesurer ces paramètres avec un VNA ou un impédancemètre.

Nous remarquons que l'ajout de connectique sur ces appareils de mesure peut introduire des erreurs de mesure. Pour tenir compte de ces erreurs, nous réalisons systématiquement un calibrage SHORT OPEN LOAD THRU (SOLT) sur chaque appareil de mesure que nous utilisons.

De plus, si l'objet de mesure présente une connectique ou alors des pistes conductrices qui n'ont pas pu être corrigées par le calibrage SOLT, il est possible de réduire les erreurs qu'ils introduisent par une méthode SHORT-OPEN (voir Annexe 10).

## Mesure du facteur de couplage

La mesure du facteur de couplage peut se faire avec le montage de la Figure 215 [138]. Cette mesure ne peut être effectuée que sur un montage type RL-RL, c'est-à-dire uniquement sur deux bobines couplées, sans capacité et sans charge. Suite à une mesure des paramètres S, puis une conversion en paramètres Z, le calcul de  $k$  peut se faire avec l'équation (180).

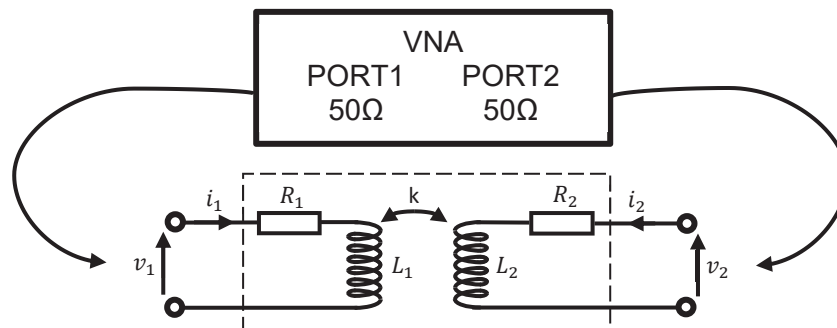
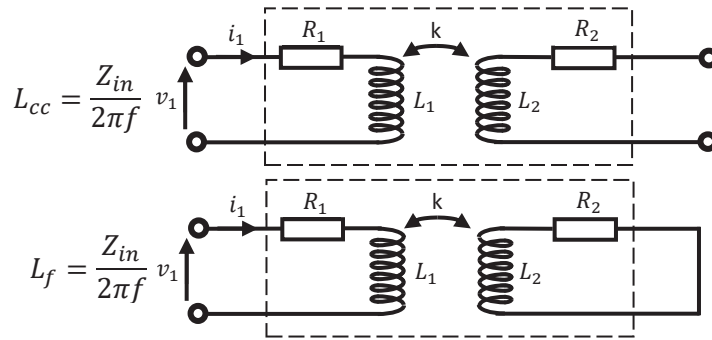


Figure 215: Mesure du lien inductif au VNA.

$$k = \sqrt{\frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{11}Z_{22}}} \quad (180)$$

Il est également possible de mesurer le facteur de couplage avec un impédancemètre. Pour ce faire, il faut effectuer une mesure de l'impédance  $Z_{in}$  de l'inductance lorsque le secondaire est en circuit ouvert  $L_o$ , puis une mesure de l'impédance  $Z_{in}$  de l'inductance lorsque le secondaire est en court-circuit  $L_{cc}$  [137]. Le facteur de couplage peut ensuite être calculé avec la formule (181). L'inconvénient de cette méthode est qu'il devient difficile de mesurer précisément  $k$  lorsque celui-ci est très faible.


 Figure 216: Mesure de  $k$  avec un impédancemètre.

$$k = \sqrt{\left(1 - \frac{L_{cc}}{L_o}\right)} \quad (181)$$

### Mesure du rendement et de la puissance de sortie

Pour la mesure de  $\eta$  et  $P_{out}$ , il faut le faire sur le système complet (charge et capacités d'accord comprises) comme sur la Figure 217 [138]. Les paramètres peuvent ensuite être extraits grâce aux formules (182) et (183).

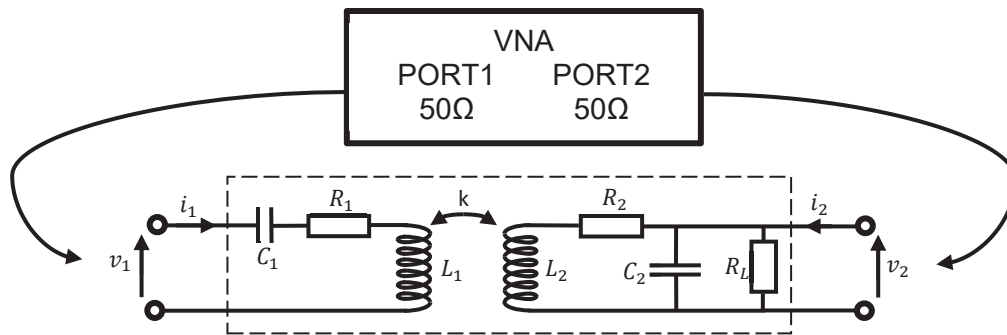


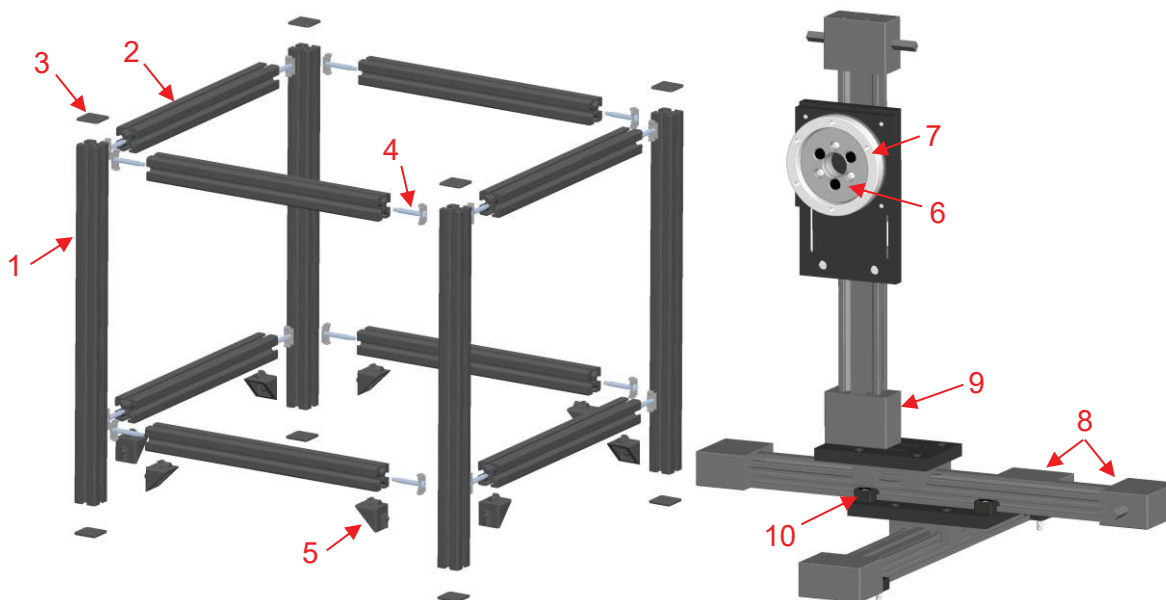
Figure 217: Mesure du lien inductif en résonance au VNA.

$$\eta = \frac{|Z_{12}|^2}{R_L |Z_{22}| \cos(\text{phase}(Z_{22}))} \quad (182)$$

$$P_{out} = \frac{|V_2|^2}{2R_L} = \frac{|V_1|^2}{2R_L |Z_{22}|^2} |Z_{12}|^2 \quad (183)$$

## Annexe 12: Plan mécanique de la boîte émettrice

Ci-dessous nous montrons la liste des composants mécaniques pour fabriquer la boîte émettrice.



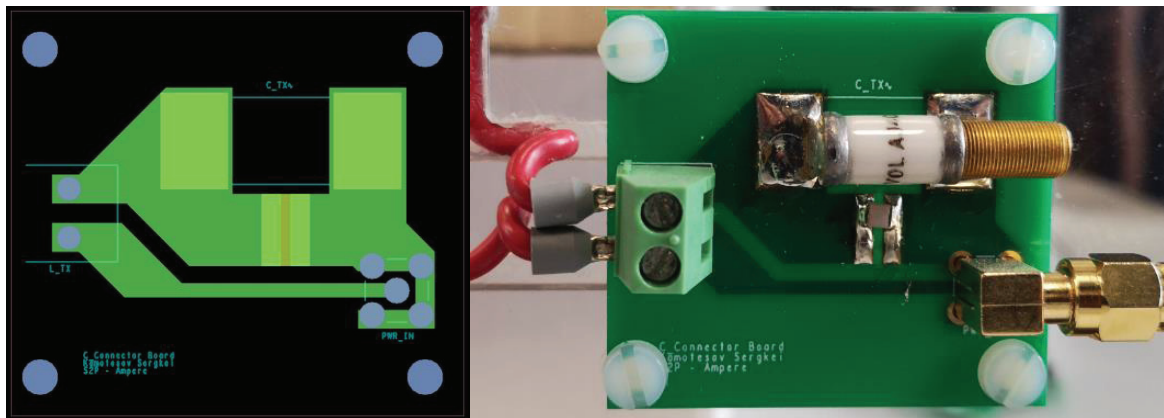
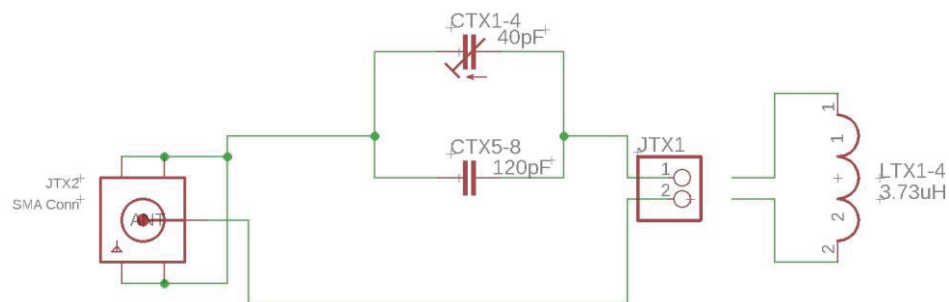
1	Profilé Elcom KH 8 40x40 600mm, anthracite, 0.0.626.86
2	Profilé Elcom KH 8 40x40 436mm, anthracite, 0.0.626.86
3	Embout profilé St 8 40x40, 0.0.494.33
4	Fixation standard KH 8, 0.0.642.18
5	Kit équerre 8 40x40 PA, 0.0.647.03
6	Plateau tournant iglidur® PRT forme 02, PRT-02-20-P PRT-02-20
7	Disques de support, PRT-01-20-DR-POM
8	Module linéaire drylin® à courroie crantée, ZLW-0630-C-250
9	Module linéaire drylin® à courroie crantée, ZLW-0630-C-200
10	Élément de fixation pour table ZLW-0630, ZTZ-063006

## Annexe 13: Circuits électroniques

Ci-après, nous montrons les fichiers Gerbers et le circuit de toutes les cartes électroniques utilisées dans ce projet.

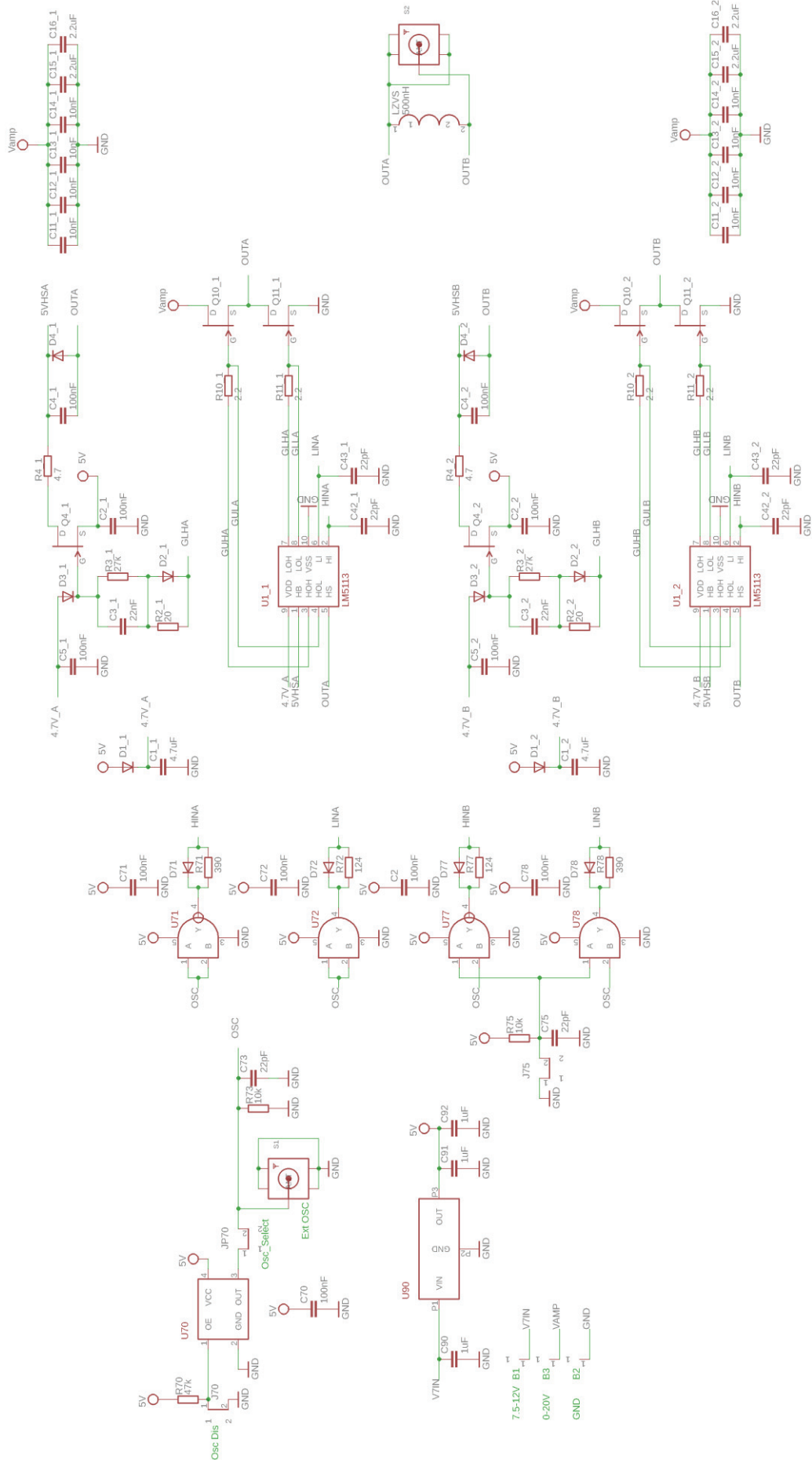
### Circuit émetteur

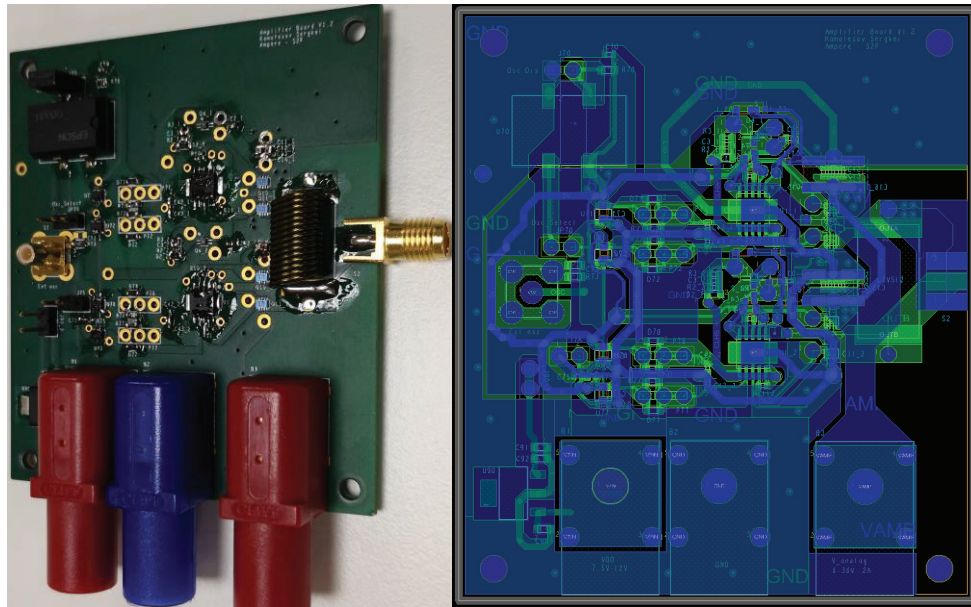
Le circuit émetteur est un circuit intermédiaire entre l'amplificateur et l'inductance émettrice. Il contient quelques connecteurs ainsi que la capacité d'accord pour régler la fréquence de 6,78 MHz.



### Circuit Amplificateur

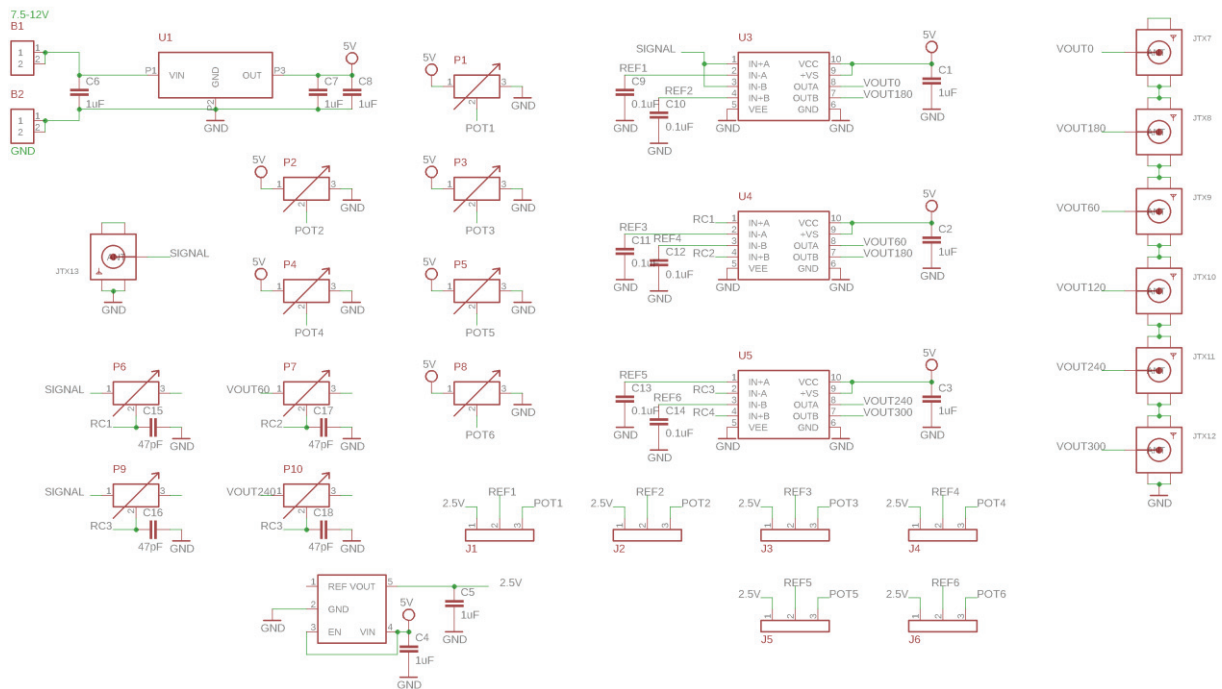
Le circuit amplificateur est un amplificateur class D ZVS. Il est alimenté par 2 sources de tension, une source à 10V pour alimenter les composants et une source variable entre 0 V et 30 V pour alimenter le circuit LC résonant. Il est possible de piloter l'amplificateur par un signal d'horloge externe de 6,78 MHz ou alors d'utiliser la source déjà présente sur la carte.



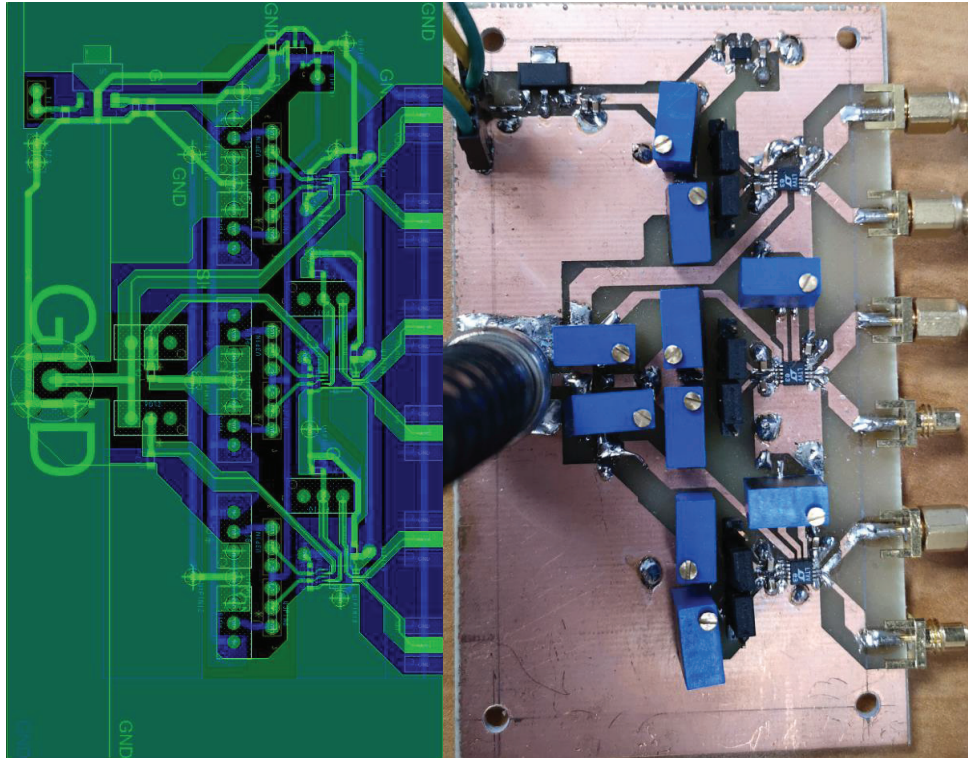


### Circuit déphaseur

Le circuit déphaseur permet de configurer le déphasage pour 6 signaux d'horloge. Il est utilisé pour commander les 4 amplificateurs de la boîte émettrice.

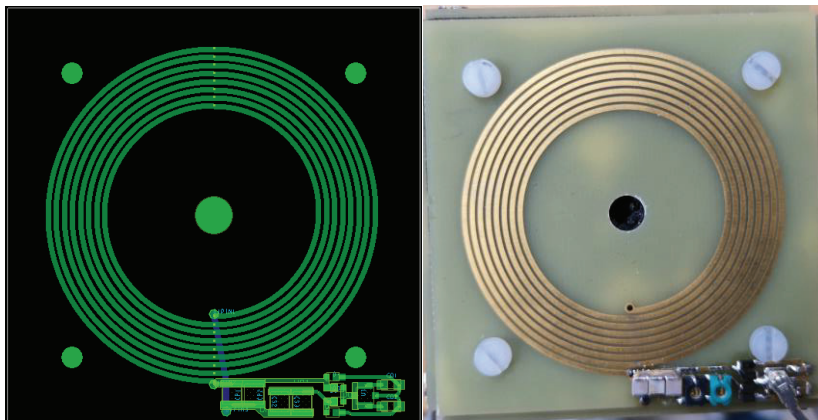
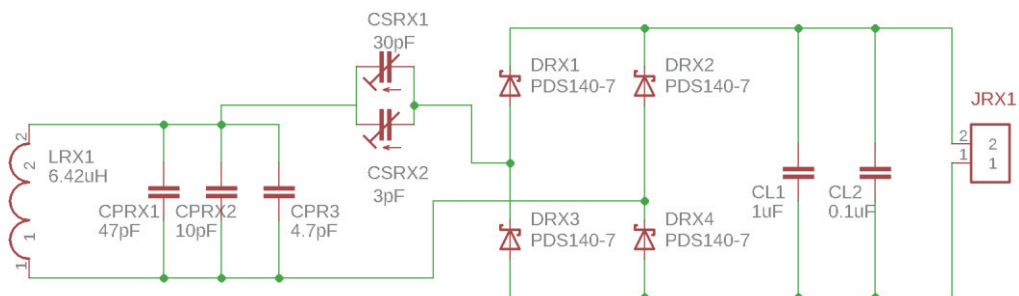






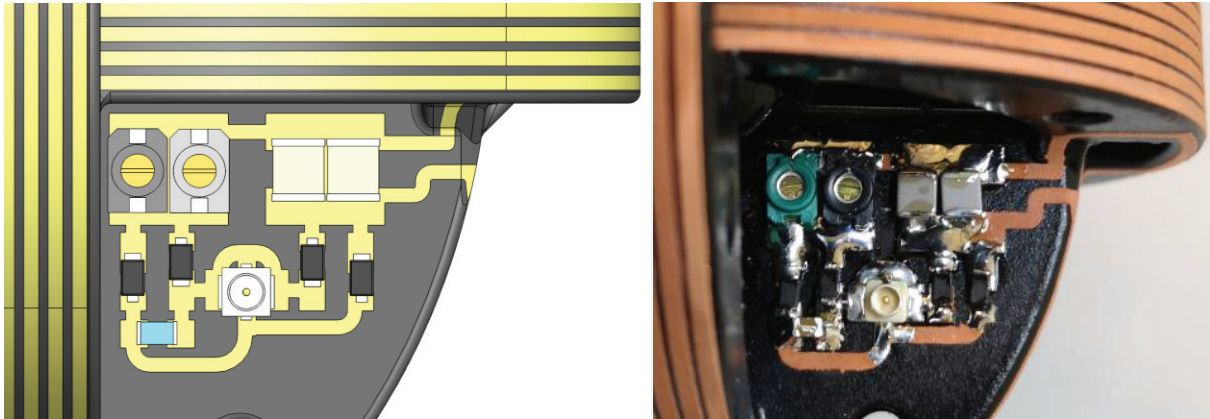
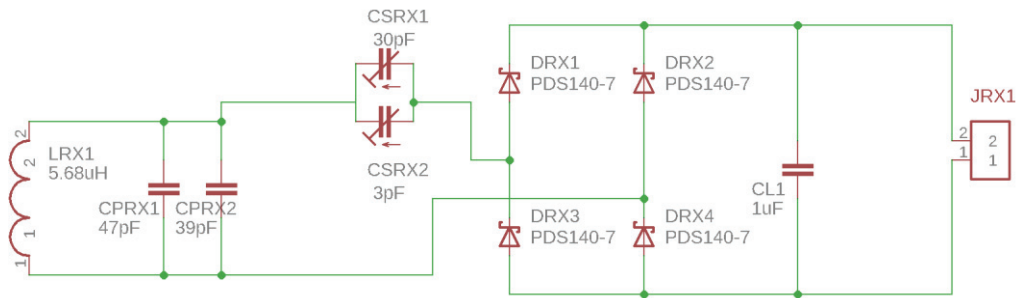
### Circuit récepteur cube

Le circuit récepteur plastronique dispose d'une inductance réceptrice, de capacités d'accordage et d'un redressement.



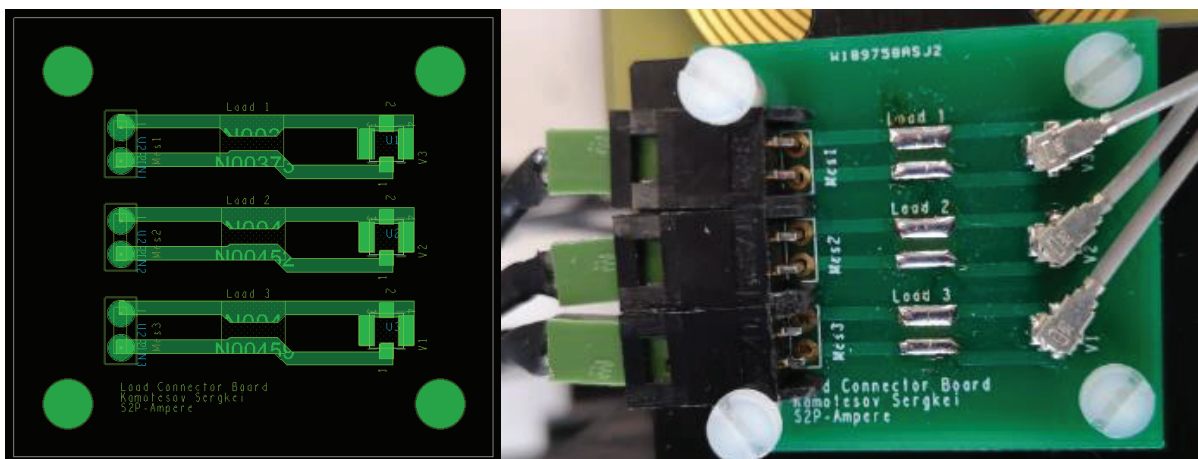
### Circuit récepteur plastronique

Le circuit récepteur plastronique est identique à celui du cube. Seules les capacités d'accordage ont changé.



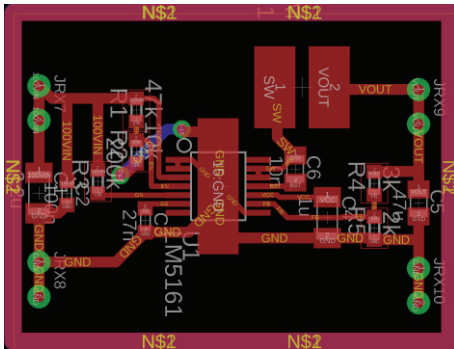
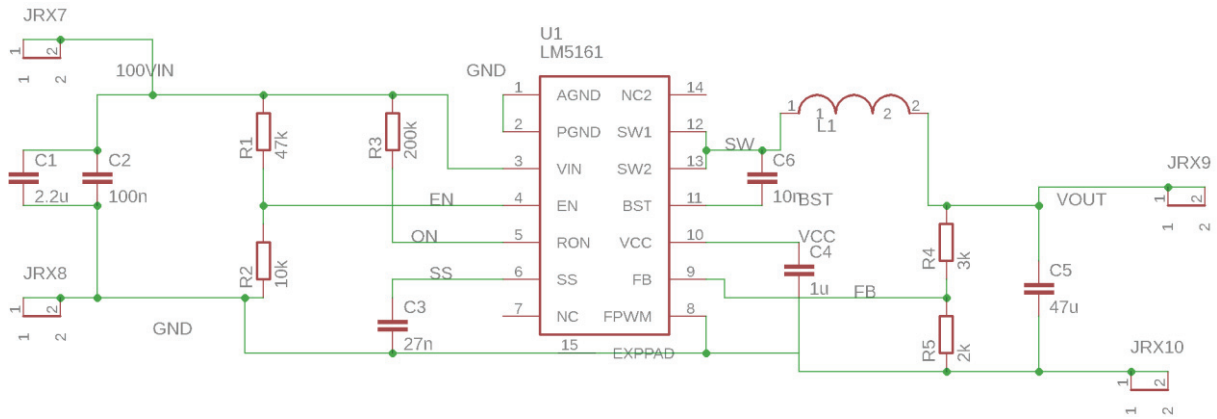
### Circuit de charge

Le circuit de charge est relié par un connecteur UFL (à droite) au circuit récepteur et par un autre connecteur (à gauche) à un voltmètre. Il permet de connecter la sortie du récepteur à une charge  $R_{Li}$  (notée Load 1, Load 2 et Load 3 sur le circuit) et de mesurer la tension aux bornes de cette charge avec le voltmètre. Le récepteur cube nécessite 2 circuits de charge pour ses 6 sorties redressées et le récepteur 1 en plastronique nécessite un seul circuit de charge pour ses 3 sorties redressées.



### Circuit pour le drone

Le circuit Drone est un convertisseur DC/DC pour transformer la tension d'entrée, qui peut varier entre 0 et 100 V, en une tension de sortie à 4 V.



## Annexe 14: Liste des composants

Ci-dessous nous listons les composants de chaque circuit électronique de l'Annexe 13.

### Circuit inductance émettrice

$L_{tx1}$	1559 RD005	Fil de câblage Alpha Wire MIL-W-76, 2,1 mm <sup>2</sup> , 14 AWG, 1 kV PVC Rouge, bobine 30m
$J_{tx1}$	1715721	Bornier fil-à-carte, 5.08 mm, 2 Voies, 26 AWG, 14 AWG, 2.5 mm <sup>2</sup> , Par vis
$C_{tx1}$	AJ40HV	CAP TRIMMER 1.5-40PF 1000V SMD
$C_{tx2}$	VJ1111D121KXGAT	CAP CER 120PF 1KV C0G/NP0 1111
$J_{tx2}$	5-1814400-1	Connecteur coaxial / RF, Coaxial SMA, Jack angle droit, A souder, 50 ohm, Cuivre-béryllium

### Connecteur inductance émettrice

$J_{tx3}$	132113	CONN SMA PLUG STR 50 OHM SOLDER
	9058X BK005	Câble coaxial, RG-58, 20 AWG, 0.52 mm <sup>2</sup> , 53.5 ohm, 100 ft, 30.5 m
$J_{tx4}$	132113	CONN SMA PLUG STR 50 OHM SOLDER

### Circuit amplificateur

$S_1$	26-09-TGG	Connecteur coaxial / RF, Coaxial SMC, Jack droit, Traversant vertical, 50 ohm, Laiton
$S_2$	5-1814832-1	Connecteur coaxial / RF, Coaxial SMA, Jack droit, A souder, 50 ohm, Cuivre-béryllium
$L_{ZVS12}$	2929SQ-501JEC	Inductance Noyaux Air, Carré, 500 nH, 4.3 A, Série 2929SQ, $\pm 5\%$ , 14mm x 7.49mm x 7.24mm, 0.0165 ohm
$Q_4$	EPC2038	TRANS GAN 100V 2.8OHM BUMPED DIE
$Q_{10}, Q_{11}$	EPC2007C	TRANS GAN 100V 6A BUMPED DIE
$D_1$	BAT54KFILM	DIODE SCHOTTKY 40V 300MA SOD523
$D_2, D_3,$ $D_{71}, D_{72},$ $D_{77}, D_{78},$	SDM03U40-7	DIODE SCHOTTKY 30V 30MA SOD523
$D_4$	DZ2S051M0L	DIODE ZENER 5.1V 150MW SSMINI2
$U_1$	LM5113SD/NOPB	IC GATE DVR HALF BRIDGE 4A 10SON
$U_{70}$	SGR-8002JA-PHB	OSC PROG CMOS 5V EN/DS 50PPM SMD PRG 6.78 MHz
$U_{71}, U_{78}$	NC7SZ00P5X	IC GATE NAND 1CH 2-INP SC-70-5
$U_{72}, U_{77}$	NC7SZ08P5X	IC GATE AND 1CH 2-INP SC-70-5
$U_{90}$	MCP1703T-5002E/DB	IC REG LDO 5V 0.25A SOT-223-3
$J_{70}, J_{P70},$ $J_{75}$	77311-818-02LF	CONN HEADER .100 SINGL STR 2POS
$B_2$	FCR7350L	Connecteur de test banane, 4mm, Embase, Montage PCB, 24 A, 1 kV, Contacts plaqués or, Bleu
$B_1, B_3$	FCR7350R	Connecteur de test banane, 4mm, Embase, Montage PCB, 24 A, 1 kV, Contacts plaqués or, Rouge
$C_1$	CL05A475MP5NRNC	CAP CER 4.7UF 10V X5R 0402
$C_2, C_4,$ $C_5$	GRM155R71C104KA88D	CAP CER 0.1UF 16V X7R 0402
$C_3$	C1005X7R1E223K050BB	CAP CER 0.022UF 25V X7R 0402
$C_{11}, C_{12},$ $C_{13}, C_{14}$	C1005X7S2A103K050BB	CAP CER 10000PF 100V X7S 0402
$C_{15}, C_{16}$	12101C225KAT2A	CAP CER 2.2UF 100V X7R 1210
$C_{42}, C_{43},$ $C_{75}$	C0402C220J5GACTU	CAP CER 22PF 50V NP0 0402

$C_{70}$	C1005X7R1E104K050BB	CAP CER 0.1UF 25V X7R 0402
$C_{71}, C_{72}, C_{77}, C_{78}$	C1608X7R1E104K080AA	CAP CER 0.1UF 25V X7R 0603
$C_{73}$	DNP	DNP
$C_{90}, C_{91}, C_{92}$	C1608X7R1E105K080AE	CAP CER 1UF 25V X7R 0603
$R_2$	RMCF0402JT20R0	RES SMD 20 OHM 5% 1/16W 0402
$R_3$	ERJ-2GEJ273X	RES SMD 27K OHM 5% 1/10W 0402
$R_4$	RMCF0402FT4R70	RES 4.7 OHM 1% 1/16W 0402
$R_{10}, R_{11}$	RC0402JR-072R2L	RES SMD 2.2 OHM 5% 1/16W 0402
$R_{70}$	RMCF0603JT47K0	RES SMD 47K OHM 5% 1/10W 0603
$R_{71}, R_{78}$	RMCF0603FT390R	RES SMD 390 OHM 1% 1/10W 0603
$R_{72}, R_{77}$	ERJ-3EKF1240V	RES SMD 124 OHM 1% 1/10W 0603
$R_{73}$	RC0603JR-0710KL	RES SMD 10K OHM 5% 1/10W 0603
$R_{75}$	ERJ-2GEJ103X	RES SMD 10K OHM 5% 1/10W 0402

### Connecteur inductance émettrice

$J_{tx5}$	152107	CONNECTOR, SMC, PLUG, 50 OHM, CABLE
	MRG1740.0050	Câble coaxial, RG174 A/U, 50 Ohms, RG174A, 50 ohm, 164 ft, 50 m
$J_{tx6}$	152101	CONN SMC PLUG STR 50 OHM SOLDER

### Déphaseur

$J_{tx7}, J_{tx8}, J_{tx9}, J_{tx10}, J_{tx11}, J_{tx12}$	546-3456	Connecteur SMC Femelle, 50Ω, Montage sur CI
$J_{tx13}$	1634503-1	Connecteur BNC, Femelle, Droit à souder, 50Ω Montage sur CI
$U_1$	MCP1703T-5002E/DB	IC REG LDO 5V 0.25A SOT-223-3
$U_2$	LM4120IM5-2.5/NOPB	Référence de tension, 2.5V LM4120IM5-2.5/NOPB, Fixed, Iout max 5mA, Précision ±0.5 %, SOT-23 5 .
$U_3, U_4, U_5$	LT1715IMS#PBF	Comparateur LT1715IMS#PBF, CMOS, TTL 0.004μs 2 canaux MSOP 10 broches 2,7 → 12 V
$C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6, C_7, C_8$	C1608X7R1E105K080AE	CAP CER 1UF 25V X7R 0603
$C_9, C_{10}, C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{14}$	GRM155R71C104KA88D	CAP CER 0.1UF 16V X7R 0402
$C_{15}, C_{16}, C_{17}, C_{18}$	CL10C470JB8NCNC	CAP CER 47PF 50V C0G/NP0 0603
$P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, P_6, P_7, P_8, P_9, P_{10}$	1623849-9	TRIMMER 5K OHM 0.5W TH
$J_1, J_2, J_3, J_4, J_5, J_6$	68001-203HLF	CONN HEADER VERT 3POS 2.54MM
$B_1, B_2$	77311-818-02LF	CONN HEADER VERT 2POS 2.54MM

### Circuit récepteur cube

$L_{rx1}$	PCB Design	Inductance i32 avec 0.4 μm de Ferrite, 6.42 μH
$L_{rx1}$	MHLL12060-200	Feuille, Blindage EMI, Ferrite, 60 mm x 120 mm x 0,2 mm (Double couche 60 mm x 60 mm)
$C_{p_{rx1}}$	VJ1111D470JXRAJ	CAP CER 47PF 1.5KV C0G/NP0 1111

$C_{p_{rx2}}$	VJ1111D100JXRAJ	CAP CER 10PF 1.5KV C0G/NP0 1111
$C_{p_{rx3}}$	VJ1111D4R7CXRAJ	CAP CER 4.7PF 1.5KV C0G/NP0 1111
$C_{s_{rx1}}$	SGC3S300NM	CAP TRIMMER 8-30PF 500V SMD
$C_{s_{rx2}}$	SGC3S030	CAP TRIMMER 1.2-3PF 500V SMD
$D_{rx1-4}$	PD3S140-7	DIODE SCHOTTKY 40V 1A POWERDI323
$C_{L1}$	UMK212B7105KG-T	CAP CER 1UF 50V X7R 0805
$C_{L2}$	GRM188R71H104KA93D	CAP CER 0.1UF 50V X7R 0603
$J_{rx1}$	U.FL-R-SMT(01)	CONN U.FL RCPT STR 50 OHM SMD

### Circuit récepteur plastronique

$L_{rx1}$	MID Design	Inductance solénoïde, 5.68 $\mu$ H
$C_{p_{rx1}}$	VJ1111D470JXRAJ	CAP CER 47PF 1.5KV C0G/NP0 1111
$C_{p_{rx2}}$	VJ1111D390JXRAJ	CAP CER 39PF 1.5KV C0G/NP0 111
$C_{s_{rx1}}$	SGC3S300NM	CAP TRIMMER 8-30PF 500V SMD
$C_{s_{rx2}}$	SGC3S030	CAP TRIMMER 1.2-3PF 500V SMD
$D_{rx1-4}$	PD3S140-7	DIODE SCHOTTKY 40V 1A POWERDI323
$C_{L1}$	UMK212B7105KG-T	CAP CER 1UF 50V X7R 0805
$J_{rx1}$	U.FL-R-SMT(01)	CONN U.FL RCPT STR 50 OHM SMD

### Connecteur inductance réceptrice

$J_{rx2}$	U.FL-2LP-088K1T-A-(150)	Assemblage câble coaxial / RF, U.FL Mâle, Fiche U.FL, 1.37mm, 50 ohm, 5.91", 150 mm
-----------	-------------------------	---

### Circuit de charge

$J_{rx3}$	U.FL-R-SMT(01)	CONN U.FL RCPT STR 50 OHM SMD
$R_L$	TBD	TBD
$J_{rx4}$	280377-2	Connecteur carte-à-carte, Gainé, 2.54 mm, 2 Contact(s), Embase, Série AMPMODU MOD II, Traversant

### Connecteur charge

$J_{rx5}$	925366-2	Connecteur fil-à-carte, 2.54 mm, 2 Contact(s), Embase, Série AMPMODU MOD IV, Sertissage
$J_{rx5}$	167021-2	Contact, Série AMPMODU MOD IV, Femelle, Sertissage, 28 AWG, Contacts plaqués or
	MRG1740.0050	Câble coaxial, RG174 A/U, 50 Ohms, RG174A, 50 ohm, 164 ft, 50 m
$J_{rx6}$	925366-2	Connecteur fil-à-carte, 2.54 mm, 2 Contact(s), Embase, Série AMPMODU MOD IV, Sertissage
$J_{rx6}$	167021-2	Contact, Série AMPMODU MOD IV, Femelle, Sertissage, 28 AWG, Contacts plaqués or

### Circuit pour le drone

$J_{rx7}, J_{rx8}, J_{rx9}, J_{rx10}$	77311-818-02LF	CONN HEADER .100 SINGL STR 2POS
$U_1$	LM5161PWPT	IC REG BCK FLYBCK ISO 14HTSSOP
$L_1$	744771147	FIXED IND 47UH 2.21A 75 MOHM SMD
$C_1$	CGA5L3X7S2A225K160AB	TDK Condensateur céramique multicouche CMS, 2.2 $\mu$ F, 100 V, 1206 [3216 Metric], $\pm$ 10%, X7S, Série CGA
$C_2$	GRM188R72A104KA35D	MURATA Condensateur céramique multicouche CMS, 0.1 $\mu$ F, 100 V, 0603 [1608 Metric], $\pm$ 10%, X7R, Série GRM
$C_3$	MC0603B273K500CT	MULTICOMP Condensateur céramique multicouche CMS, 27000 pF, 50 V, 0603 [1608 Metric], $\pm$ 10%, X7R, Série MC

$C_4$	MC1206B105K160CT	MULTICOMP Condensateur céramique multicouche CMS, 1 $\mu$ F, 16 V, 1206 [3216 Metric], $\pm$ 10%, X7R, Série MC
$C_5$	GRM21BR60J476ME15L	MURATA Condensateur céramique multicouche CMS, 47 $\mu$ F, 6.3 V, 0805 [2012 Metric], $\pm$ 20%, X5R, Série GRM
$C_6$	MC0805B103K201CT	MULTICOMP Condensateur céramique multicouche CMS, 10000 pF, 200 V, 0805 [2012 Metric], $\pm$ 10%, X7R, Série MC
$R_1$	ERJ3EKF4702V	PANASONIC ELECTRONIC COMPONENTS Résistance à puce CMS, Couche épaisse, 47 kohm, Série ERJ3E, 75 V, Couche épaisse
$R_2$	ERJ3EKF1002V	PANASONIC ELECTRONIC COMPONENTS Résistance à puce CMS, Couche épaisse, 10 kohm, Série ERJ3E, 75 V, Couche épaisse
$R_3$	MCWR06X2003FTL	MULTICOMP Résistance à puce CMS, Couche épaisse, 200 kohm, Série MCWR, 50 V, Couche épaisse
$R_4$	ERJ3EKF3001V	PANASONIC ELECTRONIC COMPONENTS Résistance à puce CMS, Couche épaisse, 3 kohm, Série ERJ3E, 75 V, Couche épaisse
$R_5$	ERJ3EKF2001V	PANASONIC ELECTRONIC COMPONENTS Résistance à puce CMS, Couche épaisse, 2 kohm, Série ERJ3E, 75 V, Couche épaisse

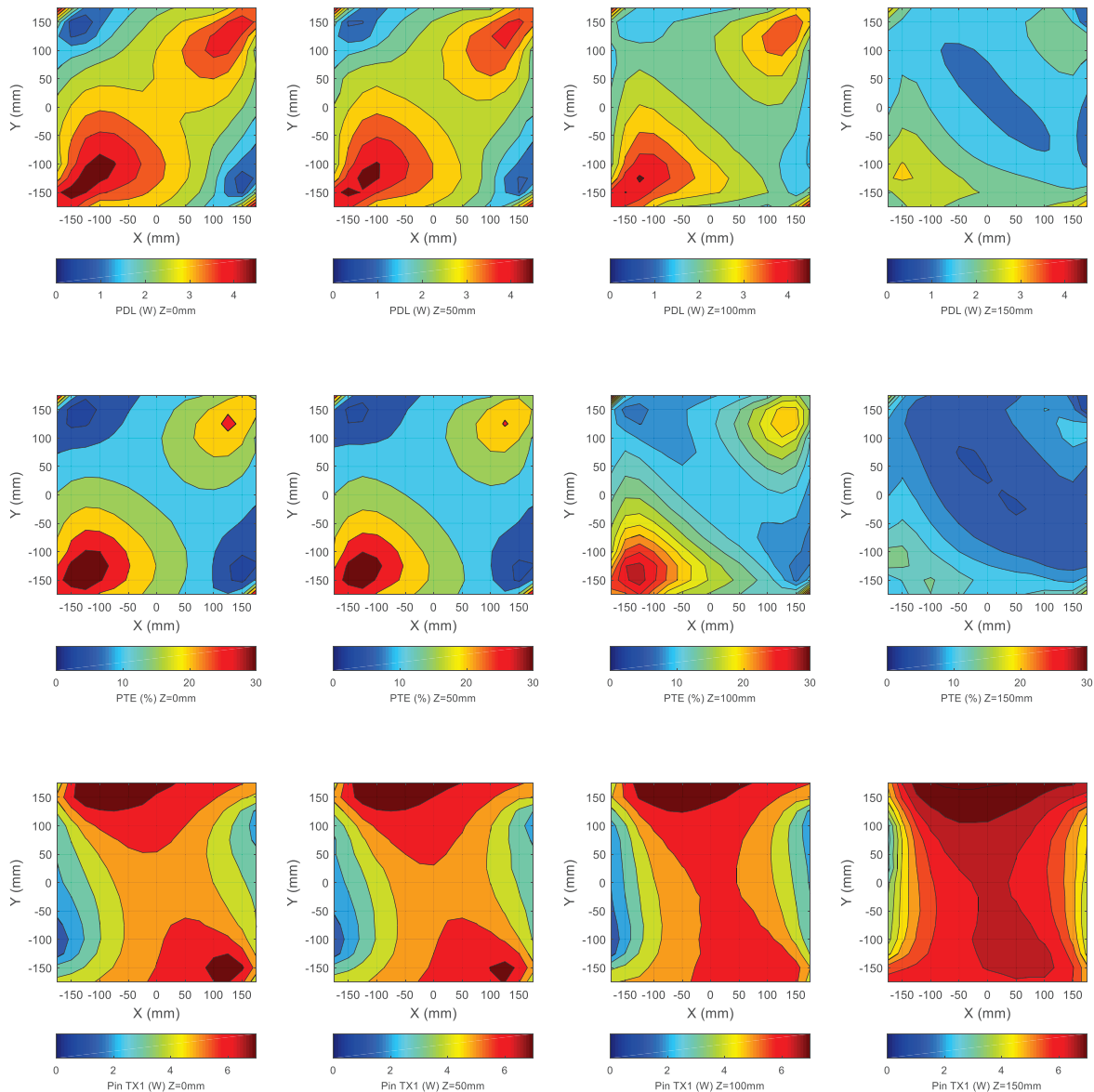
### Drone

$J_{rx11}$	77311-818-02LF	CONN HEADER .100 SINGL STR 2POS
$Drone_1$	B07FTN8NZS	Flying Ball

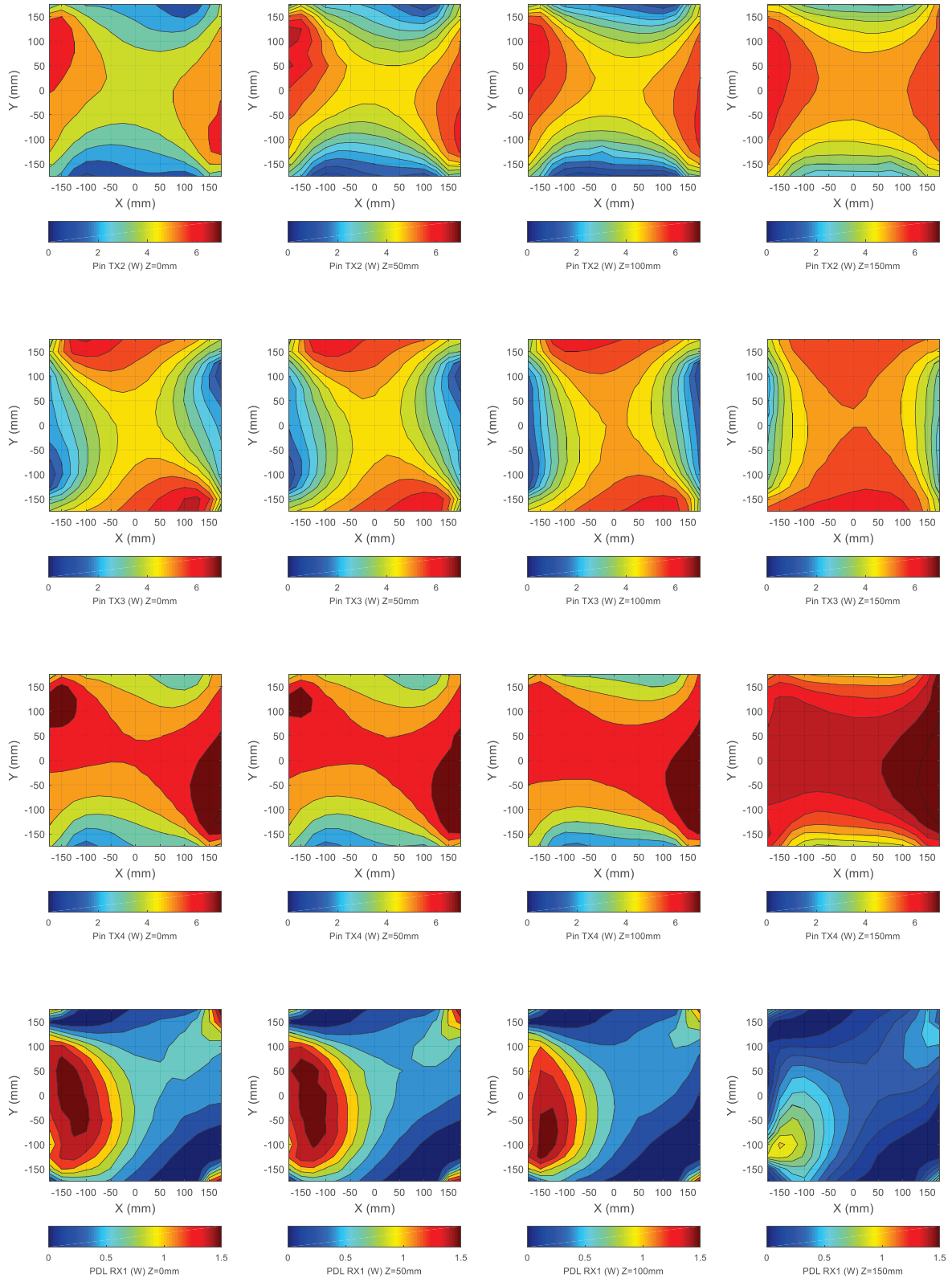
# Annexe 15: Résultats des mesures de puissance avec le récepteur cube

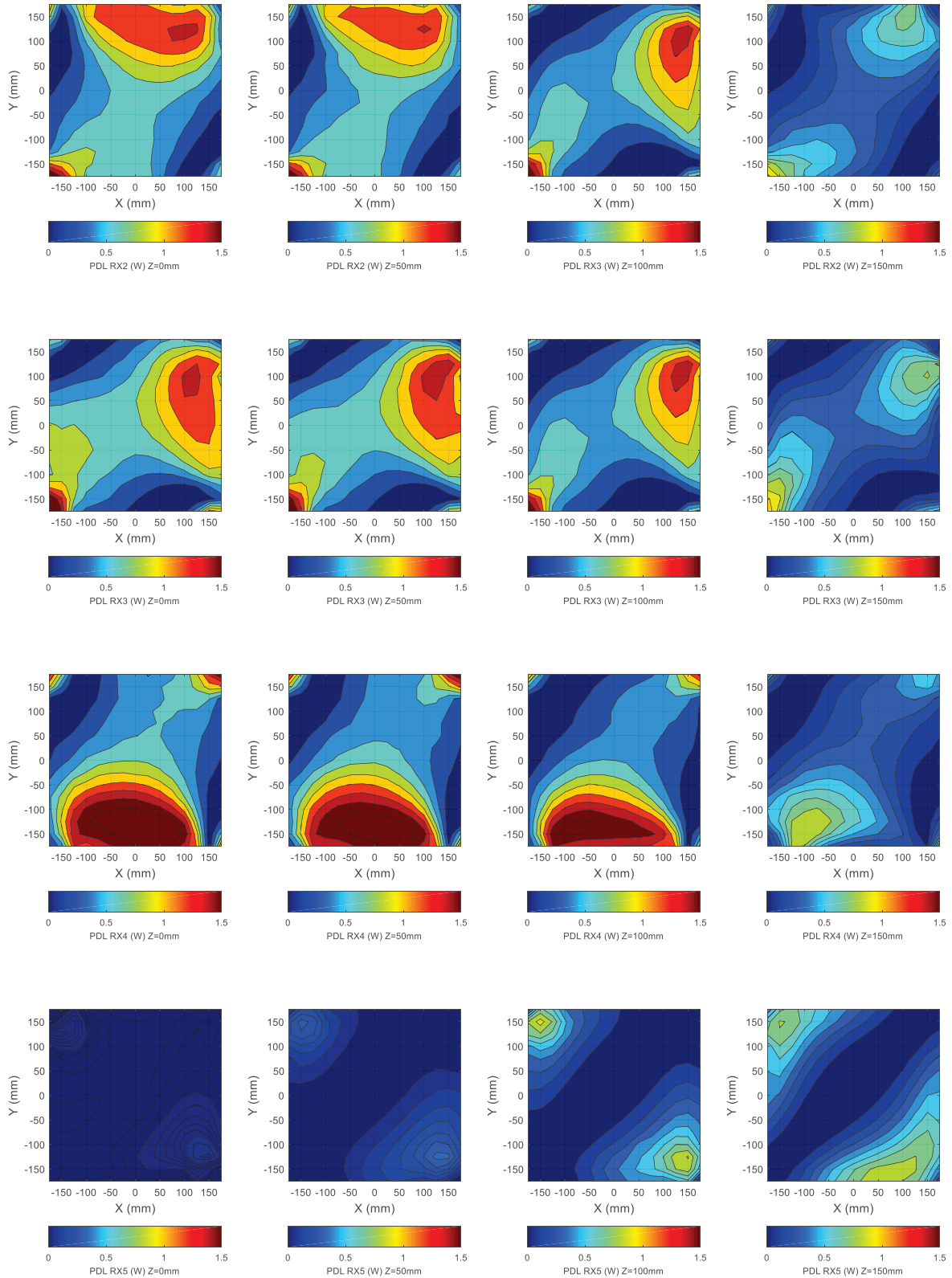
Dans cette annexe, nous présentons les cartes de puissance et de rendement obtenues lors des mesures avec le cube récepteur sur 4 hauteurs de Z (0 mm, 50 mm, 100 mm et 150 mm).

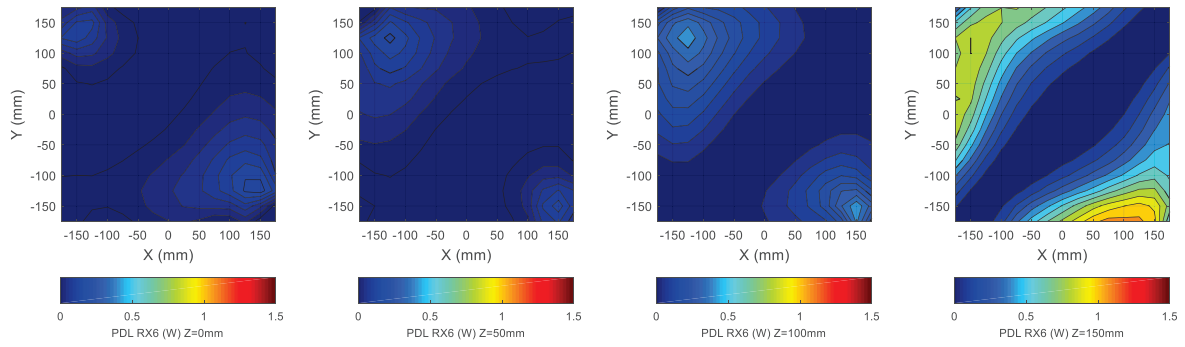
Nous montrons tout d'abord les cartes pour  $PDL$ , qui est la somme des puissances reçues par chaque face du cube  $RXi$  ( $PDL = \sum_{i=1}^6 PDL_{RXi}$ ). Puis nous montrons les cartes pour PTE, qui est le rendement entre la puissance émise par chaque face émettrice  $TXi$  et reçue par chaque face réceptrice  $RXi$  ( $PTE = \frac{\sum_{i=1}^6 PDL_{RXi}}{\sum_{j=1}^4 Pin_{TXj}}$ ). Ensuite, nous montrons les cartes pour  $Pin_{TXi}$ , qui est la puissance émise par la face émettrice  $TXi$ . Enfin, nous montrons les cartes pour  $PDL_{RXi}$ , qui est la puissance reçue par chaque face réceptrice  $RXi$  du cube.







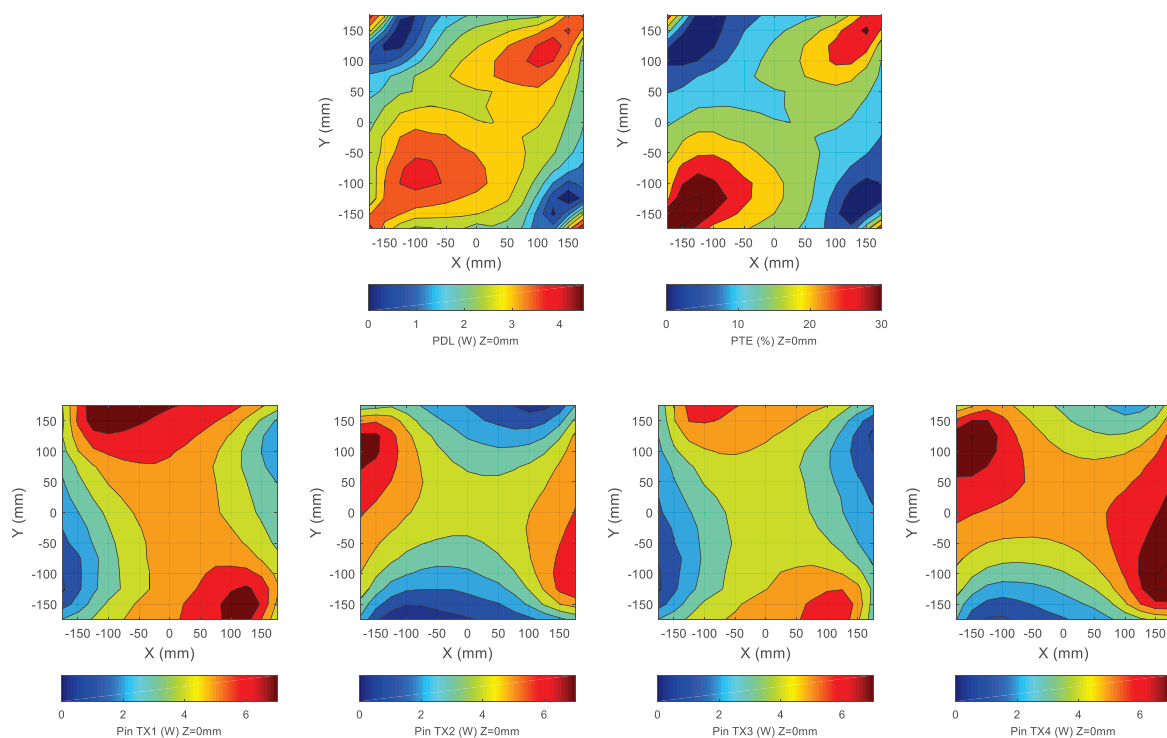


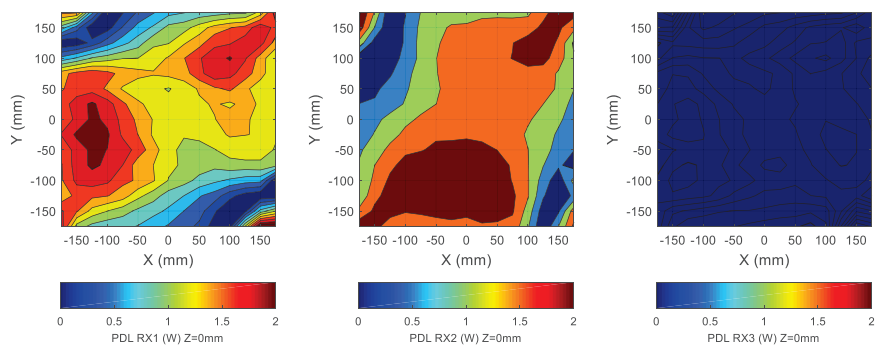


# Annexe 16: Résultats des mesures de puissance avec le récepteur 1 en plastronique

Dans cette annexe nous présentons les cartes de puissance et de rendement obtenues lors des mesures avec le cube récepteur pour une hauteur  $Z$  de 0 mm.

Nous montrons tout d'abord la carte pour  $PDL$ , qui est la somme des puissances reçues par chaque face du récepteur 1 en plastronique  $RX_i$  ( $PDL = \sum_{i=1}^{i=3} PDL_{RX_i}$ ). Puis nous montrons la carte pour PTE, qui est le rendement entre la puissance émise par chaque face émettrice  $TX_i$  et reçue par chaque face réceptrice  $RX_i$  ( $PTE = \frac{\sum_{i=1}^{i=3} PDL_{RX_i}}{\sum_{j=1}^{j=4} Pin_{TX_j}}$ ). Ensuite, nous montrons les cartes pour  $Pin_{TX_i}$ , qui est la puissance émise par la face émettrice  $TX_i$ . Enfin, nous montrons les cartes pour  $PDL_{RX_i}$ , qui est la puissance reçue par chaque face réceptrice  $RX_i$  du récepteur 1 en plastronique.





# Annexe 17: Liste des communications et publications

Ci-dessous nous listons l'ensemble des communications et des publications sur ces travaux.

## Publications

- Kamotesov, S., Lombard, P., Vollaire, C., Semet, V., Cabrera, M., Dahmani, R., Veille, A. and Moguedet, M., 2016, September. Modelization and characterization of 2D and 3D mid inductors for multidirectional inductive proximity sensing. In 2016 12<sup>th</sup> International Congress Molded Interconnect Devices (MID) (pp. 1-6). IEEE.
- Lombard, P., Cabrera, M., Semet, V., Allard, B., Kamotesov, S., Moguedet, M. and Charneau, J.Y., 2017. Formation en Plastronique et aux dispositifs MID-Plateforme pédagogique et scientifique ; Exemple de conception, réalisation et caractérisation d'un capteur inductif multidirectionnel de proximité pour la détection d'approche 3D. J3eA, 16, p.1013.
- Kamotesov, S., Lombard, P., Semet, V., Allard, B., Moguedet, M. and Cabrera, M., 2018, June. Omnidirectional inductive wireless charging of a 3D receiver cube inside a box. In 2018 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC) (pp. 1-4). IEEE.
- Sergkei, K., Lombard, P., Semet, V., Allard, B., Moguedet, M. and Cabrera, M., 2018, September. The Potential of 3D-MID Technology for Omnidirectional Inductive Wireless Power Transfer. In 2018 13<sup>th</sup> International Congress Molded Interconnect Devices (MID) (pp. 1-6). IEEE.
- Sergkei, K., Lombard, P., Semet, V., Allard, B., Moguedet, M. and Cabrera, M., 2019, June. Omni-directional Inductive Wireless Power Transfer with 3D MID inductors. In 2019 Wireless Power Week (WPW). IEEE.

## Conférences

- 12<sup>th</sup> International Congress Molded interconnect Devices 3D-MID à Würzburg en 2016
- Mecatronic connection à Oyonnax en 2016
- Wireless Power Transfer Conference à Montréal en 2018
- Mecatronic connection à Oyonnax en 2018
- 13<sup>th</sup> International Congress Molded interconnect Devices 3D-MID à Würzburg en 2018
- Wireless Power Week à Londres en 2019

## Colloques

- Colloque SFIP à Grenoble en 2019

## Posters

- Journées des doctorants INL à Lyon en 2016
- Journées Nationales du Réseau Doctoral en Micro-nanoélectronique à Strasbourg en 2017

## RESUME

L'objectif de la thèse est d'évaluer l'intérêt de la plastronique 3D dans le domaine de la transmission d'énergie à distance par induction électromagnétique (TEDIM). En effet, la TEDIM est actuellement basée sur des inductances planes, qui n'autorisent un transfert d'énergie entre émetteur et récepteur que sur une courte à moyenne distance, à condition de plus qu'elles soient alignées.

Dans ce manuscrit est étudié le cas particulier de récepteurs de forme 3D disposés à l'intérieur d'une boîte émettrice de 50 cm de côté comportant 4 inductances émettrices. Différents récepteurs avec des inductances plastroniques ont été étudiés en abordant les questions suivantes : résonance des inductances plastroniques à 6,78 MHz, dimensionnement et forme en 3D.

Ainsi, un récepteur en plastronique de forme quasi-sphérique ( $\varnothing$  8 cm) a été fabriqué par impression 3D, structuration laser directe, métallisation autocatalytique et électrodéposition. Celui-ci a été doté de 3 inductances réceptrices solénoïdes en plastronique et disposées orthogonalement sur les équateurs ayant chacune un facteur de qualité supérieur à  $129 \pm 10$ . Les résultats expérimentaux sont les suivants : (1) le récepteur reçoit jusqu'à 4,33 W avec un rendement de 15,8 % au centre de la boîte, et (2) lorsque l'on fait varier la position et l'orientation du récepteur dans la boîte, la disposition des inductances permet, dans une large mesure, de moyenniser la puissance reçue.

En conclusion, la plastronique permet d'intégrer, relativement aisément, des inductances autorisant une TEDIM, dans les habillages d'appareils électroniques, à la manière des antennes électromagnétiques intégrées par plastronique dans les téléphones intelligents. Ces inductances peuvent épouser la forme 3D de ces habillages, ce qui permet de concevoir des récepteurs et émetteurs omnidirectionnels.

**Mots clefs** : transmission d'énergie à distance, transmission de puissance à distance, TEDIM, plastronique, structuration laser directe, induction électromagnétique, résonance, inductance, 3D, omnidirectionnel, modèle, boîte, cube, sphère, métallisation autocatalytique, électrodéposition.

## ABSTRACT

The objective of this thesis is to evaluate the interest of 3D molded interconnect devices technologies 3D-MID for wireless power transfer (WPT) through electromagnetic induction. WPT systems mostly uses planar coils that allows transfer between receiver and emitter at low and mid-range distance, at the condition that they are well aligned.

We studied a specific case with a 3D receiver enclosed in a half meter box with 4 emitting inductors on 4 sides. Three questions were examined: the magnetic resonance of 3D-MID inductors at 6.78 MHz, their dimensions and their 3D shape.

The nearly spherical shape 3D-MID receiver ( $\varnothing$  8 cm) was 3D printed, activated with laser direct structuring (LDS), autocatalytic metallization and electroplating. It has 3 solenoid receiving inductors, each with quality factor above  $129 \pm 10$ , placed orthogonally on the equators. The experimental results show: (1) the receiver is able to receive 4.33 W at 15.8 % efficiency in the middle of the box and (2) that we can change position and orientation of the receiver in the box, the placement of the inductors allows, in a widely meaning, to mean the received power.

In conclusion 3D-MID allows to integrate, relatively easily, inductors for WPT, in the casing of electronics devices, in the same way as for 3D-MID electromagnetic antennas in smartphones. These inductors can 3D-shape the casing, which will allow the design of omnidirectional receivers.

**Keywords**: wireless power transfer, WPT, 3D molded interconnect device, 3D-MID, laser direct structuring, LDS, electromagnetic induction, resonance, inductor, 3D, omnidirectional, model, box, cube, sphere; electroless plating; electroplating.