



**HAL**  
open science

# Conception et évaluation de bobines flexibles NFC pour la communication et la télé-alimentation de patchs et d'implants de surveillance médicale

Madjda Bouklachi

► **To cite this version:**

Madjda Bouklachi. Conception et évaluation de bobines flexibles NFC pour la communication et la télé-alimentation de patchs et d'implants de surveillance médicale. Energie électrique. Université Paris-Saclay, 2022. Français. NNT : 2022UPAST100 . tel-04047308

**HAL Id: tel-04047308**

**<https://theses.hal.science/tel-04047308>**

Submitted on 27 Mar 2023

**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.

Conception et évaluation de bobines flexibles NFC  
pour la communication et la télé-alimentation de  
patchs et d'implants de surveillance médicale  
*Design and evaluation of NFC flexible coils for communication  
and wireless power supply of medical monitoring patches and  
implants*

**Thèse de doctorat de l'université Paris-Saclay**

École doctorale n°575, electrical, optical, bio: physics and engineering (EOBE)  
Spécialité de doctorat : Génie électrique  
Graduate School : Sciences de l'ingénierie et des systèmes  
Réfèrent : Faculté des sciences d'Orsay

Thèse préparée dans les unités de recherche Université Paris-Saclay, CentraleSupélec,  
CNRS, Laboratoire de Génie Electrique et Electronique de Paris, sous la direction de  
**Yann LE BIHAN**, professeur, le co-encadrement de **Marc BIANCHERI-ASTIER**,  
maître de conférences, **Antoine DIET**, maître de conférences

**Thèse soutenue à Paris-Saclay, le 22 juin 2022, par**

**Madjda BOUKLACHI**

**Composition du Jury**

<b>Marie POIRIER-QUINOT</b> Professeure, Université Paris Saclay, BioMaps	Présidente
<b>Tuami LASRI</b> Professeur, Université de Lille, IEMN-CNRS	Rapporteur & Examineur
<b>Elodie RICHALOT</b> Professeure, Université Gustave Eiffel, IGM	Rapporteur & Examinatrice
<b>Marjorie GRZESKOWIAK-LUCAS</b> Maître de conférences HDR, Université Toulouse INSA/LAAS- CNRS	Examinatrice
<b>Yann LE BIHAN</b> Professeur, Université Paris-Saclay, GeePs	Directeur de thèse

**Titre :** Conception et évaluation de bobines flexibles NFC pour la communication et la télé-alimentation de patchs et d'implants de surveillance médicale.

**Mots clés :** Couplage magnétique, NFC, bobine, télé-alimentation.

**Résumé :** Les implants et patchs médicaux sont des systèmes permettant d'effectuer une tâche médicale telle que la mesure d'une constante physiologique. Leur utilisation est de plus en plus répandue car ils contribuent à l'amélioration du suivi médical des patients. Cette thèse concerne l'établissement d'un lien de télé-alimentation et de communication, via la technologie NFC, entre des patchs ou des implants médicaux (pacemakers...) et un lecteur externe. Ceci permet une surveillance médicale distante qui accroît l'autonomie des patients. La télé-alimentation des implants et des patchs se fait par couplage magnétique à 13,56 MHz (NFC). L'optimisation de la forme des éléments tels que les bobines en présence de tissus humains est nécessaire. Dans cette thèse,

un blindage est conçu afin de limiter les interférences électromagnétiques entre les bobines du système, le capteur médical (dans le patch ou l'implant) et les tissus biologiques. Pour chaque dispositif (patch ou implant), une bobine adaptée est conçue en prenant en compte la forme, l'emplacement (dans le corps ou sur la peau) et la taille du dispositif. La validation expérimentale du transfert de puissance est réalisée en fonction de la distance de couplage et pour différentes charges résistives représentant le capteur médical. Pour assurer la communication NFC, Les bobines réalisées ont des caractéristiques électriques adéquates à 13,56 MHz. Afin de valider le lien NFC, le critère mis en mesure est la détection du patch/implant par un lecteur NFC.

**Title :** Design and evaluation of NFC flexible coils for communication and wireless power supply of medical monitoring patches and implants.

**Keywords :** Magnetic coupling, NFC, coil, wireless supply.

**Abstract :** Medical implants and patches are systems performing a medical task such as measuring a physiological constant. Their use is becoming more and more massive because of their contribution to improve the medical monitoring of patients. This thesis concerns the establishment of a wireless power supply and communication link, via NFC technology, between patches or medical implants (pacemakers, etc.) and an external reader. This allows remote medical monitoring which increases patient autonomy. Wireless powering of implants and patch is done by magnetic coupling at 13.56 MHz (NFC). The optimization of the shape of elements such as the coils present of human tissue is required.

In this thesis, a shield is designed to limit electromagnetic interferences between coils, the medical sensor (in the patch or implant) and biological tissues. For each device (patch or implant), a suitable coil is designed, considering the shape, location (inside the body or on the skin) and size of the device. The experimental validation of the power transfer is carried out as a function of the coupling distance and for different resistive loads representing the medical sensor. To ensure NFC communication, the coils produced have adequate electrical characteristics at 13.56 MHz. In order to validate the NFC link, the criterion measured is the detection of the patch/implant by an NFC reader.

# Remerciements

J'adresse mes sincères remerciements à Mme Elodie RICHALOT et M. Tuami LASRI pour l'honneur qu'ils me font d'avoir accepté d'évaluer mon travail de thèse et d'en être les rapporteurs. Je tiens également à remercier Mme Marjorie GRZESKOWIAK-LUCAS et Mme Marie POIRIER-QUINOT pour avoir accepté d'examiner ce travail et de participer au jury.

Je tiens à remercier tout particulièrement mon directeur de thèse M. Yann LE BIHAN ainsi que mes co-encadrants, M. Antoine DIET et M. Marc BIANCHERI-ASTIER, de m'avoir accompagné tout au long de ce doctorat. Merci pour toute la connaissance transmise, les aides et le soutien moral.

Je remercie également mes collègues du laboratoire GeePs, sur Gif et sur Paris, pour les moments partagés et l'ambiance. Merci à notre ingénieur de labo, M. Chadi GANNOUNI, pour son aide durant les mesures et les réalisations des prototypes. Merci également à M. Oussama MOUDDA-AZZEM, doctorant au GeePs, pour l'aide apportée durant l'utilisation de la machine laser.

Pour finir, merci à mes parents, mes proches, mes amis et à tous ceux que je ne nomme pas mais qui se reconnaîtront pour les encouragements et le soutien moral.

# Table des matières

Introduction générale .....	7
CHAPITRE I : Etat de l'art sur les patches et les implants médicaux .....	13
I. Dispositifs médicaux portables .....	15
I.1 Patches médicaux .....	15
I.2 Implants médicaux actifs .....	17
II. Solutions d'alimentation pour les patches et les implants médicaux .....	20
II.1 Techniques de récupération d'énergie .....	21
II.2 Techniques de transfert d'énergie .....	23
III. Transfert de données avec et entre dispositifs médicaux .....	26
IV. Verrous technologiques du système d'alimentation et de communication .....	29
IV.1 Critères de choix de la solution d'alimentation et de communication pour les patches et les implants .....	29
IV.2 Contraintes de la solution d'alimentation et de communication .....	30
CHAPITRE II : Technologie RFID/NFC .....	33
I. Description des systèmes RFID/NFC .....	36
I.1. Eléments du système .....	36
I.2. Principe du système NFC : transfert d'énergie et communication par couplage inductif .....	38
I.3. Communication en NFC .....	39
I.4. Standards NFC .....	41
II. Interactions électromagnétiques avec le corps humain .....	42
II.1. Modèles de tissus humains .....	42
II.2. Propriétés diélectriques des tissus biologiques .....	43
II.3. Débit d'absorption spécifique (DAS) .....	44
III. Modélisation électromagnétique du système NFC .....	45
III.1. Modèle électrique d'une bobine .....	45
III.2. Facteur de qualité de la bobine .....	48
III.3. Coefficient de couplage entre bobines .....	49
IV. Structure matérielle du système NFC .....	50
IV.1. Classes « d'antennes » NFC .....	50

IV.2.	Choix de la puce NFC .....	50
IV.3.	Choix du lecteur NFC .....	51
CHAPITRE III : Conception et réalisation de la bobine tag NFC pour un patch médical..		57
I.	Conception d'une bobine patch pour le système d'alimentation et la communication NFC	60
I.1.	Interaction avec l'environnement autour de la bobine .....	63
I.1.1.	Blindage magnétique .....	66
I.1.2.	Blindage conducteur .....	72
I.1.3.	Comparaison entre les blindages : magnétique et conducteur.....	74
I.1.4.	Blindage magnétique/conducteur .....	76
I.2.	Efficacité de blindage.....	78
II.	Dimensionnement de la bobine du patch médical.....	81
II.1.	Réalisation de la bobine du patch.....	83
II.2.	Mesures des caractéristiques de la bobine du patch.....	85
II.3.	Calcul de la résistance série de la bobine du patch .....	87
II.4.	Validation expérimentale de l'influence du corps humain et du blindage.....	89
III.	Etude de l'effet de la flexibilité de la bobine sur ses caractéristiques électriques .....	92
III.1.	Effet de la courbure sur la bobine non-blindée .....	94
III.2.	Effet de la courbure sur la bobine blindée.....	96
III.2.1.	Bobine courbée avec blindage magnétique.....	96
III.2.2.	Blindage magnétique/conducteur.....	101
IV.	Système d'alimentation pour le patch médical .....	102
V.	Puissance récupérée avec lecteur CLR663 et puce NT3H.....	104
CHAPITRE IV : Conception et réalisation de bobines tag NFC pour implants médicaux		109
I.	Modélisation de la bobine de l'implant.....	112
I.1.	Blindage de la bobine implant.....	113
I.2.	Dimensionnement et modélisation de la bobine implant .....	114
I.3.	Efficacité du blindage.....	116
II.	Réalisation de la bobine de l'implant.....	119
II.1.	Validation expérimentale des bobines réalisées.....	120
II.2.	Modélisation et conception de la bobine du lecteur NFC .....	124
II.3.	Analyse de l'inductance mutuelle .....	126

III. Encapsulation de la bobine implant .....	131
III.1. Effet du corps humain sur la bobine implant .....	132
III.2. Etude théorique des matériaux d'encapsulation.....	134
III.3. Caractéristiques de l'encapsulation.....	137
III.4. Validation expérimentale de l'encapsulation .....	140
IV. Système de télé-alimentation pour l'implant médical.....	142
IV.1. Puissance récupérée par le tag de l'implant médical.....	143
IV.2. Communication entre lecteur et tag NFC.....	149
Conclusion et perspectives .....	153
Annexes .....	159
Liste des publications .....	167

# **Introduction générale**





Les implants actifs et les patchs médicaux sont des dispositifs médicaux portables, d'une taille relativement petite (quelques cm<sup>3</sup>), permettant d'effectuer une tâche médicale telle que la mesure d'une constante physiologique (température, niveau de stress etc...) et, éventuellement, la mise en forme et transmission de cette constante. Ces dispositifs peuvent être implantés dans le corps humain, à l'instar des pacemakers, ou être portés sur la surface de la peau comme les patchs médicaux. Dans ces dispositifs, la tâche médicale est assurée par un capteur médical intégré.

L'utilisation des patchs et implants devient de plus en plus massive car ils contribuent à améliorer le suivi médical des patients (aide au diagnostic/suivi) et parfois certains traitements médicaux (maladies de certains organes internes tels que le cœur [1]). Chaque année dans le monde, environ 20 millions d'implants médicaux sont posés, dont 250 000 pacemakers, 100 000 défibrillateurs implantables et 120 000 implants cochléaires [2]. Une vue de l'emplacement de quelques dispositifs médicaux portables, sur/dans le corps humain, est présentée sur la Figure 1.

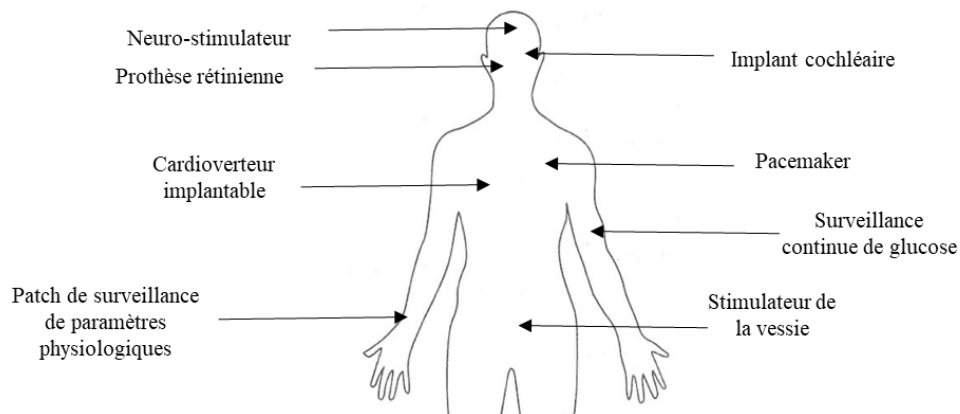


Figure 1 : Dispositifs médicaux portables/implantables

L'évolution des patchs et implants médicaux s'est faite grâce à la miniaturisation des capteurs médicaux embarqués, aux biomatériaux avancés, ainsi qu'à l'amélioration des moyens d'alimentation (et de télé-alimentation) et à la faible consommation de ces dispositifs [3]. Les moyens d'alimentation utilisés pour les capteurs médicaux sont en phase de recherche et développement dans les laboratoires de recherche mais aussi dans l'industrie.

En ce qui concerne l'alimentation des patchs et des implants médicaux, une alimentation sans fil (télé-alimentation) est non-invasive et présente moins de risques d'infections des tissus humains des patients. Dans le cas d'une alimentation sans fil, un système est mis en place rassemblant : (i) un émetteur ou une source de puissance, (ii) un récepteur de puissance, au

niveau du patch ou de l'implant, (iii) un lien de transmission de puissance de l'émetteur vers le récepteur. Parmi les systèmes d'alimentation sans fils, on trouve la recharge inductive. Ce type de télé-alimentation nécessite une miniaturisation de la partie implantable du système d'alimentation ainsi qu'une adaptation pour une compatibilité avec le milieu biologique. Certains patches et implants peuvent être communicants grâce à l'intégration de technologies telles que le Bluetooth ou le NFC (Near Field Communication). Ces technologies permettent alors de transférer des informations issues d'un capteur médical (qui se trouve dans le patch ou l'implant), dans le cadre d'un suivi, et offrent ainsi une possibilité de partager ces informations avec d'autres dispositifs. Cette collecte d'informations médicales, comme les signaux vitaux (ex. rythme cardiaque) ou des simples mesures de taux (hydratation etc...), améliore la surveillance des patients et la qualité des diagnostics distants, et donc globalement les soins.

Cette thèse concerne la télé-alimentation sans fils des patches et des implants ainsi que leurs communications avec des appareils externes, en utilisant le couplage magnétique comme lien de transmission de la puissance et des données. La puissance est envoyée par un « lecteur », qui représente l'émetteur dans le système d'alimentation (à portée des patients), vers un « tag NFC » jouant le rôle du récepteur, qui se trouve dans le patch ou l'implant. Le lecteur et le tag NFC incluent tous deux une bobine pour établir le couplage magnétique. Dans le tag NFC, on retrouve une « puce NFC », d'un volume de l'ordre de 1 ou 2 mm<sup>3</sup>, qui délivre une tension d'alimentation à l'aide du couplage magnétique. Ce tag NFC doit être flexible pour s'adapter à la courbure du corps humain ou à la forme de l'implant et est destiné aux patches et aux implants médicaux.

Plusieurs difficultés se présentent dans la conception de ce système d'alimentation. Les limites de taille des dispositifs médicaux, la biocompatibilité, la consommation du dispositif...etc. Pour répondre à ces besoins, dans le cadre de cette thèse, une modélisation du système d'alimentation a été réalisée afin d'évaluer et d'optimiser les performances du système d'alimentation, en fonction des éléments que nous souhaitons concevoir, principalement la bobine du tag NFC. Pour le tag NFC des patches médicaux, un blindage est nécessaire, afin de limiter les interférences électromagnétiques, ainsi qu'une flexibilité, pour adhérer aux courbes du corps humain. En plus du blindage et de la flexibilité, le tag de l'implant médical a besoin d'une encapsulation, pour éviter les problèmes de biocompatibilité, et d'une solution pour les problèmes de positionnement par rapport au lecteur extérieur.

Le manuscrit de thèse est organisé en quatre chapitres. Le premier chapitre présente un état de l'art des implants et des patches médicaux ainsi que des solutions d'alimentation et de communication des capteurs médicaux (dans le patch ou dans l'implant) existantes et les limites d'utilisation de ces solutions d'alimentation. Dans ce premier chapitre, nous exposons les verrous technologiques du système d'alimentation et de communication ainsi que les critères conduisant au choix du couplage magnétique et de la technologie NFC (13,56 MHz) pour la télé-alimentation.

Le deuxième chapitre présente un descriptif de la technologie NFC et de ses éléments (tags NFC et lecteurs NFC) en abordant la modélisation électromagnétique des bobines. Dans ce chapitre, nous exposons le modèle électrique de la bobine tag NFC ainsi que ses caractéristiques. A la fin de ce chapitre, nous présentons les cartographies de champs magnétiques des lecteurs NFC à notre disposition. Nous présentons les propriétés électromagnétiques des tissus biologiques, à savoir la conductivité électrique des tissus ainsi que leur permittivité diélectrique. Nous donnons les caractéristiques électriques d'un « fantôme », liquide aux caractéristiques électromagnétiques proches de celles des tissus biologiques, mesurées au sein de notre laboratoire. A la fin de ce chapitre, un choix de matériels (lecteur, puce NFC ...etc.) est fait afin de réaliser notre système de télé-alimentation et de communication.

Le troisième chapitre aborde le dimensionnement d'une bobine flexible dédiée à un patch médical en prenant en compte un blindage électromagnétique. Ce blindage est mis en place pour protéger le capteur médical du champ électromagnétique ainsi que pour maintenir les caractéristiques électriques de la bobine tag NFC des éventuels changements causés par le corps humain. Pour évaluer le blindage, nous calculons, en mesure et en simulation, l'efficacité de blindage (SE). Ce chapitre présente une étude détaillée sur l'effet de la flexibilité du tag NFC ainsi que la solution proposée pour le maintien des caractéristiques électriques du système quand le patch médical est courbé (surface du corps). Pour chaque étude dans ce chapitre, une validation expérimentale est réalisée (supports de fixation dédiés et mesures à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel). A la fin de ce chapitre, nous quantifions la puissance récupérée par le tag NFC au capteur médical qui se trouve sur le patch, et nous validons l'établissement du lien de communication entre le tag NFC et le lecteur.

Le quatrième chapitre présente l'extension de nos travaux aux implants médicaux. Ce chapitre présente les facteurs qui doivent être pris en compte pour la conception des bobines

tag NFC dédiées aux tags NFC pour les implants médicaux. Durant ce chapitre, nos tags NFC sont placés dans un « fantôme » qui représente le corps humain pour évaluer l'effet du corps sur les caractéristiques électriques des bobines des tags. Une étude d'encapsulation du tag NFC est menée afin d'assurer la biocompatibilité des tags, mais surtout afin de réduire l'influence des tissus humains sur les caractéristiques électriques de la bobine tag. A la fin de ce chapitre, nous validons l'établissement du transfert de puissance du lecteur vers le tag NFC par la mesure de la puissance délivrée par le tag NFC aux capteurs médicaux (dans l'implant). Nous présentons les limites de ce système en termes de puissance d'alimentation en fonction de la distance, en maintenant effectif le transfert de données par NFC.

# **CHAPITRE I : Etat de l'art sur les patchs et les implants médicaux**



## **I. Dispositifs médicaux portables**

### **I.1 Patchs médicaux**

Les premiers patchs médicaux sont apparus à la fin des années 70. Ce sont les patchs transdermiques, qui diffusent un médicament à travers la peau. Ces patchs, parfois appelés timbres, ont été créés pour être une alternative à la prise de médicaments par voie orale, en raison de la dégradation rapide dans l'estomac de quelques peptides ou protéines thérapeutiques. Cette méthodologie est appelée « administration transdermique de médicaments » [4]. Le premier patch médical commercialisé administrait de la scopolamine contre le mal des transports. Ce timbre a été approuvé par la Food and Drug Administration (FDA) aux États-Unis en 1979. D'autres patchs transdermiques ont été développés par la suite pour traiter les douleurs, limiter les symptômes d'une maladie comme le Parkinson (patch Neupro®), limiter les nausées et vomissements liés aux traitements du cancer (patch Sancuso®) ...etc. Dans la catégorie des patchs transdermiques, on trouve les patchs dit « Smart Drug Delivery Systems », capables de dispenser des médicaments de façon contrôlée par un système électronique embarqué. Sur ces patchs, se trouve des capteurs et des actionneurs et, dans certains, des systèmes de communication sans fils, dans le but d'adapter l'administration des médicaments ou pour déclencher la délivrance du médicament par le patient lui-même [5]. Un de ces « smart patch » est exposé dans le travail de Y. Talbi et al. [5]. C'est un patch transdermique intelligent pour le monitoring et l'aide à la prise de médicament. Un des exemples commercialisés, par la société Rhenovia Pharma en 2012, est le RHEpatch. C'est un timbre transdermique permettant une administration contrôlée des médicaments conçu pour les personnes touchées par les maladies du système nerveux. Grâce à ce patch, différentes molécules peuvent ainsi être administrées en quantités adaptées aux besoins du patient. Ce patch possède un système électronique embarqué qui est programmé par le médecin traitant.

La conception et la mise au point de capteurs médicaux pour la surveillance de la santé ont suscité beaucoup d'attention dans la communauté scientifique et l'industrie au cours des dernières années. Les capteurs médicaux mesurent, sous forme de signaux physiologiques, les paramètres du corps humain comme la pression artérielle, la saturation en oxygène, l'activité respiratoire...etc, puis, ils transforment ces signaux physiologiques en signaux physiques quantifiables. Ces mesures fournissent des informations en retour sur l'état de santé du patient [6]. Ces capteurs médicaux sont appelés des biocapteurs et, généralement, sont placés sur des



patchs portables par le patient comme dans les travaux de S. Wielandt et al. [7] où un prototype sous forme de bracelet est développé pour mesurer les paramètres corporels du nouveau-né (taux d'oxygène dans le sang et la température corporelle) en appuyant brièvement l'appareil contre la peau du bébé. Le prototype est équipé d'un « supercondensateur » au lieu d'une batterie pour alimenter son électronique et il envoie les mesures en utilisant le couplage inductif avec un appareil externe.

Dans les travaux de C. Park et al. [8], une version d'un système de surveillance par électrocardiogramme portable, miniaturisé et autonome est développé sous forme de patch médical. Cet électrocardiogramme (ECG) permet l'évaluation biomédicale du rythme cardiaque. Ce rythme cardiaque est un indicateur pour un large éventail de conditions physiologiques. D'autres biocapteurs, placés sur des patchs médicaux, peuvent mesurer d'autres paramètres du corps humain, par exemple la conductivité cutanée qui est associée à l'activité des glandes sudoripares [6]. Quelques exemples de patchs médicaux sont présentés dans la Figure 2.

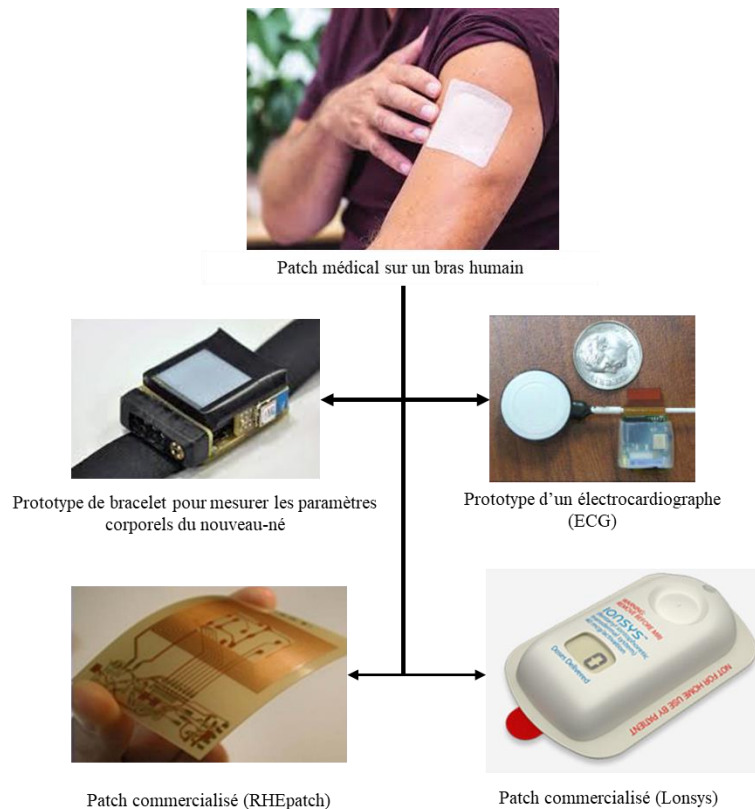


Figure 2 : Exemples de patches médicaux.

## I.2 Implants médicaux actifs

Les implants médicaux actifs sont des dispositifs implantés dans le corps pour traiter un état pathologique, surveiller ou améliorer le fonctionnement d'une partie du corps ou, tout simplement, mesurer des constantes médicales. Ils peuvent être un objet unique ou une combinaison de plusieurs objets [9]. Certains implants actifs fournissent au patient une capacité physique qu'il ne possédait pas auparavant telle que la vue ou l'ouïe [10] et/ou offrent un traitement efficace pour certaines maladies ou carences humaines.

Les exemples d'implants médicaux actifs comprennent les neuro-stimulateurs, par exemple pour la stimulation cérébrale dans le cas de la maladie de Parkinson, les systèmes d'administration de médicaments sous forme de pompes à perfusion, ou une variété de biocapteurs pour acquérir et traiter différents signaux biologiques [11]. Les implants cardiaques, parmi lesquels se trouvent les défibrillateurs cardioverters implantables et les pacemakers, sont les implants médicaux actifs les plus répandus dans le monde [12] [13]. Les dispositifs cardiaques surveillent l'activité électrique du cœur et traitent son dysfonctionnement en appliquant une impulsion électrique avec une intensité contrôlée et à un endroit précis pour

remettre la vitesse de pompage du cœur à la normale. Certains de ces dispositifs médicaux disposent d'un capteur de pression afin de pouvoir détecter les insuffisances cardiaques [14]. Les dimensions typiques des pacemakers sont présentées dans le Tableau 1.

Tableau 1 : Dimensions des pacemakers [14] [15] [16]

	Longueur (mm)	Largeur (mm)	Hauteur (mm)
<b>Dimensions typiques des pacemakers</b>	49	46	6
	50	47	6
	52	45	7
	50,8	42,6	7,4
	44	42	8
	50	41	7

Les pacemakers comprennent par ailleurs un boîtier en titane (matériau biocompatible) et l'ensemble du dispositif est encapsulé par une couche de protection biocompatible (parfois de type époxy) [14]. Il existe actuellement des pacemakers de plus petite taille, comme Nanostim™ de la société Jude Medical, qui a un volume de  $1 \text{ cm}^3$  [13]. Les implants cardiaques sont fixés entre le tissu cutané et le tissu musculaire du patient [17]. Pour leur alimentation électrique, les pacemakers disposent d'une pile au lithium iode qui doit fournir au moins  $25 \mu\text{J}$  comparativement aux défibrillateurs cardioverters implantables qui nécessitent entre 15 et 40 J [14]. Les pacemakers exigent un courant permanent (alimentation permanente) de quelques microampères alors que les défibrillateurs cardioverters implantables, en plus d'un courant permanent de quelques microampères pour les fonctions de surveillance, ont besoin de fournir une énergie plus importante (jusqu'à 40 J) pendant quelques secondes en cas de détection d'un dysfonctionnement du cœur. Par conséquent, la source d'alimentation doit pouvoir répondre aux besoins énergétiques de ces implants et peut être différente pour chaque stimulateur [18]. Quelques formes de pacemakers existants sont présentées sur la Figure 3.



Figure 3 : Formes de pacemakers.

Hormis les stimulateurs cardiaques, il existe d'autres grands types implants comme :

- **Les systèmes d'administration de médicaments implantés :** c'est une pompe implantée chirurgicalement sous la peau pour fournir des médicaments localement au patient. Un des exemples est l'implant cochléaire qui est décrit dans les travaux de J.T. Borenstein et al [19] qui a la taille d'une pile AA (50 mm de longueur et un diamètre de 14,2 mm). Cet implant, contrairement aux implants rigides tels que les stimulateurs cardiaques, contient une partie implantée flexible faite à partir de polyimide (matériau biocompatible). Dans ces travaux, pour alimenter la partie électronique de l'implant, l'auteur propose de placer une petite batterie implantée et une autre plus grande qui peut être placée à la surface du corps. La grande batterie sert à recharger la petite batterie sans fils. Ainsi, la grande batterie sera facilement remplaçable.

- **Les Neuro-stimulateurs et l'enregistrement neuronal :** Ces appareils, à l'aide d'électrodes placées dans le cerveau, enregistrent ou transmettent des signaux électriques de faible amplitude pour traiter diverses pathologies telles que Parkinson et l'épilepsie [11]. Dans les travaux de N. M. Neihart et al [20], un appareil d'enregistrement neuronal à faible

consommation (moins de 1 mW), à l'aide d'un couplage magnétique transcutané est présenté. Le prototype est en silicone et mesure 2,2 mm x 2,2 mm x 220  $\mu\text{m}$ . Celui-ci est contenu dans un grand boîtier en céramique d'une surface de 1,5 cm x 5 cm pour les tests. L'implant est prévu pour une utilisation sous-cutanée (~ 1 cm de profondeur).

- **Les implants de surveillance et de mesure** : ces implants disposent d'un ou plusieurs capteurs pour surveiller et mesurer certains signaux ou paramètres physiologiques. Ces mesures sont utilisées par un dispositif externe que l'on appelle un nœud de contrôle, pour prendre des décisions. Les capteurs peuvent communiquer entre eux, constituant alors un réseau de biocapteurs, ou avec un dispositif externe [21]. A titre d'exemple, un implant de surveillance continue de glucose est un biocapteur électrochimique sous-cutané [22] recouvert d'un matériau biocompatible, généralement du silice-polymère. Il existe des versions commercialisées de biocapteurs qui consistent en un patch passif, de la taille d'une grande pièce de monnaie, comportant une aiguille. Ces patches sont placés sur la peau et introduisent l'aiguille juste sous la peau. En scannant ces patches, avec un dispositif externe, le taux de glucose est affiché. Un exemple de ces patches est le patch FreeStyle de la société Abbott. D'autres versions de ces implants ont été développées en associant à ces biocapteurs un système d'administration d'insuline en cas de besoin en se basant sur l'information donnée par le biocapteur [23].

## II. Solutions d'alimentation pour les patches et les implants médicaux

Les patches et les implants médicaux actifs nécessitent une source d'alimentation dont le choix impacte grandement la réalisation et l'utilisation. Plusieurs méthodologies sont employées et exploitées pour garantir une alimentation suffisante, et constante lorsque cela est nécessaire. Les principaux défis sont : (i) les limites de taille du dispositif médical, (ii) l'inaccessibilité de l'implant, (iii) la nécessité ou non pour l'implant de fonctionner en permanence et (iv) la biocompatibilité [3]. La consommation du dispositif médical est par ailleurs une contrainte déterminante d'utilisation pour la solution d'alimentation. A titre d'exemples, un pacemaker utilise un courant faible (de l'ordre de quelques  $\mu\text{A}$  [14]) et consomme une puissance de quelques dizaines de  $\mu\text{W}$ , les neuro-stimulateurs et les systèmes d'administration de médicaments ont besoin d'une puissance de quelques mW alors que les cardioverters implantables nécessitent une puissance très élevée (jusqu'à 30 W) [24]. Le Tableau 2 montre une synthèse de la consommation électrique de certains implants.

Tableau 2 : Consommation électriques d’implants médicaux [25] [14] [26] [27] [28]

<b>Implant médical</b>	<b>Puissance consommée</b>
Pacemaker	10 $\mu$ W - 100 $\mu$ W
Cardiovertteur implantable	1 W - 30 W
Neuro-stimulateur	0,03 mW - 3 mW
Pompe d’insuline	70 $\mu$ W
Implant cochléaire	10 mW – 1 W

Certains dispositifs contiennent une pile qui limite leur utilisation par la durée de vie de la batterie. Les batteries les plus répandues pour les dispositifs médicaux sont les batteries lithium / iode [14].

L’alimentation continue des dispositifs peut être réalisée avec une liaison filaire qui alimente le dispositif médical directement ou charge une batterie qui alimentera à son tour le dispositif. Cela nécessite des connecteurs qui doivent être nettoyés et stérilisés à chaque utilisation, ce qui rend cette technique pesante pour le patient et augmente le risque d’infections. De plus, cette méthode d’alimentation, directe ou par charge de batterie, nécessite un certain temps difficilement compressible et présente alors un inconvénient pour les mesures urgentes [29].

La deuxième technique est l’alimentation sans fils. Ces méthodes d’alimentation sont classées en deux grandes familles : a) les méthodes de récupération d’énergie et b) les méthodes de transfert d’énergie. Les deux catégories peuvent fonctionner avec ou sans batterie, dépendant du type de patch ou d’implant. Les dispositifs qui ne nécessitent pas une alimentation continue peuvent alors fonctionner sans batteries, ce qui facilite grandement leur réalisation.

## **II.1 Techniques de récupération d’énergie**

- **Les récolteurs biochimiques**

Ce sont des dispositifs qui transforment l’énergie biochimique en énergie électrique. Cette énergie biochimique est obtenue à partir de réactions électrochimiques impliquant des biocarburants tels que le glucose. Ces récolteurs d’énergie semblent intéressants puisque le corps humain possède environ 100 W de puissance contenue sous forme d’énergie chimique [25]. Cette technique rencontre des problèmes de biocompatibilité pour atteindre une fonction in vivo du système d’alimentation des implants. De plus, même si des efforts dans la recherche ont été fait pour surmonter les problèmes de biocompatibilité, le corps humain doit fournir

suffisamment de biocarburant pour assurer la stabilité du système d'alimentation des dispositifs médicaux et fournir assez de puissance pour se rapprocher des applications médicales réelles [30].

- **Les récupérateurs d'énergie thermique**

Ils transforment des différences et/ou gradients de température dans le corps humain en énergie électrique [31]. En utilisant la différence de température entre la partie interne du corps et la surface de la peau, une puissance maximale de quelques dizaines de  $\mu\text{W}$  peut être délivrée par les récupérateurs d'énergie thermique implantables [3].

- **Les générateurs à base d'énergie de vibration**

Ces générateurs se basent sur l'exploitation du mouvement du corps humain en le transformant en puissance électrique à l'aide de mécanismes comme la piézoélectricité [25]. Les chercheurs R. Tashiro et al. [32] ont développé un générateur qui utilise le mouvement ventriculaire pour alimenter un stimulateur cardiaque de manière permanente sans batterie. Son principe de fonctionnement repose sur un condensateur variable qui change son énergie en changeant sa capacité. Le changement de la capacité se fait en agrandissant la surface de électrodes par unité de volume et en raccourcissant l'écart entre électrodes. La capacité du condensateur change en appliquant une force mécanique extérieure. Le système a besoin d'une source de tension continue pour pouvoir fonctionner, c'est l'un des inconvénients de la technique. Le dispositif a permis de délivrer une puissance moyenne de  $36 \mu\text{W}$  mais sa grande taille rendait l'implantation impossible. De plus, la quantité de puissance produite est basse et ces générateurs nécessitent généralement une source de tension supplémentaire. D'autres chercheurs, comme P. Roberts et al. [33], étudient la faisabilité de récupérer l'énergie à partir de la pression cardiaque à l'aide d'un dispositif sensible à cette pression qui pourrait être intégré dans une sonde de stimulateur cardiaque et aider à l'alimentation électrique de l'appareil. Ce dispositif permet de produire 17% de puissance requise pour alimenter un stimulateur cardiaque classique. Cette technique génère une puissance relativement basse par rapport aux générateurs piézoélectriques comme celui développé par J. Kymissis et al. [34]. Ces derniers ont réussi à générer 10 mW à partir du mouvement de marche à l'aide d'un dispositif construit dans des chaussures.

Les inconvénients des techniques de récupération d'énergie pour l'alimentation des dispositifs médicaux sont la dépendance à une source non continue (le mouvement humain par

exemple), la faible puissance récupérée, la taille des dispositifs et la mise en œuvre de la biocompatibilité.

## II.2 Techniques de transfert d'énergie

Le transfert d'énergie est un mécanisme basé sur la pénétration de l'énergie d'une source extérieure au corps humain vers le dispositif médical. Dans le cas d'un implant médical, la transmission d'énergie se fait à travers les tissus humains et se base généralement sur les techniques optique, mécanique ou électromagnétique.

- **Charge optique**

Elle peut être utilisée pour charger une batterie qui est placée dans l'implant. La charge optique fonctionne en utilisant des cellules photovoltaïques dans le dispositif médical. L'infrarouge proche peut transmettre une puissance qui peut atteindre 52,5 mW à la surface de ces cellules photovoltaïques (avec une épaisseur de tissus humains de 6 mm entre l'émetteur d'infrarouge et les cellules photovoltaïques). Cette puissance est convertie en courant électrique avec un rendement qui peut aller jusqu'à 19 % [35].

L'un des avantages de cette technique est la faible interaction avec les tissus biologiques. Dans les travaux de K. Goto et al. [36], une transmission de puissance proche infrarouge sans fils vers des photodiodes, qui recharge une batterie secondaire au lithium, a été utilisée pour aider à l'alimentation d'implants médicaux avec une batterie primaire. La profondeur d'implantation des photodiodes était de 2 mm. Les auteurs ont réussi à faire fonctionner, pendant 24 h, un pacemaker qui consomme un courant de 20  $\mu$ A sous une tension entre 2,7 V et 2,8 V. Ces données nous permettent de déduire que leur dispositif peut fournir une puissance allant jusqu'à 56  $\mu$ W. Néanmoins, cette technique peut augmenter la température du corps humain. De plus, les tailles de ces systèmes restent relativement grandes pour l'implantation ce qui peut être négligeable pour les gros implants mais ne convient pas pour les petits appareils tels que le pacemaker (ex : Micra de la société Medtronic [37]). Un autre inconvénient est la profondeur d'implantation de ces systèmes qui ne doit pas être grande [31] (de l'ordre d'une couche de peau).



- **Le transducteur à ultrasons**

Un transducteur à ultrasons placé dans le dispositif médical produit de l'énergie électrique à partir d'une onde acoustique reçue. Cette onde acoustique est transmise par un autre transducteur ultrason piézoélectrique externe au corps humain. S. Ozeri et al. [38] proposent un système de transfert d'énergie ultrasonore à une fréquence de 673 kHz pour alimenter des implants jusqu'à 40 mm de profondeur avec une efficacité de transfert de 27 % et une puissance de sortie de 70 mW. Le système peut être fabriqué à l'aide de la technologie MEMS ce qui miniaturise sa taille. Dans [38], les auteurs donnent un exemple de transducteur d'un rayon de 7,5 mm ce qui le rend adapté aux implants médicaux. L'inconvénient de cette technique est la douleur physique causée par la présence du transducteur ultrason piézoélectrique décrite comme une sensation de brûlure par les patients [3].

- **Le transfert d'énergie par un lien radiofréquence**

Cette méthode peut être divisée en deux types : (i) la transmission d'énergie en champ lointain (par rayonnement) et (ii) la transmission d'énergie en champ proche.

**La transmission d'énergie en champ lointain :** Elle se fait par rayonnement électromagnétique à des fréquences comprises entre 50 MHz et plusieurs THz [39]. Elle est généralement utilisée pour la transmission à une grande distance dans d'autres domaines que le médical. Une transmission par rayonnement peut être directive ou non directive. Dans le cas non directif, elle est moins sensible à l'orientation et la position des antennes émettrice et réceptrice l'une par rapport à l'autre. Cependant, l'efficacité résultante de la charge des batteries des dispositifs médicaux est relativement faible [2]. Dans le travail de F. Benassi et al. [40], un patch passif portable pour identifier les solutions aqueuses est alimenté avec une liaison RF à 2,45 GHz (les niveaux de puissance reçus, ~16 dBm, permettaient d'activer une LED utilisée pour les tests de leur système). Le choix de la fréquence de fonctionnement du transfert d'énergie est un compromis entre le rayonnement électromagnétique et l'absorption de l'onde électromagnétique dans la peau ainsi que la perte d'énergie dans les tissus humains, qui augmentent avec la fréquence [20]. De plus, des restrictions sur l'utilisation de certaines bandes de fréquence pour l'exposition humaine sont définies par le taux d'absorption spécifique. Un autre problème est la taille réduite de l'antenne réceptrice qui sera implantée dans le corps humain. Cette antenne de taille réduite captera moins de rayonnement ce qui limitera le rendement du transfert d'énergie.

**La transmission d'énergie en champ proche :** La plupart des méthodes de transmission d'énergie sont en champ proche [39] avec un couplage inductif.

Le premier dispositif médical utilisant le couplage inductif pour la recharge de sa batterie, un pacemaker, a été réalisé en 1960. La recharge était réalisée à l'aide d'une bobine émettrice de 25 cm de diamètre et une bobine réceptrice de 5 cm de diamètre [41]. Aujourd'hui, un des exemples de dispositifs commercialisés est le neuro-stimulateur RestoreUltra de Medtronic qui contient une batterie rechargeable par couplage inductif. Ce neuro-stimulateur est placé à 1 cm de profondeur sous la peau dans un boîtier en Titane [42].

Dans les travaux de G. Rizzo [43], l'auteur propose un système de télé-alimentation d'implants en utilisant un lien inductif entre une bobine émettrice externe et un transducteur magnétoélectrique. Ce transducteur est composé d'un « matériau magnétostrictif », capable de se déformer sous effet d'un champ magnétique, et d'un matériau piézoélectrique. Cette configuration permet au transducteur de transformer une énergie magnétique à une énergie électrique. Dans ces travaux, le système peut délivrer une puissance, après redressement, de 34 mW.

Le couplage inductif a aussi été évalué à des hautes fréquences, 1 GHz, comme dans le cas des travaux de S. O'Driscoll et al. (2009) [44] où les auteurs ont réussi à délivrer 140  $\mu$ W sous une tension de 1,2 V à une puce implantée à une profondeur de 15 mm en envoyant une puissance de 0,25 W, ce qui donne un rendement très faible (< 1%). Le Tableau 3 présente quelques travaux publiés utilisant le couplage inductif pour l'alimentation de dispositifs médicaux.

Tableau 3 : Couplage inductif pour l'alimentation de dispositifs médicaux.

Références	Fréquence (MHz)	Puissance / courant fourni(e) - rendement	Distance entre bobines	Dispositif médical
[45] H. Lee et al.	13,56	20 mW	1 cm (fantôme)	-
[46] D. Gao et al.	0,125	40 %	Sur la peau	Patch
[47] M. Ahmadi et al.	13,56	0,11 mA	Sous la peau	Un implant médical de surveillance de glycémie

[48] <b>Dukju Ahn et al.</b>	200	224 $\mu$ W	15 mm (sous la peau)	Implants de taille millimétrique
[49] <b>R. Wu et al.</b>	6,78	10 mW	5 mm – 12 mm (dans le muscle)	-

Le couplage inductif assure une puissance délivrée qui peut atteindre 20 mW. Le rendement d'un système de transfert de puissance vers un dispositif médical par couplage inductif dépend de la fréquence de travail. La distance et l'alignement entre les bobines, émettrice et réceptrice, sont des paramètres qui influencent l'efficacité de transfert. D'autres facteurs affectent le couplage inductif tels que la taille des bobines, leurs alignement et orientation, leurs paramètres électriques (facteur de qualité), l'utilisation de matériaux magnétiques dans le voisinage (le ferrite par exemple) ...etc.

Un résumé des méthodes d'alimentation sans fils existantes est présenté sur la Figure 4.

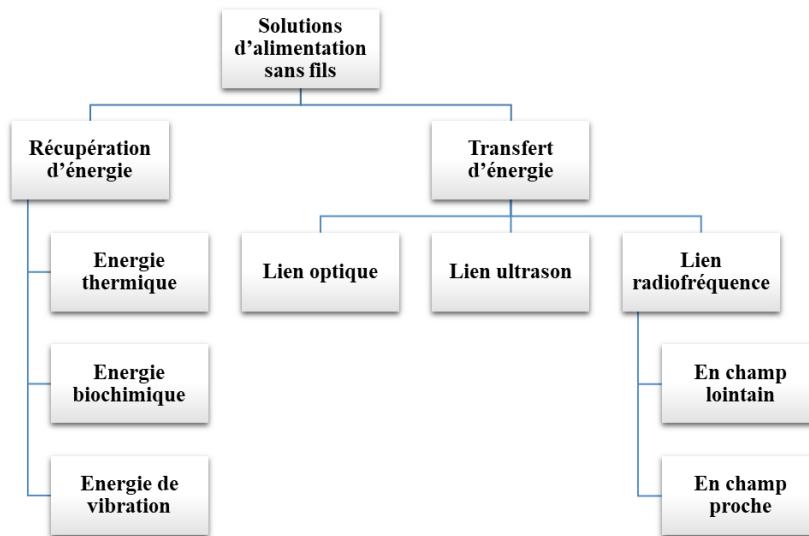


Figure 4 : Méthodes d'alimentation sans fils pour les patchs et les implants médicaux.

### III. Transfert de données avec et entre dispositifs médicaux

Avec l'existence de dispositifs médicaux à capteurs physiologiques pour les mesures, la collecte et la transmission des données de mesure devient un avantage pour le traitement et le meilleur suivi de l'évolution physiologique du patient (voir Figure 5). De plus, cette communication permettra de prendre des mesures médicales à temps en collectant des informations vitales pendant de courtes périodes (ex. la performance cardiaque pendant la procédure d'implantation) [10].

Les données transmises peuvent être aussi : une mesure de l'activité électrique du cerveau EEG, ou de l'activité électrique générée par le cœur ECG, une surveillance du glucose, mesure d'un mouvement du corps humain...etc [50]. Ces mesures obtenues peuvent être communiquées soit via un lien filaire ou sans fils vers un dispositif externe comme une carte à microcontrôleur qui peut alors afficher les informations sur une interface utilisateur.

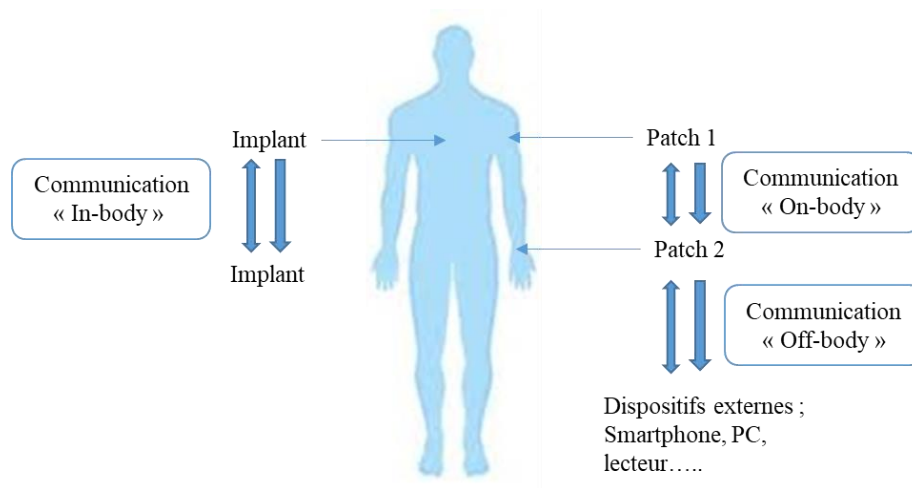


Figure 5 : Types de communication par télémétrie pour les patches et les implants médicaux.

Un des produits commercialisés et dotés de la capacité de communication est le patch Zio de la société iRhythm Technologies qui peut enregistrer le signal ECG pendant 14 jours. À la fin de la période de surveillance du patient, le patch Zio doit être envoyé à un centre de traitement pour analyse des données. Lors d'un symptôme, le patient peut marquer le temps du symptôme en poussant un bouton sur le Zio Patch pour permettre à son médecin, à la réception du patch, de corrélérer le symptôme avec le rythme de leur cœur. Une méthode de transmission de données sans fils peut être plus pratique pour le patient et permet d'économiser du temps. Les dimensions du patch Zio sont 123mm × 53mm × 10,7mm [51].

La capacité de communication sans fils a été intégrée dans de nombreux dispositifs médicaux et pour ce qui est généralement appelée « communication par télémétrie » [11] (voir Figure 5). Celle-ci peut être classée en trois types : (i) communication « off-body » entre un/des dispositifs médicaux portables et des réseaux externes, (ii) communication « on-body » entre des dispositifs médicaux portables et (iii) communication « in-body » entre des implants médicaux et des dispositifs externes [52]. Cette capacité à communiquer a été développée en utilisant plusieurs méthodes telles que la liaison via un couplage inductif, la liaison radiofréquences par

rayonnement (champ lointain) et, plus récemment, via l'ultrason. Le Tableau 4 présente les caractéristiques de la liaison radiofréquences et les caractéristiques du couplage inductif.

Tableau 4 : Caractéristiques de la communication en RF et en champ proche

Méthodes	Fréquences	Distance de communication	Débit de données
<b>Couplage inductif</b>	De quelques kHz à Quelques dizaines de MHz	< 10 cm	Jusqu'à 424 kbit/s
<b>Radiofréquences [52]</b>	402-405 MHz (la plus connue) 902-928 MHz 2.4-2.48 GHz 5.725-5.875 GHz	Jusqu'à quelques mètres	Jusqu'à 848 kbit/s

D'après ce tableau, la liaison RF présente plus d'avantages que la liaison via couplage inductif mais cette méthode souffre d'une consommation d'énergie très élevée par rapport au lien inductif.

Le débit de transfert de données demandé par un dispositif médical varie d'un dispositif à l'autre, dépendant du type et de la taille des données. Le Tableau 5 donne les débits de transfert de quelques dispositifs médicaux :

Tableau 5 : Débit de données à transmettre pour certains dispositifs [9] [44] [26]

Dispositif médical	Débit de données (bit/s)
Pression artérielle ambulatoire	< 0,2
Electrocardiographie (ECG)	1,2 k -250 k
Surveillance continue de la glycémie	< 0,1
Analyse sanguine constante	250 k
Données d'un stimulateur de la vessie	< 300 k

Un des problèmes rencontrés dans le transfert de données par couplage inductif est les interférences possibles avec l'électronique de l'implant vu le fort champ magnétique utilisé pour la communication et pour l'alimentation de l'implant. On retrouve ce problème dans les travaux de N. M. Neihart et al. [20] qui proposent une récupération d'un enregistrement neuronal d'un implant avec un couplage inductif à 1 MHz et un débit maximal de 40 kbit/s.

Un autre problème concernant le débit de communication est qu'il peut être insuffisant pour le transfert de données, comme présenté dans les travaux de W. Liu [53] qui consistent en un prototype d'alimentation et de transfert de données pour une prothèse rétinienne utilisant le couplage inductif à des fréquences entre 1 MHz et 10 MHz. Le débit dans [53] est de 25 à 250 kbit/s et permet seulement d'établir la liaison montante (de l'implant vers l'extérieur). La liaison descendante pour les prothèses rétiniennes demande un débit plus élevé qui peut aller jusqu'à 40 Mbit/s [26].

## **IV. Verrous technologiques du système d'alimentation et de communication**

Après l'état de l'art présenté dans ce chapitre, et avant de choisir une solution d'alimentation ou une méthode de communication pour un patch ou un implant, il nous faut prendre en considération plusieurs critères et faire face à différentes contraintes. Dans ce qui suit, nous présenterons ces critères et ces contraintes.

### **IV.1 Critères de choix de la solution d'alimentation et de communication pour les patches et les implants**

D'après notre bibliographie, une solution d'alimentation sans fils semble plus adéquate car facile à utiliser par le médecin ou le patient et comporte moins de risques sanitaires (infections...) que l'alimentation filaire.

Parmi les méthodes d'alimentation sans fils, les méthodes utilisant les champs électromagnétiques ont un meilleur rendement (voir partie III.2). Une liaison radiofréquences (par rayonnement) permet de délivrer une grande énergie à distance mais demande une grande énergie pour son fonctionnement, ce qui implique une batterie de plus grande taille en cas de communication de l'implant vers le lecteur. Or, dans un implant, ou même un patch, la taille doit être la plus petite possible. Cette même liaison implique une haute absorption du champ électromagnétique dans les tissus humains, ce qui engendre des pertes et un faible rendement du système d'alimentation mais aussi, cette absorption présente des risques pour la santé du patient si elle dépasse les normes. De plus, le rayonnement électromagnétique des antennes dans une liaison radiofréquences peut créer de fortes interférences électromagnétiques avec l'électronique du dispositif médical.

Contrairement à une liaison radiofréquences, une alimentation par couplage inductif est plus adaptée pour la plupart des dispositifs médicaux portables en raison de sa sécurité et de sa faible consommation. Ce couplage permet d'atteindre les niveaux de puissance électrique demandés pour le fonctionnement des dispositifs médicaux portables (entre 10  $\mu$ W et 10 mW) [45]. De plus, la profondeur d'alimentation est de l'ordre de quelques centimètres ( $< 10$  cm) ce qui correspond parfaitement à la distance permise par le couplage inductif.

## IV.2 Contraintes de la solution d'alimentation et de communication

Nous avons donc choisi le couplage inductif pour l'alimentation et la transmission de données pour les dispositifs médicaux portables. Or il faut prendre en considération plusieurs contraintes comme la taille des bobines, leur flexibilité mécanique, les matériaux d'encapsulation pour les implants...etc.

- **Taille des bobines :** Un patch médical a une taille de l'ordre de quelques centimètres, par contre, un implant doit pouvoir être plus petit pour des raisons chirurgicales. La bobine associée doit avoir une taille relativement petite (de la même taille que l'implant ou moins) pour pouvoir être implantée dans le corps raisonnablement. Un pacemaker ordinaire a un volume de quelques  $\text{cm}^3$  mais il existe de plus petits pacemakers comme le stimulateur Micra™ de la société Medtronic qui a un volume de  $800 \text{ mm}^3$  [37].

- **Flexibilité mécanique :** Certains patches médicaux doivent reproduire la courbure naturelle du corps humain qui peut être très forte, comme pour le bras d'un nouveau-né par exemple. Cette contrainte implique la conception de bobines sur des substrats flexibles sans que cela ne touche à leurs caractéristiques électriques. Cela impliquera de réduire l'épaisseur de la bobine et, par conséquent, l'épaisseur du dispositif médical. Une étude sur l'influence de la courbure sur les performances du système doit être faite.

- **L'influence des structures métalliques :** En général, le boîtier d'un implant médical est un boîtier rigide métallique pour protéger l'électronique embarquée et le corps humain de l'influence mutuelle entre le corps humain et l'implant. Le métal utilisé pour le boîtier des implants doit être biocompatible. Il existe plusieurs métaux utilisés mais le plus fréquent est le titane en raison de sa rigidité, de sa résistivité mécanique (dix fois plus résistant que l'acier), de sa légèreté et de sa biocompatibilité [54].

- **Biocompatibilité :** Le problème de biocompatibilité doit être pris en compte puisque les bobines sont faites à partir de cuivre qui est un métal non biocompatible. Pour cela une encapsulation de ces bobines doit être faite à partir de matériaux biocompatibles dans le cas des implants comme les caoutchoucs de silicone (ex. silastic et polydiméthylsiloxane, PDMS). Ces matériaux sont peu coûteux et ils conviennent aux contacts avec les fluides et tissus biologiques [19]. Cette encapsulation doit avoir un autre rôle qui est le maintien des caractéristiques électriques de la bobine face à l'influence du corps humain. En plus, la puissance électromagnétique absorbée par les tissus du corps doit respecter les normes [55] (Voir chapitre II).

- **La disponibilité de la technologie d'alimentation et de communication des dispositifs médicaux :** Ces solutions d'alimentation et de communication doivent être établies à l'aide de matériel (logiciel et appareil) qui peut être à la portée du patient comme un téléphone portable doté de la technologie NFC, qui est disponible dans la plupart des smartphones.





# **CHAPITRE II : Technologie**

## **RFID/NFC**



L'identification par radiofréquences RFID (Radio Frequency Identification) est une technologie qui permet d'identifier une étiquette (attachée à un objet, un animal... etc.) en utilisant des ondes électromagnétiques (sans contact physique). Les premières utilisations de la RFID étaient réservées au domaine militaire. Lors de la seconde guerre mondiale, un système d'identification des avions sur les radars en utilisant un système RFID a été mis en place, c'est le système « Identification Friend or Foe (IFF) » [56]. Un premier brevet de cette technologie a été déposé aux Etats Unis par l'inventeur Mario Cardullo en 1969 [57]. A la fin les années 70, les systèmes RFID commençaient à être présents dans le secteur privé. Un des systèmes commercialisés dans cette période est l'identification des animaux d'élevage développée par la compagnie « Identronix Research in California » en 1978 [58]. La standardisation (ISO) des « puces RFID » a commencé dans les années 1990 suivi de celle des « lecteurs RFID ». Les années 2000 ont connu l'arrivée de la technologie Near Field Communication (NFC) qui est une extension de la RFID. Contrairement à la RFID, qui propose uniquement la lecture (interrogation) d'un « tag RFID », le NFC permet un échange de données bidirectionnel plus sécurisé [59]. Le NFC est utilisé pour les paiements sans contact, dans les cartes de transports, pour la protection des données échangées...etc. La technologie NFC a été développée conjointement par les entreprises Philips et Sony à la fin de l'année 2002 [60]. En même temps, en Europe, l'organisation ECMA International (European association for standardizing information and communication systems) a mis en place une norme pour la technologie NFC [61]. En décembre 2003, ISO et la commission électrotechnique internationale l'ont normalisée à leur tour. Puis, en 2004, Nokia, Philips et Sony ont fondé le forum NFC pour promouvoir la technologie et ont développé leurs propres cartes NFC (FeliCa pour Sony et Mifare pour Philips-NXP) [62]. La Figure 6 résume l'évolution du RFID/NFC.

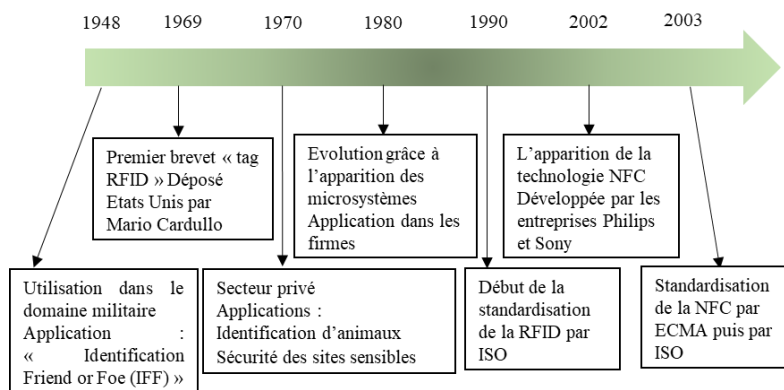


Figure 6 : Chronogramme de l'évolution du RFID et NFC.

## I. Description des systèmes RFID/NFC

### I.1. Eléments du système

Un système RFID se compose principalement de deux éléments essentiels :

- Lecteur RFID (scanner) : il contient une antenne et un émetteur-récepteur. Entre les deux, il peut y avoir un étage d'adaptation d'impédance de l'antenne vu par le reste du circuit. Le lecteur interroge les puces RFID en envoyant un signal électromagnétique et peut capturer les données de plusieurs étiquettes RFID dans sa zone détectable. Selon les données reçues, le lecteur peut effectuer certaines tâches (comme l'ouverture d'une portière). Il existe plusieurs types de lecteur RFID selon la bande de fréquence utilisée et la puissance émise par le lecteur.
- Transpondeur (tag / étiquette) : il se compose d'une antenne, d'une puce et d'un étage d'adaptation d'impédance vu par la puce. L'étiquette peut être passive, active ou semi-passive. L'étiquette active nécessite une alimentation interne pour pouvoir s'activer et communiquer avec le lecteur alors que la passive est alimentée par le signal électromagnétique du lecteur. Par conséquent, un lecteur d'étiquettes RFID passives doit pouvoir émettre des signaux électromagnétiques (EM) plus puissants et, en retour, identifier les signaux très faibles provenant de l'étiquette RFID passive.

En réponse au signal EM d'un lecteur, l'étiquette génère une réponse électromagnétique. L'étiquette active intègre un émetteur RF pour générer sa réponse au lecteur contrairement à l'étiquette passive qui utilise le signal EM reçu du lecteur pour transmettre sa réponse. Certaines étiquettes possèdent une mémoire dans laquelle le lecteur peut écrire des informations en plus de la lecture.

Contrairement à une étiquette active, une étiquette passive a une durée de vie plus élevée et indépendante de la durée de vie d'une batterie. Les étiquettes dites semi-passives possèdent une batterie qui est utilisée uniquement pour alimenter un circuit électronique connecté à l'étiquette. Ce circuit peut être un capteur (ex. capteur de température) ou autre. Les étiquettes sont réparties en plusieurs classes [63] suivant leurs performances (capacité de lecture avec ou sans écriture, étiquette passive ou active...etc.). Le Tableau 6 présente les classes d'étiquettes RFID, leurs types et quelques utilisations typiques.

Tableau 6 : Etiquettes (tag) RFID [64].

Classe	Type	Fonction	Système dans le tag	Utilisation
<b>0</b>	Passive	Lecture seule	Préprogrammée	Antivol : code d'identification
<b>I</b>	Passive	Lecture seule	Programmable une fois	Portique d'identification
<b>II</b>	Passive	Ecriture mémoire possible	Modifiable	Mini base de données
<b>III</b>	Semi-passive (assistée par une batterie)	Lecture seule ou lecture écriture	Transfert permanent d'informations sur sollicitation d'un lecteur	Couplées à des capteurs
<b>IV</b>	Active	Ecriture mémoire possible	Communication entre étiquettes possible	Télépéage des autoroutes Contrôle des entrées-sorties de véhicules
<b>V</b>	Active	Ecriture mémoire possible	Interrogateur d'autres étiquettes (Alimente les étiquettes de types 0, I, II et III Communique avec les étiquettes de classe IV)	

Dans une puce RFID on trouve principalement un circuit de gestion et/ou de récupération d'énergie, un circuit de gestion des données (modulateur/démodulateur), un microcontrôleur ( $\mu\text{C}$ ) pour le traitement des requêtes envoyées par le lecteur vers le tag et la construction des réponses ainsi qu'une mémoire. La Figure 7 présente la communication entre un lecteur RFID et un tag RFID à l'aide d'antennes et illustre quelques exemples de lecteurs et de tags.

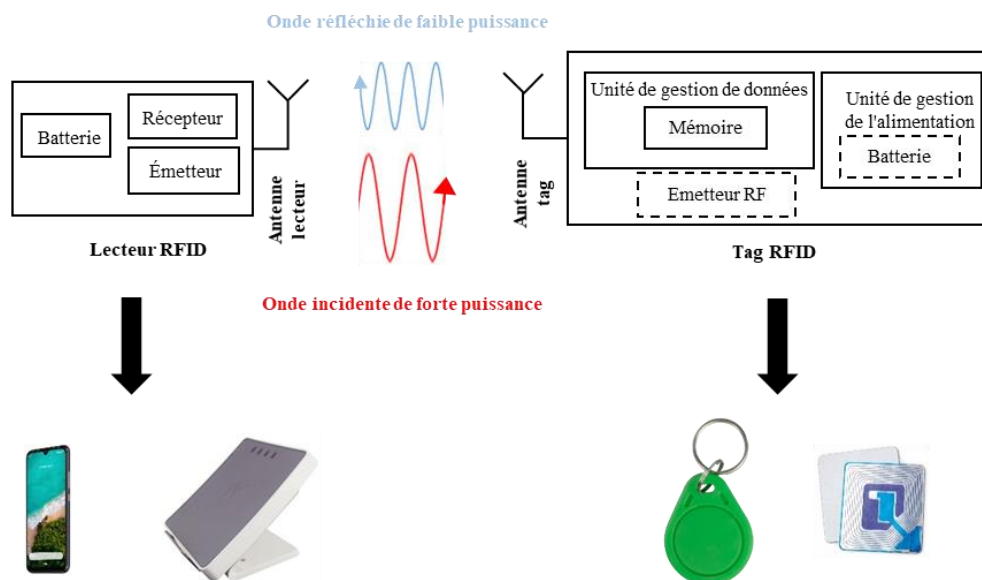


Figure 7 : Communication entre lecteur RFID et le tag RFID par antennes.

Contrairement à un tag, le lecteur ne peut pas être passif. Il peut être alimenté avec une batterie ou par une alimentation filaire.

La RFID peut être utilisée à plusieurs fréquences ; en basses fréquences (BF), en haute fréquence (HF) et en ultra-haute fréquence (UHF). En BF ( $< 135$  kHz) et HF (13,56 MHz) la longueur d'onde  $\lambda$  est très grande (de l'ordre de quelques dizaines de mètres jusqu'à quelques kilomètres). La communication RFID se fait alors en champ proche par couplage inductif (phénomène d'induction électromagnétique) entre bobines. Les fréquences BF et HF sont très couramment employées pour des utilisations à très faible portée. A des fréquences plus hautes (433 MHz, 860-960 MHz et 2,45 GHz)  $\lambda$  est petite (ondes dites « décimétriques ») et la communication est faite par propagation des ondes électromagnétiques (rayonnement EM en champ lointain). La Figure 8 résume les plages de fréquences utilisées pour la RFID et quelques utilisations typiques de cette technologie à ces fréquences.

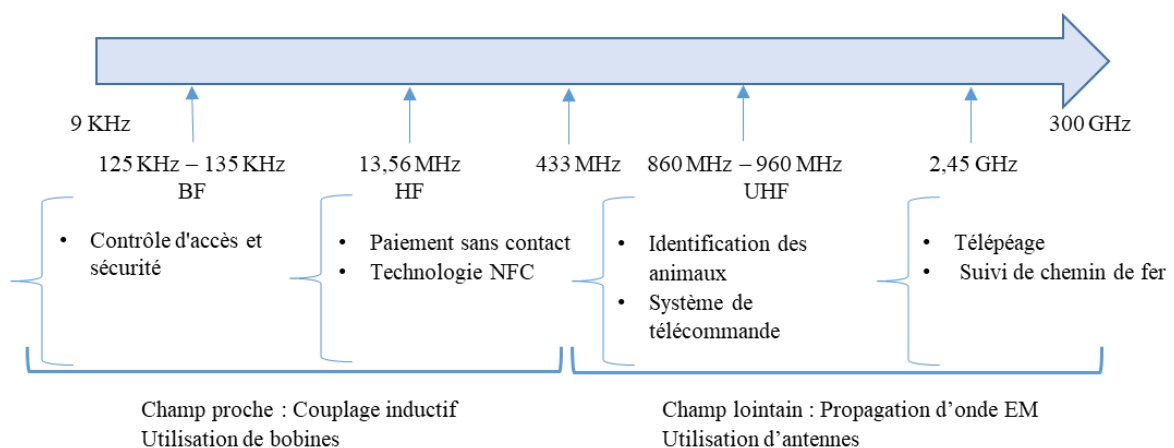


Figure 8 : Fréquences de la RFID et quelques exemples d'utilisation.

## 1.2. Principe du système NFC : transfert d'énergie et communication par couplage inductif

La technologie NFC s'appuie sur la RFID en HF. Elle permet un échange plus complexe entre les éléments du système que dans le contexte de la RFID HF. Un lecteur NFC peut lire des étiquettes RFID passives et écrire si ces étiquettes le permettent. Les appareils NFC (lecteurs et étiquettes) peuvent échanger des données concernant leurs capacités, échanger des enregistrements ou lancer une communication à long terme [65]. La NFC est une technologie de faible portée et bas débit ce qui lui permet d'éviter les interférences avec les autres technologies qui peuvent être présentes dans les lecteurs comme le WIFI.

Contrairement à la RFID, le NFC ne fonctionne qu'à l'aide du champ proche à une seule fréquence de 13,56 MHz par couplage inductif entre les bobines (bobine lecteur et bobine de

l'étiquette). Ce couplage inductif permet, à la fois, le transfert d'énergie à l'étiquette NFC et la communication entre les deux éléments (lecteur et étiquette).

Le transfert d'énergie par couplage inductif est basé sur la transmission d'énergie entre deux bobines. Dans notre cas, la bobine primaire est placée dans un dispositif externe (lecteur NFC) et la bobine secondaire est placée dans le dispositif médical. La bobine primaire transmet un champ magnétique variable qui induit une tension dans la bobine secondaire. Ce phénomène se base sur la mutuelle inductance  $M$ . La Figure 9 montre le schéma d'un circuit d'alimentation par couplage inductif.  $(r_1, L_1)$  et  $(r_2, L_2)$  sont, respectivement, la résistance physique et l'inductance de la bobine primaire et secondaire. Le circuit primaire contient une source d'alimentation électrique qui délivre un courant  $i_1$ . Ce courant crée un flux magnétique à travers la bobine secondaire  $\phi_2$  variable au cours de temps. La variation temporelle du flux magnétique crée une force électromotrice  $e$  et un courant induit  $i_2$  dans la secondaire. Le circuit secondaire contient l'électronique de la gestion de l'alimentation du dispositif médical. La création de  $e$  est exprimée dans loi de Faraday-Lenz montrée dans l'équation 1 :

$$e = - \frac{\partial \phi_2}{\partial t} \quad 1$$

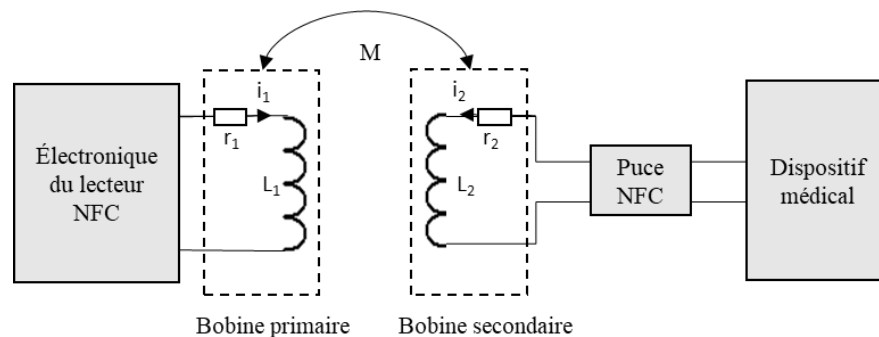


Figure 9 : Système d'alimentation par couplage inductif.

### I.3. Communication en NFC

Dans un système RFID/NFC, le lecteur activé émet régulièrement un signal RF et démodule en permanence le signal (modulation d'enveloppe généralement) pour rechercher des données. Dans le cas d'un tag passif, le tag absorbe une petite partie de l'énergie émise par le lecteur et commence à envoyer des informations modulées lorsqu'une énergie suffisante est acquise et que la commande reçue a été interprétée. Il existe deux voies de transfert de données dans un



système NFC ; du lecteur vers le tag (voie descendante) et du tag vers le lecteur (voie montante). Cette modulation est détaillée dans la norme ISO/IEC 14443-2 [66].

Dans la voie descendante, le transfert de données est fait par une modulation d'amplitude (ASK). C'est en modifiant l'amplitude d'un signal qu'on appelle « la porteuse » par un signal dit « modulant » que les informations vont être transmises. Dans le cas du NFC, la fréquence de la porteuse est 13,56 MHz.

Pour la voie montante, le tag utilise la modulation de charge et peut posséder (ou pas) un émetteur à son bord. Cette modulation est faite en changeant l'impédance du tag vue par le lecteur, ce qui donne naissance à une tension alternative d'amplitude variable aux bornes de la bobine du lecteur en fonction des données envoyées. On appelle cette modulation la modulation de charge [67]. Suivant leur communication avec le lecteur (utilisation d'un émetteur ou pas) et la présence ou pas d'une batterie à bord de la puce NFC, les étiquettes NFC peuvent être classées dans quatre cases physiques (voir Tableau 7) [63].

Tableau 7 : Cases physiques des étiquettes NFC.

		Communication de l'étiquette au lecteur	
		Par modulation de charge	Par un émetteur
Alimentation	Sans batterie embarquée	Passive (Sans batterie)	Active (Sans batterie)
	Avec batterie embarquée	Passive (Avec batterie)	Active (Avec batterie)

Le classement des étiquettes NFC en active ou passive dépend du moyen de communication (émetteur ou modulation de charge).

Les données NFC sont envoyées à un débit normalisé de 106, 212 ou 424 kbit/s (le débit 848 kbit/s ne respecte pas un des standards NFC qui est ISO/IEC 18092). Ces débits nécessitent alors des bandes passantes qui permettent de transporter les données. La bande passante est liée directement à un paramètre de la bobine qu'on appelle « facteur de qualité ». Ainsi, la réalisation de bobines avec des caractéristiques électriques adéquates est un des critères à respecter dans nos travaux de thèse.

Contrairement au RFID, il existe un format d'échange de données unique entre les appareils NFC c'est le format NFC Data exchange Format (NDEF). Les messages NFC contiennent un

identifiant unique et une charge utile de données qui peuvent être ; un texte simple, un URL d'un site Web (qui peut être transmis à une application pour l'afficher comme un navigateur Web), un « lien » qui peut ouvrir une application dans le lecteur NFC ou, dernier type de données, une signature qui donne des informations sur l'origine des données stockées dans le message NFC [65].

## I.4. Standards NFC

L'architecture d'un système NFC repose sur un modèle qui se compose de plusieurs couches commençant par les caractéristiques physiques du système passant par le protocole de transport des données jusqu'à arriver à l'application finale. Les normes définissent les spécifications de chaque couche. Il existe des normes déjà définies et d'autres qui sont en cours de validation.

Les normes du NFC se répartissent en deux groupes ; normes ouvertes et normes propriétaires. Parmi les normes ouvertes, on trouve les normes internationales ISO/IEC (18 092-NFC IP1 et 21 481-NFC IP2), qui sont des extensions de la norme RFID (ISO/IEC 14443 [68], et la norme EMCA. Les normes propriétaires, comme les normes de EMVCo et les normes de NFC Forum, imposent des spécifications en plus ce qui impliquent des propriétés différentes comme les distances d'utilisation. La Figure 10 présente les différentes couches du modèle ISO 14443 pour un système NFC.

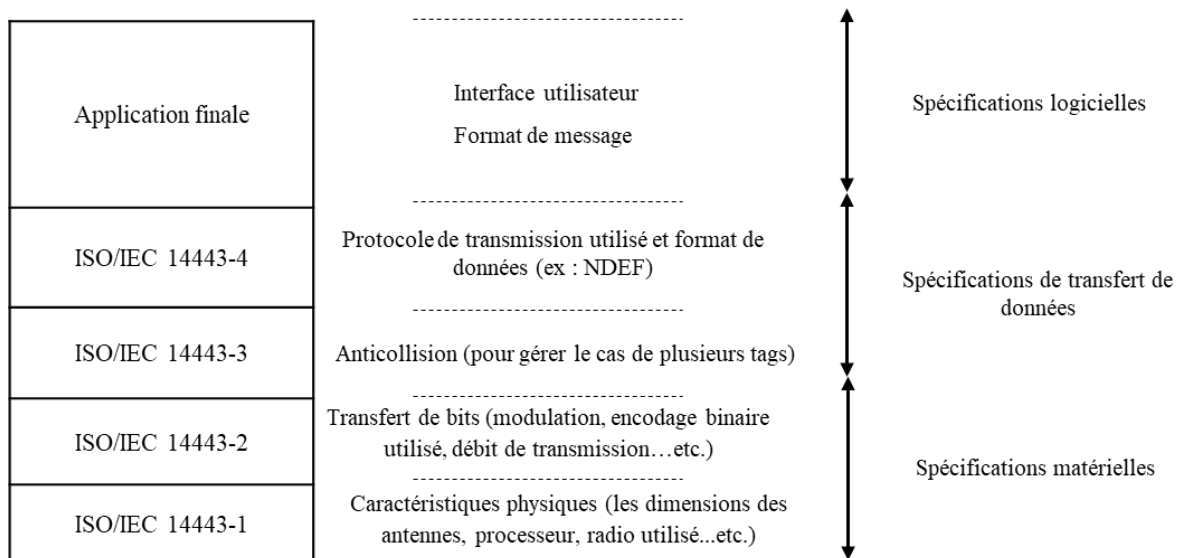


Figure 10 : Couches du modèle ISO 14443.

## **II. Interactions électromagnétiques avec le corps humain**

Dans le cadre d'un dispositif médical portable alimenté par un couplage inductif entre bobines, des interactions électromagnétiques auront lieu entre les bobines et le corps humain. Afin d'étudier ces interactions et leurs dangers pour le corps humain et pour le système d'alimentation, en simulation et en mesure, des modèles de corps humain ont été décrits dans la littérature scientifique.

Dans les simulations, les modèles se composent de plusieurs couches de tissus biologiques avec des propriétés diélectriques, pour chaque couche, définies par la bande de fréquences de l'exposition [28] [27].

En mesure, on trouve des méthodes possibles dans la littérature ; l'utilisation de viande d'animaux, généralement les muscles, peut avoir lieu [69] ou d'un gel homogène ayant les mêmes propriétés diélectriques que les tissus biologiques, ce qu'on appelle un fantôme [27].

Le risque d'une exposition au champ électromagnétique, dans la gamme de fréquences 10 MHz -10 GHz, est un échauffement hyperthermique localisé par la vibration des molécules d'eau qui peut se produire à de bas niveaux de puissance [12]. Pour quantifier ces risques et respecter les normes d'exposition, on utilise une grandeur physique qui est la densité d'absorption spécifique (DAS) en W/Kg. Le DAS est expliqué en détails dans la partie II.3 de ce chapitre.

### **II.1. Modèles de tissus humains**

Dans les articles traitant du couplage inductif utilisé pour l'alimentation des dispositifs médicaux portables, la plupart des modèles de simulation numérique sont simplifiés et se composent de différentes couches (ex. peau, muscle...etc.). La composition de ces modèles dépend de l'emplacement de l'implant. Le Tableau 8, présente quelques modèles de corps humain :

Tableau 8 : Modèles humains multicouches.

Référence	Composition	Epaisseur (mm)
[28] Pacemaker	Peau Graisse Muscle	3 2 -
[27] Pacemaker	Peau Graisse Muscle	3 2 16 mm <x< 24 mm
[69] Implant ultra compact	Peau Graisse Muscle	2 2 20
[70] Implant (ex. Pacemaker)	Peau Graisse Muscle	2 3 -
[71] Implant optogénétique (tête)	Peau Crâne Matière grise Matière blanche	1 2 22 65
[72] Implant dans un bras humain	Peau Muscle Os	2,5 25 -

## II.2. Propriétés diélectriques des tissus biologiques

Le tissu biologique est un milieu multicouche et sa composition est très variable suivant la partie du corps (bras, tête, tronc, abdomen...). Ces couches ont des propriétés diélectriques différentes qui dépendent de la fréquence. La connaissance de ces paramètres permet, entre autres, l'étude des dangers de l'exposition au champ électromagnétique pour le tissu.

Les mesures du rendement du système d'alimentation, du champ magnétique et des caractéristiques des bobines, dans le corps humain, nécessitent un milieu (fantôme) qui a les mêmes caractéristiques diélectriques que les tissus biologiques et simulant le comportement électromagnétique du corps humain. Le fantôme utilisé est composé de 30% de Triton X, 3,5 g/l de NaCl et d'eau [73].

Au sein de notre laboratoire, nous avons effectué une caractérisation du fantôme à disposition sur la bande de fréquence de 10 kHz à 10 GHz (en utilisant un impédance mètre en basses fréquences et un VNA en hautes fréquences en faisant le raccordement entre les résultats) à une température ambiante de 24°C. Sur la Figure 11, les résultats de la caractérisation sont présentés sous forme de courbes de la permittivité diélectrique complexe relative suivant son équation 2 :

$$\overline{\epsilon}_r(\omega) = \epsilon'_r(\omega) - j \epsilon''_r(\omega) \quad \text{avec} \quad \epsilon''_r(\omega) = \frac{\sigma}{\epsilon_0 \omega}(\omega) \quad \text{et} \quad \epsilon'_r = \frac{\epsilon'}{\epsilon_0}(\omega) \quad 2$$

- $\omega$  [rad/s]: pulsation,
- $\epsilon'$  [F/m]: permittivité diélectrique du milieu,
- $\epsilon_0$  [F/m]: permittivité du vide ( $=8,85 \times 10^{-12}$  F/m),
- $\sigma$  [S/m]: conductivité électrique

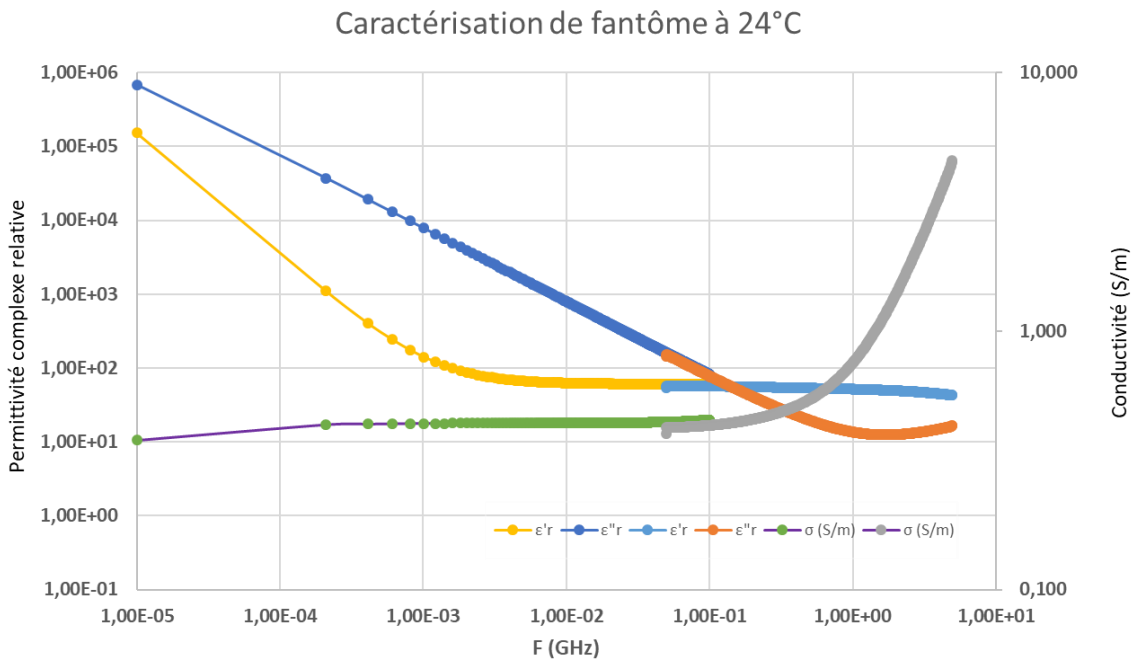


Figure 11 : Caractérisation de fantôme sur la bande de fréquence 10 kHz – 10 GHz.

A 13,56 MHz, le fantôme possède une permittivité diélectrique relative complexe de  $61,9 - j584,82$  et une conductivité électrique de 0,44 S/m.

Les propriétés diélectriques de quatre différents tissus biologiques, sur la bande de fréquences 10 MHz – 10 GHz sont publiées dans [74] (voir Annexes A).

### II.3. Débit d'absorption spécifique (DAS)

Cette grandeur physique est la mesure de la puissance absorbée (débit), par une masse définie du corps humain, lorsque ce dernier est exposé à des champs électromagnétiques. Il est utilisé pour normaliser l'exposition aux champs électromagnétiques afin de protéger les patients. L'expression du DAS est la suivante :

$$DAS = \frac{\sigma |E|^2}{\rho} [W/Kg] \quad 3$$

où  $\sigma$  [S/m] est la conductivité électrique du tissu,  $\rho$  [kg/m<sup>3</sup>] est la densité volumique de masse du tissu et  $E$  [V/m] est l'intensité du champ électrique dans le tissu.

La réalisation d'un dispositif médical doit satisfaire des règles de sécurité qui limitent l'exposition, selon deux normes ; (1) la norme IEEE C95.1-1999 (pour 1 g de volume de tissu biologique), (2) IEEE C95.1-2005 (pour 10 g de volume de tissu biologique). Ces deux normes limitent le DAS moyen à 1,6 W/kg et à 2 W/kg respectivement [55].

### III. Modélisation électromagnétique du système NFC

#### III.1. Modèle électrique d'une bobine

Une bobine réelle peut être modélisée sous forme d'un circuit RLC comme illustrée sur la Figure 12 par l'association d'une bobine idéale d'inductance  $L$ , d'une résistance de pertes  $r$  et d'un condensateur parasite  $C$ , souvent dû à la capacité inter-spaires :

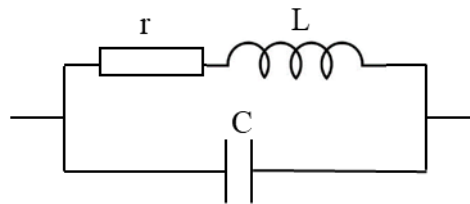


Figure 12 : Modèle électrique d'une bobine.

L'impédance complexe  $Z$  du circuit est exprimée en fonction de la pulsation  $\omega$  :

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{r + jL\omega} + jC\omega \quad 4$$

En basses fréquences, la bobine est purement résistive et sa résistance série  $r$  est due à la conductivité du métal de la bobine. L'expression de la résistance en basses fréquences est simple :

$$r = \rho \frac{l}{S} \quad 5$$

où  $\rho$  [ $\Omega \cdot m$ ] est la résistivité électrique du matériau de la bobine,  $S$  [m<sup>2</sup>] est la section des spires de la bobine et  $l$  [m] est la longueur de la bobine.

En hautes fréquences, l'intensité du courant diminue dans la profondeur des conducteurs. Ce phénomène est appelé « effet de peau ». Le courant est concentré dans une épaisseur de piste appelée « épaisseur de peau ». La valeur de cette profondeur  $\delta$  [m] (équation 6) dépend de la fréquence  $f$ , de la conductivité électrique du matériau  $\sigma$  [ $S.m^{-1}$ ], et la perméabilité magnétique du vide  $\mu$  [ $H.m^{-1}$ ]. La valeur de  $\delta$  diminue en fonction de la fréquence.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad 6$$

Cet effet de peau influencera la valeur de la résistance  $r$ . Dans la littérature, une formule analytique, qui prend en compte l'effet de peau, est présentée dans [75] pour le calcul de la résistance d'une bobine planaire. Cette formule utilise la section effective du conducteur qui forme les tours de la bobine  $S_{eff}$ , la largeur du conducteur  $L$  et la hauteur du conducteur  $h$  (voir Figure 13).

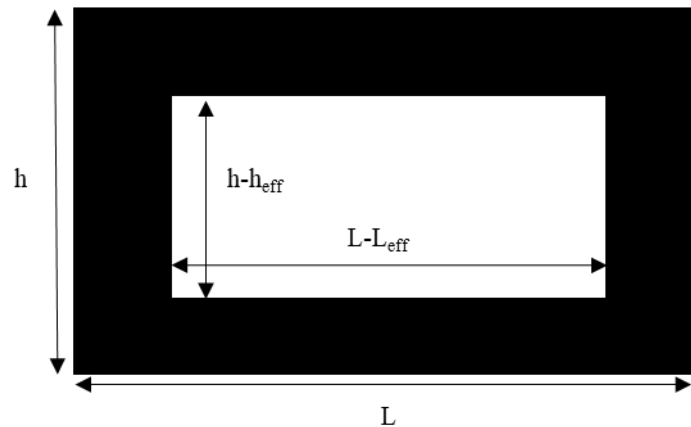


Figure 13 : Plan de coupe d'un conducteur rectangulaire qui forme les spires de la bobine.

$$r = \rho \frac{l_c}{S_{eff}} \quad 7$$

$$l_c = N\pi(r_i + r_e + L) \quad 8$$

$$S_{eff} = L \cdot h - (L - L_{eff})(h - h_{eff}) \quad 9$$

où  $l_c$  est la longueur du conducteur qui forme la bobine,  $N$  est le nombre de tours de la bobine,  $r_i$  est le rayon interne de la bobine et  $r_e$  est le rayon externe de la bobine.  $L_{eff}$  et  $h_{eff}$  sont respectivement la largeur effective du conducteur et la hauteur effective du conducteur et se calculent comme suit :

$$h_{eff} = 2\delta \frac{\cosh(h/\delta) - \cos(h/\delta)}{\sinh(h/\delta) - \sin(h/\delta)} \quad 10$$

$$L_{eff} = 2\delta \frac{\cosh(L/\delta) - \cos(L/\delta)}{\sinh(L/\delta) - \sin(L/\delta)} \quad 11$$

De plus, une formule semi-empirique est présentée dans [76] pour le calcul de la résistance  $r$  en hautes fréquences (voir équation 12) :

$$r = K_c [\rho l / (2(L + h)\delta)] \quad 12$$

$$K_c = 1 + (1 - e^{-0.048 S^{0.5}/(1.26 \delta)}) [0.06 + 0.22 \ln(L/h) + 0.28(h/t)^2] \quad 13$$

A des fréquences plus élevées, la partie imaginaire de l'impédance  $Z$  devient non négligeable et, à la résonance  $f_r$  (équation 14), la partie imaginaire de l'impédance de la bobine s'annule (définition de la résonance).

Avant la résonance, la partie inductive est dominante. L'inductance  $L$  d'une bobine planaire spirale peut être calculée à partir de l'expression de Mohan [77] (équation 15). Cette expression est adaptable à des géométries différentes de bobines (carrée, circulaire...etc.) quand l'épaisseur du conducteur est négligeable devant la largeur et la longueur de la bobine.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad 14$$

$$L = \frac{\mu_0 N^2 d_{moy} c_1}{2} [\ln(c_2/\rho) + c_3\rho + c_4\rho^2] \quad 15$$

$$\text{Avec : } \rho = \frac{d_{ex} - d_{in}}{d_{ex} + d_{in}} \quad 16$$

Où  $\mu_0$  est la perméabilité du vide,  $N$  est le nombre de tours de la bobine, Les coefficients  $c_1$ ,  $c_2$ ,  $c_3$  et  $c_4$  dépendent de la forme de la bobine (donnés dans le Tableau 9) et  $d_{moy}$  est le diamètre moyen de la bobine défini à partir du diamètre intérieur  $d_{in}$  et du diamètre extérieur  $d_{ex}$ .

Tableau 9 : Coefficients  $c_1$ ,  $c_2$ ,  $c_3$  et  $c_4$  de la forme de la bobine [77]

	$c_1$	$c_2$	$c_3$	$c_4$
<b>Carrée</b>	1,27	2,07	0,18	0,13
<b>Circulaire</b>	1	2,46	0	0,20



L'inductance apparente de la bobine,  $L$ , peut être influencée par les matériaux autour de la bobine, comme les conducteurs ou les matériaux ferromagnétiques, mais aussi par les couplages capacitifs entre les spires de la bobine et, pour les bobines fabriquées sur un substrat comme les bobines NFC planaires, l'effet capacitif lié au substrat. La capacité parasite  $C$  due aux couplages capacitifs peut être déterminée à partir des mesures des caractéristiques de la bobine à la résonance. Dans ce qui suit, nous présenterons l'influence de  $C$  sur l'inductance mesurée  $L_m$ , en utilisant la fréquence de travail  $f_0$ , l'impédance mesurée à la fréquence du travail  $Z_m$  et la fréquence d'auto-résonance  $f_r$  de la bobine. Pour simplifier, nous supposons qu'il n'y a pas de pertes est donc pas de résistance. Ainsi l'impédance mesurée du modèle électrique à la fréquence de travail,  $Z_m$ , (voir Figure 12) devient :

$$Z_m = \frac{1}{jC\omega_0 + 1/jL\omega_0} \quad 17$$

L'inductance mesurée est calculée comme suit :

$$L_m = \left| \frac{Z_m}{j\omega_0} \right| = \frac{1}{1/L - C\omega_0^2} \quad 18$$

à la résonance :

$$C = \frac{1}{\omega_r^2 L} \quad 19$$

et :

$$L_m = \frac{1}{1/L - \omega_0^2 / L\omega_r^2} \quad 20$$

D'où :

$$L_m = L \left( 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_r^2} \right)^{-1} \quad 21$$

L'inductance « réelle » de la bobine est différente de l'inductance mesurée. Entre les deux inductances, mesurée et réelle, il y a un facteur fonction de la fréquence de mesure et de l'auto-résonance de la bobine.

### III.2. Facteur de qualité de la bobine

Un des facteurs caractérisant la bobine est son facteur de qualité  $Q$ . Etant donné que la bobine en hautes fréquences se comporte, en considérant sa capacité parasite, comme un filtre passe bande, le facteur  $Q$  caractérise l'idéalité de la sélectivité de ce filtre. La valeur de ce facteur

dépend de la fréquence de résonance  $f_r$  et de la bande passante  $\Delta f$  à -3 dB comme montré dans l'équation 22.

$$Q = \frac{f_r}{\Delta f} \quad 22$$

Le facteur Q est important pour le dimensionnement d'une bobine NFC où il faut prendre en compte le débit de la communication utilisé par le système de transmission pour permettre d'avoir la bande passante adéquate. Lorsque le facteur Q est grand, le composant réactif emmagasine de l'énergie autour de la fréquence de résonance plus efficacement que lorsque Q est petit. En revanche, lorsque Q est trop grand, la bande passante devient étroite ce qui ne permettra pas au spectre du signal modulant la porteuse (13,56 MHz) de passer complètement, par conséquent, la communication sera perturbée, voire impossible malgré la télé-alimentation correcte du transpondeur.

La bobine doit avoir un facteur Q supérieur au facteur Q du système NFC car le facteur Q de la bobine ne peut que diminuer sous l'effet des résistances externes et ne peut plus être augmenté. Un bon facteur de qualité pour une application NFC est entre 20 et 40 [78] [79] [63]. Ce facteur de qualité de la bobine toute seule peut être déterminé avec l'inductance de la bobine et sa résistance. L'équation 23 définit la relation entre Q, r et L pour le modèle électrique de la bobine:

$$Q = \frac{\omega L}{r} \quad 23$$

### III.3. Coefficient de couplage entre bobines

Lorsque deux circuits électriques sont couplés magnétiquement, ils présentent une inductance mutuelle. Ce couplage est caractérisé par un facteur appelé « coefficient de couplage k » qui dépend de l'inductance du premier circuit  $L_1$ , de l'inductance du deuxième circuit  $L_2$  et de la mutuelle inductance M des deux circuits. Sa valeur est définie dans l'équation 24.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad 24$$

k varie entre 1 et 0. Le couplage est idéal lorsque k égale à 1.

## IV. Structure matérielle du système NFC

### IV.1. Classes « d'antennes » NFC

Les dimensions et les formats des antennes NFC peuvent être normalisés ou pas. Pour les dimensions qui sont normalisées, on trouve des spécifications données dans la couche physique (couche 1) des normes. La Figure 14 présente les dimensions et les formats des antennes NFC de la norme ISO 14 443-1 (pour les cartes à puce dites de proximité) qui sont regroupées dans des classes allant du plus grand au plus petit format. Les dimensions sont en mm. Sur la figure 14, les zones blanches sont les zones où les spires de la bobine peuvent être présentes et les zones hachurées doivent rester vides (sans présence de spires). On trouve aussi NFC Forum qui a défini des dimensions d'antennes propre à NFC Forum.

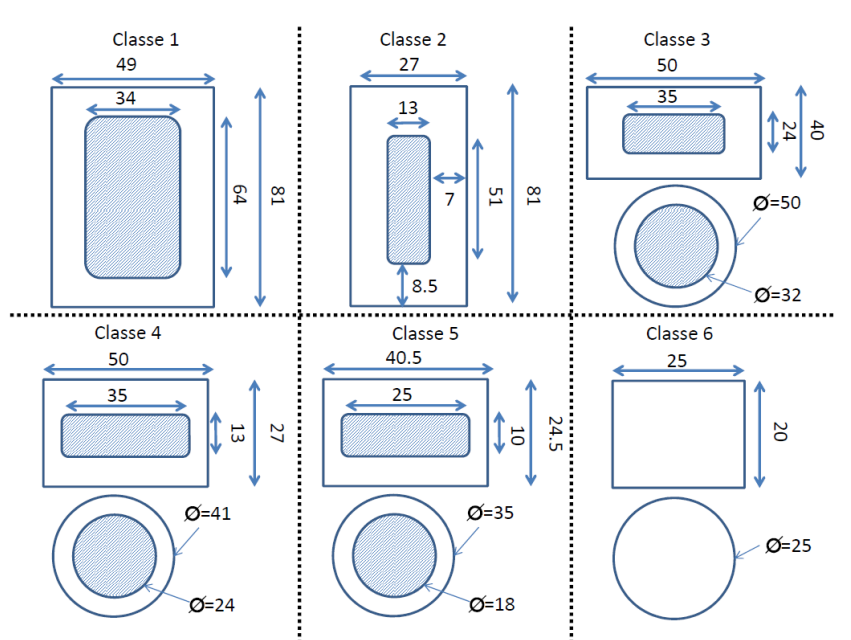


Figure 14 : Classes d'antenne de la norme ISO 14 443 [67]

### IV.2. Choix de la puce NFC

Comme expliqué dans la partie I.1 de ce chapitre, un tag NFC se compose d'une bobine et d'une puce NFC avec, entre les deux, un étage d'adaptation dans certains tags. Une puce NFC est composée de certaines entrées/sorties pour être connectée à la bobine, à l'étage d'adaptation mais aussi, pour certaines puces, pour délivrer une tension continue qui peut alimenter un circuit électronique. A l'intérieur de la puce, on trouve une mémoire, une unité de gestion de données pour le transfert et le traitement des données NFC et une unité de gestion d'alimentation de la

récupération d'énergie provenant de l'antenne. La Figure 15 montre l'architecture d'un tag NFC. En impédance d'entrée, la puce toute seule présente une capacité  $C_c$  placée en parallèle à l'antenne du tag. Tenant compte de cette capacité, on peut ajuster la fréquence d'accord (résonance) du tag en créant une antenne avec la bonne valeur d'inductance. Dans certains tags, il existe des résistances, dites résistances d'amortissement, placées entre la bobine et l'étage d'adaptation pour réduire le facteur de qualité de la bobine s'il est trop élevé [63].

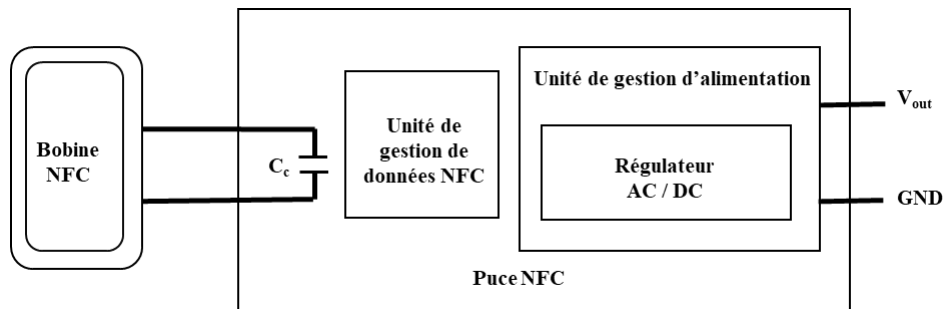


Figure 15 : Architecture d'un tag NFC

La puce choisie dans ce travail est la puce NT3H de la société NXP. Cette puce peut délivrer en sortie une tension continue jusqu'à 2,9 V [80] lorsque la bobine du tag reçoit un champ magnétique suffisant. Vue de la bobine du tag, cette puce est modélisée par un condensateur interne, parallèle, de 50 pF, ce qui nous conduit à concevoir une bobine d'inductance de 2,75  $\mu$ H afin d'obtenir une fréquence de résonance de 13,56 MHz.

### IV.3. Choix du lecteur NFC

Un lecteur peut être un appareil dédié uniquement aux applications NFC ou un appareil sur lequel est embarqué un système NFC comme un Smartphone. Il doit pouvoir fournir un champ magnétique supérieur à 1,5 A/m à vide (sans présence de tags) selon les normes ISO 18 092 et ISO 21 481. Ce niveau de champ permet, théoriquement, aux tags de fonctionner.

Dans le cadre de la thèse, nous avons étudié plusieurs lecteurs NFC avant d'en choisir un. Pour cela, nous avons mesuré la norme du champ magnétique délivré par la bobine de ces lecteurs à la distance la plus proche (3 mm dans le cas de nos lecteurs) et en absence de tag pour éliminer l'effet de la charge du tag sur le lecteur. La distance de 3 mm comprend le boîtier de certains de nos lecteurs NFC qu'on ne peut pas éviter.

La mesure de champ magnétique a été faite à l'aide d'une bobine jouant le rôle de capteur magnétique de petite dimension par rapport aux bobines des lecteurs NFC (voir Figure 16 la

bobine capteur et Tableau 10). Cette bobine capteur a une fréquence d'auto-résonance de 38,3 MHz, beaucoup plus grande que 13,56 MHz et qui permet donc d'avoir une impédance inductive à 13,56 MHz.



Figure 16 : Bobine capteur magnétique

Rayon externe (mm)	5
Rayon interne (mm)	0,6
Nombre de tours par face	21
Inter-spire ( $\mu\text{m}$ )	100
Largeur de spire ( $\mu\text{m}$ )	105
Épaisseur du substrat (mm)	0,73
Épaisseur du cuivre ( $\mu\text{m}$ )	35
Inductance à 13,56 MHz ( $\mu\text{H}$ )	6,35
Résistance à 13,56 MHz ( $\Omega$ )	16,7
Fréquence d'auto-résonance (MHz)	38,3
Surface effective ( $\text{cm}^2$ )	13,8

Tableau 10 : Caractéristiques physiques et électrique du capteur magnétique.

Pour remonter à l'amplitude du champ magnétique, nous avons mesuré son image qui est la tension induite  $V_z$  aux bornes du capteur magnétique à l'aide d'un oscilloscope. Une sonde  $\times 10$  est utilisée pour lier le capteur magnétique à l'oscilloscope (marque LeCroy).

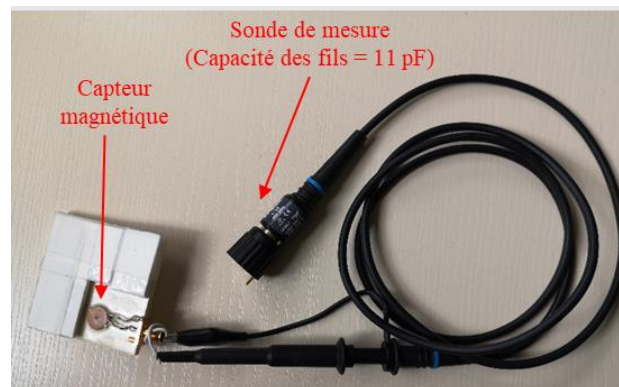


Figure 17 : Sonde de mesure de la tension induite.

D'après l'équation 1 et avec l'expression du flux magnétique dans la bobine capteur le flux magnétique dans la bobine capteur est exprimé comme suit :

$$\varphi = \iint_S \vec{B} \cdot \vec{n} dS \quad 25$$

- $\varphi$  [Wb] est le flux magnétique dans la bobine capteur,
- $\vec{B}$  [T] est la densité de flux magnétique,
- $S$  [m<sup>2</sup>] est la surface effective de la bobine capteur,
- $\vec{n}$  est le vecteur unitaire normal à la surface  $S$ .

Sachant que le capteur est très petit par rapport à la longueur d'onde à 13,56 MHz et qu'il est petit par rapport à la source du champ magnétique (bobine du tag) ce qui nous permet de faire la supposition que le champ magnétique est uniforme sur la surface de la bobine de mesure (spatialement, le champ  $H$  varie peu). En conséquent, nous pouvons remonter à l'amplitude de la composante  $H_z$  en l'intégrant sur la « surface effective  $S_{eff}$  » du capteur magnétique comme montré dans l'équation 26 ci-dessous.

$$V_z = -j\omega\mu_0 H_z S_{eff} \quad 26$$

où  $\mu_0$  est la perméabilité magnétique du vide ( $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  H/m),  $S_{eff}$  est la somme des surfaces créées par les spires du capteur magnétique ( $S_{eff} = 13,8$  cm<sup>2</sup>) et  $\omega$  est la pulsation.

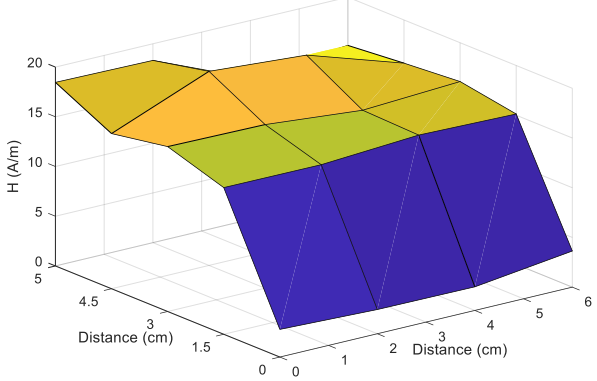
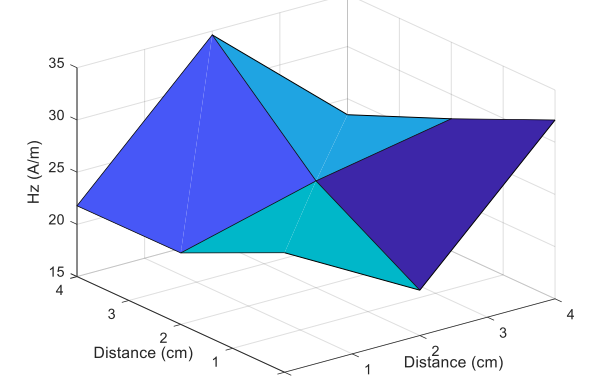
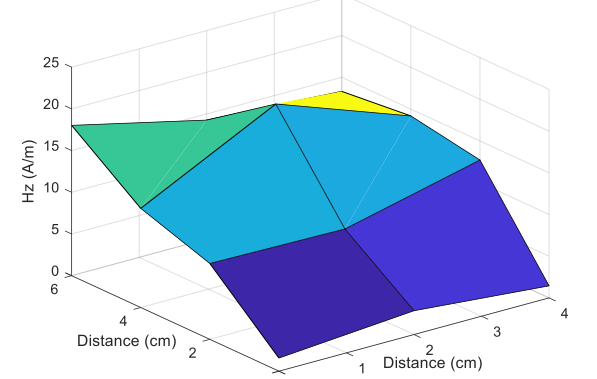
Nous avons représenté les cartographies de  $H_z$  à 3 mm de la bobine de chaque lecteur. Les relevés du champ  $H_z$  sont faits à plusieurs distances latérales par rapport à un point de départ (0,0) qui est un des angles de la bobine. Le Tableau 11 présente les lecteurs étudiés, les dimensions de leurs bobines, les puces lecteur NFC utilisées et leurs cartographies de champ.

Le champ magnétique est asymétrique, par rapport à l'axe horizontal traversant le centre de la bobine, sous effet du rapprochement de l'électronique, du lecteur, des pistes de la bobine lecteur. Ce rapprochement peut créer des courants de Foucault et, par conséquent, créer un champ magnétique opposant au champ magnétique de la bobine lecteur.

Le lecteur NXP CLEV6630B Blueboard (puce CLRC663+) et le lecteur NXP OM5577 (puce PN7120S) délivrent un champ magnétique du même ordre de grandeur (max  $\sim 30$  A/m). Or, l'inconvénient du lecteur NXP OM5577 est la présence des connecteurs (entrées/sorties) métalliques près de la bobine (voir Figure 18). De plus, le lecteur NXP CLEV6630B Blueboard

possède une plus grande bobine par rapport au NXP OM5577 ce qui limite les problèmes d'alignement entre bobines (lecteur et dispositif médical).

Tableau 11 : Lecteurs NFC étudiés et la mesure de champ  $H_z$

Nom du lecteur	Puce NFC du lecteur	Caractéristiques de la bobine du lecteur	Cartographie de la composante Z du champ H de la bobine lecteur à 3 mm
uTrust 3700 F	NXP PN512	<p><b>Dimensions de la bobine lecteur :</b> <b>60 x 55 mm<sup>2</sup></b></p> <p><b>Amplitude max du courant transmis à la bobine lecteur :</b> <b>100 mA</b></p>	
NXP OM5577 NFC Controller Board	NXP PN7120S	<p><b>Dimensions de la bobine lecteur :</b> <b>40 x 40 mm<sup>2</sup></b></p> <p><b>Amplitude max du courant transmis à la bobine du lecteur :</b> <b>150 mA</b></p>	
Smartphone (Samsung S5)	NXP PN547	<p><b>Dimensions de la bobine lecteur :</b> <b>40 x 60 mm<sup>2</sup></b></p> <p><b>Amplitude max du courant transmis à la bobine du lecteur :</b> <b>NC</b></p>	

<p>NXP CLEV6630B Blueboard</p>	<p>NXP CLRC663+</p>	<p><b>Dimensions de la bobine lecteur : 65 x 65 mm<sup>2</sup></b></p> <p><b>Amplitude max du courant transmis à la bobine du lecteur : 350 mA</b></p>	
--	-------------------------	--	--

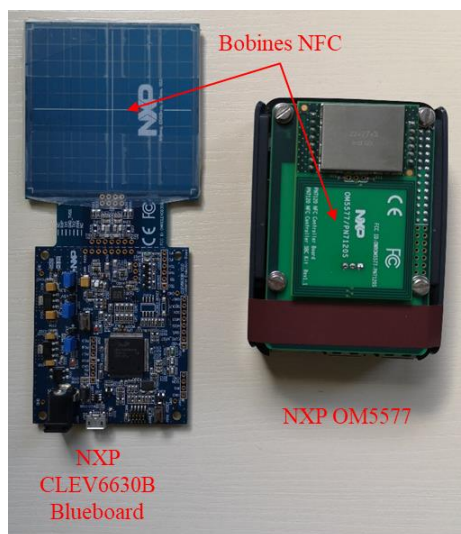


Figure 18 : Lecteurs NFC NXP OM5577 et NXP CLEV6630B Blueboard.

Notre choix de lecteur est donc le lecteur NXP CLEV6630B Blueboard. Dans les chapitres suivants et lors des mesures, nous utilisons ce lecteur. Lors de validation expérimentale de la communication NFC entre un lecteur et le tag, nous utiliserons un Smartphone.





**CHAPITRE III : Conception et  
réalisation de la bobine tag NFC pour  
un patch médical**



Le choix de la solution d'alimentation par induction électromagnétique, pour les dispositifs médicaux, repose sur plusieurs facteurs. Parmi ces facteurs, sa sécurité et sa faible consommation par rapport à une alimentation par rayonnement électromagnétique en hautes fréquences. Ce choix est renforcé par l'intégration de la technologie NFC qui est à la portée du patient et qui permet d'établir un lien de communication entre le dispositif médical et un lecteur NFC.

Dans le contexte de cette thèse, nous avons adapté cette solution aux patchs médicaux en prenant en compte la norme NFC et en adaptant la solution aux contraintes imposées par le corps humain, tel que la courbure de la peau.

Ce système d'alimentation NFC repose sur le couplage magnétique entre un tag NFC (bobine + puce NFC), intégré dans le patch médical, et un lecteur équipé de la technologie NFC (ex : smartphone). De ce fait, l'intégration du tag dans le patch médical nécessite une modélisation et une réalisation d'une bobine patch.

Afin de conserver le lien NFC, le tag NFC doit être accordé à 13,56 MHz (la fréquence de fonctionnement NFC). Le maintien de cet accord nécessite un blindage de la bobine tag vis à vis des éventuelles perturbations électromagnétiques causées par l'environnement (ex : corps humain). Ce blindage a pour rôle de préserver le capteur médical (qui se trouve sur le patch) du champ magnétique.

Dans ce chapitre, nous détaillons les solutions adoptées lors de la mise en place du système NFC. A la fin du chapitre, nous quantifions la puissance récupérée et les limites de ce système pour notre sujet.

## **I. Conception d'une bobine patch pour le système d'alimentation et la communication NFC**

La conception d'une bobine adaptée au patch médical doit répondre aux spécifications des patches médicaux en taille et aux nombreuses contraintes liées à la conception de bobines pour les tags NFC. Ces contraintes peuvent être classées en trois différents types [63] : (i) Les contraintes structurelles liées aux contenus des normes et standards NFC, (ii) les contraintes fonctionnelles (un tag non accordé ou un désaccord causé par le phénomène d'empilement de tags) et (iii) les contraintes environnementales de la bobine qui concernent le milieu autour de la bobine NFC.

Les contraintes structurelles liées aux contenus des normes et standards NFC englobent la forme de la bobine, son facteur de qualité, son coefficient de couplage avec la bobine du lecteur ainsi que les distances et zones de fonctionnement (entre la bobine NFC et le lecteur). On peut retrouver les préconisations structurelles de la norme NFC dans la couche physique de cette norme.

Comme cité dans le chapitre I, un patch médical a une taille de l'ordre de quelques centimètres (ex. la taille d'un patch de nicotine de la marque Godsen est de 5 cm x 5 cm). Compte tenu de cela, nous avons choisi de modéliser une bobine patch de dimensions 4 cm x 4 cm de forme carrée ayant des pistes de cuivre et un substrat de type FR-4. Le FR-4 est très répandu pour les cartes électroniques et son utilisation réduit le coût de production du patch médical, il est donc idéal pour la production de patches jetables. De plus, l'influence du FR-4 sur les caractéristiques de la bobine du patch à 13,56 MHz est négligeable (voir Annexes B).

Une modélisation de la bobine est nécessaire afin d'étudier la réponse électromagnétique de la bobine. Cette modélisation se fait à l'aide d'un logiciel de simulation électromagnétique. L'outil utilisé pendant cette thèse est « Computer Simulation Technology (CST) » [81]. Le choix de cet outil est basé sur sa disponibilité au sein de notre laboratoire. L'outil CST Microwave Studio (MWS) possède des solveurs électromagnétiques dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel. Il fournit une discrétisation spatiale applicable à des problèmes électromagnétiques allant des champs statiques jusqu'aux champs variables dans les deux domaines temporel et fréquentiel. Dans le domaine temporel, le solveur de CST utilise la technique d'intégration finie, FIT : une méthode généralisée de la méthode classique FDTD

(Finite-Difference Time-Domain) [4], alors que dans le domaine fréquentiel, le solveur utilise la méthode des éléments finis (FEM) [5]. Les performances de simulation, en termes de temps de calcul et de précision du résultat, dépendent du choix des paramètres de l'outil de calcul. Avant de lancer les calculs, une validation des paramètres CST choisis pour les simulations est nécessaire.

Dans le domaine temporel, le solveur CST Microwave Studio crée un seul maillage et la réponse fréquentielle est obtenue par une Transformée de Fourier du calcul final avec maillage grossier et sans critères de choix. Ces particularités rendent le domaine temporel dans CST plus rapide pour des simulations de large bande de fréquences ou pour des structures avec des grandes dimensions. Cependant, le calcul est moins précis.

Dans le domaine fréquentiel, le solveur de CST détermine un maillage spatial adéquat à des valeurs de fréquences discrètes pour couvrir toute la bande de fréquence de simulation (les fréquences sont séparées par un pas spécifique). Ainsi, le domaine fréquentiel de CST est utilisé pour des structures physiquement petites, puisque le maillage est redéfini pour chaque fréquence, et pour des bandes de fréquence étroites puisqu'il demande alors un temps de simulation élevé.

Pour une bande de fréquence large et avec le même nombre de mailles à chaque calcul, le solveur passera moins de temps dans les calculs en utilisant le domaine temporel qu'en utilisant le domaine fréquentiel. Etant donné qu'on cherche un calcul précis à une seule fréquence (13,56 MHz), le choix du domaine fréquentiel de CST est adapté à notre cas de figure.

Le maillage prend en considération la géométrie du modèle et les caractéristiques des matériaux présents dans le modèle (ex. nombre de mailles par épaisseur de peau pour les conducteurs). Un bon maillage est celui qui donne une précision correcte des résultats dans un temps de calcul relativement court :

- A l'inverse du solveur du domaine temporel dans CST qui n'utilise que le maillage hexaédrique, le maillage utilisé par le solveur du domaine fréquentiel peut être un maillage hexaédrique ou tétraédrique. Nous avons choisi le maillage tétraédrique pour sa meilleure adaptabilité à la géométrie de nos modèles numériques.

- Un maillage très raffiné donne une solution plus optimale (proche de la solution réelle) par rapport à un maillage grossier mais le grand nombre de mailles utilisées allonge le temps de calcul et augmente la taille de la mémoire nécessaire pour le calcul.
- Sachant que certaines zones du modèle numérique ne nécessitent pas un maillage raffiné comme pour les matériaux isolants et amagnétiques (ex. substrat isolant loin des pistes de la bobine), un maillage grossier donnera les mêmes résultats qu'un maillage fin.

Les critères de choix du maillage étant posés, un maillage approprié à chacun de nos modèles doit être trouvé et utilisé pour la bobine patch, et dans le chapitre suivant pour la bobine implant. Dans CST, il existe deux outils pour établir un maillage ; le maillage global « Global Mesh » qui est appliqué à tout le modèle numérique et le maillage local « Local Mesh » qui est appliqué seulement à une zone désirée du modèle. Un maillage adéquat est obtenu en combinant ces deux outils. Par la suite, quelques simulations sont lancées en changeant légèrement le maillage (raffiner le maillage au niveau du cuivre, augmentation du nombre de mailles...etc.) de base pour quantifier l'influence du nombre de mailles sur les caractéristiques électriques de la bobine (voir Annexes C).

D'autres paramètres sont à prendre en compte, pour obtenir des résultats plus proches des valeurs réelles, comme la boîte de calcul qui doit être assez grande pour englober le modèle numérique et l'espace autour où l'influence électromagnétique de l'environnement existe et les conditions aux limites de la boîte de calcul (voir Annexes D).

La bobine (avec une puce NFC) du patch permet au capteur médical d'être alimenté par un émetteur NFC externe. Cette bobine se caractérise par des paramètres électriques, principalement, son inductance  $L_s$  et sa résistance  $R_s$  du modèle série de la bobine (voir chapitre II partie IV). Ces deux paramètres électriques définissent le facteur de qualité de la bobine qui doit respecter l'intervalle de valeurs du facteur Q des bobines NFC. Ainsi, un changement de  $L_s$  ou de  $R_s$  affectera le facteur de qualité de la bobine et, par conséquent, la communication entre le patch médical et le lecteur NFC (voir chapitre II partie IV.2). De plus, le changement de ces paramètres affectera la liaison par couplage inductif entre la bobine du patch médical et la bobine du lecteur NFC, perturbant ainsi le transfert de puissance entre les deux bobines [73]. Ces changements peuvent être causés par l'environnement autour de la bobine comme les tissus biologiques ou le capteur médical. En plus de la protection du capteur médical contre le champ magnétique, l'application d'un blindage à la bobine du patch médical doit permettre de limiter

les changements des caractéristiques électriques de la bobine et donc préserver le couplage inductif entre la bobine patch et la bobine lecteur. La Figure 19 montre l'emplacement du blindage par rapport à la bobine du patch médical et par rapport au capteur médical.

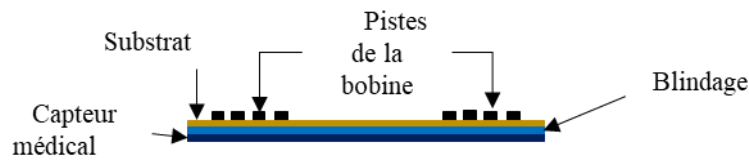


Figure 19 : Emplacement du blindage et du capteur médical par rapport à la bobine du patch

Dans cette première partie du chapitre, nous allons présenter le blindage utilisé pour la bobine patch. Dans un premier temps, nous allons montrer l'intérêt du blindage dans cette application. Ensuite, une étude de différentes techniques de blindage, appliquées à notre bobine patch, est réalisée par simulations puis, l'application de ces techniques sur la bobine patch est validée par des mesures. La détermination de l'efficacité du blindage se fait par le calcul ou la mesure du rapport de champ magnétique en un point donné sans et avec un blindage. A la fin de cette partie, un calcul de DAS est présenté. La définition ainsi que l'expression théorique de ce paramètre sont présentés dans la partie III.4 du chapitre II.

### I.1. Interaction avec l'environnement autour de la bobine

Dans une première simulation, nous allons démontrer l'influence des tissus humains sur les paramètres électriques de la bobine du patch. La bobine du patch utilisée dans cette simulation a une forme carrée de 4 x 4 cm<sup>2</sup> avec quatre tours de cuivre. La bobine est gravée sur un substrat FR-4 (simple face) qui fait 5 x 5 cm<sup>2</sup>, d'épaisseur 800 μm, dans un premier temps. Cette épaisseur sera réduite à 125 μm pour le prototype final flexible. L'impact de l'épaisseur du substrat sera étudié dans ce chapitre. La bobine et ses dimensions sont représentées sur la Figure 20.

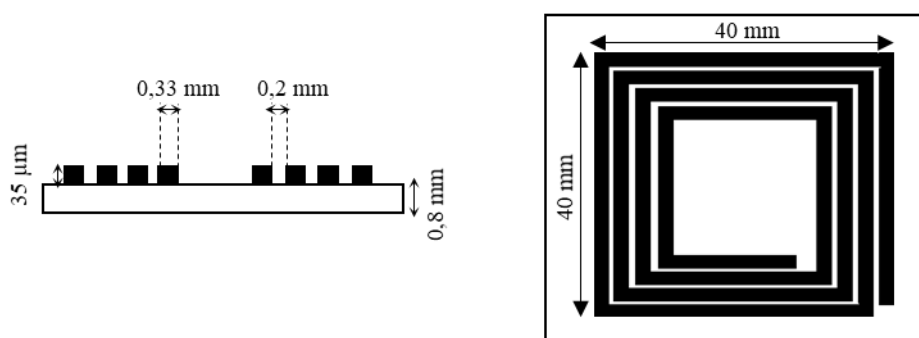


Figure 20 : Dimensions de la bobine carrée utilisée dans les simulations



Le modèle humain utilisé dans la simulation a une forme de parallélépipède rectangle de 30 x 30 x 7,75 cm<sup>3</sup>, illustré sur la Figure 21. L'épaisseur de la peau est de 2,5 mm, l'épaisseur du muscle est de 25 mm et l'épaisseur de l'os est de 22,5 mm (les dimensions sont issues de [82]). La bobine est placée au contact direct de sa face arrière (substrat) avec les tissus humains (sur la peau).

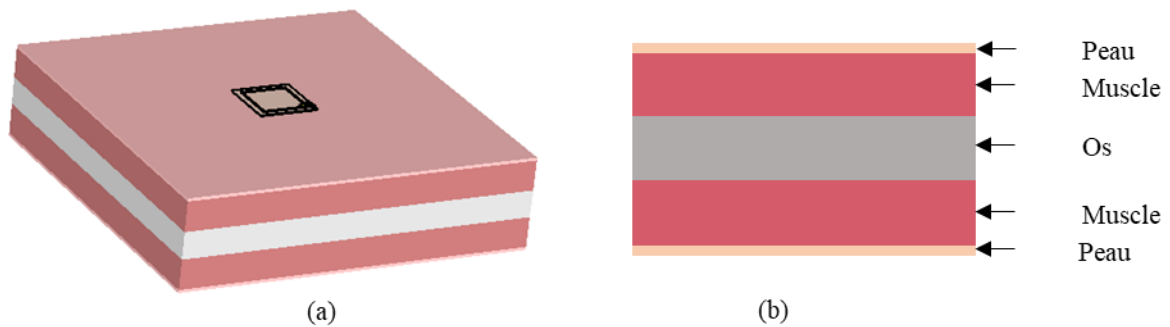


Figure 21 : Modèle du corps humain utilisé; (a) vue en perspective avec la bobine. (b) plan de coupe.

Les propriétés diélectriques à 13,56 MHz et les épaisseurs des tissus corporels sont données dans le Tableau 12 [83]. Dans ce tableau, la conductivité est déduite à partir de la permittivité diélectrique complexe  $\bar{\epsilon}_r$  suivant son équation (voir équation 2) :

Tableau 12 : Permittivité diélectrique relative complexe, épaisseur et conductivité électrique des tissus biologiques utilisés

Tissus biologiques	Permittivité diélectrique complexe relative à 13,56 MHz $\bar{\epsilon}_r$	Conductivité (S/m)	Epaisseur (mm)
Peau	285 - j315	0,23802	2,5
Muscle	138 - j833	0,62818	25 x 2
Os	59 - j170	0,12845	22,5

Les valeurs d'inductance, de résistance et le calcul du facteur de qualité de la bobine, avec et sans présence des tissus biologiques à 13,56 MHz sont donnés dans le Tableau 13.

Tableau 13 : L, R et facteur Q de la bobine à 13,56 MHz.

	L (μH)	R (Ω)	Q
Bobine dans l'air	1,82	1,37	112,9
Bobine sur tissus biologiques	1,87	3,51	45,5

La présence des tissus humains a fortement impacté la bobine : sa résistance a subi une augmentation d'un facteur de 2,56, expliquant ainsi la baisse du coefficient Q car la valeur de l'inductance n'a subi qu'une faible variation de 2,7% (en simulation). À 13,56 MHz, le facteur

Q passe de 112,9 à 45,5 pour cette bobine. Cette chute du facteur Q réduit alors la quantité de puissance reçue par cette bobine par couplage inductif avec la bobine lecteur NFC.

Pour expliquer l'augmentation de l'inductance ainsi que celle de la résistance, un autre paramètre doit être évalué ; la fréquence d'auto-résonance  $f_r$  de la bobine. Cette fréquence déterminée par simulations CST en fréquentiel passe de 74,04 MHz pour une bobine dans l'air à 54,57 MHz pour une bobine sur des tissus humains. Ce décalage est le résultat des couplages capacitifs rajoutés par les milieux biologiques qui ont des permittivités diélectriques plus élevées que l'air (voir le tableau II-IV.1). Le modèle électrique de l'inductance considérée avec sa résistance de pertes est alors modifié par l'ajout d'une capacité parallèle qui explique alors les variations des valeurs d'inductance (équivalente) et de résistance (équivalente) observées en simulations et en mesures. Le décalage de la fréquence  $f_r$  affecte la résistance et l'inductance de la bobine car la résonance devient plus proche de la fréquence de travail. Afin de valider cette hypothèse, nous avons calculé l'inductance propre du modèle électrique de la bobine à 13,56 MHz, comme expliqué dans le chapitre II partie IV.I, en utilisant l'équation 27 :

$$L = L_m \left( 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_r^2} \right) \quad 27$$

- L [H] : inductance propre de la bobine,
- $L_m$  [H] : inductance mesurée à la fréquence de travail,
- $\omega_0$  [rad/s] : pulsation à la fréquence de travail,
- $\omega_r$  [rad/s] : pulsation à l'auto-résonance.

D'après le calcul de l'équation 27 , l'inductance propre de la bobine, à 13,56 MHz, est quasi-identique dans les deux cas de figures (bobine dans l'air et bobine sur tissus biologiques) :  $L = 1,75 \mu\text{H}$ .

A partir de cette valeur d'inductance propre, la capacité parasite globale, C, peut être quantifiée à la fréquence d'auto-résonance comme suit :

$$C = \frac{1}{\omega_r^2 L} \quad 28$$

A.N : La capacité parasite globale dans le cas d'une bobine placée sur des tissus biologiques (voir Figure 21) est de  $C = 4,86 \text{ nF}$ .

En plus de l'effet des tissus biologiques sur les caractéristiques électriques de la bobine, il y a l'effet du champ magnétique de la bobine sur le capteur médical et le corps humain. Un blindage permettra de protéger le capteur médical du champ électromagnétique créé par la bobine ainsi qu'un maintien des caractéristiques électriques de la bobine. En plus, le blindage améliore certaines performances de la bobine telles que sa robustesse aux effets environnementaux dus aux perturbations électromagnétiques [84].

Le blindage doit satisfaire un compromis entre son efficacité et son épaisseur : l'épaisseur des matériaux de blindage doit permettre une certaine flexibilité mécanique au patch médical. Cette flexibilité permettra au patch d'être adaptable à la forme de la surface sur laquelle il va être placé (ex. bras). La Figure 22 montre l'emplacement du blindage par rapport à la bobine patch médical : les matériaux de blindage se trouvent sur la face arrière du substrat de la bobine et avant le capteur médical.

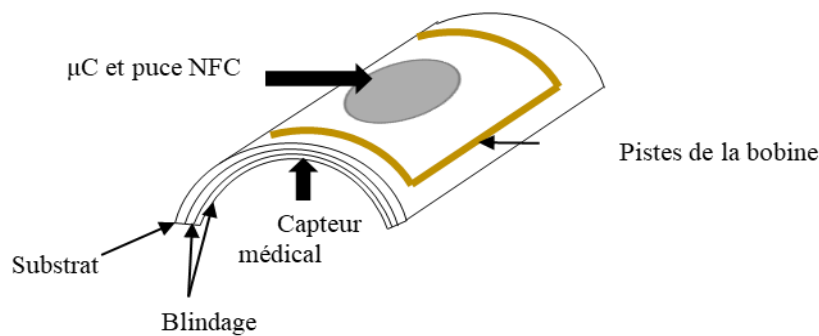


Figure 22 : Emplacement des matériaux de blindage ainsi que du capteur médical par rapport à la bobine patch.

Afin de trouver le blindage adéquat, nous avons étudié trois types de blindage ; le blindage magnétique, le blindage conducteur et le blindage magnétique/conducteur. Dans ce qui suit, nous allons présenter ces trois types de blindages appliqués sur la bobine patch flexible (épaisseur de substrat 125  $\mu\text{m}$ ).

### I.1.1. Blindage magnétique

Un blindage magnétique se fait à l'aide d'un matériau magnétique, sous le substrat, où un ferrite permet de canaliser les lignes de champ magnétique grâce à sa faible réluctance (voir Figure 23). Dans le cas d'un matériau de longueur  $l$  traversé par un flux magnétique sur une section  $S$ , l'expression analytique de la réluctance (caractérise l'aptitude d'un circuit magnétique à s'opposer à sa pénétration par un champ magnétique) s'écrit (voir équation 29) :

$$\mathcal{R} = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{l}{S} \quad 29$$

$\mu_0$  est la perméabilité magnétique du vide,  $\mu_r$  est la perméabilité magnétique relative du matériau.

Une perméabilité magnétique supérieure à celle de l'air permet de canaliser les lignes de champ H. La Figure 23 montre un schéma électrique équivalent d'une bobine blindée avec du ferrite et les lignes de champ H en coupe. Sur la structure de droite de cette figure, nous constatons qu'il y a 3 milieux par lesquelles les lignes de champ H passent : milieu air 1 de réluctance  $\mathcal{R}_{\text{Air 1}}$  (au-dessus de la bobine), le ferrite de réluctance  $\mathcal{R}_{\text{Ferrite}}$  (au-dessous de la bobine) et le milieu air 2 de réluctance  $\mathcal{R}_{\text{Air 2}}$  (au-dessous du ferrite). En conséquence, le schéma équivalent se compose d'une force magnétomotrice FMM, d'un flux magnétique  $\varphi$  et de trois réluctances.

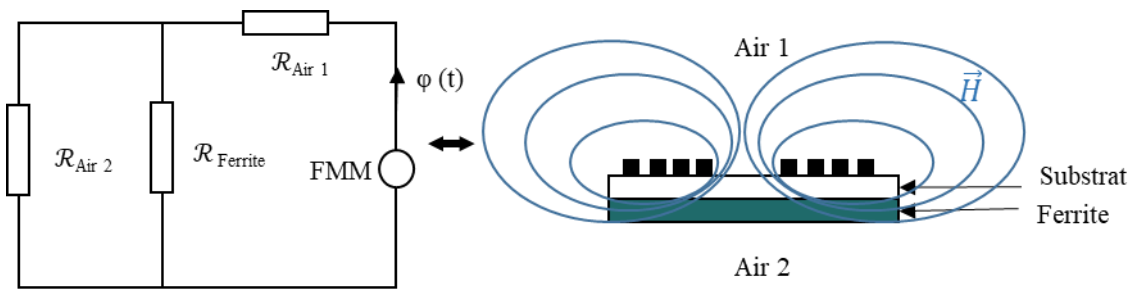


Figure 23 : Schéma électrique équivalent d'une bobine blindée avec du ferrite

Le passage des lignes de champ magnétique par la réluctance du ferrite est favorisé par rapport à la réluctance du milieu air 2 vu la différence importante des valeurs de  $\mu_r$  respectives, la réluctance étant proportionnelle à  $1/\mu_r$ . Ce passage crée une déformation des lignes de champ en devenant plus aplaties au niveau du ferrite.

Dans notre application, le blindage magnétique est réalisé à l'aide de plaques flexibles de ferrite ayant une perméabilité magnétique relative complexe  $\overline{\mu_r} = 100 - j5$  à 13,56 MHz [85], une épaisseur de 100  $\mu\text{m}$  et une surface qui fait 5x5  $\text{cm}^2$ . Elles sont fabriquées par la société Laird sous la référence MSL 12060-200. Le ferrite utilisé à cette fréquence-là est de type Nickel-Zinc.

Pour visualiser l'effet du ferrite sur l'allure et l'intensité du champ magnétique H créé par la bobine, une simulation a été faite en injectant un courant de même amplitude, dans la même

bobine, avec et sans présence du ferrite d'une épaisseur qui permet d'avoir une certaine flexibilité à la bobine. Cette opération est faite en post-traitement en normalisant le champ H. Dans la suite de nos études, pour pouvoir comparer les champs H, nous procédons à cette normalisation.

La Figure 24 montre le champ H créé dans les deux cas avec une épaisseur de ferrite de 300  $\mu\text{m}$ . La déformation de la distribution du champ, après l'ajout d'un blindage, est bien marquée, ce qui explique l'atténuation du champ H du côté blindé de la bobine. L'intensité du champ est par ailleurs plus forte du côté non-blindé dans le cas de la bobine blindée, par rapport au cas de la bobine non-blindée.

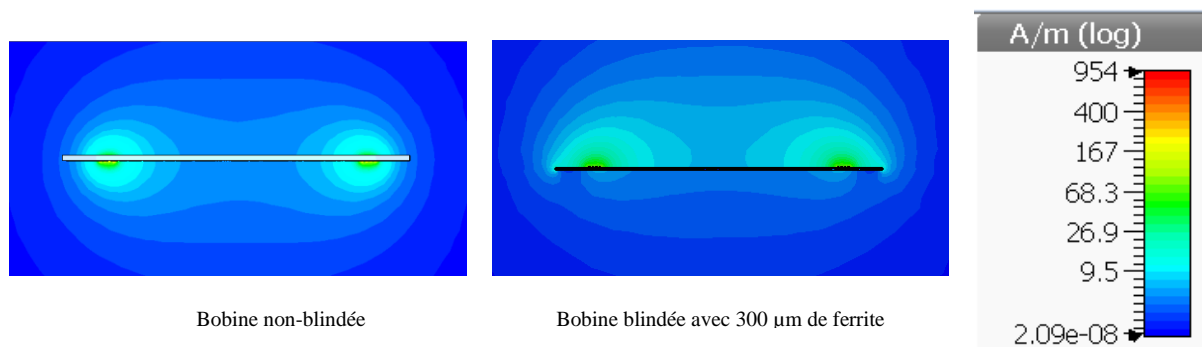


Figure 24 : Distribution du champ magnétique sur un plan de coupe d'une bobine blindée et non-blindée

Les plaques de ferrite commercialisées sont généralement composées de ferrite et d'une couche d'adhésif. Celles à notre disposition sont d'une épaisseur de 100  $\mu\text{m}$  de ferrite et d'une couche d'adhésif de 100  $\mu\text{m}$  ainsi qu'une plaque de protection détachable. La Figure 25 montre les différentes couches d'une plaque de ferrite.



Figure 25 : Couches de la plaque de ferrite utilisée

Cette composition implique une distance de  $\sim 100 \mu\text{m}$  entre les couches de ferrite lorsqu'on les superpose (voir la Figure 26). Afin de comparer la caractérisation de la bobine patch en simulation et en mesures en simplifiant la modélisation du blindage, nous avons étudié l'impact de cette distance entre les couches de ferrite en prenant le cas de deux plaques de ferrite collées entre elles et deux autres plaques éloignées de 100  $\mu\text{m}$  d'air. Les résultats des caractéristiques électriques de la bobine à 13,56 MHz pour les deux cas sont présentés dans le Tableau 14.

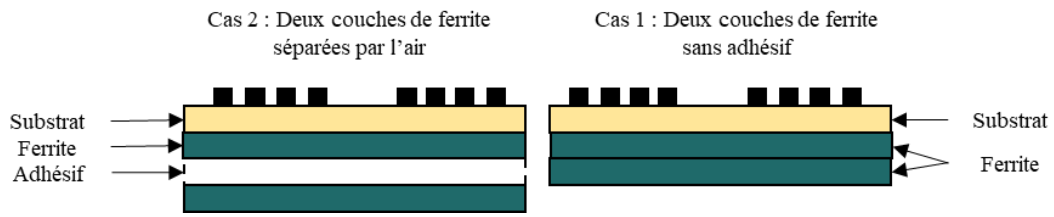


Figure 26 : Disposition des plaques de ferrite par rapport à la bobine.

Tableau 14 : Caractéristiques électriques des bobines blindées à 13,56 MHz.

	Inductance ( $\mu\text{H}$ )	Résistance ( $\Omega$ )
<b>Plaques de ferrite sans séparation</b>	2,53	2,80
<b>Plaques de ferrite séparées de 100 <math>\mu\text{m}</math></b>	2,52	2,78
<b>Variation (%)</b>	0,39 %	0,7 %

Cette distance entre les plaques de ferrite a une influence négligeable sur les caractéristiques électriques de la bobine : à 13,56 MHz, il y a une variation de moins de 0,5% entre les inductances et moins de 1% entre les résistances de la bobine. Cette distance ne doit pas avoir une influence sur la résonance de la bobine. Afin de visualiser l'effet (ou non) de la distance sur la résonance, nous avons comparé les modules des impédances de la bobine blindée avec deux plaques de ferrite sans séparation  $|Z_{s\_séparation}|$  et de la bobine blindée avec deux plaques de ferrite séparées  $|Z_{av\_séparation}|$ . Le résultat de cette comparaison est montré sur la Figure 27.

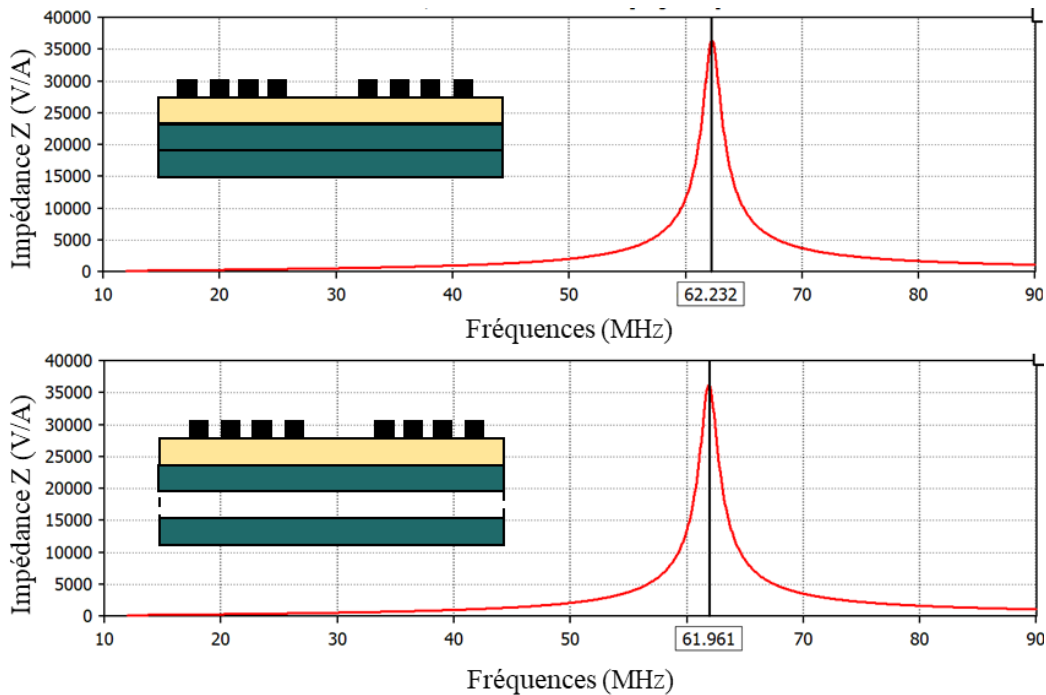


Figure 27 : Module de l'impédance en fonction de la fréquence d'une bobine blindée avec deux plaques de ferrite sans séparation (cas 1) et d'une bobine blindée avec 2 plaques de ferrite séparées de 100  $\mu\text{m}$  d'air (cas 2).

La fréquence d'auto-résonance pour la bobine blindée avec deux plaques de ferrite sans séparation est de 62,2 MHz alors que celle d'une bobine blindée avec deux plaques de ferrites séparées est de 61,9 MHz. L'espace entre les plaques de ferrite a très peu d'effet sur  $f_r$  et une influence négligeable sur les caractéristiques électriques de la bobine ce qui nous permettra de simplifier la modélisation du blindage de la bobine en ne mettant qu'une seule plaque d'épaisseur équivalente à deux plaques de ferrite, et ainsi de gagner en temps de simulation.

Afin d'avoir l'épaisseur minimale de ferrite requise pour avoir un blindage suffisant, nous avons fait varier l'épaisseur du ferrite utilisé pour avoir la meilleure atténuation du champ magnétique tout en préservant la flexibilité de la bobine. En simulation, l'épaisseur du ferrite varie entre 0 mm et 1 mm : pour chaque épaisseur de ferrite, le module de la composante en Z, la composante perpendiculaire à la surface de la bobine, du champ magnétique (Hz), pour un courant continu injecté normalisé à 1 A, est relevé au centre de la bobine et à des distances différentes par rapport à la surface de la bobine (voir Figure 28). Les pertes dans le ferrite sont prises en compte par CST ainsi que les propriétés du substrat (permittivité diélectrique relative de 4,3).

Nous choisissons la composante en Z du champ magnétique pour représenter l'influence du blindage, en simulation et en mesures, par simplicité de raisonnement. En effet, les utilisateurs auront tendance à mettre le lecteur NFC au centre du patch donc au centre de la bobine. En pratique, la composante en Z est plus facilement mesurée au centre de la bobine puisque les lignes de champ H ont une composante en Z dominante à cet endroit.

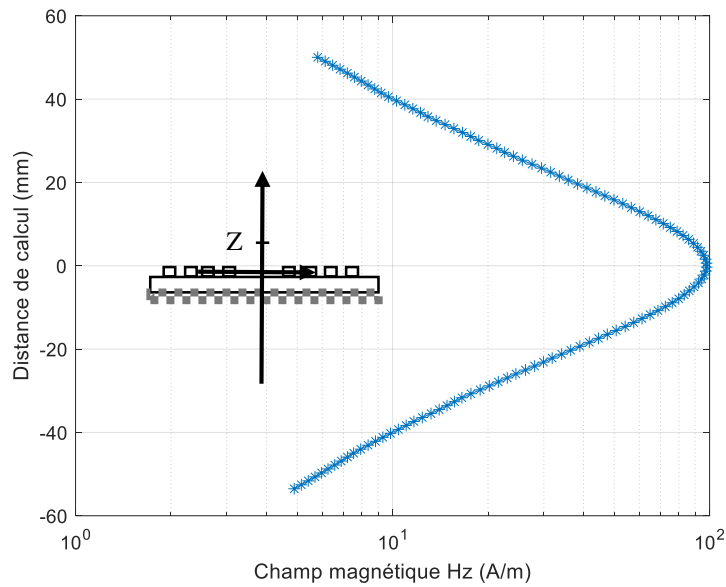


Figure 28 : Champ magnétique généré par la bobine avec un courant de 1 A sans blindage à 13,56 MHz

Le champ magnétique créé par une bobine non-blindée est symétrique par rapport au plan de la bobine (plan XY) dû à l'absence de ferrite. La composante en Z du champ magnétique est à son maximum au centre de la bobine, atteignant une valeur de 100 A/m, et décroît en fonction de la distance par rapport à la surface de la bobine. Dans le cas de bobines blindées, les résultats (courant injecté de 1A pour chaque simulation) sont montrés dans les courbes de la Figure 29 pour quatre épaisseurs de ferrite : 0,1 mm, 0,2 mm, 0,3 mm et 1 mm.

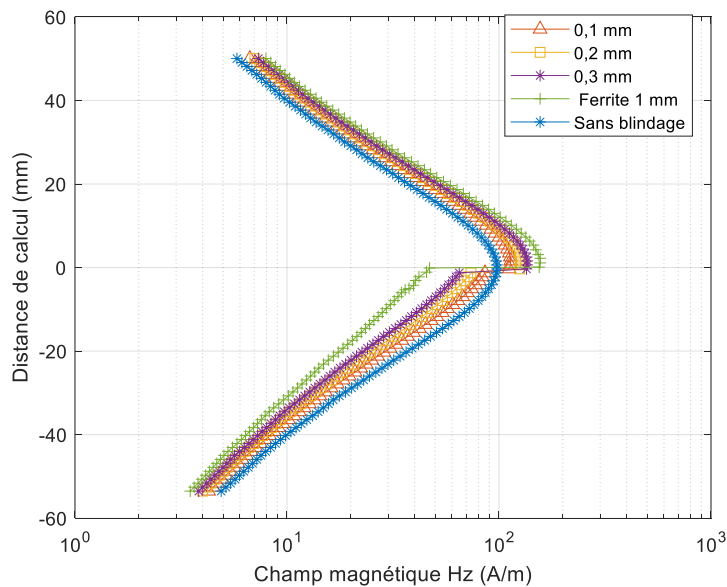


Figure 29 : Champ magnétique généré par la bobine à 13,56 MHz et avec un courant injecté de 1 A en utilisant des épaisseurs de ferrite variables.



L'intensité du champ H passe de 100 A/m sans blindage à 140 A/m avec un blindage de 1 mm à des distances de moins de 10 mm de la surface de la bobine du côté non-blindé. Cette augmentation est constatée pour le blindage avec les autres épaisseurs choisies de ferrite : l'intensité du champ passe de 100 A/m à 113 A/m pour 0,1 mm, de 100 A/m à 126 A/m pour 0,2 mm et de 100 A/m à 130 A/m pour 0,3 mm. A l'inverse, l'intensité du champ côté blindé est plus faible par rapport au cas d'une bobine non-blindée. A des distances inférieures à 10 mm, l'intensité de H passe de 100 A/m à 86 A/m pour 0,1 mm, de 100 A/m à 74 A/m pour 0,2 mm, de 100 A/m à 65 A/m pour 0,3 mm et de 100 A/m à 35 A/m pour 1 mm (Nous n'avons plus la symétrie de l'intensité du champ H, par rapport au plan de la bobine, des deux côtés de la bobine). Le champ H est atténué en fonction de l'épaisseur du ferrite. Cette atténuation nous permet d'avoir moins de champ H dans le corps humain et donc d'avoir une solution d'alimentation moins invasive que celle sans blindage. Les faibles épaisseurs de ferrite étudiées (0,1 mm, 0,2 mm et 0,3 mm), créent un blindage de faible efficacité (voir partie I.2). Un ferrite de 1 mm permet d'avoir moins de champ H du côté blindé et une intensité plus forte de H du côté non-blindé par rapport au cas d'une bobine non-blindée. Cependant, le problème avec une épaisseur aussi grande de ferrite est la perte de flexibilité mécanique du patch médical.

Le compromis entre l'épaisseur du matériau de blindage et la flexibilité du patch doit être pris en compte dans la conception du blindage de la bobine du patch médical ce qui nous amène à rechercher une solution moins encombrante et toute aussi efficace que le blindage magnétique. Afin de déterminer la solution de blindage finale pour la bobine patch, nous allons passer par l'étude du blindage conducteur.

### **I.1.2. Blindage conducteur**

Le blindage conducteur est obtenu au moyen d'un matériau à haute conductivité électrique, à savoir dans notre étude, le cuivre ( $\sigma_{\text{Cuivre}} = 59,6 \times 10^6 \text{ S.m}^{-1}$ ). La plaque en cuivre est positionnée sur le côté à blinder de la bobine du patch (voir Figure 22). La seule séparation entre les pistes de la bobine et la plaque de cuivre est faite par le substrat (épaisseur 125  $\mu\text{m}$ ). Le champ magnétique variable créé par la bobine du patch engendre des courants de Foucault  $i(t)$  dans la plaque de cuivre comme illustré sur la Figure 30. Ces courants sont la source d'un champ magnétique  $\vec{H}_{\text{Foucault}}$  qui s'oppose au champ magnétique créé par la bobine.

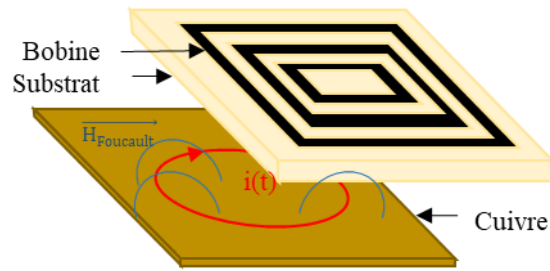


Figure 30 : Emplacement de la plaque de cuivre par rapport à la bobine

La valeur de l'épaisseur de peau dans le cuivre à une fréquence de 13,56 MHz est de 17,7  $\mu\text{m}$ , dans un cas idéal de surface plane infinie. Les courants de Foucault circuleront jusqu'à une profondeur considérée comme étant de l'ordre de grandeur de cette épaisseur de peau, ceci devant donc être pris en compte lors du maillage de la plaque de cuivre en simulation électromagnétique, ainsi que lors du choix de l'épaisseur du cuivre qui doit au moins être supérieure (ou égale) à l'épaisseur de peau afin d'avoir une atténuation importante du champ.

Dans un premier temps, nous avons simulé la réponse d'une bobine blindée avec une plaque de cuivre de surface 5x5  $\text{cm}^2$  pour une épaisseur de cuivre de 80  $\mu\text{m}$ . Les résultats de cette simulation sont montrés sur la Figure 31 où nous présentons la composante en Z du champ magnétique,  $H_z$ , créé par la bobine blindée en fonction de la distance par rapport au plan de la bobine pour un courant injecté de 1 A.

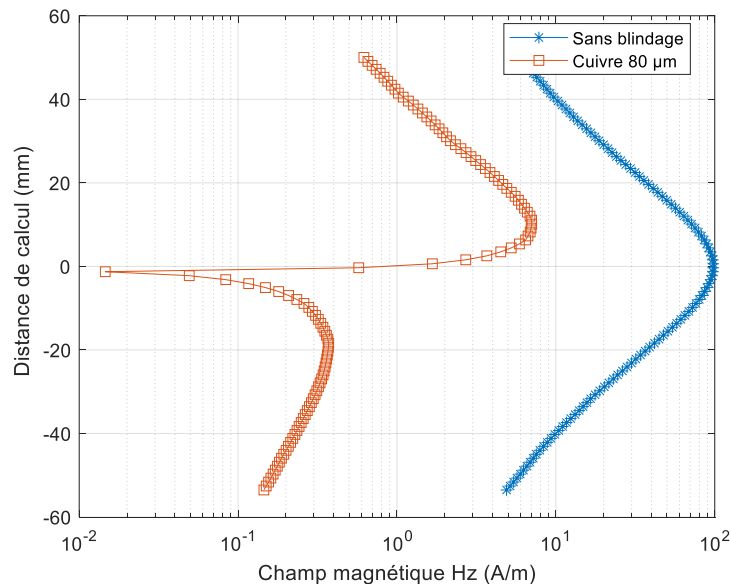


Figure 31 : Champ magnétique généré par la bobine à 13,56 MHz et avec un courant injecté de 1 A en utilisant des épaisseurs de cuivre différentes.

Comme pour le blindage magnétique, il y a une asymétrie du champ H des deux côtés de la bobine. Le champ H le plus fort se trouve aux distances les plus proches de la bobine du côté non-blindé.

Les courants de Foucault circulant dans le cuivre atténuent fortement le champ H. Avec ce blindage conducteur, l'intensité du champ chute des deux côtés de la bobine. A une distance de moins de 10 mm, la valeur du champ passe de 100 A/m à 3,38 A/m du côté non-blindé et de 100 A/m à moins de 1 A/m du côté blindé.

### I.1.3. Comparaison entre les blindages : magnétique et conducteur

Pour compléter l'étude des blindages magnétique et conducteur nous avons analysé les variations des caractéristiques électriques de la bobine en fonction du type de blindage. Dans le Tableau 15, nous comparons les inductances et résistances simulées, à 13,56 MHz, des bobines non-blindées et blindées. Ces bobines sont dans l'air et sans présence de tissus humains.

Tableau 15 : Caractéristiques électriques de la bobine, à 13,56 MHz, en fonction du type de blindage

	Sans blindage	Blindage magnétique				Blindage conducteur	
<b>Epaisseur du blindage (mm)</b>	/	0,1	0,2	0,3	1	0,04	0,08
<b>Inductance (<math>\mu\text{H}</math>)</b>	1,82	2,34	2,53	2,65	3,06	0,68	0,68
<b>Résistance (<math>\Omega</math>)</b>	1,34	2,65	2,83	2,89	3,53	1,65	1,65

Les blindages magnétique et conducteur influencent les caractéristiques électriques de la bobine. Dans le cas d'un blindage magnétique, l'inductance ainsi que la résistance croissent en fonction de l'épaisseur du ferrite. A 13,56 MHz, l'inductance et la résistance augmentent de 68 % et de 163 % respectivement entre une bobine non-blindée et une bobine blindée avec 1 mm de ferrite. Cette augmentation de la valeur de L est due à la perméabilité élevée du ferrite qui provoque l'augmentation du champ H du côté non-blindé par rapport au champ d'une bobine sans blindage. Par ailleurs, avec un blindage conducteur, on constate une chute de 62 % entre l'inductance d'une bobine non-blindée et une bobine blindée avec 80  $\mu\text{m}$  de cuivre. La décroissance de L est la conséquence de la loi de Lenz qui fait que le champ induit par les courants de Foucault dans le blindage s'oppose au champ inducteur de la bobine.

Sur la Figure 32, nous avons tracé les courbes de champ H de la même bobine en fonction de la distance, l'une pour un blindage magnétique de 1 mm de ferrite et l'autre pour un blindage conducteur avec 80  $\mu\text{m}$ .

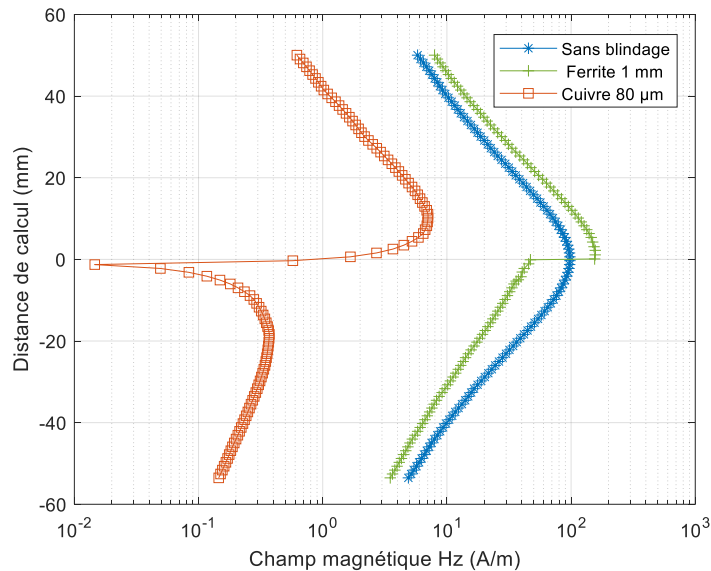


Figure 32 : Comparaison du champ magnétique avec une bobine blindée avec du 1 mm ferrite et bobine blindée avec 80  $\mu\text{m}$  de cuivre.

Du côté blindé, avec le blindage conducteur, le champ H est beaucoup moins fort que celui obtenu avec un blindage magnétique, par exemple : nous avons un champ de 0,8 A/m à 10 mm pour une épaisseur de 80  $\mu\text{m}$  de cuivre contre 35 A/m obtenue avec un blindage de 1 mm de ferrite ce qui donne un facteur de 44 entre les deux valeurs de champ pour une épaisseur 12 fois plus mince. Cet effet, donné par le blindage conducteur avec une fine épaisseur, est avantageux pour notre application car il limite plus l'exposition du capteur médical (du patch) au champ magnétique par rapport au blindage magnétique. Cependant, nous retrouvons du côté opposé au blindage des valeurs de champ H très faibles par rapport à celles obtenues avec un blindage magnétique : nous avons 3,36 A/m à moins de 10 mm pour 80  $\mu\text{m}$  de cuivre contre 140 A/m pour un blindage ferrite de 1 mm. Cela affectera le couplage magnétique entre la bobine patch et la bobine lecteur.

Au vu des problèmes dus à la proximité de la plaque en cuivre par rapport à la bobine (courants de Foucault), l'utilisation du cuivre comme blindage nécessite l'utilisation d'un autre matériau, comme le ferrite, pour offrir un chemin de passage aux lignes de champ sous la bobine et atténuer la chute de l'inductance. Puisque l'influence du blindage conducteur sur l'inductance

est maximale quand la plaque métallique est collée au substrat de la bobine, le ferrite est alors placé entre le cuivre et le substrat. Cette configuration de blindage est celle d'un blindage magnétique/conducteur. Dans la partie suivante, nous analysons les résultats de ce blindage.

### I.1.4. Blindage magnétique/conducteur

Le blindage magnétique/conducteur consiste à utiliser une plaque de ferrite puis une plaque de cuivre comme montré dans la Figure 33 suivante.



Figure 33 : Vue en coupe de l'emplacement du blindage magnétique/conducteur.

Afin de déterminer l'épaisseur de ferrite nécessaire pour un meilleur blindage, nous avons blindé la bobine avec 80  $\mu\text{m}$  de cuivre et, entre cette couche de cuivre et le substrat, nous avons ajouté progressivement du ferrite. Ensuite, nous avons relevé le champ H à une distance égale à 2 cm des deux côtés de la bobine (côté blindé et côté non-blindé).

Les résultats de la simulation de la réponse électromagnétique de cette bobine blindée sont montrés dans le Tableau 16. Lors de cette simulation, l'épaisseur du ferrite varie entre 100  $\mu\text{m}$  et 400  $\mu\text{m}$  avec un pas de 100  $\mu\text{m}$ . Le module du champ H du côté blindé et du côté non-blindé sont appelés  $H_1$  et  $H_2$  respectivement.

Tableau 16 : Rapport des champs H entre les deux côtés de la bobine pour différentes épaisseurs de ferrite.

<b>Epaisseur du ferrite (<math>\mu\text{m}</math>)</b>	100	200	300	400
<b>Rapport des champs <math> H_1/H_2 </math></b>	0,1	0,099	0,095	0,095

Le rapport des champs décroît faiblement et asymptotiquement en fonction de l'épaisseur de ferrite et converge à partir de 300  $\mu\text{m}$ . Cette épaisseur répond à notre critère de flexibilité de la bobine. De ce fait, nous avons fixé une épaisseur de ferrite de 300  $\mu\text{m}$  pour le blindage magnétique/conducteur.

Pour compléter l'étude sur l'efficacité du blindage magnétique/conducteur par rapport au blindage magnétique, la Figure 34 montre une comparaison de la composante  $H_z$  au centre de la bobine pour un courant de 1 A, pour les deux blindages : blindage avec 1 mm de ferrite (en vert) et blindage avec 300  $\mu\text{m}$  de ferrite et 80  $\mu\text{m}$  de cuivre (en rouge).

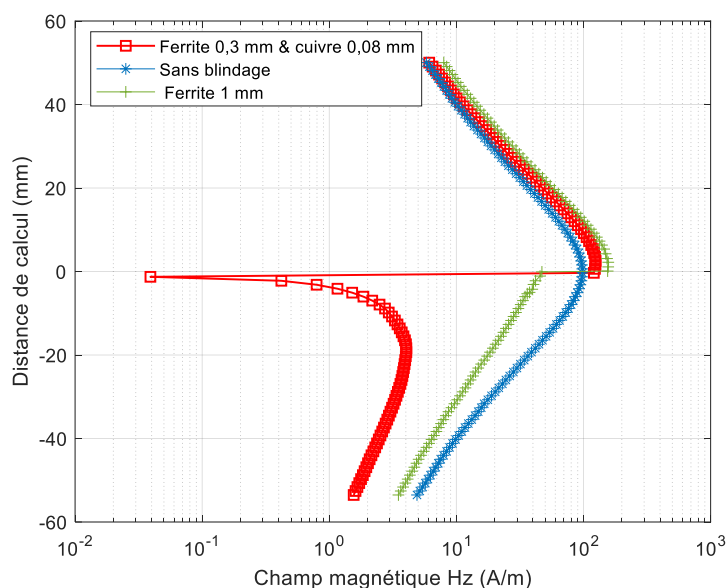


Figure 34 : Comparaison entre les composantes  $H_z$  d'une bobine blindée avec 1 mm de ferrite (blindage magnétique) et blindée avec 300  $\mu\text{m}$  de ferrite et 80  $\mu\text{m}$  de cuivre (blindage magnétique/conducteur).

Du côté non-blindé de la bobine, le champ produit en utilisant un blindage magnétique/conducteur, noté  $H_{M/C}$ , est quasi-équivalent au champ produit en utilisant un blindage magnétique, noté  $H_M$  : à des distances inférieures à 10 mm depuis la surface de la bobine, il y a une différence de moins de 16 %. Du côté blindé de la bobine, le champ  $H_{M/C}$  est plus faible que le champ  $H_M$  quelle que soit la distance par rapport à la bobine et l'allure de la courbe du champ  $H_{M/C}$  est différente par rapport à celle de  $H_M$ . Nous constatons pour cette courbe du champ  $H_{M/C}$  une chute puis une remontée progressive de  $H_{M/C}$ . Pour mieux expliquer ceci nous avons simulé la réponse électromagnétique de la bobine patch blindée (blindage magnétique/conducteur) en 2D à l'aide du logiciel FEMM (Finite Element Method Magnetics). Les lignes de champ H obtenues sont présentées sur la Figure 35.

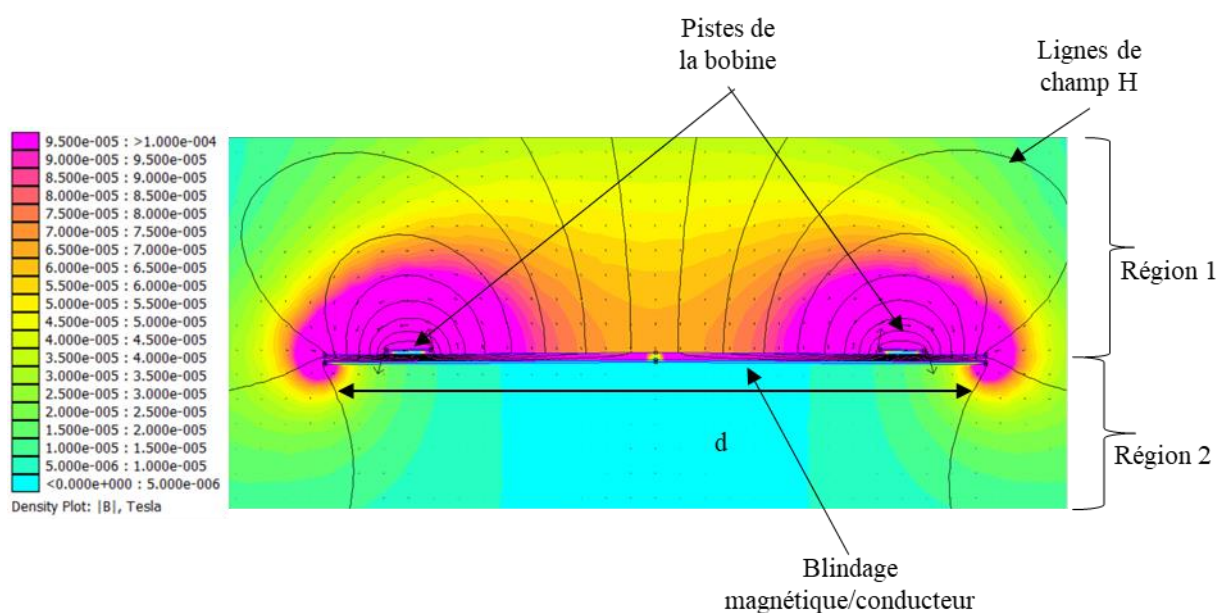


Figure 35 : Distribution en 2D des lignes de champ H d'une bobine blindée avec un blindage magnétique/conducteur (FEMM).

La chute du champ  $H_{M/C}$ , sur l'axe central de la bobine, est un effet du blindage conducteur car le champ magnétique ne traverse pas le cuivre sous l'effet des courants de Foucault (champ magnétique opposant) et circule dans le ferrite en étant canalisé. Ensuite, les lignes de champ  $H_{M/C}$  contournent les bords du cuivre ce qui fait que  $H_{M/C}$  croît progressivement en dessous du cuivre à mesure que l'on s'éloigne de celui-ci et que les lignes de champ se rapprochent de l'axe central. Cela ne se voit pas pour le blindage magnétique car celui-ci n'empêche pas le champ « de passer » à travers lui (pas de phénomène d'écran) et le ferrite concentre les lignes de champ (faible réluctance).

A la fin de cette étude, nous concluons que le blindage magnétique/conducteur permet de réduire l'épaisseur des matériaux de blindage utilisés tout en ayant une efficacité de blindage suffisante pour notre application. Ceci satisfait le compromis entre souplesse du patch médical et efficacité de blindage suffisante.

## I.2. Efficacité de blindage

La qualité du blindage peut être quantifié en un point (et selon une orientation définie ou non) par l'efficacité de blindage (SE). Ce facteur, SE, est défini comme le rapport entre la norme du champ magnétique sans blindage  $\|H_0\|$  et la norme du champ magnétique avec blindage  $\|H_i\|$

au même point spatial, (avec le même courant d'excitation). L'expression de SE est la suivante (équation 30) [86]:

$$SE = \frac{\|H_0\|}{\|H_i\|} \quad 30$$

En premier lieu, la SE du blindage magnétique est calculée à partir des simulations. Seule la composante en Z du champ magnétique  $H_z$  est prise en compte car elle est dominante au centre de la bobine puisque les lignes de champ sont quasi-perpendiculaires par rapport à la surface de la bobine, au centre. Le calcul est fait sur l'axe Z au centre de la bobine à plusieurs distances, en normalisant les deux champs magnétiques (avec blindage et sans blindage) pour un courant d'excitation de 1 A. La Figure 36 montre les valeurs de SE du blindage magnétique en fonction de la distance, issues des valeurs de  $H_z$  des simulations.

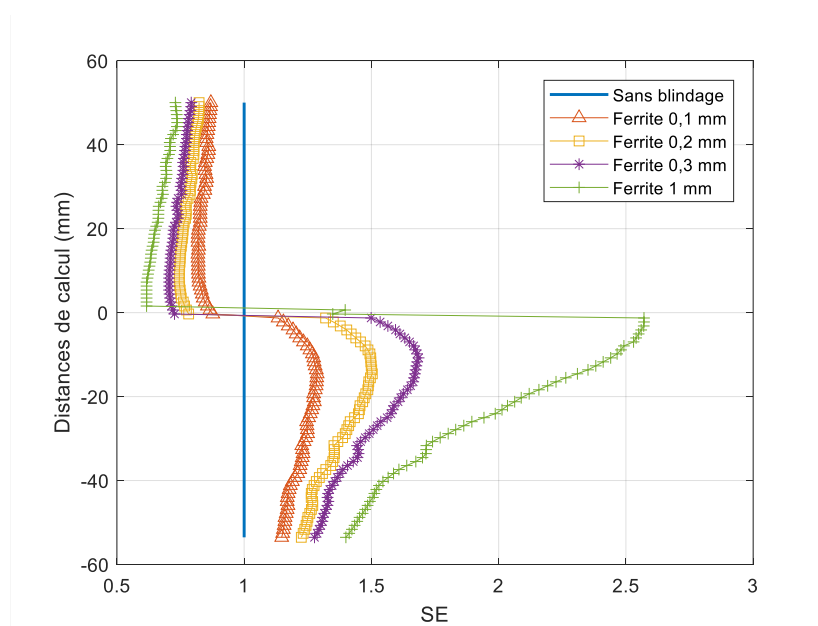


Figure 36 : Efficacité de blindage d'un blindage magnétique avec ferrite, appliqué à une bobine sur un substrat de  $125 \mu\text{m}$  d'épaisseur pour différentes épaisseurs de ferrite.

Une SE supérieure à 1 représente une atténuation du champ H alors qu'une SE inférieure à 1 représente une augmentation du champ.

Pour un blindage magnétique, la SE augmente, du côté blindé de la bobine, en fonction de l'épaisseur du ferrite. Ainsi, l'atténuation du champ H est meilleure en utilisant une grande épaisseur de ferrite. Par exemple, à une distance de 10 mm au-dessous de la bobine et avec une épaisseur de  $100 \mu\text{m}$  de ferrite, la SE est égale à 1,25 ce qui signifie que le champ H est 1,25



fois moins fort qu'à la même distance sans blindage. De plus, le champ H est augmenté du côté non-blindé, c'est ce qui se traduit par une SE inférieure à 1.

Afin de montrer l'efficacité de blindage de notre blindage magnétique/conducteur choisi, nous avons calculé la SE d'un blindage avec 300  $\mu\text{m}$  de ferrite et 80  $\mu\text{m}$  de cuivre. Le résultat de ce calcul, fait par simulation, est présenté sous forme de courbe de la SE en fonction de la distance par rapport au centre de la bobine comme référence (voir Figure 37).

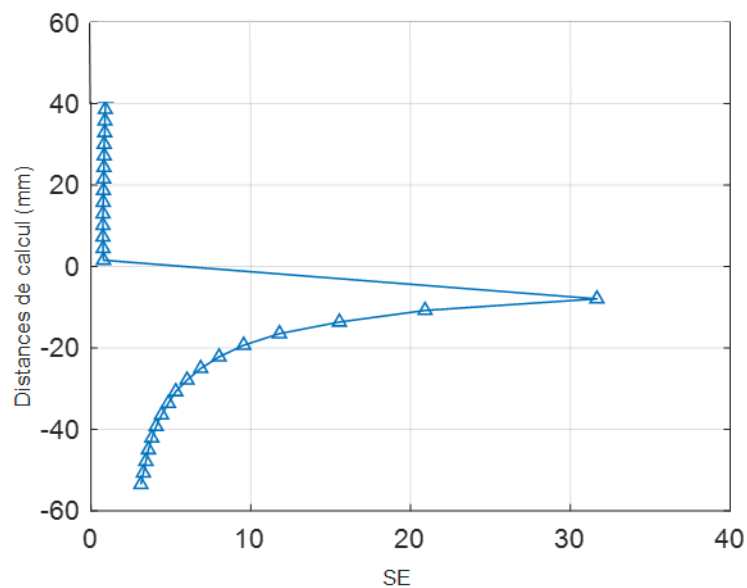


Figure 37 : Efficacité de blindage d'un blindage magnétique/conducteur (avec 300  $\mu\text{m}$  de ferrite et 80  $\mu\text{m}$  de cuivre) appliqué à une bobine sur substrat de 125  $\mu\text{m}$  d'épaisseur.

Pour des régions très proches du côté blindé de la bobine, la SE est très élevée (SE= 9,12 à 2 cm). Ces valeurs confirment que le champ magnétique est fortement canalisé par le ferrite, réalisant ainsi le blindage voulu. Du côté non-blindé, la SE est inférieure à 1 (0,7 à 2 cm) ce qui signifie une augmentation du champ H par rapport au cas non-blindée. Cet effet favorise le transfert d'énergie entre la bobine patch et la bobine du lecteur.

Du côté du corps humain, afin de quantifier l'atténuation du champ H par le blindage, nous avons calculé le DAS en se référant au chapitre II partie III.4. Ce calcul est fait à l'aide du modèle numérique du corps humain (voir Figure 21) et de la norme IEEE C95.3. Pour un courant injecté dans la bobine blindée (blindage magnétique/conducteur) de 0,9 mA (c'est le courant mesuré dans notre bobine quand elle est collée au lecteur), le maximum de DAS calculé sur le modèle numérique en utilisant une bobine patch non-blindée est 0,21 W/kg alors que le

maximum de DAS calculé en utilisant une bobine patch blindée (blindage magnétique/conducteur) est 0,22 mW/kg (réduction d'un facteur de 1000 [87]).

## II. Dimensionnement de la bobine du patch médical

La bobine patch finale est une bobine plane carrée qui fait 4x4 cm<sup>2</sup> de surface avec une épaisseur de cuivre de 35 µm placée sur un substrat de 5x5 cm<sup>2</sup> de surface. Elle est réalisée sur un substrat faible cout flexible (FR-4 simple face avec 125 µm d'épaisseur). Ce substrat a une permittivité diélectrique plus grande que l'air et ajoutera une certaine capacité parasite à la bobine. Cette faible épaisseur de substrat permettra de minimiser son impact sur les caractéristiques électriques de la bobine et d'être adaptée à la courbure du corps humain. Certains paramètres géométriques de la bobine, par exemple la largeur des pistes et l'espacement entre les pistes (l'inter-piste) de la bobine, changent les caractéristiques électriques de la bobine, à savoir l'inductance et la résistance de son schéma équivalent série. Pour obtenir les valeurs souhaitées de ces caractéristiques à 13,56 MHz, des variations de ces paramètres géométriques peuvent être réalisées en simulation. Les effets d'une piste plus ou moins large ainsi que de l'inter-piste ont été étudiés « paramétriquement » en simulation, avec une bobine carrée, plane, de 5 tours, ayant une surface de 4x4 cm<sup>2</sup>.

Pour l'étude de l'effet de la largeur de piste, l'inter-piste est fixé à 150 µm. Dans les simulations suivantes, l'inductance et la résistance de la bobine sont relevées à 13,56 MHz (voir Tableau 17) pour la bobine en utilisant à chaque fois une largeur de piste différentes (variable entre 150 µm et 750 µm). La dimension externe de 4 cm de la bobine est conservée.

Tableau 17 : Caractéristiques électriques de la bobine à 13,56 MHz en fonction de la largeur de piste avec un inter-piste constant de 150 µm

<b>Largeur de piste (µm)</b>	<b>150</b>	<b>300</b>	<b>450</b>	<b>600</b>	<b>750</b>
<b>Inductance (µH)</b>	3,16	2,81	2,44	2,20	2,00
<b>Résistance (Ω)</b>	2,70	2,03	1,31	1,08	0,93

Une piste fine augmente l'inductance de la bobine. Par exemple, il y a une augmentation d'inductance de 58 % entre une largeur de 750 µm et une largeur de 150 µm (rapport de 5). Cette augmentation est due au rapprochement entre les pistes de la bobine qui augmente le couplage magnétique entre les pistes.

La résistance de la bobine diminue avec l'augmentation de la largeur de la piste du fait de l'augmentation de la section de conducteur.

La valeur de l'inter-piste a lui aussi une influence sur les caractéristiques de la bobine. Pour évaluer son effet sur l'inductance L et la résistance série R, des variations de cet espace (entre 150  $\mu\text{m}$  et 300  $\mu\text{m}$ ) ont été réalisées sur la bobine test en gardant une largeur de piste fixe (300  $\mu\text{m}$ ). Les résultats à 13,56 MHz sont présentés dans le Tableau 18.

Tableau 18 : Caractéristiques électriques de la bobine à 13,56 MHz en fonction de l'inter-piste (avec une largeur de piste constante de 300  $\mu\text{m}$ ).

<b>Inter-piste (<math>\mu\text{m}</math>)</b>	<b>150</b>	<b>200</b>	<b>250</b>	<b>300</b>	<b>350</b>
<b>Inductance (<math>\mu\text{H}</math>)</b>	2,81	2,71	2,63	2,55	2,47
<b>Résistance (<math>\Omega</math>)</b>	2,03	1,89	1,80	1,73	1,69

Un inter-piste important éloigne les pistes les unes des autres. Cet espacement diminue le couplage magnétique entre les pistes et conduit à une diminution de l'inductance de la bobine. Cependant, un inter-piste étroit augmente la valeur des capacités parasites réparties entre les pistes, agissant comme une capacité en parallèle du schéma équivalent RL de la bobine. Cette capacité change la fréquence d'auto-résonance de la bobine en la décalant vers les basses fréquences ce qui agit sur l'inductance apparente à 13,56 MHz (voir chapitre II partie IV.I)

Pour une surface donnée, la résistance diminue avec un inter-piste croissant car la longueur totale des pistes diminue.

Les dimensions finales choisies doivent respecter les limites de conception pratiques (ex : graveuse chimique de PCB de GeePs) ce qui implique qu'un inter-piste de 150  $\mu\text{m}$  et qu'une largeur de piste de 150  $\mu\text{m}$  est notre limite basse de réalisation fixée.

De plus, les contraintes de dimensions de la bobine doivent être respectées ainsi que les modifications des caractéristiques électriques apportées par la présence du blindage. Ce blindage est le blindage magnétique/conducteur avec 300  $\mu\text{m}$  d'épaisseur de ferrite et 80  $\mu\text{m}$  de cuivre. La surface des matériaux de blindage est de 5x5  $\text{cm}^2$  (de manière à recouvrir le substrat).

En conclusion, les dimensions qui répondent au mieux à nos critères, à savoir (i) une inductance la plus proche possible de 2,75  $\mu\text{H}$  ayant un facteur de qualité supérieur à 20 et (ii)

une fréquence d'auto-résonnance supérieure à 13,56 MHz d'au moins une octave, sont présentées dans le Tableau 19.

Tableau 19 : Dimensions finales de la bobine du patch médical.

Taille du substrat (mm)	Nombre de spires	Taille de la bobine (mm)	Largeur des pistes (mm)	Inter-piste (mm)
50 x 50 x 0,125	4	40 x 40 x 0,035	0,33	0,2

Ces dimensions permettent d'avoir les caractéristiques électriques voulues à 13,56 MHz. Sur le Tableau 20 les caractéristiques électriques simulées à 13,56 MHz, ainsi que la fréquence de résonance, en simulation, de la bobine blindée et non-blindée sont présentées.

Tableau 20 : Caractéristiques électriques de la bobine avec les dimensions finales

	L à 13,56 MHz ( $\mu\text{H}$ )	R à 13,56 MHz ( $\Omega$ )	Q à 13,56 MHz	$f_r$ (MHz)
<b>Bobine non-blindée</b>	1,82	1,35	144,8	74
<b>Bobine blindée avec 300 <math>\mu\text{m}</math> de ferrite et 80 <math>\mu\text{m}</math> de cuivre</b>	2,82	4,5	53	35

Ces caractéristiques, présentées dans le Tableau 20, sont pour une bobine dans l'air. Pour anticiper la compensation de la possible diminution du facteur Q, la bobine est conçue avec un Q élevé ( $Q = 53$ ).

## II.1. Réalisation de la bobine du patch

La bobine patch est réalisée à l'aide d'un fichier de format Gerber (.gbr) généré à partir du modèle numérique de la bobine réalisée avec le logiciel CST. Le Gerber est utilisé pour la fabrication de la bobine à l'aide d'une graveuse chimique, sur une simple face. Sur la Figure 38, une bobine patch réalisée est présentée. Des plots sont utilisés comme supports à la soudure des fils ou des connecteurs SMA. Les matériaux de blindage sont placés sous le substrat (face non gravée).

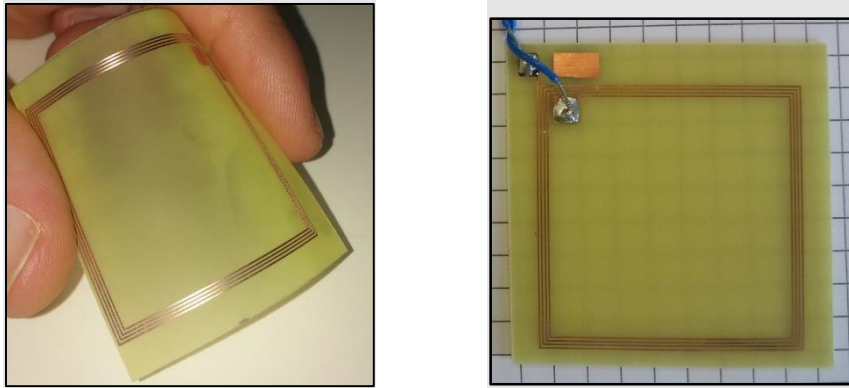


Figure 38 : PCB de la bobine réalisée à la graveuse chimique.

Les dimensions des bobines réalisées sont vérifiées à l'aide d'un profilomètre laser où l'épaisseur du cuivre formant la bobine, l'espace inter-piste et la largeur des pistes sont mesurés ainsi que l'uniformité des dimensions. Cette vérification nous permet de valider la réalisation de la bobine par rapport au modèle simulé. Les résultats de ces mesures sont présentés sur la Figure 39 et la Figure 40.

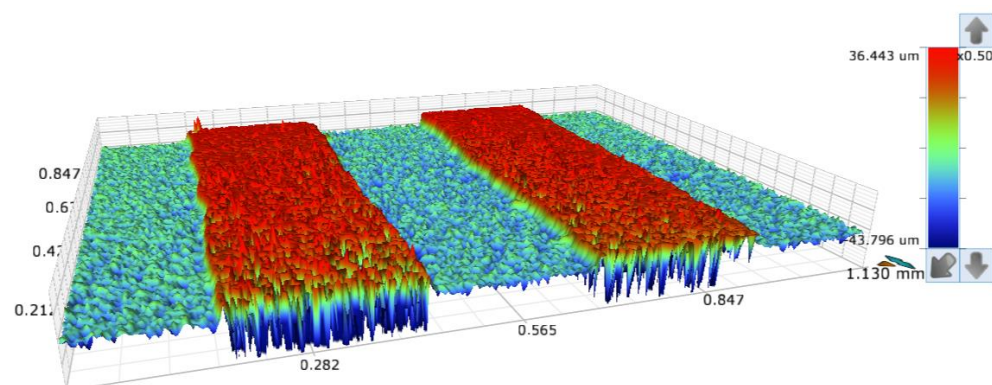


Figure 39 : Mesure des dimensions des pistes de la bobine en 3D au profilomètre.

Sur la Figure 39, une mesure en 3D est réalisée sur deux pistes de la bobine où la légende montre que le maximum d'épaisseur, couleur rouge, est de 36,44  $\mu\text{m}$  ce qui implique une variation de moins de 5% entre la valeur simulée (35  $\mu\text{m}$ ) et la valeur réelle maximale de l'épaisseur de la bobine. On remarque que la couleur rouge n'est pas uniforme ce qui veut dire qu'il existe des pics et des creux dans les pistes.

Sur la Figure 40, un plan des deux pistes de la bobine est représenté pour pouvoir mesurer l'inter-piste ainsi que l'uniformité de la largeur de piste. D'après l'axe des abscisses, l'inter-piste est d'environ 0,24 mm ce qui donne une variation de 20 % par rapport à la valeur du modèle simulé (0,2 mm).

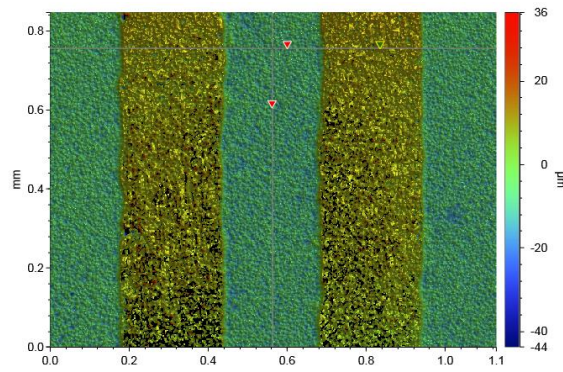


Figure 40 : Mesure de l'inter-piste de la bobine en 2D au profilomètre.

Ces variations pourront causer des différences entre les caractéristiques électriques obtenues par la simulation de la bobine et celles mesurées. Un inter-piste plus petit rapprochera les pistes, par conséquent, il permettra de favoriser le couplage magnétique entre les pistes, en même temps, il augmentera les capacités parasites créées entre les pistes. Des pistes plus étroites donneront une résistance de bobine plus grande. Afin de voir si ces changements causeront une différence conséquente, nous avons mesuré les caractéristiques électriques de la bobine réalisée.

## II.2. Mesures des caractéristiques de la bobine du patch

Les mesures de l'inductance  $L$ , de la résistance  $R$  et de la fréquence d'auto-résonance sont faites à l'aide de deux appareils de mesure : l'impédance-mètre et l'analyseur de réseau vectoriel (VNA), présentés sur la Figure 41.

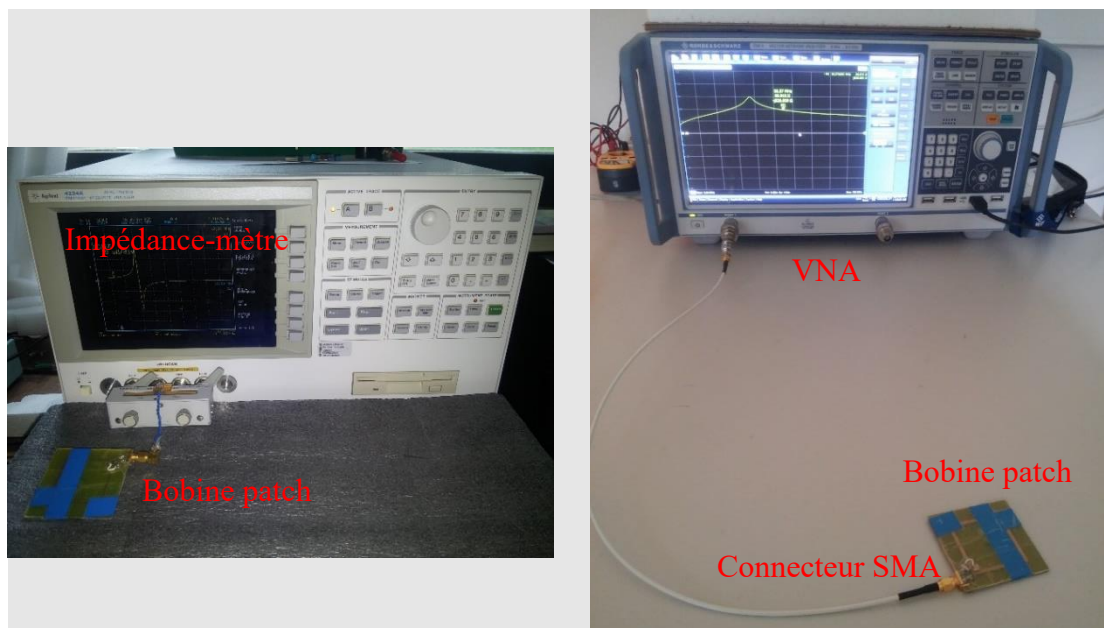


Figure 41 : Impédance-mètre (à gauche) et VNA (à droite)

L'impédance-mètre utilisé, de marque Agilent 4294A, peut balayer une bande de fréquences de 40 Hz jusqu'à 110 MHz alors que le VNA utilisé, de marque Rohde & Schwarz, a une bande de fréquences de mesure de 9 kHz jusqu'à 8,5 GHz.

Les premières mesures sont faites sur la bobine non-blindée. Sur le Tableau 21, nous pouvons voir une première comparaison entre les résultats des simulations et les mesures obtenues à l'aide des deux appareils de mesures. Ces mesures sont faites sur deux réalisations de la bobine, nommées bobine 1 et bobine 2, pour valider la méthode de réalisation.

Tableau 21 : Premières caractérisations des prototypes de la bobine patch non-blindée.

		VNA	Impédance- mètre	Simulation
<b>Bobine 1</b>	L ( $\mu\text{H}$ ) à 13,56 MHz	1,88	1,9	1,82
	R ( $\Omega$ ) à 13,56 MHz	3,3	3,7	1,35
	$f_r$ (MHz)	70	69	74
<b>Bobine 2</b>	L ( $\mu\text{H}$ ) à 13,56 MHz	1,89	1,9	1,82
	R ( $\Omega$ ) à 13,56 MHz	3,4	3,8	1,35
	$f_r$ (MHz)	60	58	74

Nous remarquons une reproductibilité des valeurs mesurées par le même appareil : les variations des R et L sont négligeables.

En comparant les mesures aux simulations, on remarque un décalage entre la fréquence d'auto-résonance mesurée et celle simulée : la fréquence mesurée est plus faible que la fréquence simulée. Ce décalage crée une différence entre l'inductance mesurée et l'inductance simulée à 13,56 MHz de moins de 5 %. Par contre, il crée une variation de plus de 50 % en résistance.

En se reposant sur l'équation 27, nous pouvons déterminer la valeur de l'inductance propre des bobines à 13,56 MHz afin de voir l'influence du décalage de la résonance. Dans le cas de la bobine 1 et à l'aide des mesures faites aux VNA, l'inductance propre calculée est de 1,80  $\mu\text{H}$  et donc la capacité parasite globale est de 2,87 nF (voir équation 28)

Après la caractérisation des bobines non-blindées, nous avons mesuré les caractéristiques des bobines blindées avec notre blindage magnétique/conducteur choisi. Les résultats de ces mesures, ainsi que la simulation, sont présentés dans le Tableau 22.

Tableau 22 : Caractérisations de bobines patch blindées avec 0,3 mm de ferrite et 80  $\mu\text{m}$  de cuivre

		VNA	Impédance-mètre	Simulation
<b>Bobine 1</b>	L ( $\mu\text{H}$ ) à 13,56 MHz	2,75	2,70	2,82
	R ( $\Omega$ ) à 13,56 MHz	4,1	4,7	4,5
	$F_r$ (MHz)	48	50	40
<b>Bobine 2</b>	L ( $\mu\text{H}$ ) à 13,56 MHz	2,79	2,74	2,82
	R ( $\Omega$ ) à 13,56 MHz	4,2	4,8	4,5
	$F_r$ (MHz)	47	49	40

Comme observé en simulation, un des effets du blindage est de réduire la fréquence  $f_r$  de la bobine : il y a une différence de 33 % entre la  $f_r$  mesurée (avec le VNA : 70 MHz) sans blindage et celle mesurée avec blindage (avec le VNA : 47 MHz). Cette nouvelle fréquence d'auto-résonance est toujours acceptable pour notre application : la valeur de  $f_r$  est supérieure d'au moins 33 MHz par rapport à 13,56 MHz (plus d'une octave).

### II.3. Calcul de la résistance série de la bobine du patch

Pour quantifier au mieux le facteur de qualité, nous avons voulu valider les valeurs de résistances, obtenues par mesure, en utilisant les équations (analytique et semi-empirique) déjà évoquées dans le chapitre II partie IV.1. Pour commencer, nous avons mesuré la résistance de la bobine, non-blindée, à une fréquence basse (40 Hz) pour avoir sa valeur dans le régime continu  $R_{dc}$ . Ces mesures de la résistance  $R_{dc}$  peuvent être comparées au calcul théorique de la résistance en continu. La comparaison entre la valeur analytique et les mesures est présentée dans le Tableau 23.

Tableau 23 : Comparaison entre les valeurs analytique, simulée et mesurée de la résistance de la bobine dans le régime continu.

	Théorique	Simulation (à 40 Hz)	Mesure Ohm-mètre	Mesure (à 40 Hz) Impédance-mètre
<b><math>R_{dc}</math> (<math>\Omega</math>)</b>	1,11	1,30	1,38	1,47

On remarque qu'il y a une différence de moins de 25 % entre la valeur théorique et la mesure à l'ohm-mètre (mesure au régime continu). Cette différence est due à la résistance des câbles de branchement à l'appareil qui vient s'ajouter à la résistance de la bobine, des fils de connexions à la bobine et aux plots qui se trouvent aux extrémités de la bobine et qui ne sont pas compris dans le calcul théorique. Nous constatons une faible différence, de 13 %, entre la valeur simulée et celle mesurée (impédance-mètre) puisque, cette fois, il n'y a que la résistance des fils de connexion à la bobine ainsi que la résistance des plots (les fils de connexions et les plots ne sont pas pris en compte durant l'étalonnage de l'appareil) qui s'ajoute (voir Figure 42).



Pour une caractérisation plus précise des bobines, il y a une possibilité d'éliminer l'effet des capacités et résistances parasites avec un calcul appelé le "de-embedding". Cette opération est réalisée dans le cas de l'implant dans le chapitre IV car, dans le cas des bobines implants, l'effet des impédances parasites est plus marqué que sur les bobines patch (voir chapitre IV).

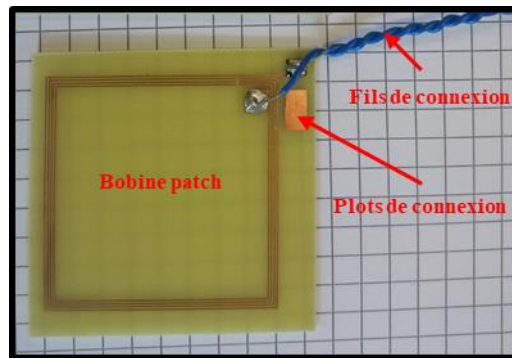


Figure 42 : Bobine patch avec les fils de connexion.

En se basant sur les expressions analytique et semi-empirique dans le régime alternatif, le calcul de la résistance de la bobine, non-blindée, à 13,56 MHz est fait et comparé aux valeurs obtenues par les mesures (VNA) et les simulations à 13,56 MHz dans le Tableau 24.

Tableau 24 : Comparaison entre les valeurs théoriques, simulées et mesurées de la résistance de la bobine à 13,56 MHz.

	Théoriques		Simulation	Mesure
	Analytique [75]	Semi-empirique [76]		
<b>R (<math>\Omega</math>) à 13,56 MHz</b>	1,38	1,49	1,35	3,3

Les deux expressions analytique et semi-empirique (voir chapitre II partie IV.1) donnent des résistances proches l'une de l'autre (8 % de différence). Ces valeurs sont concordantes avec la résistance simulée par CST.

En comparant les résistances analytique et semi-empirique, et mesurée, nous retrouvons un désaccord causé par les fils de connexion à la bobine. Nous retrouvons l'effet du décalage de la résonance par les capacités des fils.

L'accord entre la résistance simulée et son calcul théorique renforce la confiance donnée aux résultats de CST. Dans ce qui suit, durant nos comparaisons entre les résultats théoriques et la mesure de résistance, nous allons nous contenter des résultats de CST (pour le théorique) sans passer par le calcul analytique ou semi-empirique.

## II.4. Validation expérimentale de l'influence du corps humain et du blindage

En mesure, l'évaluation de l'influence du corps humain sur les caractéristiques de la bobine est réalisée au moyen de notre fantôme électromagnétique (voir chapitre II partie III.3). Initialement, nous avons caractérisé une bobine patch, à 13,56 MHz, non-blindée, collée et plongée, dans notre solution fantôme comme montré sur la Figure 43. Dans le cas de la bobine collée au fantôme, le bac contenant le fantôme a une épaisseur de plastique de 1 mm. Dans les deux cas, la bobine est plane (non-courbée).

Nous avons caractérisé la bobine plongée/collée sur un fantôme. Les valeurs de ces caractéristiques ainsi que celles d'une bobine dans l'air sont présentées dans le Tableau 25.

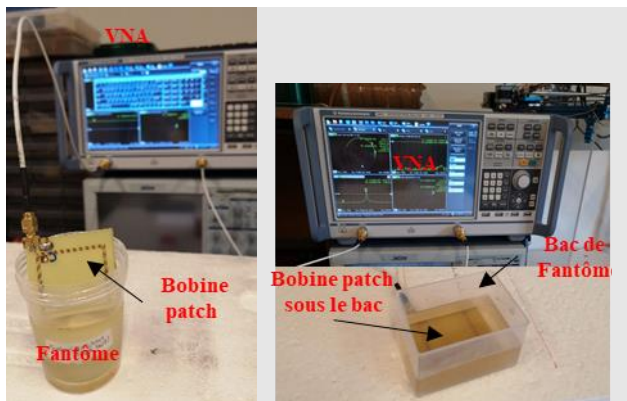


Tableau 25 : Caractérisation de la bobine patch non-blindée à 13,56 MHz en présence d'un fantôme.

	L ( $\mu\text{H}$ )	R ( $\Omega$ )	$f_r$ (MHz)
Dans l'air	1,98	2,6	52
Collée sur un fantôme	2,00	3,00	46
Plongée dans un fantôme	2,2	80	27

Figure 43 : Caractérisation d'une bobine patch, non-blindée, plongée et collée sur un fantôme

L'auto-résonance de la bobine est moins influencée par la présence du fantôme dans le cas d'une bobine patch collée au fantôme que dans le cas d'une bobine plongée dans le fantôme (cas d'un implant médical). Cette différence est due à la faible permittivité diélectrique du plastique comparée à celle des tissus humains et donc, le milieu traversé par les champs électrique et magnétique de la bobine (qui sont concentrés dans la zone proche aux pistes de la bobine) est moins affecté dans le cas d'une bobine collée sur un fantôme comparé au cas d'une bobine plongée dans un fantôme.

Pour maintenir les caractéristiques électriques de la bobine patch à 13,56 MHz, nous avons deux solutions :

- Prendre en compte la capacité parasite rajoutée par le corps humain, mais cette capacité est difficilement déterminable et elle peut varier d'une personne à une autre et d'un positionnement bobine-corps à l'autre.
- Maintenir l'inductance de la bobine à une valeur stable. Pour cela, un blindage entre la bobine et le corps humain peut se mettre en place. Avec cette solution, l'effet du corps humain est atténué et le capteur médical est protégé du champ magnétique (produit par le lecteur ou le tag NFC). Nous adoptons la deuxième solution pour le cas de la bobine patch.

L'effet capacitif affecte le facteur de qualité de la bobine. À 13,56 MHz, le facteur Q passe de 64,8 pour une bobine dans l'air à 56,7 pour la même bobine collée à un fantôme. Cette diminution impacte la quantité d'énergie reçue par la bobine patch.

Après la validation expérimentale de l'effet du corps humain sur les caractéristiques de la bobine, nous validerons l'efficacité de blindage. Dans ce qui suit, la SE est mesurée à l'aide d'un capteur magnétique (ce capteur magnétique a été utilisé lors des mesures de cartographies de champ magnétique produit par les différentes bobines lecteurs (voir chapitre II partie V.3).

Afin de comparer les mesures et les simulations de la SE, les mesures sont faites sur la bobine patch à 13,56 MHz, sur son axe central. La Figure 44 montre le banc de mesure et la bobine capteur utilisée pour valider la SE du blindage choisi, la bobine capteur et la bobine patch étant connectées sur les deux ports du VNA.

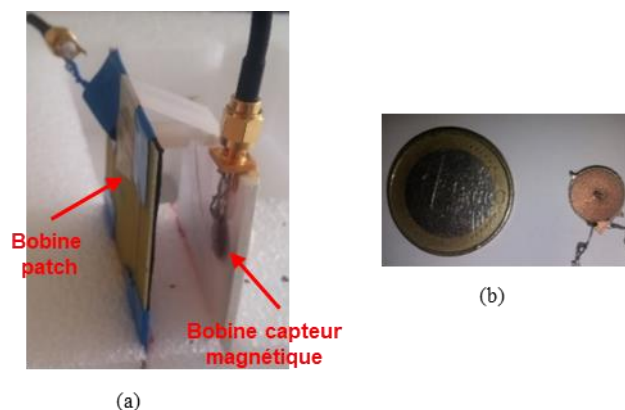


Figure 44 : Banc de mesure de la SE (a) et la bobine capteur (b).

A l'aide d'un VNA, la SE peut être mesurée en utilisant l'impédance de transfert  $Z_{21}$  entre la bobine patch, connectée au port 1 du VNA, et la bobine capteur, connectée au port 2.

L'indice 0 représente les grandeurs de la bobine patch non-blindée et l'indice i représente celles d'une bobine blindée.

$$Z_{210} = \frac{V_{20}}{I_{10}} \Big|_{I_2=0} \quad Z_{21i} = \frac{V_{2i}}{I_{1i}} \Big|_{I_2=0} \quad 31$$

- $I_{10}$  : courant injecté dans la bobine patch dans le cas non-blindé,
- $I_{1i}$  : courant injecté dans la bobine patch dans le cas blindé,
- $I_2$  : courant injecté dans la bobine capteur,
- $V_{20}$  : tension induite dans la bobine capteur dans le cas non blindé,
- $V_{2i}$  : tension induite dans la bobine capteur dans le cas blindé,

En supposant que la distribution du champ magnétique H est uniforme sur la surface de la bobine capteur et sachant que la SE est le rapport entre le module du champ magnétique  $H_0$  pour une bobine non-blindée sur le module de  $H_i$  pour une bobine blindée, pour le même courant  $I_c$  injecté dans la bobine patch dans les deux cas ( $I_{1i}=I_{10}=I_c$ ), la SE peut être exprimée en régime harmonique (voir équation 32) :

$$\frac{\|H_0\|}{\|H_i\|} = \frac{\|j\omega\varphi_0\|}{\|j\omega\varphi_i\|} = \frac{V_{20}}{V_{2i}} \Big|_{I_c} \quad 32$$

- $\omega$  : pulsation à 13,56 MHz,
- $\varphi_0$  : flux magnétique traversant la bobine capteur dans le cas non-blindé,
- $\varphi_i$  : flux magnétique traversant la bobine capteur dans le cas blindé,

Au final, SE est égale au rapport entre les deux tensions induites dans la bobine capteur et donc le rapport des  $Z_{21}$  entre le cas d'une bobine patch blindée " $Z_{21i}$ " et le cas d'une bobine patch non-blindée " $Z_{210}$ " comme montré dans l'équation 33 :

$$\frac{Z_{210}}{Z_{21i}} = \frac{V_{20}}{V_{2i}} \Big|_{I_{10}=I_{1i}=I_c} \quad 33$$

Cette méthode de calcul de l'efficacité de blindage a été publiée dans [88].

Durant les mesures, la bobine capteur est placée au centre de la bobine patch et les mesures sont faites en se déplaçant sur l'axe normal à la surface de la bobine patch. Au centre de la bobine patch, la composante  $H_z$  du champ magnétique est dominante. L'efficacité de blindage est mesurée pour un blindage magnétique en utilisant plusieurs épaisseurs de blindage

magnétique (des plaques de ferrite de dimensions 50x50x0,1 mm<sup>3</sup>) et pour un blindage magnétique/conducteur avec 0,3 mm de ferrite et 80 µm de cuivre. Les SE mesurées sont comparées aux SE simulées pour une distance de 2 cm du côté blindé de la bobine patch (voir le schéma de la Figure 45). Les résultats sont présentés dans le Tableau 26.

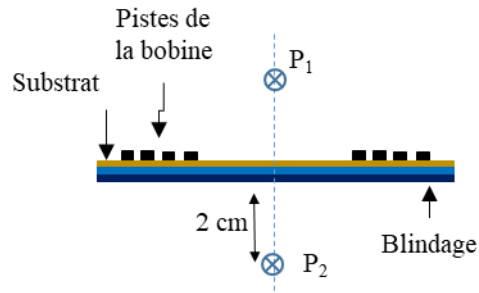


Figure 45 : Schéma de la mesure de SE.

Tableau 26 : Comparaison entre SE mesurée et SE simulée à une distance de 2 cm du côté blindé de la bobine.

SE	Blindage utilisé			
	100 µm de ferrite	200 µm de ferrite	300 µm de ferrite	300 µm de ferrite et 80 µm de cuivre
<b>Simulations</b>	1,27	1,47	1,61	9,12
<b>Mesures</b>	1,21	1,49	1,57	8,95
<b>Différence (%)</b>	4,9%	1,3%	2,5%	1,8%

Les valeurs de SE mesurées sont en accord avec les valeurs de SE simulées avec une différence inférieure à 5 %. Avec un blindage magnétique, l'amélioration de la SE en augmentant l'épaisseur du ferrite est très faible. L'ajout d'une fine couche de cuivre (80 µm) à une épaisseur de ferrite de 0,3 mm permet de passer d'une SE de 1,57 à une SE de 8,95, donc une atténuation du champ magnétique H 5 fois plus élevée.

Ces mesures nous permettent de valider l'efficacité du blindage magnétique/conducteur choisi (0,3 mm de ferrite et 80 µm de cuivre). De plus, cette épaisseur totale des matériaux de blindage permet de supposer une flexibilité suffisante du patch médical, et donc son utilisation potentielle pour les applications biomédicales.

### III. Etude de l'effet de la flexibilité de la bobine sur ses caractéristiques électriques

La bobine patch est conçue pour être compatible avec le système d'alimentation mis en place en respectant les caractéristiques d'une bobine NFC (facteur de qualité, bande passante...etc.)

et en respectant les contraintes de blindage (SE suffisante, matériaux souples, maintien des caractéristiques de la bobine face aux effets environnementaux...etc.). Le patch médical doit également être flexible pour s'adapter à la surface courbée du corps humain, par exemple la courbure d'un bras. Toutefois, courber la bobine modifie ses paramètres électriques (inductance et facteur de qualité) et donc perturbe l'accord en fréquence entre la bobine et la capacité équivalente de la puce NFC. Ce désaccord et/ou un mauvais facteur Q affectent le niveau d'énergie reçue par la bobine patch et la communication pendant le couplage magnétique avec le lecteur (modulation de charge).

L'effet de la courbure du patch médical doit être étudié pour évaluer son influence sur les caractéristiques électriques de la bobine du patch et chercher des solutions pour le maintien des performances de la bobine du patch. L'étude de l'effet de la courbure est faite avec la même bobine qu'utilisée précédemment (bobine 4x4 cm<sup>2</sup> avec 4 tours réalisée sur substrat FR-4 flexible d'une épaisseur de 125 μm). La Figure 46 montre une vue en perspective de la bobine courbée.

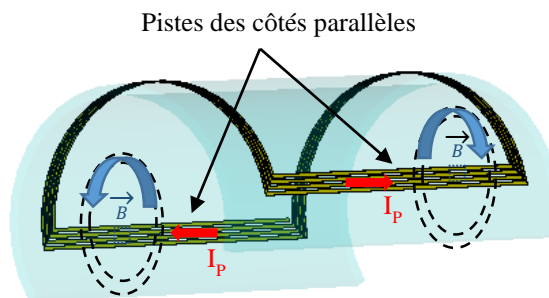


Figure 46 : Bobine courbée et illustrations de quelques lignes de champ H.

Pour courber et fixer la bobine pendant les mesures, nous avons réalisé des demi-cylindres creux en impression 3D faits d'un matériau non conducteur (plastique Polylactic Acid) avec différents rayons de courbure. La Figure 47 montre une bobine blindée fixée sur un des demi-cylindres et quelques demi-cylindres utilisés.

L'étude est faite pour des rayons de courbure de la bobine patch entre 8 et 60 mm à l'image d'un bras humain. Afin de valider l'étude, les résultats expérimentaux sont comparés aux résultats de simulation (logiciel CST).

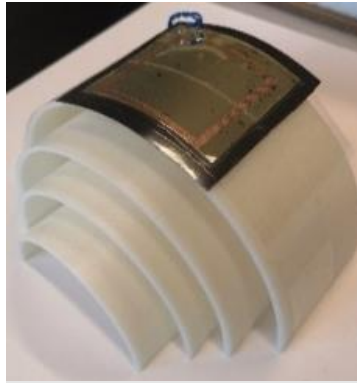


Figure 47 : Bobine blindée et courbée placée sur des demi-cylindres.

### III.1. Effet de la courbure sur la bobine non-blindée

En premier lieu, l'effet de la courbure sur une bobine non-blindée est étudié. Pour chaque rayon de courbure, l'inductance de la bobine est relevée. La Figure 48 montre l'inductance de la bobine non-blindée en fonction du rayon de courbure. Les asymptotes représentent un rayon infini (bobine plane) ; bleue pour les mesures et rose pour la simulation. Sur cette figure, deux séries de mesures sont présentées pour confirmer la répétabilité des mesures. Chaque série est faite sur la même bobine en la courbant progressivement suivant un rayon de courbure décroissant.

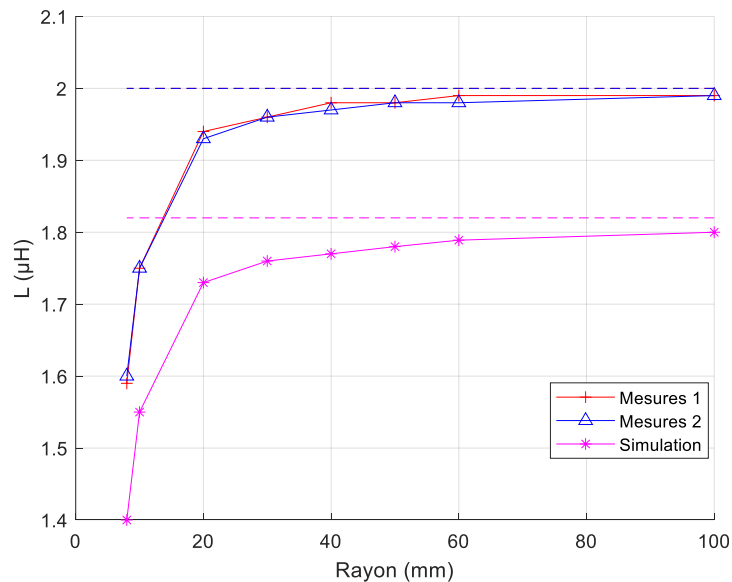


Figure 48 : Inductance de la bobine non-blindée en fonction de la courbure.

L'inductance est à sa valeur maximale quand la bobine est plane : nous avons une inductance de 1,82  $\mu\text{H}$  en simulation et de 2  $\mu\text{H}$  en mesure. Pour des rayons de courbure de plus en plus

petits (bobine de plus en plus courbée), l'inductance de la bobine diminue jusqu'à atteindre une valeur minimale pour un rayon de courbure de 8 mm. Un effet similaire est constaté dans [89]. La valeur de l'inductance pour un rayon de courbure de 8 mm est 20 % plus petite que l'inductance d'une bobine plane en mesure et 23 % plus petite en simulation. Un écart entre les valeurs de l'inductance en simulation et les valeurs obtenues en mesures est observé avec un maximum de 14 %. Néanmoins, les inductances simulées et les inductances mesurées montrent la même tendance.

Pour expliquer cette variation d'inductance, nous présentons un plan de coupe de la bobine sur la Figure 49 où sont représentées les lignes du champ magnétique H des pistes d'un côté de la bobine seulement et nous définissons deux régions par rapport à la bobine. La région 1 est le demi-volume supérieur (dessus) de la bobine et la région 2 est le demi-volume inférieur (dessous) de la bobine. 'd' et 'd<sub>1</sub>' représentent les distances entre les pistes de gauche par rapport aux pistes de droite.

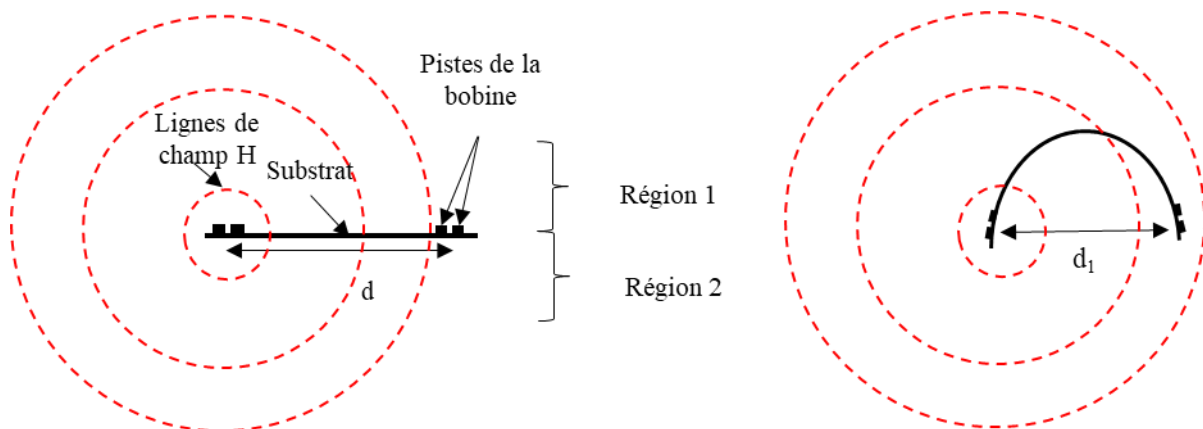


Figure 49 : Distribution des lignes de champ H créées par un seul côté d'une bobine plane (à gauche) et par une bobine courbée (à droite).

En courbant la bobine, les pistes des côtés parallèles se rapprochent ( $d_1 < d$ ). Cela réduit la surface effective de la bobine. Par conséquent, les lignes les plus étendues de champ H ne traversent plus cette surface effective ce qui donne un flux  $\phi$  réduit. Cet effet réduit l'inductance de la bobine du fait de la proportionnalité du flux à L ce qui désaccorde l'ensemble bobine-capacité de la puce.

Avant d'étudier l'effet du blindage magnétique/conducteur sur la variation de L, nous avons commencé par l'étude du blindage magnétique et son impact sur les lignes de champ H.



## III.2. Effet de la courbure sur la bobine blindée

L'effet de la courbure sur une bobine blindée est étudié. Dans ce qui suit, cette étude est faite sur une bobine en utilisant différents blindages.

### III.2.1. Bobine courbée avec blindage magnétique

L'effet du blindage sur une bobine courbée est étudié pour deux épaisseurs de ferrite différentes ; 0,3 mm et 1 mm. Nous avons choisi de prendre 1 mm d'épaisseur, en plus de l'épaisseur de ferrite utilisée dans notre blindage final (0,3 mm), car c'est la plus grande épaisseur de ferrite que nous avons pu courber. Ainsi, nous pouvons analyser l'effet du blindage magnétique avec une grande épaisseur de ferrite.

Les résultats des inductances simulées et mesurées, des bobines courbées (de 8 mm à 60 mm pour 0,3 mm de ferrite et de 10 mm à 60 mm pour 1 mm de ferrite), ainsi que les inductances des bobines planes (présentées sous forme d'asymptotes) sont présentés sur la Figure 50 pour une épaisseur de 0,3 mm de ferrite et sur la Figure 51 pour une épaisseur de 1 mm. Nous avons choisi un rayon minimal de 10 mm en mesure pour modéliser la poignée d'un nouveau-né. Pour le cas d'un blindage de 0,3 mm de ferrite, nous avons deux séries de mesures.

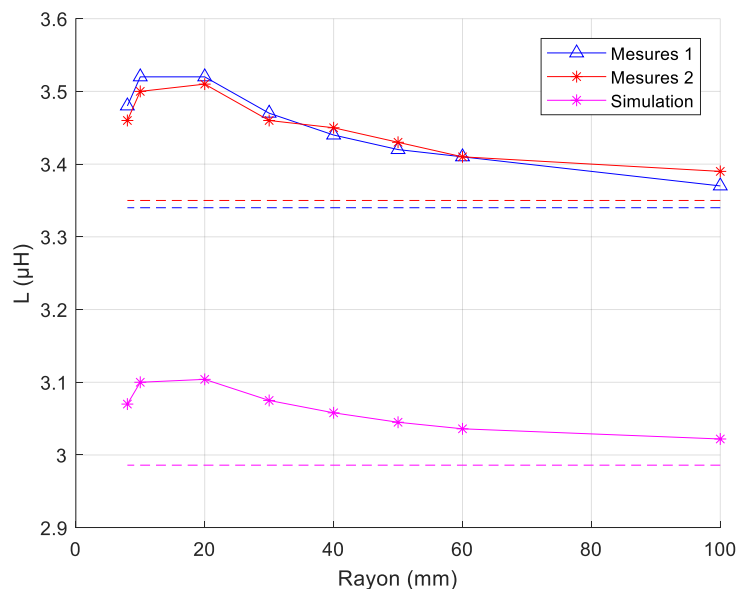


Figure 50 : Inductance de la bobine blindée avec 0,3 mm de ferrite en fonction de la courbure

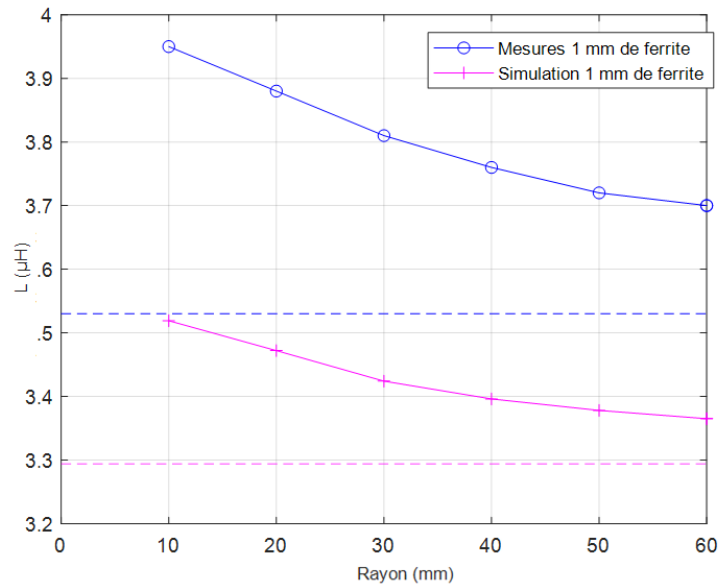


Figure 51 : Inductance de la bobine blindée avec 1 mm de ferrite en fonction de la courbure

L'inductance d'une bobine blindée avec 1 mm de ferrite est plus grande que l'inductance d'une bobine avec 0,3 mm de ferrite quel que soit le rayon de courbure. En mesure, nous avons une augmentation de 5,6 % entre l'inductance  $L$  d'une bobine plane blindée avec 0,3 mm de ferrite et l'inductance  $L$  d'une bobine plane blindée avec 1 mm de ferrite. Avec une courbure de 10 mm, nous constatons une augmentation, deux fois plus grande que le cas plat, (12 %) entre l'inductance  $L$  d'une bobine blindée avec 0,3 mm de ferrite et l'inductance  $L$  d'une bobine blindée avec 1 mm de ferrite. En effet, L'inductance augmente en fonction de l'épaisseur de ferrite car les lignes de champ  $H$  sont concentrées par le ferrite.

L'inductance  $L$  est moins affectée par la courbure en présence du ferrite que dans le cas sans ferrite. Cela peut être remarqué en observant les mesures d'une bobine blindée avec 0,3 mm de ferrite : nous constatons une diminution de 2,8 % de l'inductance d'une bobine blindée, courbée avec un rayon de 10 mm (où il y a un maximum), par rapport à l'inductance d'une bobine blindée plane. Par contre, nous constatons une augmentation de 12 % entre l'inductance d'une bobine non-blindée, courbée avec 10 mm de rayon de courbure, par rapport à l'inductance d'une bobine non-blindée plane (voir Figure 48). Dans les travaux [90], les auteurs constatent les mêmes effets.

Afin d'expliquer ce phénomène de changement d'inductance, nous avons illustré la distribution des lignes de champ  $H$  sur un plan de coupe d'une bobine carrée non-blindée et de

la même bobine blindée avec du ferrite sur la Figure 52 ainsi que la distribution des lignes de champ H pour des bobines courbées sur la Figure 53.

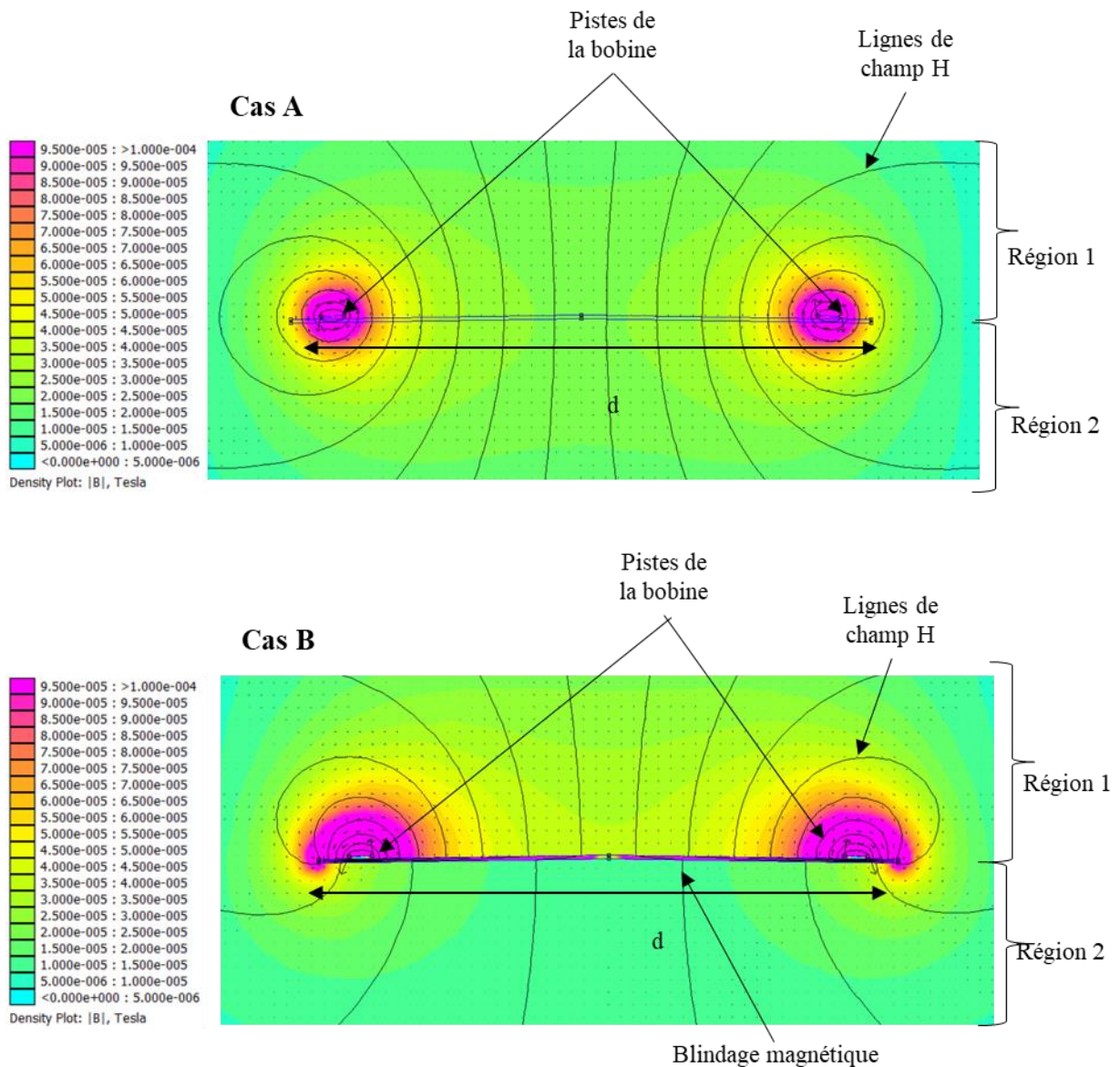


Figure 52 : Distribution des lignes de champ H généré par une bobine non-blindée (Cas A) et par une bobine blindée (Cas B).

La distribution des lignes de champ H est modifiée par la présence du ferrite. Grace au ferrite, les lignes de champ H sont canalisées dans la région 2 et il y a plus de concentration de lignes de champ H autour des pistes de la bobine (voir Figure 53) ce qui rend lors de la courbure l'interaction des lignes de champ H, créées par les courants de côtés opposés, faible par rapport au cas d'une bobine non-blindée.

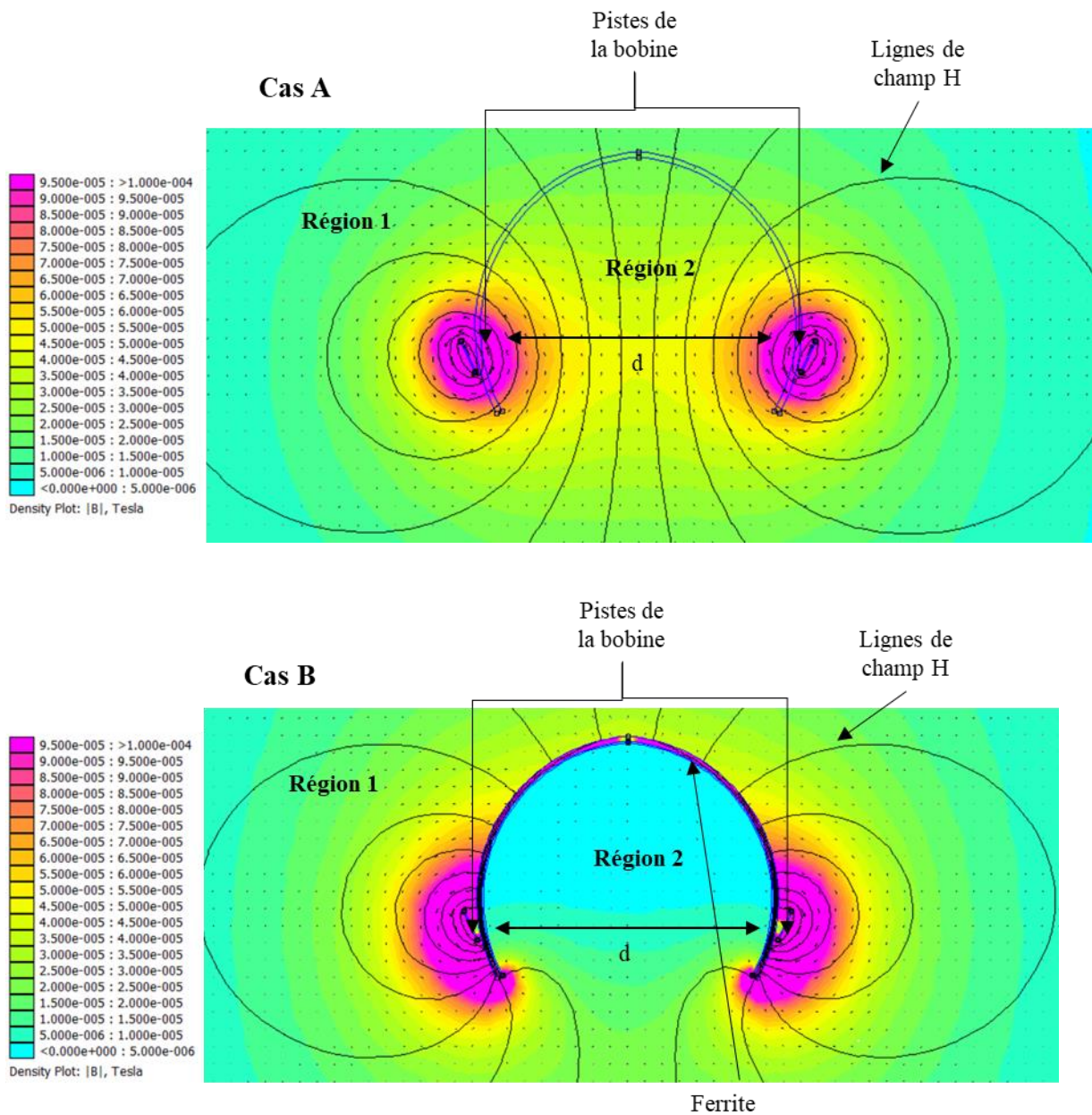


Figure 53 : Modification des lignes de champ H par l'effet de la courbure d'une bobine non-blindée (Cas A) et d'une bobine blindée avec du ferrite (Cas B).

En courbant la bobine non-blindée, les lignes de champ H opposées se rapprochent les unes des autres (dans la région 2) ce qui crée une atténuation du champ H global donc un flux magnétique réduit. Cela réduit l'inductance, qui, à courant donné, est proportionnelle au flux magnétique.

Cependant, en courbant une bobine blindée avec du ferrite, le ferrite se plie et les lignes de champ H suivent l'orientation du ferrite donc les lignes opposées de H ne se rapprochent pas autant comparé au cas d'une bobine non-blindée et courbée (absence de lignes de champ dans

la région 2). Dans la région 1 (région non blindée), cette courbure augmente la distance entre les lignes opposées de H, des deux côtés parallèles, ce qui limite l'interaction entre elles, donc l'atténuation du champ H est faible par rapport au cas d'une bobine plane. Par conséquent, le flux magnétique augmente ce qui augmente l'inductance. Pour des épaisseurs faibles de ferrite (cas de 0,3 mm), nous constatons un maximum sur la courbe de l'inductance L en fonction des rayons de courbure décroissants, puis, une faible chute de l'inductance L à des rayons de courbure très faibles (ex : 8 mm). Cette chute est la conséquence de l'interaction des lignes de champ H opposées (créées par les courants opposés des côtés) qui se rapprochent et donc se compensent (dans la région 1) puisque la distance entre ces lignes devient faible.

L'influence du ferrite sur l'inductance L est croissante en fonction de l'épaisseur du ferrite, cet effet revient à la diminution de l'interaction entre les lignes de champ H opposées dans la région 2. Cette interaction est moins marquée dans le cas d'un ferrite épais (ex : 1 mm) comparé à un ferrite fin (ex : 0,3mm) car les lignes de champ H sont mieux canalisées et concentrées dans le cas d'un ferrite épais. Dans le cas de l'utilisation d'un ferrite de 0,3 mm, il y a une compensation entre les effets produits dans les deux régions de la bobine, ce qui limite la variation du champ H et donc la variation de l'inductance L.

Nous avons étudié l'influence sur l'inductance de la courbure de la bobine blindée avec des ferrites de perméabilités différentes. Le ferrite utilisé pour le blindage de la bobine patch a une perméabilité relative complexe  $\overline{\mu_r} = 100 - j5$  [85]. La partie imaginaire représente les pertes du ferrite. Pour voir l'influence de la courbure de la bobine en utilisant un ferrite de perméabilité différente, des simulations ont été faites en variant la partie réelle  $\mu'$  de 1 à 1000 avec une partie imaginaire fixe  $\mu'' = 5$ . L'inductance de la bobine pour chaque perméabilité est représentée sur la Figure 54. Les asymptotes représentent un rayon de courbure infini (bobine plane). Sur toutes les simulations, le ferrite utilisé est une plaque de 5 x 5 cm<sup>2</sup> de surface et d'épaisseur 1 mm.

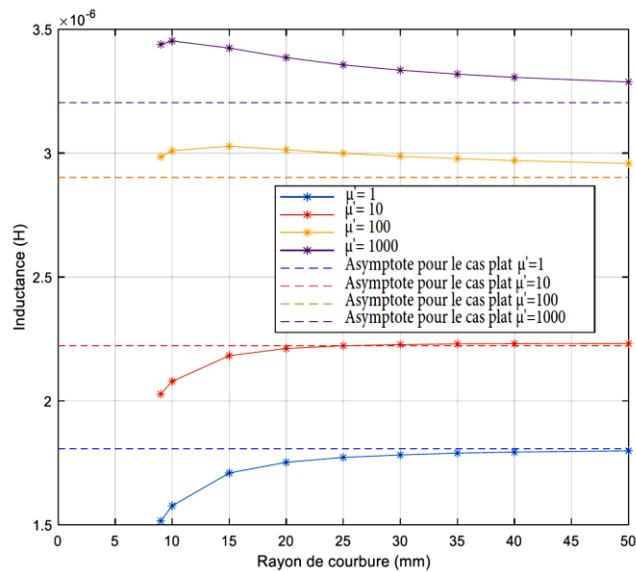


Figure 54 : Inductance de la bobine blindée avec 1 mm de ferrite en fonction de la courbure et de la perméabilité magnétique du ferrite.

Le cas où la plaque de ferrite a une perméabilité relative  $\mu' = 1$  correspond à l'air. La bobine n'est plus blindée et on retrouve l'influence de la courbure dans le cas d'une bobine non-blindée. La courbure diminue l'inductance de la bobine. Cet effet est toujours présent pour des ferrites de faibles perméabilités magnétiques (cas d'un ferrite de perméabilité  $\mu' = 10$ ).

Pour des perméabilités de ferrite entre 100 et 1000, l'inductance augmente avec la courbure. On remarque une plus forte variation de l'inductance  $L$  en utilisant un ferrite d'une perméabilité de 1000 comparé à un ferrite de perméabilité de 100. La différence entre les variations est le résultat des mêmes effets expliqués pour l'utilisation d'un ferrite moins épais (de 0,3 mm au lieu de 1 mm). Donc, afin d'atténuer l'effet de la courbure de la bobine sur son inductance et éviter le désaccord de l'ensemble bobine-capacité de la puce à 13,56 MHz, un ferrite d'une épaisseur faible (0,3 mm) et de perméabilité moyenne (100) est mieux adapté qu'un ferrite d'épaisseur élevée (1 mm) avec une forte perméabilité (1000)

### III.2.2. Blindage magnétique/conducteur

Afin de valider la solution de blindage magnétique/conducteur, nous avons analysé son effet sur l'inductance d'une bobine courbée. La bobine utilisée dans les simulations et les mesures qui suivent est blindée avec 300  $\mu\text{m}$  de ferrite et 80  $\mu\text{m}$  de cuivre (validé par une précédente étude dans la partie I.1.4 avec la bobine non courbée). Les plaques de ferrite et de cuivre

utilisées ont une surface de  $5 \times 5 \text{ cm}^2$ . La Figure 55 montre les mesures et les résultats de simulations de l'inductance de la bobine blindée en fonction du rayon de courbure.

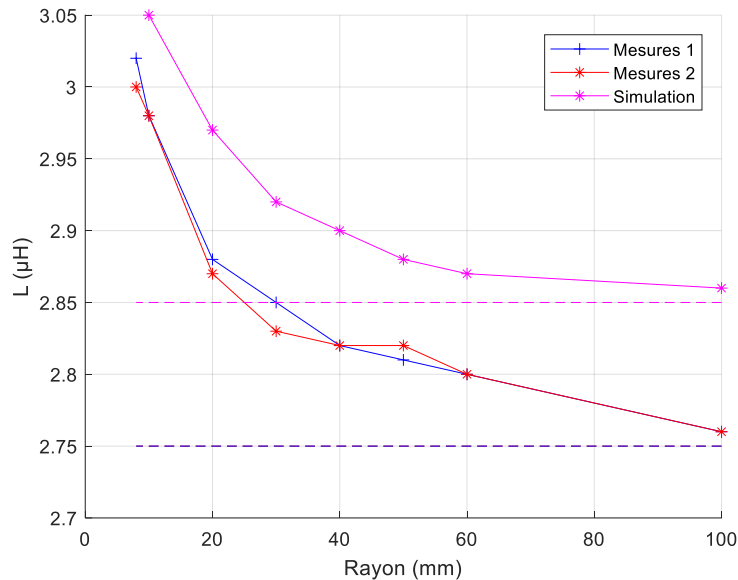


Figure 55 : Inductance de la bobine blindée avec 0,3 mm de ferrite et  $80 \mu\text{m}$  de cuivre en fonction de la courbure.

Avec ce blindage, l'inductance diminue en fonction du rayon de courbure. En mesure, entre l'inductance d'une bobine plane et celle d'une bobine courbée avec 8 mm de rayon, nous constatons une augmentation de 9 % de l'inductance. Nous avons une diminution de 20 % dans le cas d'une bobine non-blindée (voir Figure 48). Ces résultats montrent que le blindage magnétique/conducteur atténue les variations des caractéristiques électriques de la bobine face à la courbure de celle-ci, comparé au cas non-blindé.

On peut en déduire qu'un blindage limite les problèmes de désaccord de l'ensemble bobine-capacité de la puce NFC causés par la courbure en maintenant l'inductance. Cette inductance de valeur relativement stable permet de garder un facteur de qualité fixe, et donc n'affecte potentiellement pas la communication entre le patch médical et un lecteur NFC.

#### IV. Système d'alimentation pour le patch médical

Le capteur médical dans le patch est alimenté via le couplage magnétique entre la bobine patch et la bobine du lecteur NFC. La puissance récupérée par la bobine du patch est ensuite transférée dans la puce NFC. Cette puce NFC contient une unité de gestion de l'alimentation avec un redresseur de tension. A l'aide de ce redresseur, le signal alternatif récupéré de la bobine

patch est transformé en une tension continue  $V_{out}$  (voir chapitre II, partie V.2). En parallèle, la puce NFC peut renvoyer des données (récupérées du capteur médical) au lecteur NFC (ex : smartphone). La Figure 56 montre le schéma d'assemblage du système d'alimentation complet.

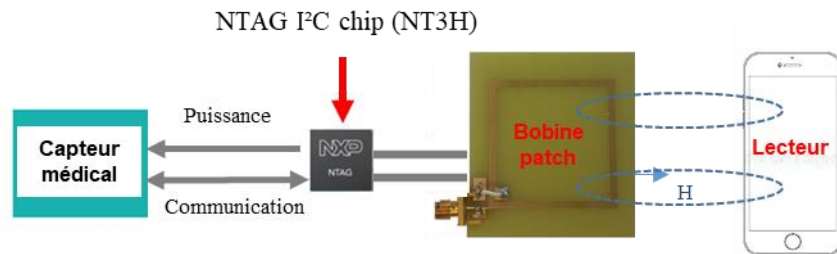


Figure 56 : Schéma d'assemblage du système d'alimentation et de communication du patch médical.

Comme mentionné dans le chapitre II partie V.2, la tension  $V_{out}$  (la tension continue délivrée par la puce NFC) peut aller jusqu'à 2,9 V si la bobine patch reçoit un champ magnétique suffisant. La Figure 57 montre la caractéristique de récupération de puissance de la puce NFC NXP NT3H, ainsi que les niveaux de tensions/courants inaccessibles, issus de la documentation de la puce [80].

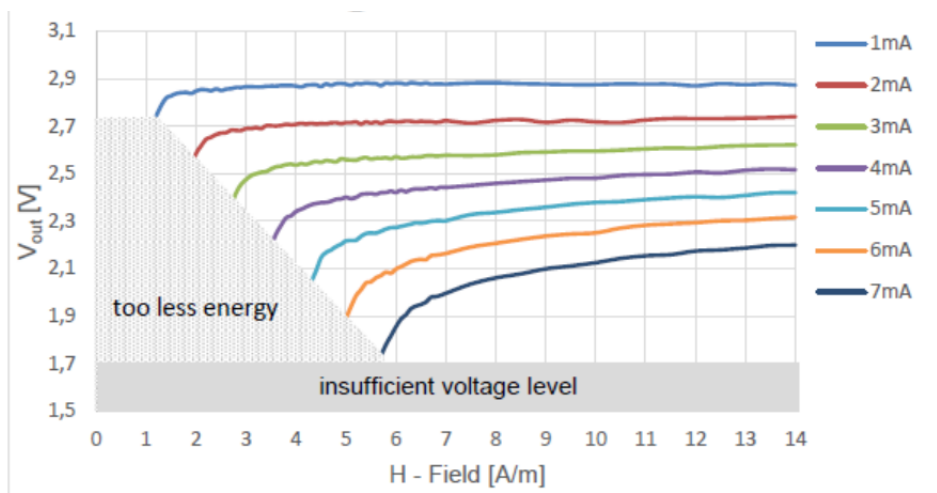


Figure 57 : Caractéristique de récupération de puissance de la puce NFC NXP NT3H

Avec notre lecteur, nous avons mesuré (dans le chapitre II partie V.3) un champ d'environ 30 A/m à 3 mm. Avec ce niveau de champ, la puce NT3H pourra fournir le maximum de tension qui est de 2,9 V. Dans la partie suivante, nous avons mesuré la puissance récupérée avec le lecteur choisi pour l'alimentation du patch médical via le tag NFC (l'ensemble bobine/puce NFC).



## V. Puissance récupérée avec lecteur CLR663 et puce NT3H

Pour le patch médical, la récupération de puissance se fait à une distance très proche entre le patch médical et le lecteur NFC (3 mm par exemple). Contrairement au cas d'un implant, les deux bobines, du patch et du lecteur, peuvent être placées bien parallèlement l'une par rapport à l'autre, par le patient, ce qui favorise le couplage entre les deux bobines. Les caractéristiques électriques de la bobine lecteur (voir figure 13 chapitre II) sont mesurées à l'aide du VNA. L'inductance de la bobine fournie (deux tours) est de 944 nH à 13,56 MHz et son facteur Q est de 42.

La puissance récupérée est mesurée avec une charge résistive variable placée entre la sortie de la puce NT3H (sortie  $V_{out}$ ) et la masse de la puce. Cette charge simule la consommation du capteur médical. La Figure 58 présente les tensions  $V_{out}$  mesurées pour différentes charges résistives R. Pour chaque charge, la puissance P récupérée par la charge est calculée comme indiqué dans l'équation 34. Ces mesures sont faites à une distance de 3 mm entre la bobine du patch et la bobine du lecteur.

$$P = V_{out}^2/R$$

34

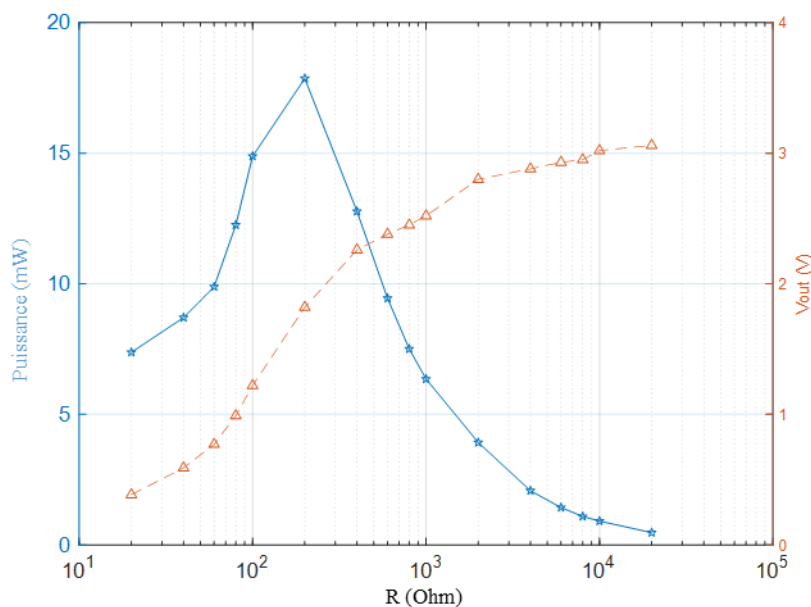


Figure 58 : Tension récupérée et puissance calculée en fonction de la charge à une distance de 3 mm

La puissance récupérée varie en fonction de la charge. Aussi, nous retrouvons les valeurs annoncées dans la fiche technique de la puce NT3H : une tension de 2,5 V (voir Figure 57) pour un courant d'alimentation calculé de 4 mA.

La puissance maximale récupérée est de 18 mW sous une tension récupérée de 1,9 V. Cette tension est suffisante pour l'alimentation de certains  $\mu\text{C}$  de basse consommation : 1,6 V de tension minimale avec un courant de 8,1 mA quand le  $\mu\text{C}$  est en mode « vitesse normale » et 1,6 V de tension minimale avec un courant 2,2 mA en mode « vitesse basse » [91]. Cette puissance maximale est obtenue avec une résistance de charge de 200  $\Omega$  ce qui correspond à un courant calculé, à travers la charge, de 9,5 mA.

La récupération de puissance optimale étant obtenue avec une charge de 200  $\Omega$ , la présence d'un étage d'adaptation spécifique entre le capteur médical dédié et la puce NFC NXP NT3H permettra de garder les conditions optimales pour le système d'alimentation et un régulateur DC/DC permettra de stabiliser la tension. Le système ne contient pas de capacité de stockage, ce qui peut être ajouté pour améliorer la récupération de puissance.

Des mesures de la sensibilité du système d'alimentation face à la courbure de la bobine patch, ont été faites. Dans ces mesures, la bobine du tag est mise à une distance de 3 mm de la bobine du lecteur. La bobine du patch est ensuite courbée avec différents rayons de courbure convexes en gardant le centre de la bobine à 3 mm du lecteur. Ces mesures sont faites pour différentes charges résistives mises à la sortie de la puce NFC. Ces mesures de puissance en fonction du rayon de courbure sont présentées sur la Figure 59.

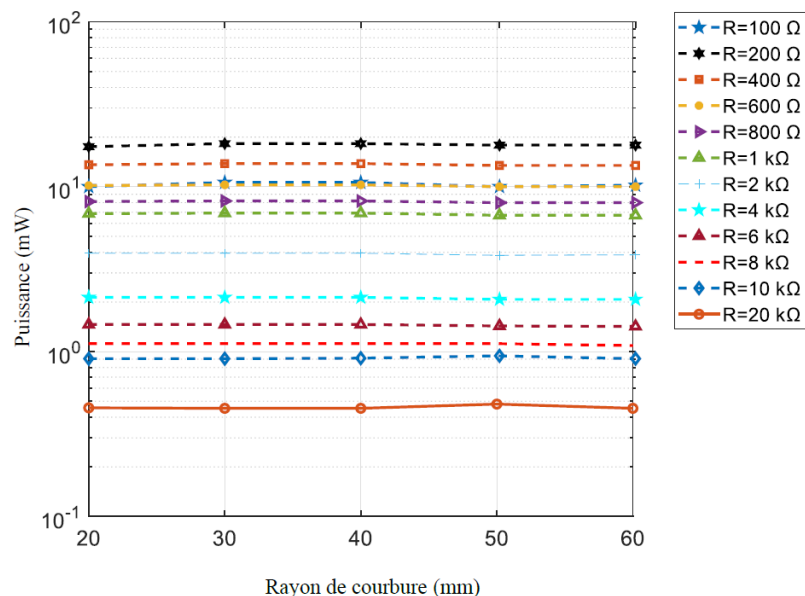


Figure 59 : Puissance récupérée en fonction du rayon de courbure

La courbure de la bobine n'exerce quasiment aucune influence sur la récupération d'énergie pour toutes les charges testées. La bobine patch garde ses caractéristiques électriques et le tag

reste bien accordé à 13,56 MHz. Ce point est très important car les patchs médicaux ont besoin d'une puissance délivrée stable pour leur bon fonctionnement.

Le critère de validation de la communication NFC, entre la bobine du tag et un lecteur, est la détection du tag par le lecteur ce qui est bien constaté lors des mesures. Pour compléter cette validation, nous avons utilisé une carte de démonstration qui reçoit des messages NFC envoyés par un smartphone via une application. La carte de démonstration est équipée d'une puce NFC NT3H et d'une bobine test que nous avons remplacée par notre bobine patch. Cette mesure est présentée sur la Figure 60.

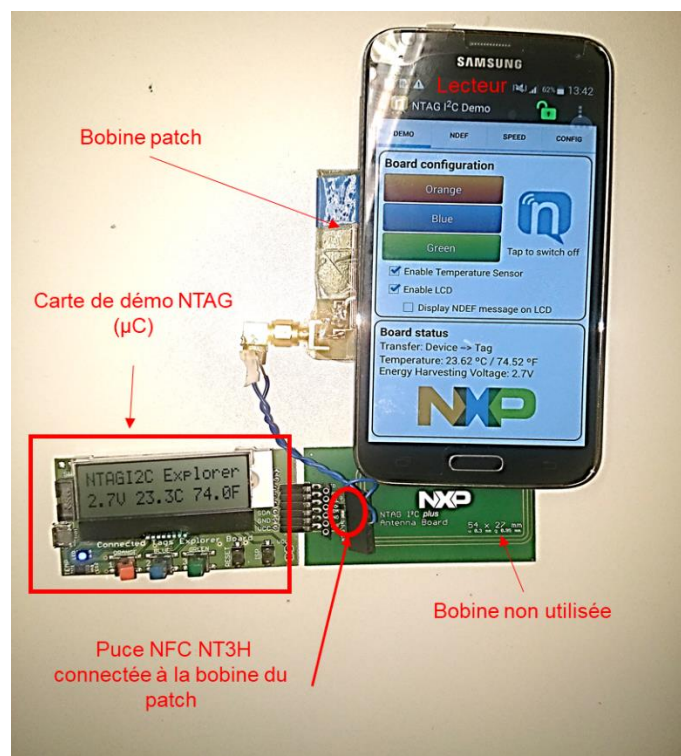


Figure 60 : Test de la communication NFC entre le tag NFC et le lecteur NFC.

Pendant cette manipulation, la distance entre la bobine patch et la bobine du smartphone (face arrière du smartphone) est de 3 mm. D'après cette manipulation, le tag « bobine patch + puce NFC » est détecté par le smartphone (un échange de données effectif). Il est possible avec ce matériel de démonstration d'obtenir, par ce lien de communication, la température de la pièce et la tension délivrée  $V_{out}$ .

Dans le cas d'un patch médical, les limites de communication en termes de distance n'ont pas d'utilité car le lecteur peut toujours être posé sur le patch médical contrairement à un

implant médical. Les problèmes de désalignement entre la bobine patch et la bobine lecteur peuvent alors être contournés/évités car le patient est capable de voir l'alignement des bobines contrairement au cas d'un implant médical. Une extension de cette solution d'alimentation peut être appliquée sur les implants médicaux. Les études liées à cette extension sont présentées dans le chapitre IV de ce rapport.



**CHAPITRE IV : Conception et  
réalisation de bobines tag NFC pour  
implants médicaux**



La solution d'alimentation utilisée pour le capteur patch médical peut être adaptée à d'autres types de capteurs sur dispositifs médicaux tels que les implants. Cependant, l'utilisation de la bobine patch n'est pas envisageable à cause de sa taille. Une miniaturisation de la bobine est alors nécessaire. De même que pour le patch, la nouvelle bobine sera posée sur le dispositif médical, sur un substrat flexible pour que la bobine s'adapte à la forme de l'implant. La proximité de la bobine avec le capteur médical nécessite un blindage entre ces deux éléments.

A l'intérieur du corps humain, le milieu au sein duquel s'établit le couplage magnétique est différent électriquement de l'air. Pour que ce type de solution soit applicable aux implants médicaux, la modélisation de la nouvelle bobine se fait en prenant en compte l'environnement de couplage magnétique. Afin de protéger la bobine implant de l'effet des tissus humains et protéger les tissus humains du cuivre de la bobine, une encapsulation de la bobine implant doit être effectuée avec un matériau biocompatible.

La conception du tag NFC, avec la bobine de l'implant, doit donc prendre en compte la miniaturisation de la bobine, le blindage ainsi que l'encapsulation de la bobine. De plus, la position et l'orientation de la bobine de l'implant dans le corps humain est en grande partie aléatoire. En conséquence, l'orientation et l'alignement de la bobine de l'implant par rapport à la bobine lecteur peuvent provoquer une forte réduction du couplage magnétique (voir l'annuler dans certains cas peu probables).

Dans ce chapitre, nous étudions les éventuels obstacles liés à l'extension de notre application pour l'alimentation d'un implant médical. Des solutions possibles à ces obstacles sont discutées. A la fin du chapitre, nous quantifions la puissance pouvant être récupérée par le couplage magnétique ainsi que les implants pouvant être alimentés par ce système.



## **I. Modélisation de la bobine de l'implant**

Le tag NFC utilisé pour l'alimentation de l'implant comporte une nouvelle bobine (différente de la bobine patch) qu'il faut modéliser selon la même méthodologie. La conception de cette bobine (bobine implant) est soumise à des contraintes qui sont dues aux spécifications liées à l'implant médical, principalement sa taille et sa forme, ainsi qu'au tag NFC. Les contraintes applicatives sont les mêmes que celles d'un patch médical, présentées dans le chapitre précédent, à savoir : les contraintes structurelles liées au NFC, les contraintes fonctionnelles et les contraintes environnementales autour de la bobine implant.

### **Les contraintes liées à la norme NFC :**

- Les dimensions de la bobine implant sont limitées par la forme et la taille de l'implant. Dans le cas d'un pacemaker, ce dernier peut avoir un volume de, par exemple, 50 x 47 x 6 mm<sup>3</sup> (voir chapitre II partie II.2) et une forme circulaire sans angles pour être adaptée à l'intérieur du corps humain (voir chapitre I). En faisant l'hypothèse pragmatique d'une bobine placée sur la plus grande surface de l'implant, la forme de la bobine de l'implant a été choisie circulaire. De plus cette forme est compatible avec celles qui sont validées en tant que « classes d'antenne NFC » [67].
- Le facteur de qualité de la bobine est celui d'une bobine NFC permettant une bande passante suffisante (au moins de 106 kbit/s) [65]. Comme mentionné dans le chapitre II, ce facteur est compris entre 20 et 40 à la fréquence de travail 13,56 MHz [78] [79] [63].
- La distance entre l'implant et la surface de la peau (emplacement du lecteur) est imposée par le chirurgien et peut varier d'un patient à l'autre. Cependant, la bobine implant doit se placer dans un intervalle de distance qui permet alors un fonctionnement correct de la technologie NFC, c'est à dire une télé-alimentation de l'implant ainsi que la communication effective entre l'implant et le lecteur.

### **Les contraintes environnementales :**

- L'implant est placé à l'intérieur du corps humain. La bobine implant sera entourée de tissus biologiques et le couplage magnétique entre la bobine implant et la bobine du lecteur NFC se fera dans l'air mais aussi au sein même des tissus biologiques. Par conséquent, un blindage tel que celui appliqué à la bobine du patch médical protégera le capteur médical et la bobine implant des perturbations électromagnétiques réciproques (dans le cas où l'implant contiendrait des circuits résonants par exemple), mais ne sera

pas efficace pour atténuer les influences entre les tissus biologiques et la bobine implant (ex : contact direct du cuivre avec les tissus biologiques). Ceci nous oblige à étudier et à évaluer des solutions pour minimiser l'influence entre les tissus biologiques et la bobine implant. Un des moyens envisageables est l'encapsulation de la bobine implant.

- La bobine implant est posée sur le boîtier de l'implant (voir Figure 61). Ce dernier est principalement fabriqué à partir de titane dans le cas d'un pacemaker. Ce matériau conducteur implique une protection des caractéristiques électriques de la bobine implant contre les effets de la proximité du titane.

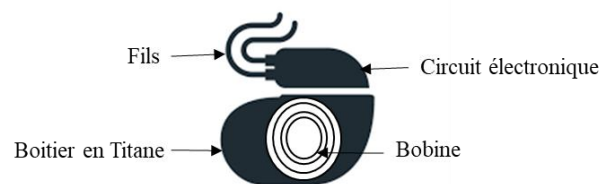


Figure 61 : Emplacement de la bobine par rapport au pacemaker (42.6 mm x 50.8 mm x 7.4 mm) [92]

### Les contraintes fonctionnelles :

- La bobine implant doit avoir une auto-résonance fortement supérieure à la fréquence de travail pour pouvoir l'accorder à la fréquence NFC (13,56 MHz). Cette auto-résonance est due aux capacités parasites, qui seront influencées (augmentation) par les tissus biologiques (qui ont de fortes permittivités) ou par la présence du titane.

### 1.1. Blindage de la bobine implant

Comme la bobine du patch médical, la bobine de l'implant médical doit posséder des caractéristiques électriques peu sensibles à l'environnement pour assurer une alimentation optimale et établir une communication NFC entre l'implant et le lecteur. Ces caractéristiques sont l'inductance  $L_s$  et la résistance  $R_s$  de la bobine, qui déterminent son facteur de qualité,  $Q$ , à 13,56 MHz et la fréquence de résonance de la bobine accordée.

Pour limiter l'impact du boîtier en titane et les interactions électromagnétiques avec le capteur médical, un blindage doit être mis en œuvre entre l'implant et la bobine collée sur celui-ci : d'après l'équation 6 chapitre II partie III.1, l'épaisseur de peau du titane à 13,56 MHz est de 89,3  $\mu\text{m}$  (conductivité électrique du Titane de  $2,34 \times 10^6 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$ ). De plus, le blindage peut augmenter l'intensité du champ  $H$  (concentration) entre la bobine implant et la bobine lecteur en fonction des matériaux utilisés pour ce blindage. Cependant, la présence du blindage ne

permet pas d'éliminer l'influence des tissus humains sur les caractéristiques de la bobine implant car le côté non-blindé de la bobine reste toujours à proximité des tissus humains contrairement à la bobine du patch médical. Le couplage magnétique s'effectue à travers les tissus humains.

En se basant sur l'efficacité du blindage magnétique/conducteur utilisé pour le patch médical (voir chapitre III) et les avantages de ce type de blindage (ex : faible épaisseur), nous avons opté pour l'utilisation du même type de blindage afin de concevoir un blindage adapté à la bobine implant. Pour ce blindage, le boîtier du titane sera une partie intégrante en tant que conducteur (à la place du cuivre). La Figure 62 présente l'emplacement du blindage par rapport à la bobine et au boîtier du pacemaker.

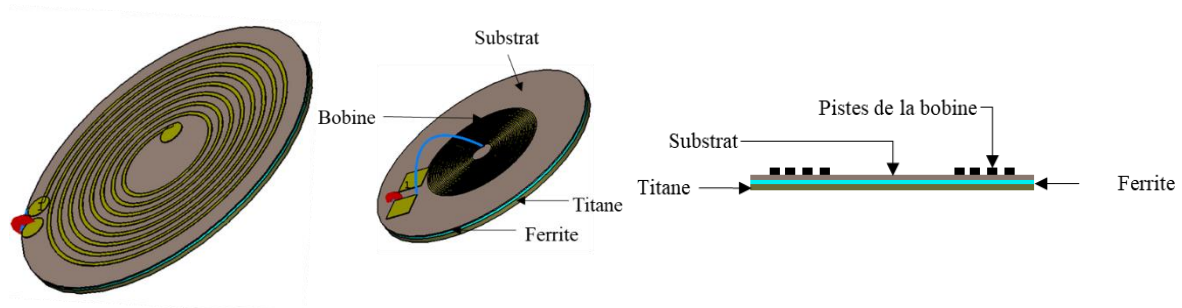


Figure 62 : Emplacement des matériaux de blindage par rapport à la bobine de l'implant médical.

Le blindage se placera entre l'implant et la bobine en mettant le ferrite entre le substrat et le boîtier en titane de l'implant. En première approche, nous avons utilisé une épaisseur de 300  $\mu\text{m}$  de ferrite (même épaisseur de ferrite utilisée pour le blindage de la bobine patch dans le chapitre précédent). L'épaisseur du titane est fixée par l'épaisseur du boîtier de l'implant.

Pour valider le blindage magnétique/conducteur appliqué sur les bobines implants, nous avons calculé l'efficacité de blindage (SE) en simulation après le dimensionnement de la bobine implant.

## I.2. Dimensionnement et modélisation de la bobine implant

Les modèles numériques des bobines implants sont réalisés sous CST en se basant sur les méthodes adoptées pour la modélisation de la bobine patch. Ces bobines sont placées sur du substrat FR-4 flexible pour adhérer à la surface de l'implant, et blindés avec 300  $\mu\text{m}$  de ferrite et 500  $\mu\text{m}$  de titane.

En prenant en compte les limites des graveuses sur PCB à disposition (inter-piste, largeur de piste...etc.), deux bobines de tailles différentes ont été modélisées pour avoir les caractéristiques électriques voulues à 13,56 MHz (une inductance L de 2,75  $\mu\text{H}$  et un facteur de qualité Q compris entre 20 et 40). Les dimensions physiques de chaque modèle de bobines en simulation ainsi que leurs caractéristiques électriques sont reportées dans le Tableau 27 et le Tableau 28.

Tableau 27 : Dimensions des bobines implants et du blindage.

	Modèle 1	Modèle 2
<b>Diamètre de la bobine (mm)</b>	13,8	34,2
<b>Nombre de tours</b>	16	8
<b>Inter-piste (<math>\mu\text{m}</math>)</b>	180	1000
<b>Largeur des piste (<math>\mu\text{m}</math>)</b>	180	500
<b>Epaisseur du substrat (<math>\mu\text{m}</math>)</b>	125	125
<b>Epaisseur du ferrite (<math>\mu\text{m}</math>)</b>	300	300
<b>Epaisseur du Titane (<math>\mu\text{m}</math>)</b>	500	500
<b>Epaisseur du cuivre de la bobine (<math>\mu\text{m}</math>)</b>	35	35

Tableau 28 : Caractéristiques électrique des modèles de bobines implants en simulation.

	Modèle 1	Modèle 2
<b>L à 13,56 MHz sans blindage (<math>\mu\text{H}</math>)</b>	1,75	1,63
<b>R à 13,56 MHz sans blindage (<math>\Omega</math>)</b>	1,85	0,87
<b>L à 13,56 MHz avec blindage (<math>\mu\text{H}</math>)</b>	2,76	2,76
<b>R à 13,56 MHz avec blindage (<math>\Omega</math>)</b>	4,60	4,5
<b>Q à 13,56 MHz avec blindage</b>	51,1	52,2
<b><math>f_r</math> avec blindage (MHz)</b>	57,06	55,2

Nous avons réussi à modéliser une petite bobine de diamètre 13,8 mm (classe 6 du NFC) ainsi qu'une autre plus grande, et plus adaptée au pacemaker, de diamètre 34,2 mm (classe 5 du NFC) (voir Figure 14). Ces deux bobines, en leur appliquant le blindage magnétique/conducteur, ont un facteur de qualité (Q) supérieur à 50 dans l'air pour pouvoir compenser l'effet de l'immersion des bobines dans le corps humain et de l'encapsulation des bobines implant. Nous avons une fréquence de résonance, avec la présence du blindage, 4 fois plus grande que la fréquence de travail. Ce grand écart entre la fréquence de résonance et la fréquence de travail, permet d'anticiper la chute de la fréquence d'auto-résonance  $f_r$  causée par les capacités parasites supplémentaires apportées par les tissus. Sur la Figure 63 nous avons présenté les prototypes des modèles 1 et 2 des bobines implants.

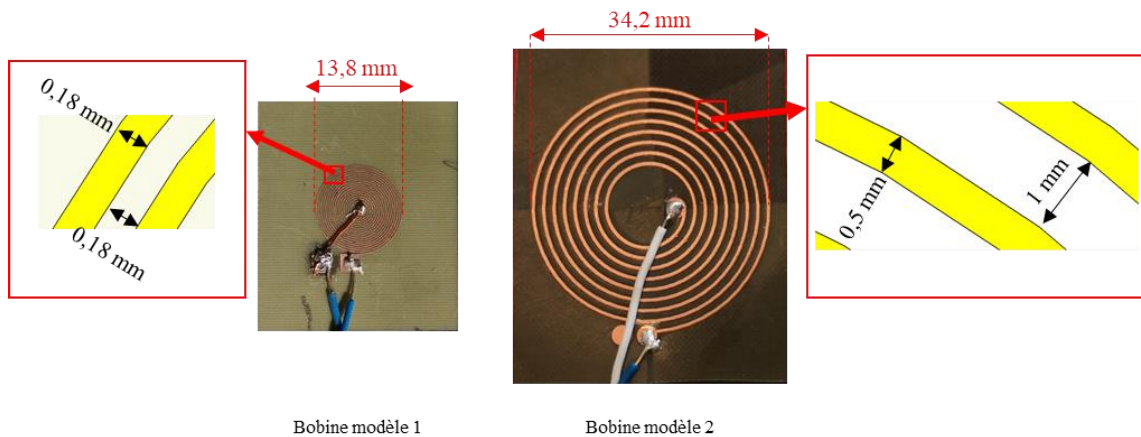


Figure 63 : Prototypes des modèles de bobines implant.

### I.3. Efficacité du blindage

Afin de valider le blindage appliqué aux bobines implant, nous avons calculé l'efficacité du blindage SE en nous basant sur la même méthode de calcul adoptée pour la SE du blindage de la bobine patch (voir chapitre III partie II.2). Les modèles numériques des bobines implants blindées comportent une plaque de ferrite et une plaque de titane dont les largeurs sont mentionnées sur la Figure 64. Les épaisseurs du substrat, de la plaque de ferrite et du titane sont 125  $\mu\text{m}$ , 300  $\mu\text{m}$  et 500  $\mu\text{m}$  respectivement.

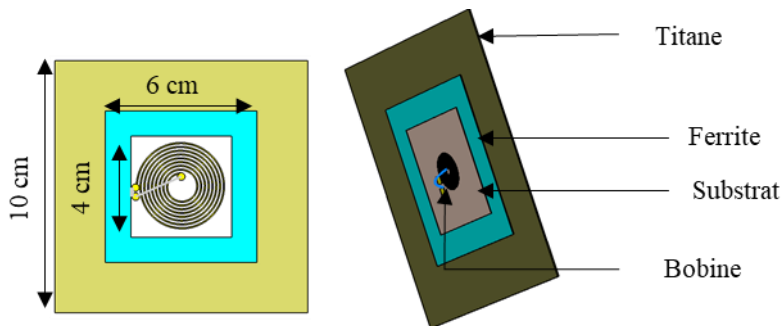


Figure 64 : Modèles numériques des bobines implants blindées (CST).

En simulation, la composante en Z (l'axe normal à la surface de la bobine implant) du champ magnétique ( $H_z$ ) créé par la bobine implant sur son axe, dans le cas d'une bobine blindée et dans le cas d'une bobine non-blindée, est présentée sur la Figure 65. Sur cette figure, les champs magnétiques sont relevés pour un courant injecté de 1 A à 13,56 MHz dans les deux bobines (blindée et non-blindée). Ces simulations sont faites dans l'air sans présence de tissus biologiques.

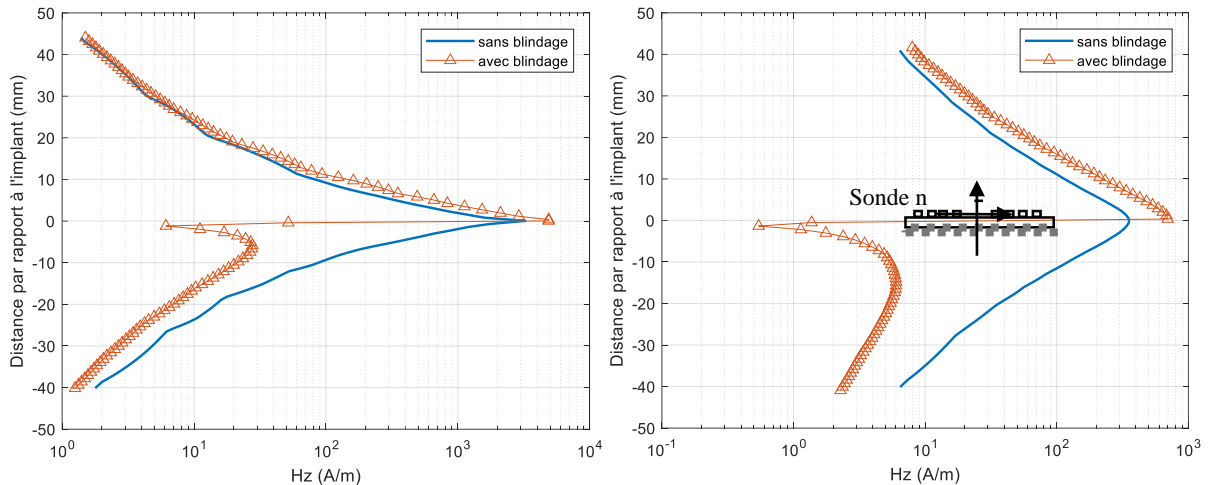


Figure 65 : Composante en Z du champ magnétique généré par le modèle 1 (courbes à gauche) et le modèle 2 (courbes à droite) pour un courant injecté de 1 A.

Au centre des deux bobines, le champ  $H_z$  produit par le modèle 1 est presque dix fois plus grand que le champ  $H_z$  produit par le modèle 2 dans les deux cas (blindée et non blindée). Nous avons un pic de 3243 A/m au centre du modèle 1 contre un pic de 341,9 A/m au centre de la bobine modèle 2. Ceci est dû à la grande concentration des lignes de champ  $H_z$  au centre du modèle 1 du fait de sa petite taille, comparée au modèle 2. A des distances plus grandes par rapport au centre des deux bobines et en un point donné, le champ  $H_z$  de la bobine modèle 1 décroît plus rapidement puisque la taille de la bobine modèle 2 est plus importante.

Du côté blindé, i.e. le demi-espace incluant le titane, pour les deux modèles, le champ  $H_z$  est plus faible et, à partir d'une distance de 20 mm des bobines, presque deux fois moins fort comparé à une bobine non-blindée. Cette atténuation nous permet de faire une première validation du blindage magnétique/conducteur ce qui peut être confirmé par le calcul de SE.

Du côté blindé, la courbe  $H_z$  montre une chute puis une remontée progressive, comme dans le cas du blindage magnétique/conducteur vu dans le chapitre III partie II.1.3.

Le calcul de l'efficacité de blindage est fait à partir des champs  $H_z$  relevés à 1 A. Les valeurs de SE à différentes distances du centre des deux bobines sont présentées sur la Figure 66.

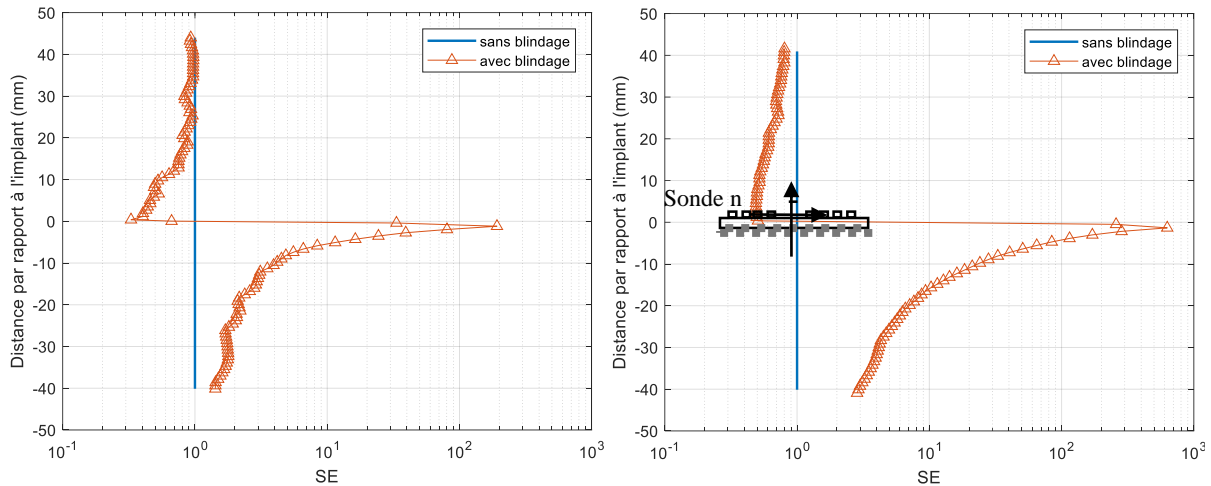


Figure 66 : Efficacité de blindage pour le modèle 1 (courbe à gauche) et le modèle 2 (courbe à droite).

Le remplacement du cuivre par le titane dans le blindage utilisé pour les bobines implants a rendu le blindage magnétique/conducteur moins efficace malgré la grande épaisseur de titane (500  $\mu\text{m}$ ) comparé à l'épaisseur du cuivre utilisée pour le blindage de la bobine patch (80  $\mu\text{m}$ ). Cette diminution de l'efficacité est due à la faible conductivité électrique  $\sigma$  du titane ( $\sigma=2,34 \times 10^6 \text{ S.m}^{-1}$ ) comparée à celle du cuivre ( $\sigma=59,6 \times 10^6 \text{ S.m}^{-1}$ ). Ce remplacement est dû au fait que le cuivre n'est pas biocompatible, contrairement au titane qui sert souvent de boîtier pour les implants médicaux (cas du pacemaker [14]).

Pour une distance de 20 mm, du côté blindé, l'efficacité de blindage est de 2,17 pour le modèle 1 et de 7,1 pour le modèle 2.

Du côté non-blindé des bobines, les valeurs de SE sont inférieures à 1, ce qui montre une augmentation du champ magnétique H généré par la bobine blindée par rapport à la même bobine non-blindée. Cette augmentation est due à l'augmentation de L. En effet, grâce à la présence du ferrite, l'inductance à 13,56 MHz passe de 1,75  $\mu\text{H}$  pour le modèle 1 et de 1,63  $\mu\text{H}$  pour le modèle 2 à 2,75  $\mu\text{H}$  dans les deux cas.

En résumé, même si l'atténuation du champ H par le blindage ferrite+titane n'est pas aussi efficace que celle obtenue avec le blindage ferrite+cuivre, celle-ci suffit à réduire le champ magnétique de moitié, ce qui montre une efficacité importante de ce blindage pour nos bobines implants ainsi qu'une satisfaction du compromis dimensions/SE des bobines implants.

## II. Réalisation de la bobine de l'implant

Les dimensions des bobines implants ne permettent pas, à la graveuse chimique, de réaliser ces bobines sur du substrat flexible. Nous avons utilisé une graveuse laser LPKF ProtoLaser S4 (voir Figure 67). Cette dernière permet de graver les bobines en paramétrant la puissance et la vitesse du déplacement du faisceau laser, et peut aller jusqu'à une largeur minimale de piste de 75  $\mu\text{m}$  et un inter-piste minimum de 25  $\mu\text{m}$  [93]. Pour chaque inter-piste différent et chaque largeur de piste différente, la puissance et la vitesse du laser doivent être à nouveau adaptées. Cela mène à trouver une combinaison entre les paramètres de la machine laser pour chaque bobine. La Figure 68 illustre les défauts de réalisation des prototypes des bobines modèle 1 avec une graveuse chimique ainsi qu'un prototype fonctionnel réalisé à l'aide de la graveuse laser.

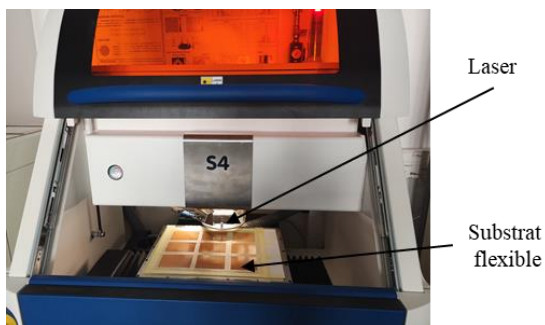


Figure 67 : Graveuse laser LPKF ProtoLaser S4.

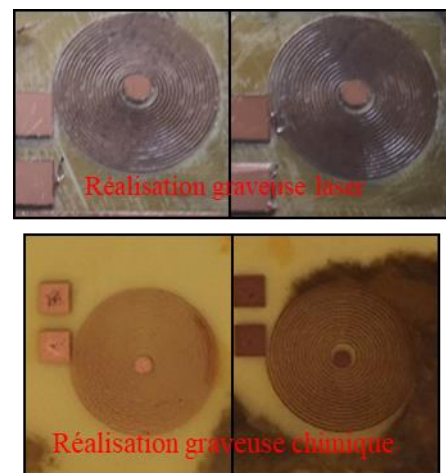


Figure 68 : Bobines modèle 1 réalisées à l'aide d'une graveuse laser et d'une graveuse chimique (défauts de réalisation des bobines).

D'un côté, le prototype réalisé à l'aide de la graveuse chimique présente des endroits où le cuivre est complètement enlevé et le substrat endommagé. Ces effets sont dus à l'impossibilité de stabiliser le substrat flexible pendant le processus. En plus, certaines pistes sont confondues car la graveuse chimique n'arrivait pas à « graver » des inter-piste d'une telle largeur sur du substrat flexible. Le prototype réalisé par la graveuse laser présente un substrat dans un bon état. Pour nos bobines « implants », les paramètres de la graveuse laser étaient réglés comme suit : une puissance de 10 W avec une vitesse de déplacement du laser de 210 mm/s pour graver les inter-piste (et donc définir les pistes) ainsi qu'une puissance de 11,3 W avec une vitesse de 250 mm/s pour « enlever » le cuivre autour de la bobine sur toute la surface prédéfinie. Pour enlever totalement le cuivre autour, nous avons répété l'opération deux fois. Nos prototypes réalisés avec une bonne qualité sont présentés sur la Figure 63



## II.1. Validation expérimentale des bobines réalisées

Pour valider la réalisation à la graveuse laser, des mesures des caractéristiques électriques des bobines (modèles 1 et 2) sont faites à l'aide du VNA « Rohde & Schwarz ZNB 8 ». Les bobines implants sont connectées au VNA à l'aide de connecteurs SMA et des fils de diamètre 0,32 mm (voir Figure 69 ).

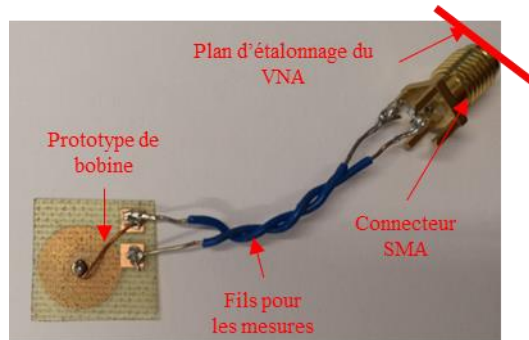


Figure 69 : Plan d'étalonnage du VNA pour les mesures de caractérisation.

Les premières mesures de caractérisation sont comparées aux résultats de simulation dans le Tableau 29. Les mesures sont faites sur plusieurs réalisations de bobines de chaque modèle.

Tableau 29 : Caractérisation des prototypes de bobines non-blindées (implant)

		L à 13,56 MHz (μH)		R à 13,56 MHz (Ω)		Q à 13,56 MHz		f <sub>r</sub> (MHz)	
		CST	VNA	CST	VNA	CST	VNA	CST	VNA
Modèle 1	Prototype 1	1,75	1,89	1,85	3,34	80	48,2	191	70
	Prototype 2		1,90		4,1		39,4		65,5
	Prototype 3		1,91		3,53		46		64
Modèle 2	Prototype 1	1,63	1,65	0,87	1,33	159,6	105,6	148,7	79
	Prototype 2		1,70		1,55		93,4		60
	Prototype 3		1,71		1,53		95,2		79

Pour valider la fiabilité des valeurs de résistances des bobines implants calculées par CST, surtout pour le modèle 1 (petites dimensions), nous avons vérifié ces valeurs à l'aide des deux formules (analytique et empirique) déjà évoquées dans le chapitre II partie IV.1. Nous avons pris comme exemple le modèle 1 des bobines implant ( $R=1,85 \Omega$  en simulation) et avons obtenu une valeur de  $2,7 \Omega$  avec la formule analytique et de  $1,89 \Omega$  avec la formule empirique. La valeur calculée par CST est assez proche de la formule empirique avec une différence de 2,1 %. Avec ces différences négligeables, nous pouvons donc avoir confiance dans les calculateurs CST pour les calculs de R.

Les prototypes du même modèle de bobine ont des valeurs expérimentales très proches d'un prototype à l'autre (il y a une différence maximale de 3,6 % en inductance et de 18,5 % en résistance). Ce rapprochement valide la reproductibilité de la réalisation en inductance.

En comparant les résultats expérimentaux aux simulations, on remarque une très grande différence dans les valeurs de la fréquence  $f_r$  (un facteur de 1 à 2, voire 3, pour les deux modèles). Cette différence est due à la présence des capacités parasites parallèles rajoutées par les fils et les connecteurs que la calibration n'a pas pris en compte.

Cette différence entre les mesures et les simulations est moins marquée sur les inductances à 13,56 MHz. Il y a cependant une différence maximale de 9,1 % pour le modèle 1 et de 4,9 % pour le modèle 2. Comme pour les bobines du patch médical (chapitre III), cette légère augmentation des valeurs des inductances est due au rapprochement de la résonance par rapport à la fréquence de caractérisation (voir chapitre II partie IV.1).

Sur la Figure 70 nous représentons le schéma électrique équivalent à l'association des fils et du connecteur SMA, représentés par  $Z_{\text{fils+SMA}}$ , à la bobine représentée par  $Z_{\text{bobine}}$ .  $C_{\text{fils}}$  et  $C_{\text{SMA}}$  représentent la capacité des fils et la capacité du connecteur respectivement. La résistance des deux fils de mesure est représentée par  $r_{\text{fil}}$ .

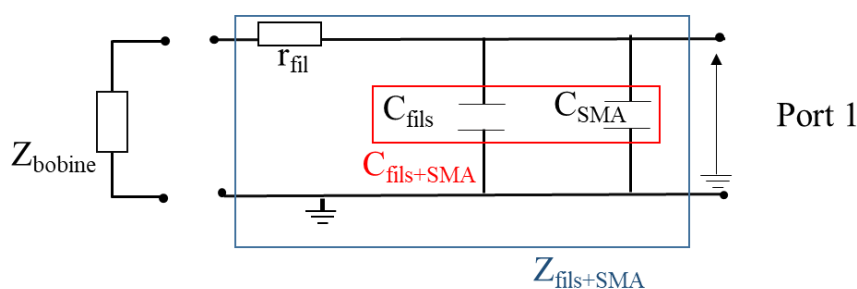


Figure 70 : Schéma électrique des capacités parasites rajoutées par les fils et les connecteurs.

Pour une caractérisation plus précise des bobines, nous effectuons un « de-embedding ». Cette opération consiste à éliminer l'effet des capacités parasites grâce à une mesure de l'impédance équivalente des éléments parasites chargé par une impédance connue, typiquement un circuit ouvert ou/et un court-circuit. Ainsi, le calcul du facteur de qualité de la bobine, à partir de L et R obtenues après « de-embedding », est plus proche de sa valeur réelle.

La capacité équivalente parallèle du système « bobine+fil+SMA » est considérée comme la somme de la capacité équivalente parallèle de la bobine et de la capacité équivalente de l'ensemble « fils/SMA ». Au final, les mesures à faire avec le VNA pour cette démarche sont :

- La mesure de l'impédance  $Z_{bobine+fil+SMA}$  du système « bobine + fils + connecteurs SMA » à 13,56 MHz ; ce qui nous donne une première caractérisation de la bobine ainsi que le calcul de l'admittance  $Y_{bobine+fil+SMA}$ .
- La mesure de l'impédance  $Z_{fil+SMA}$  du système « fils + SMA » en circuit ouvert ; ce qui nous permet le calcul de l'admittance  $Y_{fil+SMA}$  ainsi que la quantification de la capacité équivalente de ce système  $C_{par}$ .
- L'admittance mesurée réelle de la bobine toute seule  $Y_{bobine}$  est obtenue comme montré dans l'équation 35:

$$Y_{bobine} = Y_{bobine+fil+SMA} - Y_{fil+SMA} \quad 35$$

Le « de-embedding » est appliqué sur trois bobines différentes de chaque modèle (modèle 1 et modèle 2). Sur le Tableau 30 nous avons présenté les valeurs de L et R des bobines avant et après « de-embedding » à 13,56 MHz ainsi que le calcul de Q et la fréquence d'auto-résonance. Sur le même tableau, nous avons mis les valeurs de caractérisation de la bobine en simulation.

Tableau 30 : Caractéristiques électriques des bobines implants blindées, avant et après « de-embedding », à 13,56 MHz.

		L ( $\mu\text{H}$ ) à 13,56 MHz	R ( $\Omega$ ) à 13,56 MHz	Q à 13,56 MHz	Remarques
Modèle 1	Mesures avant de-embedding	2,97	5,07	49,9	Mesures par le VNA
		2,95	5,22	48,1	
		2,97	5,29	47,5	
	Mesures après de-embedding	2,74	4,70	49,6	Mesures par le VNA
		2,72	4,55	50,9	
		2,74	4,61	50,6	
Simulation	2,76	4,60	51,1	CST	
Modèle 2	Mesures avant de-embedding	2,90	4,35	56,6	Mesures par le VNA
		2,93	5,11	48,8	
		2,94	5,17	48,4	
	Mesures après de-embedding	2,74	3,79	61,5	Mesures par le VNA
		2,76	4,50	52,2	
		2,78	4,51	52,5	
Simulation	2,76	4,50	52,2	CST	

La comparaison entre les valeurs de L et de R mesurées des bobines, avant et après le de-embedding, montre l'impact des conducteurs externes aux appareils de mesures et montre la nécessité de la prise en compte des effets de ces conducteurs lors de la caractérisation des bobines implants.

A 13,56 MHz, on observe une différence maximale de 1,4 % entre les valeurs d'inductances mesurées avec de-embedding et les valeurs d'inductances simulées pour le modèle 1 et une différence maximale de 0,7 % pour le modèle 2. Pour les mêmes bobines, il y a une différence de 1 % et de 0,2 % entre les valeurs de résistances avant et après le de-embedding. Ces différences, quasi-nulles, permettent de valider la conformité des bobines réalisées.

Les nouvelles valeurs de résistances et d'inductances permettent un calcul plus précis du facteur de qualité de la bobine. Cette précision est confirmée en comparant les valeurs après de-embedding avec les valeurs de Q simulées. Cela nous donne 0,1 % de différence pour le modèle 1 et un résultat identique pour le modèle 2 (voir Tableau 30).

L'emplacement de l'implant est décidé par le chirurgien. Ainsi, la position et l'orientation de la bobine implant seront dues à celles de l'implant. Dans le cas d'un pacemaker, cette bobine aura un mouvement négligeable dans le corps humain. L'alignement et l'orientation de la bobine implant avec la bobine du lecteur (qui se trouvera à l'extérieur du corps humain)

déterminera le transfert d'énergie. Dans le cas d'une impossibilité d'alignement des deux bobines, des stratégies doivent être mises en place pour atténuer les effets des désalignements sur le système de transfert d'énergie. Ainsi, une analyse de l'influence du positionnement dans l'espace est nécessaire pour quantifier cette influence. Cette analyse est basée dans une première approche sur le possible désalignement latéral ainsi qu'un angle d'orientation entre la bobine implant et la bobine lecteur.

L'étude de l'effet de l'orientation et du désalignement est faite à l'aide de la bobine modèle 1 et de la bobine lecteur (lecteur NXP CLEV6630B) (voir chapitre 2 partie V.3) comme illustré sur la Figure 71 (sur cette figure seules la bobine implant blindée et la bobine du lecteur NFC choisies sont présentées). La position de la bobine implant par rapport à la bobine lecteur peut se traduire selon deux axes, un axe x (distance dx) pour l'alignement de l'une par rapport à l'autre et un axe z (distance dz) pour la distance entre les deux bobines. L'orientation de la bobine est traduite par un angle (tilt) par rapport à une position initiale où les deux bobines sont parallèles.

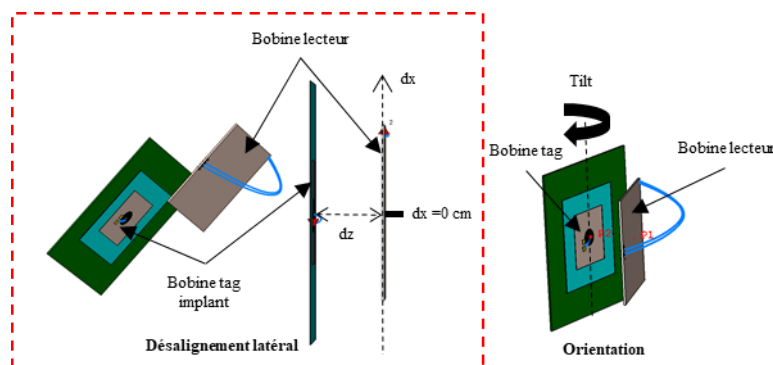


Figure 71 : Désalignement latéral et angle d'orientation (tilt) entre la bobine implant et la bobine lecteur.

Ce désalignement (distance latérale dx) et cette orientation sont étudiés dans un premier temps sur CST (simulation) puis validés par quelques cas de mesures par le VNA. Les résultats observés sont la matrice de caractérisation ( $[S]$ ,  $[Z]$ , ...) du système défini par les deux bobines couplées. Ce couplage magnétique est exprimé par la valeur de l'inductance mutuelle. En analysant cette inductance mutuelle, nous pouvons étudier l'influence de la position sur le couplage entre les deux bobines.

## II.2. Modélisation et conception de la bobine du lecteur NFC

En utilisant le VNA, nous avons pu mesurer l'inductance et la résistance de la bobine lecteur (NXP CLEV6630B) à 13,56 MHz. A partir de ces données de mesure, ainsi que de quelques

mesures des dimensions de cette bobine NXP, nous avons modélisé la bobine lecteur sous CST. La Figure 72 montre la bobine lecteur en pratique et son modèle numérique, et le Tableau 31 présente les caractéristiques de cette bobine en mesure et en simulation.

Tableau 31 : Caractéristique électrique à 13,56 MHz et dimensions de la bobine lecteur (mesures faites par le VNA avec des fils et SMA sans de-embedding) et ses dimensions.

	Mesures	Simulation
<b>Côté externe (mm)</b>	65	65
<b>Côté interne (mm)</b>	62	62
<b>Largeur de piste (mm)</b>	NC	0,4
<b>Inter-piste</b>	NC	0,5
<b>Nombre de tours</b>	2	2
<b>Inductance à 13,56 MHz (nH)</b>	976	912
<b>Résistance à 13,56 MHz (<math>\Omega</math>)</b>	1,67	1,53
<b>Facteur de qualité</b>	49,7	50,7
<b>Fréquence d'auto-résonance (MHz)</b>	60,8	91

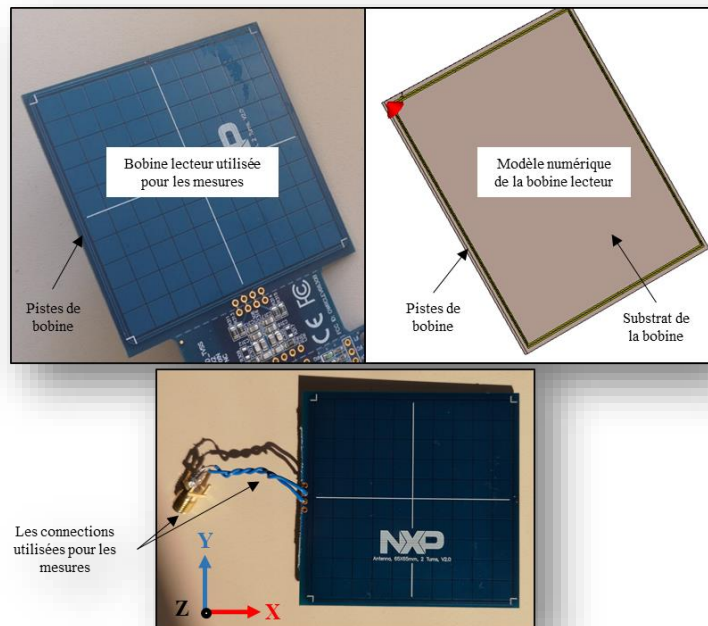


Figure 72 : Bobine lecteur utilisée et son modèle numérique sous CST

Les deux bobines, simulée et réelle, doivent avoir la même distribution de champ magnétique. Sur la Figure 73, l'amplitude calculée du champ H est présentée sur une ligne parallèle à la bobine lecteur passant par son axe et à une distance de 3 mm (la même distance prise pour présenter la cartographie du champ H des bobines lecteurs dans le chapitre II) ainsi que la distribution, non-normalisée, sur un plan de coupe à une distance de 3 mm de la bobine. Cette distribution montre bien que le champ H est plus intense aux bords de la bobine, au-dessus des pistes. Afin de pouvoir comparer le modèle numérique et la bobine lecteur réelle, le champ

magnétique est normalisé à un courant de 350 mA. Ce courant est le même que celui injecté directement dans la bobine lecteur réelle (voir chapitre II Tableau 11). Le modèle CST de la bobine lecteur est blindé à l'aide d'une plaque de cuivre de dimensions 67 mm x 67 mm x 0,04 mm comme pour le cas de la bobine lecteur réelle.

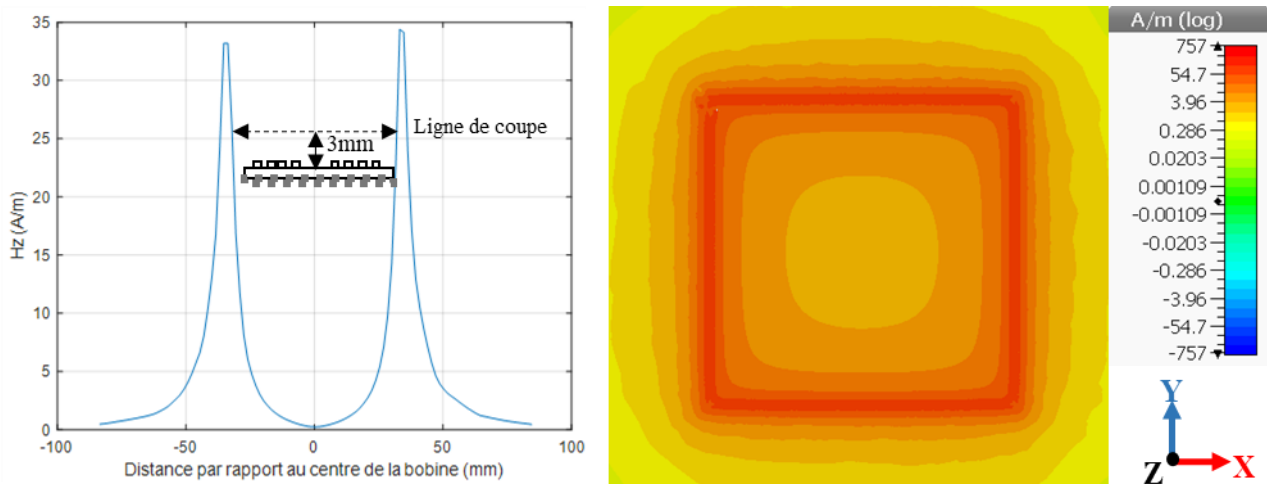


Figure 73 : Amplitude de la composante en Z du champ H, à une distance de 3 mm, sur une ligne au centre et parallèle à la bobine lecteur (courbe à gauche) ainsi que la norme du champ H sur un plan de coupe xy à 3 mm de la surface de la bobine (figure à droite). Courant injecté de 350 mA.

Sur la cartographie du champ H de la bobine lecteur NXP CLEV6630B Blueboard (voir chapitre II Tableau 11), le maximum de champ  $H_z$  détecté est aux bords de la bobine lecteur avec une amplitude maximale autour de 30 A/m (pour un courant injecté de 350 mA). Cette valeur est similaire à la valeur de champ maximale relevée en simulation qui est de 34 A/m (voir Figure 73). La norme du champ H, créée par la bobine lecteur sur un plan xz, est montrée sur la Figure 74.

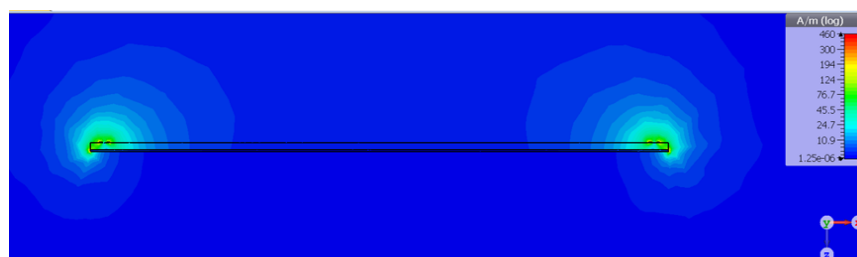


Figure 74 : Module du champ H créé par la bobine lecteur sur un plan de coupe xz.

### II.3. Analyse de l'inductance mutuelle

L'analyse de l'inductance mutuelle est faite en simulation (modèle numérique) et en mesures. La bobine lecteur est déconnectée de la partie électronique du lecteur NFC pour

effectuer les mesures. Pour les mesures de l'effet du désalignement et de l'orientation des deux bobines (implant et lecteur), nous avons réalisé un dispositif qui est illustré sur la Figure 75. Ce dispositif, qui se compose de deux plaques en bois placées face à face, permet de réaliser un déplacement latéral d'une bobine par rapport à l'autre en fixant chaque bobine sur une plaque de bois. A l'aide d'une règle, ce déplacement peut être mesuré. Ce dispositif permet aussi de changer l'orientation d'une bobine par rapport à l'autre.

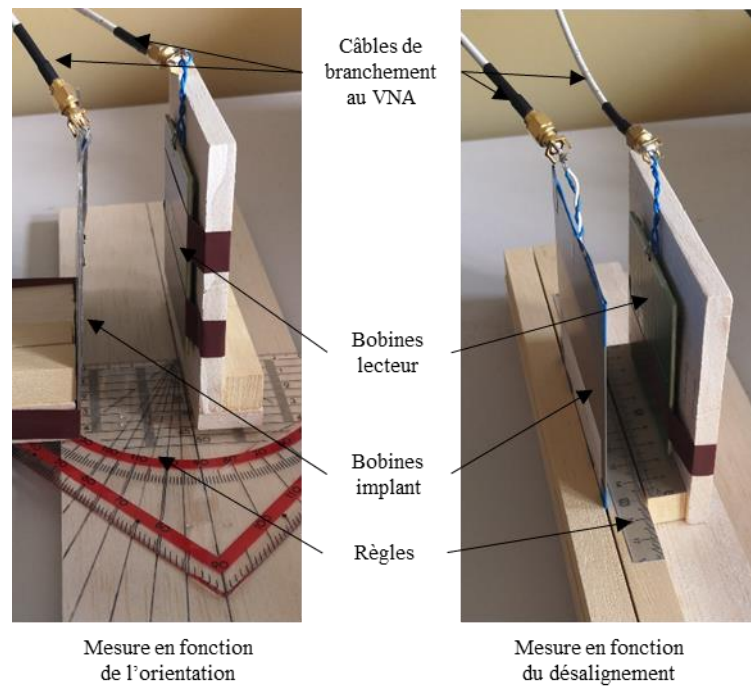


Figure 75 : Dispositif de mesure de l'effet de l'orientation et du désalignement entre la bobine implant et la bobine lecteur.

Pendant les mesures et les simulations, la même procédure est appliquée : nous commençons par une position de référence (position « 0 ») où le centre de la bobine implant est bien aligné avec le centre de la bobine lecteur et pour laquelle les deux bobines sont parallèles. A la position « 0 », l'angle d'orientation de la bobine lecteur par rapport à la bobine implant est de  $0^\circ$ .

Techniquement, les deux bobines sont éloignées d'une distance « dz » qui correspond à la distance entre la bobine implant et la surface de la peau du corps la plus proche de l'implant. Le déplacement « dz » est fonction du type d'implant (implantation profonde ou sous-cutanée), de l'épaisseur des tissus humains qui diffère d'un individu à un autre et de la manipulation du chirurgien lors de la pose de l'implant. Pour illustrer l'effet du désalignement, nous avons opté pour une distance de 3 cm entre la bobine implant et la bobine lecteur ce qui correspond à une profondeur estimée de la pose d'un pacemaker [94]. Cette distance fixée de « dz » représente 75% du diamètre d'un pacemaker ( $\sim 4$  cm).



L'étude est effectuée avec un désalignement de 0 à 50 mm en utilisant la bobine modèle 1, c'est-à-dire jusqu'à ce que la bobine implant dépasse les pistes de la bobine lecteur d'environ 10 mm. Compte tenu de la quasi-symétrie des deux bobines par rapport à leur centre, le déplacement de la bobine implant par rapport à la bobine lecteur est fait sur un seul côté de la bobine lecteur. Les inductances mutuelles mesurées et calculées dans cette étude sont présentées sur Figure 76. Ces mutuelles sont normalisées par rapport à la mutuelle à la position "0".

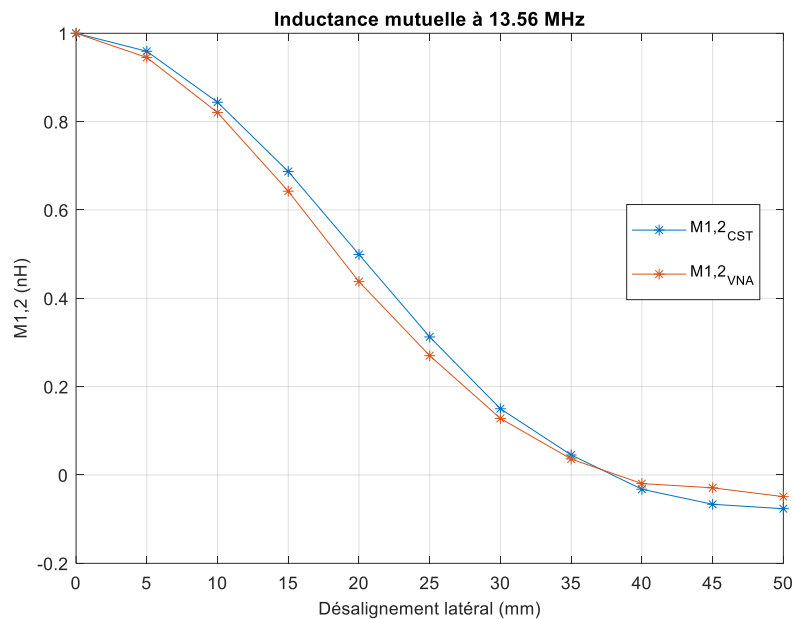


Figure 76 : Mutuelle mesurée et simulée en fonction du désalignement latéral ( $dz = 3$  cm).

Comme on peut le remarquer sur les courbes, la variation des inductances mutuelles est en bon accord entre les simulations et les mesures.

Pour illustrer l'effet de l'orientation, nous avons choisi une distance  $dz = 2$  cm et un angle d'orientation de  $0^\circ$  à  $30^\circ$ . Les mutuelles inductances mesurées et calculées dans cette étude sont présentées sur Figure 77. Ces mutuelles sont normalisées par rapport à la position "0".

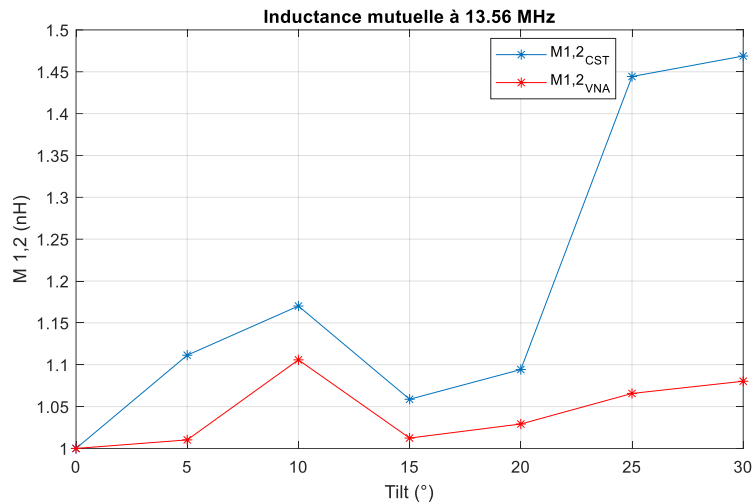


Figure 77 : Inductance mutuelle normalisée mesurée et simulée en fonction de l'angle d'orientation (tilt) entre les bobines ( $dz = 2$  cm).

La variation des inductances mutuelles, dans l'étude de l'effet d'orientation, a la même tendance en simulation et en pratique mais avec un décalage quasi-constant à des angles inférieurs à  $25^\circ$ . Cet écart est dû aux problèmes de précision de l'emplacement des bobines sur le banc de mesure. Sur la Figure 77 on ne retrouve pas la même inductance mutuelle au point de départ (position de référence « 0 ») que la Figure 76 car la distance entre les deux bobines n'est pas la même.

Dans les deux cas (le désalignement et l'orientation), la position optimale reste la position de référence « 0 » où le centre de la bobine implant est bien aligné avec le centre de la bobine lecteur et avec un angle d'orientation nul. Cette position permet d'avoir, en simulation, un module de  $M$  maximal dans notre cas.

Cette analyse de l'inductance mutuelle nous permet de quantifier la dégradation du couplage magnétique  $k$  (voir chapitre II, partie IV.3) entre les deux bobines, par rapport au couplage idéal lorsque les bobines sont coaxiales et parallèles. Pour certains positionnements, la valeur de  $k$  est nulle, comme pour le cas d'un désalignement entre les bobines égale à 38 mm. Ces positionnements doivent être évités lors de la télé-alimentation de l'implant.

Au centre de la bobine lecteur, le champ  $H$  créé par la bobine est considéré perpendiculaire à la surface de celle-ci, ce qui est aussi valable pour le champ  $H$  créé par la bobine implant. A cette position (au centre de la bobine lecteur et à un angle d'orientation nul), le passage des lignes de champ  $H$ , d'une bobine par la surface effective de l'autre, est favorisé. Ainsi, la bobine implant capte les composantes  $H_z$  du champ créées par la bobine lecteur (et réciproquement).

Pour des positions de bobine implant plus éloignées selon  $dx$  (voir la Figure 78) du centre de la bobine lecteur, le champ  $H$  n'est plus totalement vertical, donc la composante  $H_z$  n'est plus dominante et décroît jusqu'à devenir nulle sur les pistes de la bobine lecteur. Les deux autres composantes du champ  $H$  sont parallèles à la surface effective de la bobine implant et ne passent pas par cette surface ce qui donne un flux magnétique théoriquement nul quand la bobine implant est aux bords de la bobine lecteur. Lors du déplacement/désalignement latéral, en dépassant les pistes de la bobine lecteur, les lignes de champ ont de nouveau une composante en  $H_z$  non nulle, ce qui explique une mutuelle inductance non nulle de nouveau.

Dans le cas d'une orientation différente entre les deux bobines, les pistes des deux bobines se rapprochent d'un côté et s'éloignent d'un autre côté. Le champ  $H$ , capté par la bobine implant, s'annule dans le cas où les deux bobines sont perpendiculaires.

L'illustration de ce désalignement ainsi que de l'orientation entre la bobine implant et la bobine lecteur est montrée sur Figure 78.

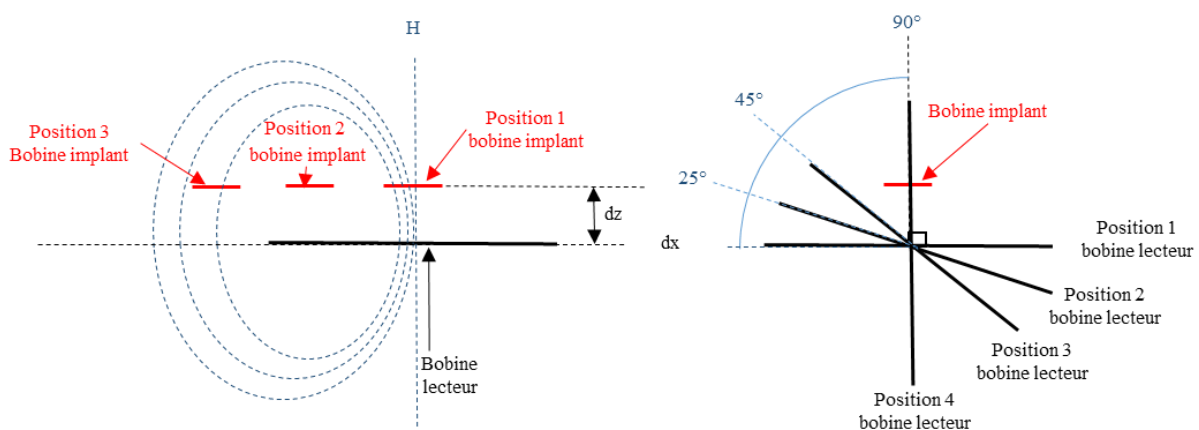


Figure 78 : Quelques positions de la bobine implant par rapport à la bobine lecteur.

Nous pouvons limiter l'effet du désalignement et de l'orientation en évitant des positions critiques où il n'y a pratiquement pas de couplage entre les bobines :

- Les deux bobines ont un angle d'orientation de  $90^\circ$  l'une par rapport à l'autre (voir position 4 bobine lecteur de la Figure 78), dans ce cas, lors de la télé-alimentation, le patient peut décaler la bobine lecteur en plaçant le bord de cette dernière (les pistes de la bobine lecteur) sur la bobine implant comme dans le cas de la position 3 de la Figure 78. Un angle d'orientation de  $90^\circ$  entre la bobine implant et la surface de la

peau est peu probable dans le cas d'un pacemaker et peut être évité lors de la pose de l'implant.

- La bobine implant a la même orientation que la bobine lecteur mais se place au-dessus des pistes de la bobine lecteur. Pour régler ce problème, un signal de détection de tag NFC peut être envoyé d'une bobine à une autre pour s'assurer de la présence d'un couplage magnétique entre les deux bobines.

### **III. Encapsulation de la bobine implant**

Le couplage magnétique entre les deux bobines peut être altéré par l'environnement physique des bobines et les caractéristiques électriques d'une bobine sont perturbées par cet environnement s'il n'est pas neutre électromagnétiquement. A la fréquence de travail (13,56 MHz), un changement des caractéristiques électriques de la bobine causera un désaccord du tag NFC. Par conséquent, le transfert de puissance entre la bobine implant et la bobine lecteur sera modifié. De plus, la perturbation affectera alors le facteur de qualité de la bobine implant et de ce fait la communication NFC car la bande passante sera modifiée (voir chapitre II partie IV.2).

Une inductance, de la bobine implant, différente de  $2,75 \mu\text{H}$  ne résonnera pas à 13,56 MHz avec une capacité de 50 pF (correspondant à la capacité interne de la puce NFC, voir chapitre II partie V.2). Cette modification de la valeur de l'inductance équivalente, due aux effets capacitifs rajoutés par les milieux environnants tels que les tissus humains dont la composition est hétérogène, est difficilement contrôlable et implique une solution permettant de maintenir des caractéristiques électriques fixes, ou au mieux de limiter la sensibilité aux effets mentionnés, pour la bobine implant à 13,56 MHz.

Dans le cas de la bobine implant, les milieux autour de la bobine sont le ferrite, le titane du boîtier de l'implant (pour le cas des pacemakers), les tissus humains ainsi que le capteur médical. Le titane est intégré dans le blindage de la bobine et crée une barrière pour diminuer les interactions électromagnétiques entre le capteur médical de l'implant et la bobine implant. Cependant, sans encapsulation, les tissus humains sont en contact direct avec la bobine ce qui modifie ses caractéristiques puisque les effets capacitifs sont fortement liés à la permittivité du milieu proche des pistes de la bobine. Par conséquent, une protection des caractéristiques électriques de la bobine par rapport aux tissus humains est nécessaire. Nous proposons une encapsulation afin d'isoler les pistes de cuivre de la bobine du tissu biologique comme illustré sur Figure 79.

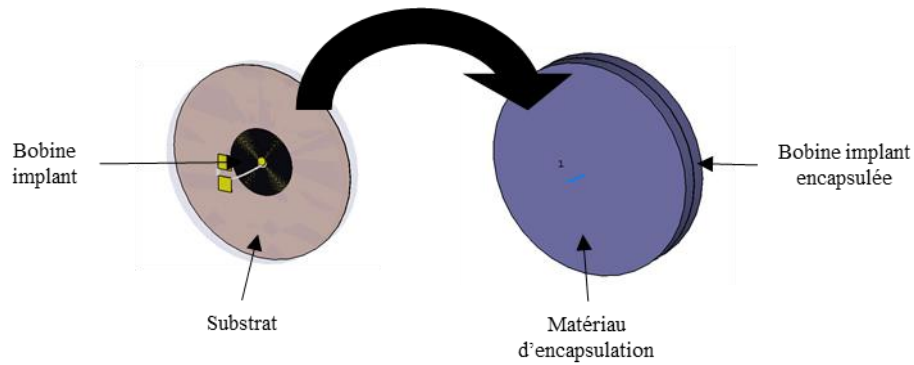


Figure 79 : Encapsulation de la bobine implant.

Avant de chercher le matériau idéal pour l'encapsulation de la bobine implant, nous devons quantifier l'influence des tissus humains sur les performances de la bobine. Cette analyse des effets des tissus humains et l'étude des matériaux d'encapsulation sont détaillées dans la sous-partie suivante. Pour cette analyse nous utilisons le modèle 1 des bobines implants.

### III.1. Effet du corps humain sur la bobine implant

Pour cette analyse, nous avons utilisé le modèle numérique d'un muscle humain précédemment utilisé dans le chapitre III partie II.1 avec des paramètres diélectriques appropriés (voir chapitre II partie III.3). La Figure 80 montre une vue en perspective de la géométrie du tissu utilisé et la position de la bobine implant dans ce tissu. La géométrie du modèle de muscle est un cylindre d'un diamètre de 80 mm et d'une hauteur de 60 mm. La bobine implant est placée au milieu du modèle tissu (le plan entre le substrat et la bobine est placé au milieu du modèle) à une profondeur de 30 mm (la même distance choisie pour l'étude de l'influence du désalignement et l'orientation des bobines implant et lecteur). Cette étude est faite sur une bobine non-blindée puisque le ferrite et le boîtier de l'implant crée une barrière physique entre la bobine implant et les tissus biologiques. Dans le Tableau 32, nous avons reporté les propriétés diélectriques du muscle à 13,56 MHz. Ces propriétés sont utilisées pour la modélisation de muscle.

Tableau 32 : Propriétés diélectriques du muscle à 13,56MHz [83].

Tissu	Permittivité diélectrique relative $\epsilon'$	Conductivité $\sigma$ (S/m)
Muscle	138,44	0,62818

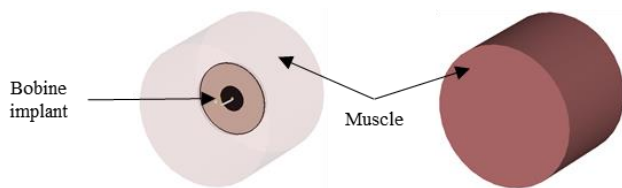


Figure 80 : Position de la bobine implant dans le modèle numérique d'un muscle

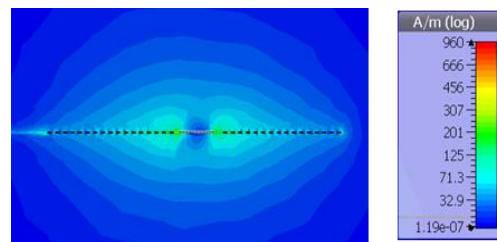


Figure 81 : Distribution du champ magnétique de la bobine implant sur un plan de coupe xz

Le diamètre du cylindre muscle est choisi pour que la distribution du champ magnétique, créée par la bobine implant, soit majoritairement à l'intérieur du muscle en plaçant la bobine implant, pendant les simulations de caractérisation de la bobine, au milieu du muscle. Un plan de coupe de cette distribution est montré sur la Figure 81 pour un courant de 75 mA injecté dans la bobine. Une simulation de la bobine, dans l'air et dans le muscle (permittivité diélectrique relative  $\epsilon'=138.44$  et conductivité électrique  $\sigma = 0.62818$  S/m) est présentée dans le Tableau 33.

Tableau 33 : Caractérisation de la bobine implant, non-blindée, à 13,56 MHz dans l'air et dans le muscle.

	L ( $\mu\text{H}$ )	R ( $\Omega$ )	Fréquence de résonance $f_r$ (MHz)
<b>Bobine dans l'air (CST)</b>	1,75	1,85	191
<b>Bobine dans le muscle (CST)</b>	1,90	65,5	29,9

Au vue des simulations, on remarque une légère augmentation de la valeur de l'inductance de la bobine (une variation de 8,5 %) mais surtout une résistance 35 fois plus grande. Ces deux augmentations sont liées aux caractéristiques des tissus humains qui ont une permittivité relative complexe (voir équation 2) [95].

La permittivité diélectrique relative,  $\epsilon'$ , est élevée par rapport à l'air et au substrat FR4 sur lequel la bobine est gravée. Cette valeur élevée augmente la valeur de la capacité de la capacité parasite créée par l'ensemble inter-spires/pistes de la bobine implant. Cet effet capacitif affecte alors les caractéristiques électriques de la bobine implant en réduisant sa fréquence d'auto-résonance,  $f_r$ , qui chute de 191 MHz à 29,9 MHz. On constate alors une augmentation de l'inductance équivalente ainsi qu'une augmentation de la résistance équivalente (effets dus à la proximité de la résonance). L'augmentation de la résistance affecte le facteur de qualité de la bobine. A 13,56 MHz, on calcule un facteur de 80 pour une bobine dans l'air qui chute à 2,48 quand celle-ci est noyée dans le muscle.

En conclusion, une isolation sous forme d'encapsulation appropriée de la bobine est nécessaire afin d'éloigner le tissu biologique des pistes. Ainsi, les caractéristiques électriques de la bobine implant seront moins affectées par le milieu traversé par le champ électrique de la bobine. Cette encapsulation doit respecter la contrainte de biocompatibilité. La section suivante présente une étude des matériaux d'encapsulation de la bobine.

### III.2. Etude théorique des matériaux d'encapsulation

Nous avons commencé l'étude de l'encapsulation par l'estimation de la distance à laquelle les tissus biologiques ont une influence négligeable sur la bobine implant. Théoriquement, cela veut dire que le champ électrique créé par la bobine implant doit être majoritairement compris dans l'espace encapsulé (voir Figure 82). Afin de quantifier cette distance en simulation, nous avons « encapsulé » une bobine implant test (diamètre de 13,7 mm), avec une épaisseur d'air variable des deux côtés de la bobine, avant de la mettre à l'intérieur du muscle (voir Figure 82). Pour ces simulations, l'air « encapsulant » varie d'une épaisseur  $Z_{air}$  de 0 mm jusqu'à 1 mm, avec un pas de 0,1 mm de chaque côté de la bobine (le plan entre la bobine et le substrat est placé au milieu de l'encapsulant).

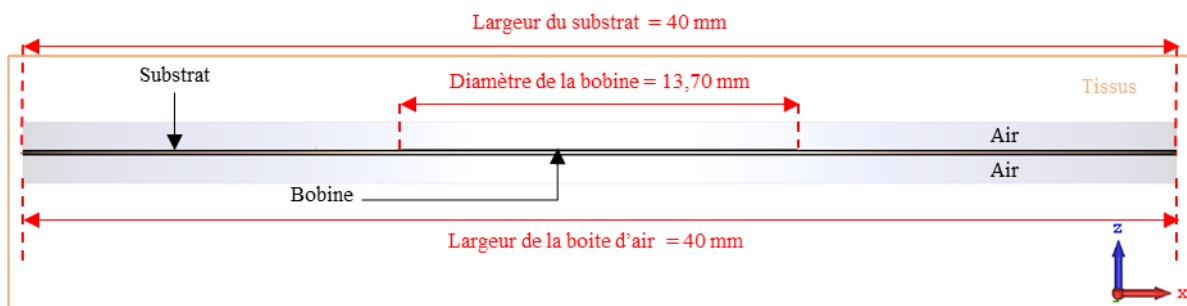


Figure 82 : Vue de coupe de la bobine implant test, utilisée dans cette étude, encapsulée dans l'air.

Avec cette pré-étude, avec de l'air comme encapsulant, nous pouvons estimer l'épaisseur minimale requise pour le matériau encapsulant en se basant sur la variation des valeurs de  $L$  et de  $R$  de la bobine implant.

Les résultats de la simulation de l'inductance et de la résistance de la bobine implant modèle 1 non-blindée pour plusieurs épaisseurs d'air sont présentés sur les courbes de la Figure 83 et de la Figure 84 respectivement. Sur ces figures,  $L$  et  $R$  sont présentées sur la bande de fréquence 10 MHz – 150 MHz. Un relevé des valeurs de  $L$  et  $R$  à 13,56 MHz est donné sur les légendes.

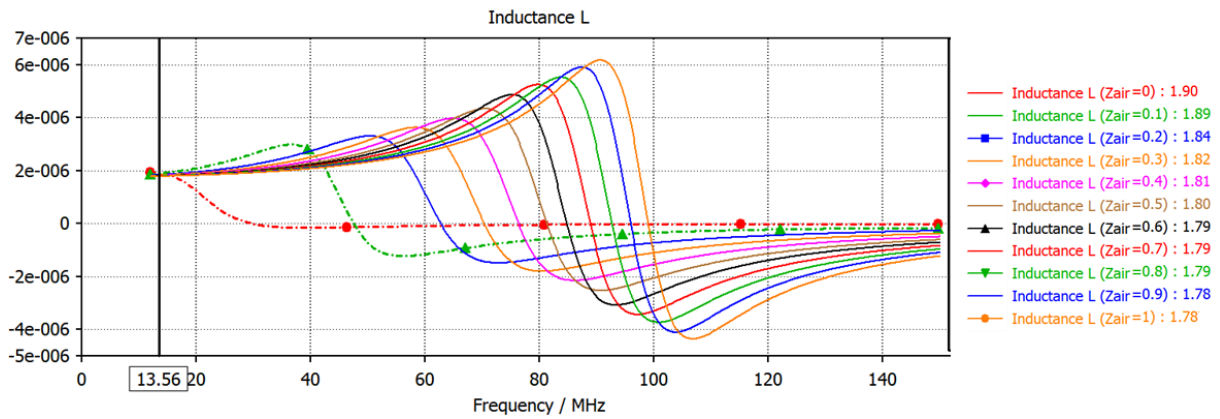


Figure 83 : Inductance (H) simulée de la bobine implant modèle 1, encapsulée dans l’air et placée dans un muscle, sur la bande de fréquence 10 MHz – 150 MHz

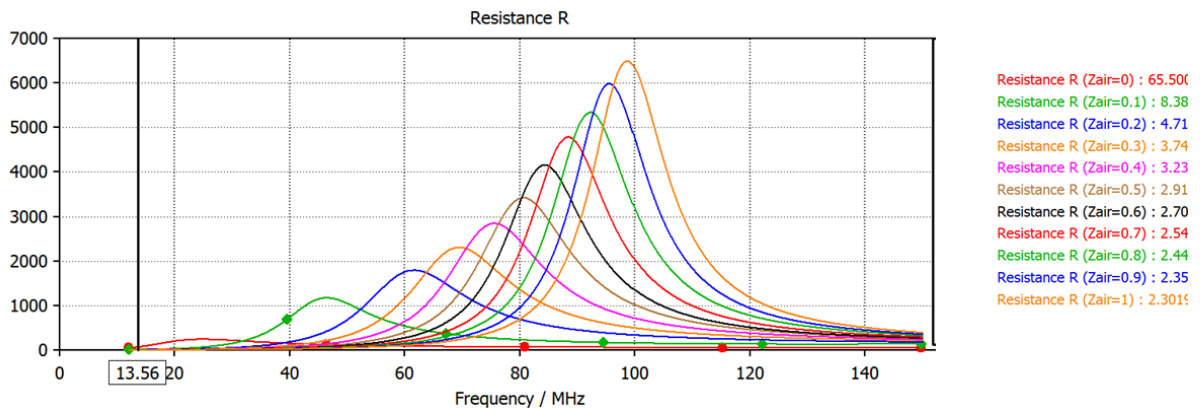


Figure 84 : Résistance ( $\Omega$ ) simulée de la bobine implant modèle 1, encapsulée dans l’air et placée dans un muscle, sur la bande de fréquence 10 MHz – 150 MHz

A 13,56MHz (voir les légendes), l’inductance et de la résistance convergent vers les valeurs de la bobine sans la présence de muscle. La diminution de la différence entre les valeurs des caractéristiques électriques de la bobine sans tissu biologique et celles de la bobine dans le muscle avec un air « encapsulant » est dûe à l’atténuation de l’effet capacitif rajouté par la permittivité du muscle. Cette atténuation évite le décalage vers des fréquences plus basses de l’auto-résonance de la bobine, que nous pouvons détecter par le passage à zéro des courbes d’inductances.

Cet espace d’air encapsulant la bobine implant permet de maintenir des caractéristiques électriques moins affectées par la présence des tissus biologiques. En pratique, cet air qui « encapsule » la bobine doit être remplacé par un matériau.



Il existe différentes contraintes dans le choix du matériau en contact avec les tissus biologiques qui doit être un diélectrique :

- La biocompatibilité du matériau,
- La flexibilité mécanique du matériau pour faire face à la géométrie de l'implant,
- L'impact de sa constante diélectrique sur l'augmentation de l'effet capacitif,

De nombreux matériaux ont été identifiés comme étant des candidats potentiels pour l'encapsulation tels que le PMMA, le PDMS et le PTFE. Les caractéristiques de ces trois matériaux sont décrites dans les paragraphes suivants :

- **PMMA**

Le PMMA (Poly-méthacrylate de méthyle) est l'un des matériaux polymères industriels les plus largement utilisés en raison de sa bonne biocompatibilité, de l'absence d'irritation tissulaire et de toxicité et de son insolubilité dans les fluides corporels. Les matériaux à base de PMMA sont utilisés dans des applications dentaires comme l'adhésion aux dents, le ciment osseux et les lentilles intraoculaires [96]. Ce matériau a une constante diélectrique relative comprise entre 2,57 et 2,6 ce qui est acceptable pour un matériau en contact direct avec la bobine implant. L'inconvénient du PMMA pour notre application est sa haute résistance mécanique ce qui rend la bobine encapsulée en PMMA très rigide.

- **PDMS**

Autre matériau utilisé dans les dispositifs médicaux, le PDMS (Poly-diméthylsiloxane) a une constante diélectrique relative comprise entre 2,3 et 2,8. Ce matériau joue un rôle essentiel dans les applications biologiques en raison de sa biocompatibilité, de sa transparence optique, de sa souplesse mécanique et de sa simplicité de fabrication [97].

- **PTFE**

Le dernier matériau biocompatible sélectionné est le PTFE (polytétrafluoroéthylène). Ce matériau est aussi un matériau flexible et imperméable. Le PTFE est un matériau utilisé dans le domaine médical, par exemple pour réaliser les greffes vasculaires et les valves cardiaques [96]. Ce matériau est connu sous le nom de Téflon. Sa constante diélectrique relative est comprise entre 2,08 et 2,1 ce qui rend le matériau le plus proche de l'air en termes de propriétés

diélectriques, parmi les trois présentés ici. De plus, sa flexibilité mécanique permet de maintenir la souplesse de la bobine implant pour bien adhérer à l'implant médical.

Après ce court état de l'art sur les matériaux biocompatibles candidats comme matériau d'encapsulation de la bobine implant, le choix du PTFE semble approprié du fait de sa faible constante diélectrique par rapport aux PDMS et au PMMA.

### III.3. Caractéristiques de l'encapsulation

L'étude de l'encapsulation est faite sur une bobine modèle 1 non-blindée pour simplifier le modèle numérique et éviter donc le maillage du ferrite et du titane puisque la bobine est déjà isolée vis-à-vis des tissus biologiques de son côté blindé. Sur la Figure 85, nous avons une illustration de la bobine, non-blindée, encapsulée dans un cylindre en PTFE d'un diamètre de 40 mm et d'une épaisseur du PTFE,  $Z_{PTFE}$ , de chaque côté de la bobine (le plan entre le cuivre de la bobine et son substrat représente la référence pour  $Z_{PTFE}$ ). Dans ces simulations, la bobine est au centre de l'encapsulant (le PTFE est en contact direct avec le substrat de la bobine et son cuivre sans laisser d'air entre le PTFE et la bobine) et la caractérisation de cette bobine se fait dans l'air.

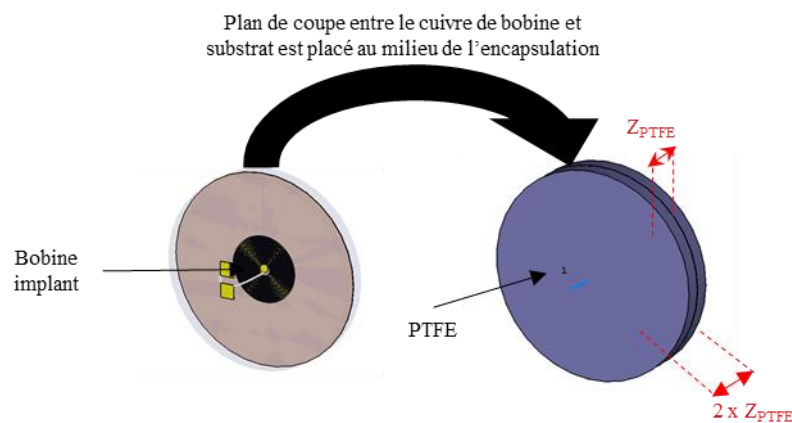


Figure 85 : Modèle d'une bobine implant encapsulée dans du PTFE

La bobine implant simulée est encapsulée avec  $Z_{PTFE}$  variable de 0 à 1,8 mm par pas de 0.3 mm. Les caractéristiques électriques de la bobine implant à 13,56 MHz, pour cette simulation, sont présentées dans le Tableau 34.

Tableau 34 : Caractérisation à 13,56 MHz de la bobine implant encapsulée dans du PTFE (dans l'air).

$Z_{PTFE}$ (mm)	$L$ ( $\mu\text{H}$ )	$R$ ( $\Omega$ )	$Q$
0	1,75	1,85	80
De 0,3 à 1,8	1,76	1,86	81

A 13,56 MHz, l'influence du PTFE, sur les paramètres électriques, est négligeable pour des épaisseurs qui varient entre 0,3 mm et 1,8 mm. On remarque une variation de moins de 1 % sur l'inductance et sur la résistance à 13,56 MHz par rapport à l'inductance et à la résistance de la même bobine non-encapsulée. Le facteur de qualité est lui supérieur de 1 % par rapport à celui d'une bobine non encapsulée. Ces résultats montrent que l'influence du PTFE à 13,56 MHz est quasi-nulle.

Le champ électrique, créé par la bobine, est en grande partie compris dans une zone très proche de la surface de la bobine (de l'ordre de quelques millimètres). En conséquence, l'influence du PTFE, pour des épaisseurs qui couvrent cette zone, restera négligeable même pour une bobine implant encapsulée par du PTFE et placée dans des tissus biologiques, puisque le seul facteur est l'effet capacitif créé par la permittivité diélectrique du PTFE. Pour valider ce résultat, nous avons simulé une bobine implant encapsulée dans du PTFE et placée dans un muscle. La Figure 86 montre le modèle numérique de cette simulation où la bobine encapsulée est placée dans un cylindre de muscle de diamètre 80 mm et de hauteur 60 mm. Sur la Figure 87, nous présentons les inductances simulées et sur la Figure 88 nous présentons les résistances simulées de cette bobine respectivement en fonction de la fréquence et pour différentes  $Z_{PTFE}$ . Sur ces deux dernières figures, nous avons relevé les valeurs des inductances et des résistances à 13,56 MHz (voir les légendes).

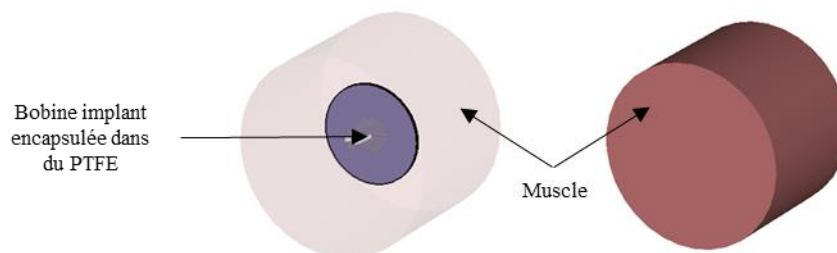


Figure 86 : Modèle de la bobine implant, non-blindée, encapsulée dans du PTFE et mise dans un muscle.

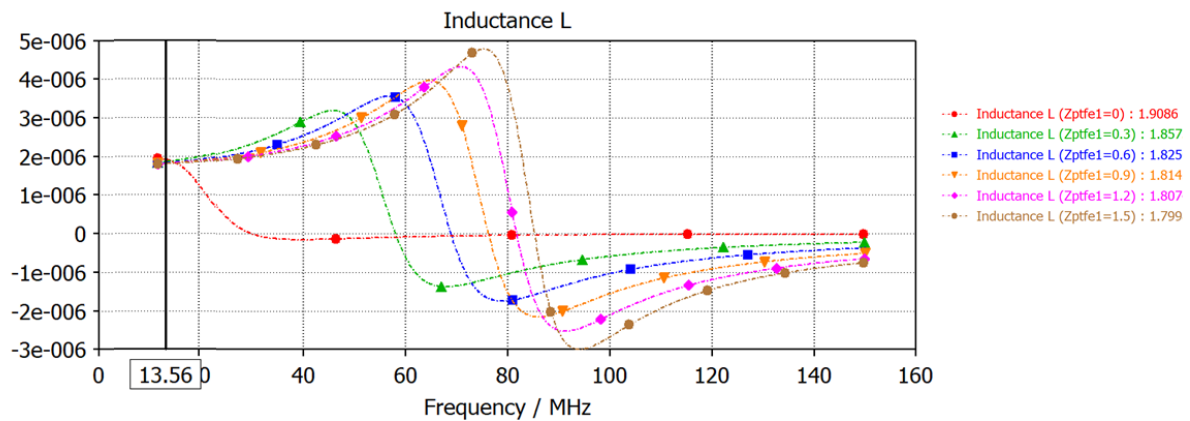


Figure 87 : Inductance (H) simulée de la bobine implant modèle 1, encapsulée dans du PTFE et placée dans un muscle, sur la bande de fréquence 10 MHz – 150 MHz

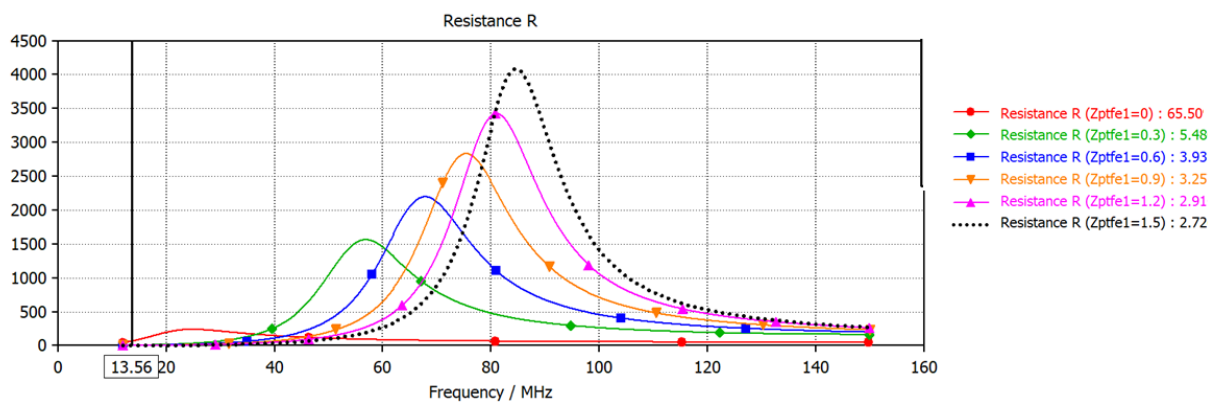


Figure 88 : Résistance ( $\Omega$ ) simulée de la bobine implant modèle 1, encapsulée dans du PTFE et placée dans un muscle, sur la bande de fréquence 10 MHz – 150 MHz

Comme pour le cas d'une encapsulation par l'air de la bobine implant, le décalage de la fréquence  $f_r$  par rapport au cas d'une bobine non-encapsulée (voir le passage par zéro des courbes d'inductances de la Figure 87) s'atténue lorsque l'épaisseur de l'encapsulant augmente.

L'effet capacitif induit par les tissus humains est diminué grâce à l'écart entre la bobine et le muscle introduit par le PTFE. L'auto-résonance de la bobine passe à 81,7 MHz, pour une épaisseur de 1,2 mm de PTFE, au lieu de 29,9 MHz pour une bobine non-encapsulée. Une telle résonance est assez éloignée de notre fréquence de travail.

Pour cette épaisseur de PTFE, 1,2 mm (voir Figure 87 et Figure 88), la bobine est presque insensible à l'influence des tissus humains en raison des faibles valeurs de l'intensité du champ électrique, au-delà de cette épaisseur, autour des pistes de la bobine. Cette épaisseur permet de garder la souplesse de la bobine et donc conserve la possibilité de bien épouser la forme de l'implant.

En conclusion, pour nos bobines implants, la solution d'encapsulation par 1,2 mm d'épaisseur de PTFE est considérée. Cette solution sera validée expérimentalement dans la partie qui suit.

### III.4. Validation expérimentale de l'encapsulation

La validation expérimentale de l'encapsulation est faite en caractérisant la bobine implant modèle 1, non-blindée, à l'intérieur d'un fantôme. Ce fantôme est le même que celui décrit dans le chapitre II partie III.3 (composé de 30% de Triton X, 3,5 g/l de NaCl et d'eau [73]).

Pour appliquer le de-embedding sur les mesures de la bobine implant, celles-ci sont faites sur les deux ports du VNA. Sur le port 1, la bobine implant non-blindée est placée à l'aide de fils torsadés et d'un connecteur SMA. Sur le port 2, des fils torsadés, de même longueur que les fils de la bobine implant, sont connectés par SMA en circuit ouvert. Cette configuration permet de relever les mesures d'impédances de la bobine et des fils+SMA dans les mêmes conditions (voir Figure 89). Pendant les mesures d'encapsulation, la bobine implant est enroulée dans l'encapsulation afin d'avoir la même épaisseur d'encapsulant des deux côtés de la bobine. Cette façon d'encapsuler est la même utilisée en simulation ce qui nous permet de comparer les simulations et la pratique.

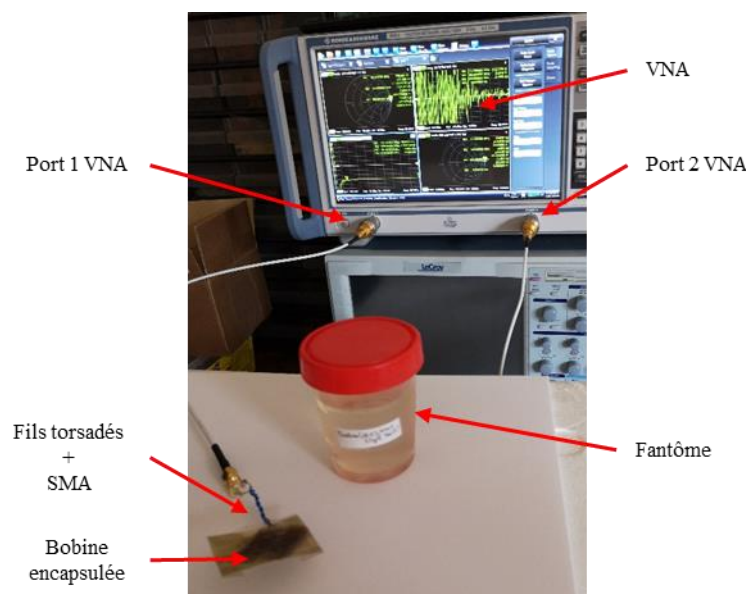


Figure 89 : Mesure d'impédance de la bobine implant avec un fantôme.

Avant de commencer les mesures d'encapsulation, nous avons quantifié l'effet des tissus biologiques en pratique par la mesure des caractéristiques électriques et de la résonance de la

bobine implant. Pour cela, nous avons plongé la bobine implant non-blindée (modèle 1) dans le fantôme. Les résultats de cette caractérisation et la comparaison avec les valeurs simulées sont présentés dans le Tableau 35.

Tableau 35 : Caractérisation de la bobine implant, non-blindée et non-encapsulée, à 13,56 MHz dans l'air et dans un muscle.

		<b>L (<math>\mu\text{H}</math>) à 13,56 MHz</b>	<b>R (<math>\Omega</math>) à 13,56 MHz</b>	<b><math>f_r</math> (MHz)</b>
<b>Dans l'air</b>	<b>CST</b>	1,75	1,85	191
	<b>Mesures brutes</b>	1,89	3,34	70
<b>Dans le fantôme</b>	<b>CST</b>	1,90	65,5	29,9
	<b>Mesures brutes</b>	1,98	84,8	27,8

En pratique, la fréquence de résonance de la bobine baisse sous l'effet du fantôme d'une façon drastique en passant de 70 MHz à 27,8 MHz, cela peut se voir sur l'évolution de l'inductance de la bobine en fonction de la fréquence (voir Figure 90 et Figure 91) où le passage par zéro de l'inductance représente la résonance. Cette chute a des conséquences sur les caractéristiques de la bobine à 13,56 MHz car la résonance n'est plus loin de la fréquence de travail.

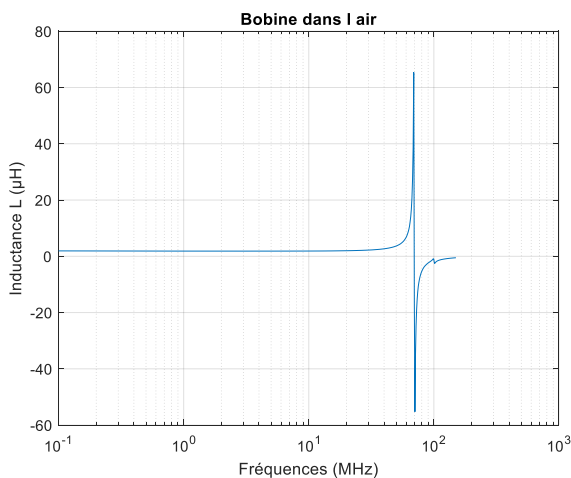


Figure 90 : Inductance de la bobine modèle 1, non blindée et dans l'air, en fonction de la fréquence (mesures)

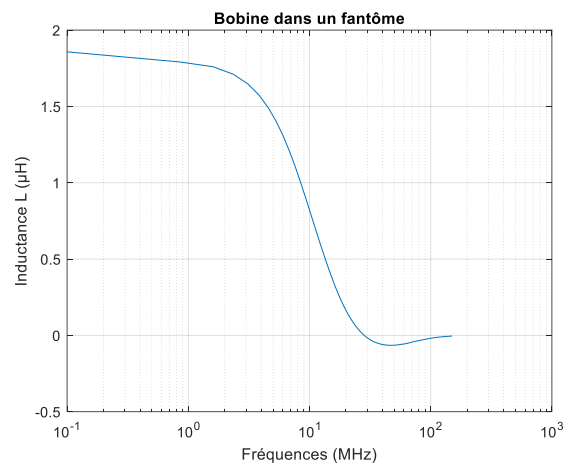


Figure 91 : Inductance de la bobine modèle 1, non-blindée et dans un fantôme, en fonction de la fréquence (mesures)

L'encapsulation de la bobine, avec du PTFE, limite les effets des tissus biologiques sur la bobine. Pour la validation expérimentale, nous avons choisi deux cas d'encapsulation dans le fantôme :  $Z_{\text{PTFE}} = 0,3 \text{ mm}$  et  $Z_{\text{PTFE}} = 1,2 \text{ mm}$  suite à l'étude faite précédemment. L'épaisseur globale du PTFE utilisé est donc  $2 \times Z_{\text{PTFE}}$  (voir Figure 89).

Les résultats de cette encapsulation sur les caractéristiques électriques de la bobine dans les tissus biologiques sont présentés dans le Tableau 36. Dans ce tableau, nous avons présenté les

caractéristiques électriques à 13,56 MHz de la bobine implant encapsulée, données par le VNA, et les caractéristiques après le de-embedding ainsi que les résultats des simulations.

Tableau 36 : Caractérisation électrique de la bobine modèle 1, encapsulée et placée dans un fantôme.

		L ( $\mu\text{H}$ ) à 13,56 MHz	R ( $\Omega$ ) à 13,56 MHz	$f_0$ (MHz)
<b>Bobine encapsulée avec <math>Z_{\text{PTFE}} = 0,3</math> mm et placée dans un fantôme</b>	<b>Sans de-embedding (VNA)</b>	1,96	4,34	57
	<b>Avec de-embedding (VNA)</b>	1,86	4,12	$f_0 > 57$
	<b>Simulation (CST)</b>	1,85	5,48	58
<b>Bobine encapsulée avec <math>Z_{\text{PTFE}} = 1,2</math> mm et placée dans un fantôme</b>	<b>Sans de-embedding (VNA)</b>	1,93	3,95	66
	<b>Avec de-embedding (VNA)</b>	1,83	3,85	$f_0 > 66$
	<b>Simulation (CST)</b>	1,80	2,91	81

En comparant la caractérisation de la bobine encapsulée en simulation aux valeurs mesurées, nous remarquons une concordance. Cette concordance est plus marquée après le de-embedding. Les valeurs d'inductance et de résistance, après de-embedding, permettent d'avoir une caractérisation plus proche des valeurs réelles et donc un calcul de facteur de qualité plus exacte que le calcul avec les valeurs de la caractérisation brute : avec une inductance de 1,83  $\mu\text{H}$  et une résistance de 3,85  $\Omega$  (cas d'une bobine encapsulée avec  $Z_{\text{PTFE}} = 1,2$  mm et placée dans un fantôme), on obtient un facteur de qualité de 40,5 ce qui reste toujours valide pour la technologie NFC.

La solution d'encapsulation par PTFE avec une épaisseur de 1,2 mm est optimale pour les bobines implant. Avant l'encapsulation, la bobine implant doit être blindée donc posée sur le ferrite, puis sur le boîtier de titane. Dans ce cas, la bobine est « protégée » des effets des tissus humains, de son côté blindé, par le blindage et l'encapsulation de la bobine se fera uniquement de son côté en contact avec les tissus humains.

#### **IV. Système de télé-alimentation pour l'implant médical**

L'implant médical est télé-alimenté grâce à la puissance récupérée, via le couplage magnétique entre la bobine implant et la bobine lecteur, par le tag NFC complet (bobine implant et puce NFC). En pratique, le couplage magnétique entre les deux bobines, lecteur et implant, se fait à des distances variables entre ces bobines. Ces distances dépendent de la profondeur de l'implant par rapport à la surface de la peau du patient. L'ensemble lecteur + bobine implant et

puce NFC représente le système d'alimentation de l'implant. Contrairement au patch médical, le tag NFC se trouve dans le corps humain (collé au boîtier de l'implant) ce qui signifie que le champ magnétique, entre la bobine implant et la bobine du lecteur, passe par un milieu différent de l'air. Cependant, ce milieu n'a pas d'effets notables sur le couplage magnétique entre les deux bobines puisqu'il est aimantique et non-conducteur. En conséquence, le seul paramètre qui influence le couplage magnétique, avec des bobines données, est la distance (et l'orientation des bobines déjà évoquée) [73]. Dans ce qui suit, nous n'avons donc pas pris en compte l'influence (négligeable) du corps humain sur le couplage magnétique. L'effet du corps humain sur la capacité parasite n'est pas pris en compte puisque, dans le prototype final, l'encapsulation rend l'effet du corps négligeable : nous avons quantifié la puissance récupérée dans l'air via la bobine modèle 1 (diamètre = 13,8 mm) blindée ainsi que la bobine modèle 2 (diamètre = 34,2 mm) blindée.

#### IV.1. Puissance récupérée par le tag de l'implant médical

La quantification de la puissance récupérée,  $P$ , est faite en fonction d'une charge résistive  $R$ , qui représente la charge du capteur médical, et de la distance entre la bobine lecteur et la bobine implant. La charge est placée à la sortie  $V_{out}$  de la puce NFC (voir chapitre II partie V.2). A l'aide d'un oscilloscope et d'une sonde de tension, nous avons mesuré la tension efficace  $U$  aux bornes de la charge, puis nous remontons par calcul à la valeur de la puissance moyenne récupérée ( $P=U^2/R$ ). Le schéma de cette mesure est présenté sur la Figure 92.

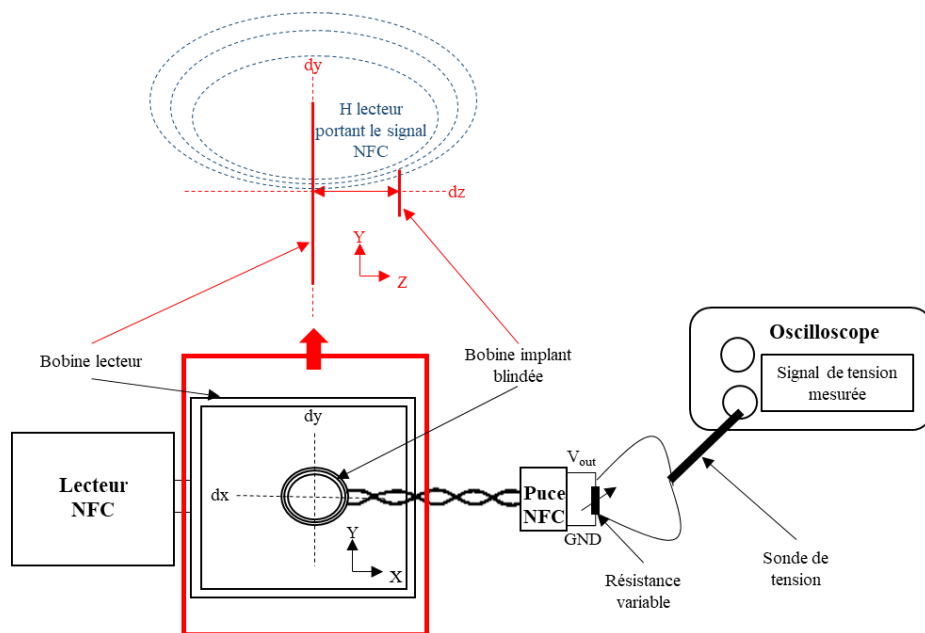


Figure 92 : Schéma de mesure de la récupération de puissance.



La Figure 93 ainsi que la Figure 94 présentent le calcul de la puissance récupérée, par les deux modèles de bobines, en fonction de la charge résistive et pour différentes distances. Pour le modèle 1, les distances entre la bobine implant et le lecteur sont : 3 mm, 6 mm, 8 mm, 10 mm et 20 mm (voir légende de la Figure 93), pour le modèle 2, ces distances sont : 3 mm, 6 mm, 8 mm, 10 mm, 20 mm, 30 mm et 40 mm (voir légende de la Figure 94).

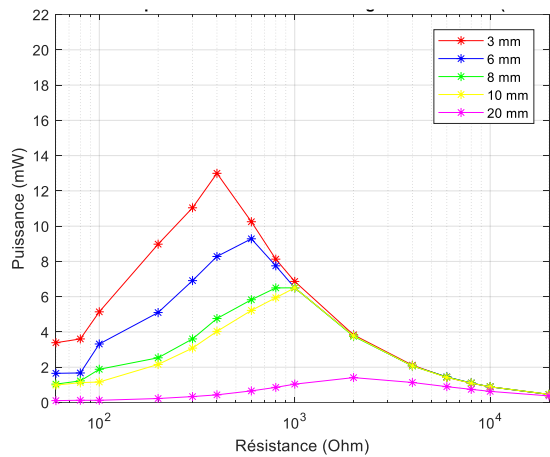


Figure 93 : Puissance récupérée par le tag « bobine modèle 1 + puce » en fonction de la charge.

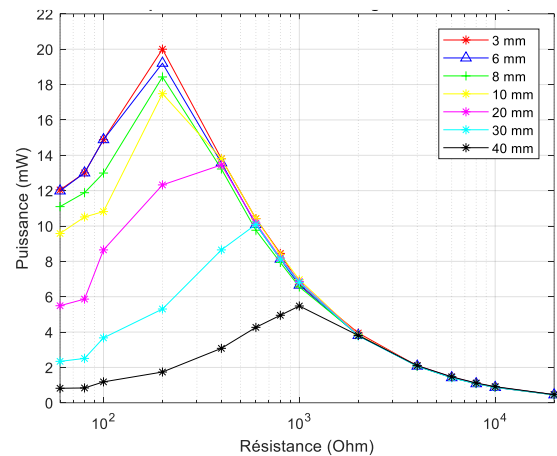


Figure 94 : Puissance récupérée par le tag « bobine modèle 2 + puce » en fonction de la charge.

Les puissances récupérées ont la même tendance pour les deux modèles de bobines. Avec le modèle 1 (petite bobine), la puissance maximale récupérée est de 13 mW avec une résistance de 400  $\Omega$ . Avec le modèle 2, cette puissance est de 20 mW avec une résistance de 200  $\Omega$ . Cette différence entre les maximums est due à la différence de taille des bobines qui influent sur leur surface équivalente.

La limitation en distance du transfert de puissance, pour cette mesure, est liée à l'affaiblissement du signal NFC (le champ magnétique fourni par le lecteur). En mesure, cette limite est à 20 mm pour le modèle 1 et à 40 mm pour le modèle 2 puisqu'au-delà de ces distances, les tags fournissent une tension négligeable (non mesurable car trop faible).

En plus d'une puissance suffisante, le capteur médical a besoin d'une tension et d'un courant d'alimentation suffisants pour fonctionner et transmettre les données. Afin de déterminer les points de fonctionnement (couple tension/courant) suffisants pour alimenter au moins des microcontrôleurs très faible consommation, ainsi que les limites d'alimentation à chaque distance de couplage, nous avons représenté les tensions fournies par la puce + bobine modèle 1 ainsi que la puissance correspondante, en fonction de la résistance de charge, sur les mêmes

graphes pour différentes distances de couplage. Ces graphiques sont présentés dans la Figure 95 ci-dessous.

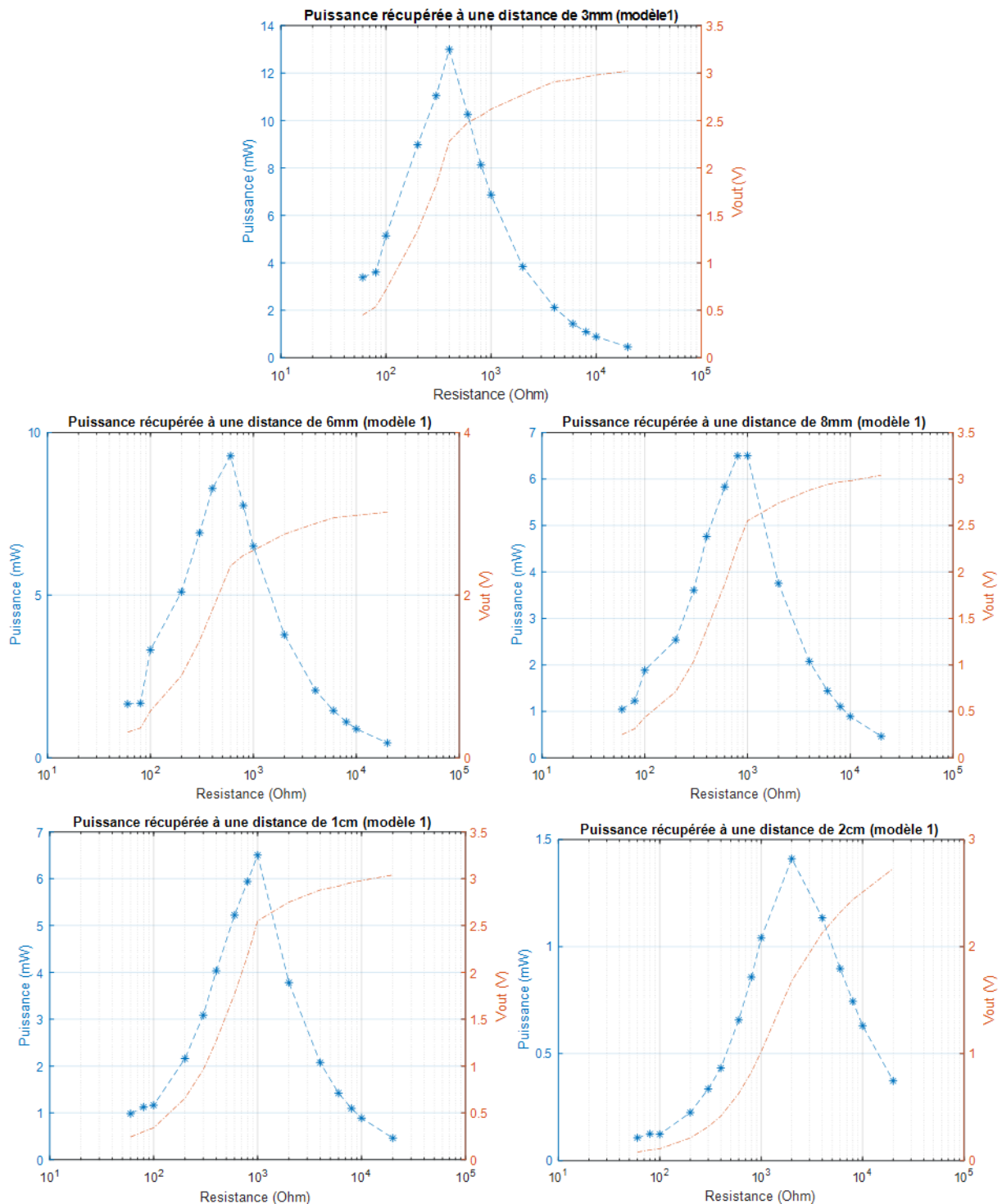


Figure 95 : Tension récupérée par la bobine modèle 1 en fonction de la charge pour une distance fixe.

La tension maximale fournie par le tag « bobine modèle 1 + puce » est de 3 V. A cette valeur de tension, le courant d'alimentation fourni est très faible : 0,15 mA au maximum pour des distances inférieures ou égale à 2 cm. A la puissance maximale (13 mW à 3 mm), on calcule un

courant maximal de 5,7 mA pour une tension de 2,28 V. A 2 cm, profondeur maximale possible, détectée en mesures, pour la pose d’implant avec bobine modèle 1, on calcule un courant de 0,84 mA pour une tension de 1,68 V et une puissance de 1,41 mW (voir Figure 95). Pour rappel, une tension de 1,6 V est la tension minimum nécessaire pour le fonctionnement de microcontrôleurs très faible consommation [91].

Les maximums de puissance récupérés, par le tag « bobine modèle 1 + puce », à une distance donnée avec sa charge résistive correspondante ainsi que les couples tension/courant sont synthétisés dans le Tableau 37.

Tableau 37 : Maximums de puissance fournis par le tag « bobine modèle 1 + puce », à une distance donnée, et les tensions/courants correspondants.

<b>Distance (mm)</b>	<b>3 mm</b>	<b>6 mm</b>	<b>8 mm</b>	<b>1 cm</b>	<b>2 cm</b>
<b>Puissance récupérée (mW)</b>	13	9,28	6,49	6,5	1,41
<b>Tension mesurée (V)</b>	2,28	2,36	2,55	2,55	1,68
<b>Résistance de charge (<math>\Omega</math>)</b>	400	600	1000	1000	2000
<b>Courant calculé (mA)</b>	5,7	3,9	2,55	2,55	0,84

Le maximum de puissance n’est pas toujours fourni à la même charge résistive : la charge résistive correspondante à une puissance maximale est croissante en fonction de la distance alors que le courant est décroissant.

L’analyse des mesures de puissance récupérée par le tag « bobine modèle 2 + puce » a été faite afin de quantifier cette puissance et de comparer entre les deux modèles de bobines implants. Sur la Figure 96, nous avons représenté les tensions fournies par la puce ainsi que la puissance correspondante, en fonction de la résistance, sur les mêmes graphiques, à une distance de couplage donnée.

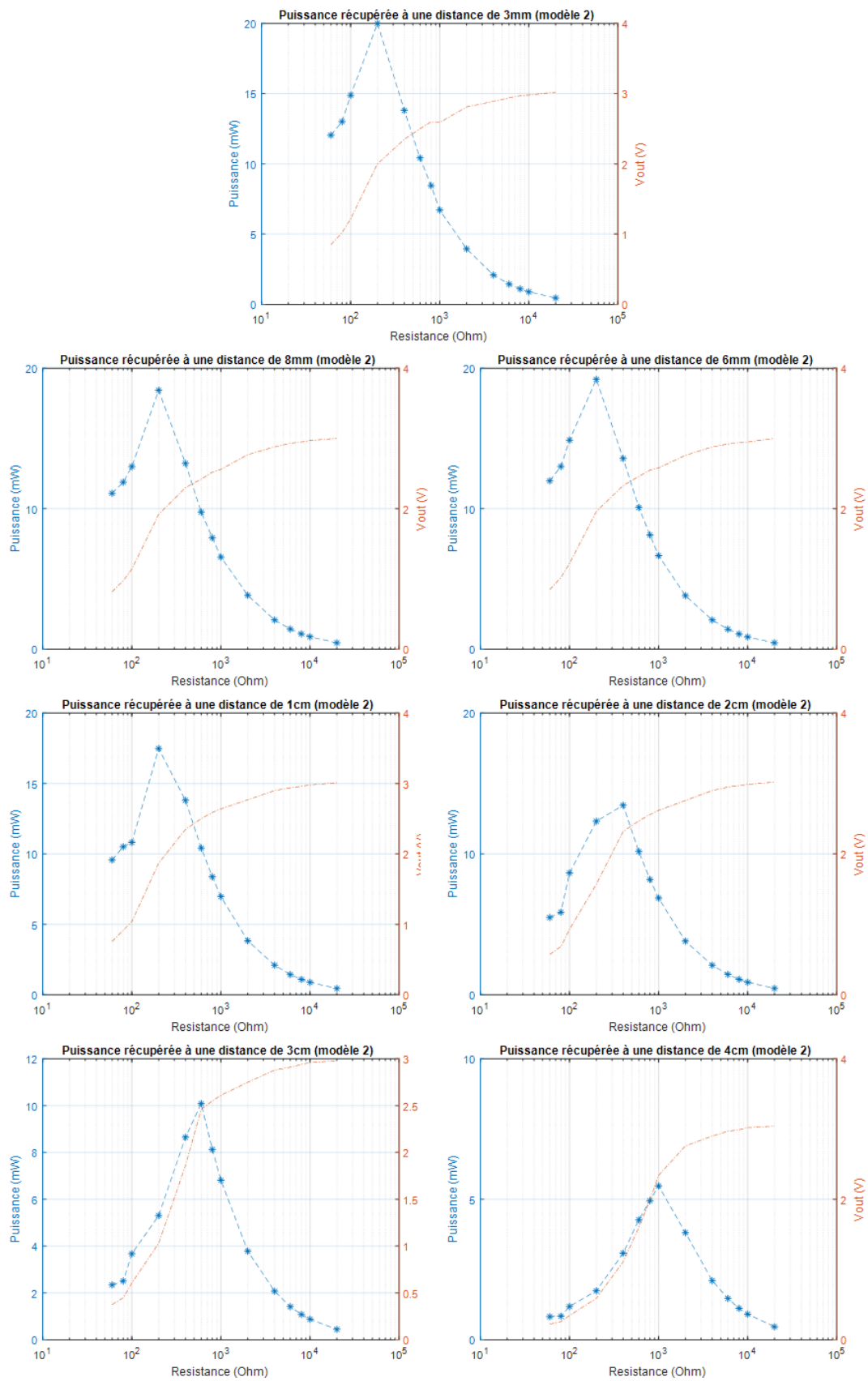


Figure 96 : Tension récupérée par la bobine modèle 2 en fonction de la charge pour une distance fixe.

Avec le tag « bobine modèle 2 + puce », à la plus courte distance (3 mm), on récupère 2 V/10 mA. Ce courant est presque deux fois plus élevé que le courant récupéré par le tag « bobine modèle 1 + puce» pour la même distance. A la plus grande distance (4 cm), nous récupérons un couple de 2,34 mA / 2,34 V à la puissance maximale.

Entre une distance de 3 mm et de 1 cm, le maximum de puissance est récupéré avec une charge de 200  $\Omega$ . La mise en œuvre d'un étage d'adaptation d'impédance entre la puce NFC et le capteur médical afin d'avoir l'impédance d'entrée du capteur médical égale à 200  $\Omega$  pourrait optimiser la récupération de puissance.

Les maximums de puissance récupérée, par le tag « bobine modèle 2 + puce », à une distance donnée avec sa charge résistive correspondante ainsi que les couples tension/courant sont synthétisées dans le Tableau 38.

Tableau 38 : Maximums de puissance fournis par le tag « bobine modèle 2 + puce », à une distance donnée, et les tensions/courants correspondants.

Distance (mm)	3 mm	6 mm	8 mm	1 cm	2 cm	3 cm	4 cm
Puissance récupérée (mW)	20	19,21	18,43	17,48	13,46	10,09	5,47
Tension récupérée (V)	2	1,96	1,92	1,87	2,32	2,46	2,34
Résistance de charge ( $\Omega$ )	200	200	200	200	400	600	1000
Courant calculé (mA)	10	9,8	9,6	9,35	5,8	4,1	2,34

Comme pour la bobine modèle 1 et pour des distances de couplage différentes, le maximum de puissance récupéré par le modèle 2 est obtenu pour des charges résistives différentes. En revanche, les couples tension/courant récupérés avec la bobine modèle 2 sont beaucoup plus importants que ceux de la bobine modèle 1 : à 3 mm, on peut atteindre 2 V / 10 mA à la puissance maximale et uniquement 2.28 V / 5.4 mA avec la bobine 1. Avec le modèle 2, le tag peut être intégré à des implants qui sont placés à des profondeurs jusqu'à 4 cm et qui ont besoin d'une puissance  $\leq 5,47$  mW. A cette distance de couplage, la tension récupérée est 2,34V pour 2,34 mA.

En conclusion, les limites du tag « modèle 1 + puce » et du tag « modèle 2 + puce » ne sont pas les mêmes en termes de puissance récupérée ainsi qu'en termes de courant maximal disponibles pour l'alimentation du capteur médical de l'implant. Les modèles 1 et 2 peuvent alimenter, typiquement, des neuro-stimulateurs placés à des profondeurs de moins de 1 cm et qui sont de faible consommation (0,03 mW – 3 mW) [20]. Ces modèles de bobine peuvent être

utilisés pour l'alimentation de pompes à insuline puisque ces dernières sont des actionneurs sous cutanés demandant une puissance de 70  $\mu\text{W}$  [25]. Enfin, le modèle 2 peut être utilisé pour alimenter des pacemakers (puissances demandées entre 10  $\mu\text{W}$  et 100  $\mu\text{W}$ ) placés jusqu'à 4 cm de profondeur contrairement au modèle 1 qui sera efficace jusqu'à 2cm, mais avec une bobine de diamètre plus petit, donc plus facilement intégrable/implantable.

## **IV.2. Communication entre lecteur et tag NFC**

Dans notre application, la technologie NFC permet d'établir une télé-alimentation de l'implant et de maintenir une communication effective entre le tag « bobine implant + puce NFC » et un lecteur NFC. Afin de valider ce lien de communication ainsi que l'utilisation potentielle des modèles de bobines implants, nous avons réalisé des mesures avec notre tag NFC et le lecteur déjà choisi (NXP CLEV6630B).

En se reposant sur les données de mesures de puissance (voir Figure 95 et Figure 96) ainsi que sur les données de consommation des implants (voir chapitre I partie III), pour chaque distance, nous avons choisi trois charges résistives qui permettent de récupérer les puissances suivantes : 100  $\mu\text{W}$ , 3 mW et 10 mW. Ces puissances sont, respectivement, celles consommées par un pacemaker, un neuro-stimulateur et un implant cochléaire. Pour les deux premiers implants, nous avons pris la consommation maximale possible pour ce type d'implants mais pour l'implant cochléaire, nous avons pris la limite basse de consommation de ce type d'implant puisque notre système ne peut pas fournir plus que 20 mW. Pour modéliser les consommations des implants choisis, nous avons les trois charges résistives correspondantes : 600  $\Omega$ , 3 k $\Omega$  et 8 k $\Omega$  (Figure 95 et Figure 96).

Les données expérimentales de la communication entre le lecteur NFC et le tag « bobine modèle 1 + puce » ainsi que celles entre le lecteur NFC et le tag « bobine modèle 2 + puce » sont présentées dans le Tableau 39 et le Tableau 40 respectivement. Dans ces tableaux, la tension fournie par la puce est mesurée pendant la communication et sans communication entre le tag et le lecteur. Les puissances demandées par les implants précédemment choisis ainsi que les charges résistives correspondantes à ces puissances demandées sont également renseignées dans ces tableaux. Pour ces mesures, le tag NFC alimente ces charges résistives.

Le critère posé pour avoir une communication NFC est la détection du tag « bobine implant + puce » par le lecteur NFC. Pendant ces mesures, la communication est réalisée en même

temps que la récupération de puissance afin de repérer les éventuels effets de la communication sur l'alimentation de l'implant.

Tableau 39 : Distance de communication et d'alimentation pour la bobine implant modèle 1.

Distance Lecteur/bobine modèle 1	Puissance demandée par implant (mW)	Charge résistive correspondante ( $\Omega$ )	Détection d'un tag par le lecteur		Tension fournie par la puce sans/avec communication (V)	
			Oui	Non	Sans	Avec
3 mm	10	600	X		2,47	0,14
	3	3 k	X		2,83	0,188
	0,1	8 k	X		2,94	0,36
Entre 6 et 10 mm	10	Puissance non-atteinte	X		/	0,14
	3	3 k	X		2,83	0,188
	0,1	8 k	X		2,94	0,36
20 mm	10	Puissance non-atteinte	X		/	0,14
	3	Puissance non-atteinte	X		/	0,188
	0,1	8 k	X		2,94	0,36

Tableau 40 : Distance de communication et d'alimentation pour la bobine implant modèle 2.

Distance Lecteur/bobine modèle 2	Puissance demandée par implant (mW)	Charge résistive correspondante ( $\Omega$ )	Détection d'un tag par le lecteur		Tension fournie par la puce sans/avec communication (V)	
			Oui	Non	Sans	Avec
Entre 3 mm et 20 mm	10	600	X		2,46	0,14
	3	3 k	X		2,82	0,188
	0,1	8 k	X		2,94	0,36
30 mm	10	600	X		2,46	0,14
	3	3 k	X		2,82	0,188
	0,1	8 k	X		2,94	0,36
40 mm	10	Puissance non-atteinte		X	/	/
	3	3 k	X		2,82	0,188
	0,1	8 k	X		2,94	0,36
52 mm	10	Puissance non-atteinte		X	/	/
	3	3 k	X		2,82	0,188
	0,1	8 k	X		2,94	0,36

D'après le Tableau 39 et Tableau 40, la limite de communication pour le modèle 1 est à 3 mm pour une puissance demandée de 10 mW (une mesure faite avec une charge de 600  $\Omega$ ) et à 20 mm pour une puissance demandée de 3 mW et de 0,1 mW (charge de 3 k $\Omega$  et de 8 k $\Omega$  respectivement). En revanche, pour le modèle 2 des bobines implants, la limite est à 30 mm

pour une puissance demandée de 10 mW (une charge de 600  $\Omega$ ) et à 52 mm pour une puissance demandée de 3 mW et de 0,1 mW (charge de 3 k $\Omega$  et de 8 k $\Omega$  respectivement).

Il est important de noter que la tension fournie par la puce NFC chute quand la communication est activée et que le tag NFC alimente la charge résistive puisque la communication demande aussi une puissance qui s'ajoute à la puissance d'alimentation demandée. Pour cela, la récupération des données du tag vers le lecteur (communication) doit se faire après l'alimentation du capteur médical.

Notre système d'alimentation se comporte comme une source de tension qui est limitée en courant d'alimentation délivré. Ses limites de récupération de puissance ainsi que les limites du lien de communication NFC nous permettent de repérer les implants possiblement alimentables par ce système d'alimentation.

Concernant le tag « modèle 1 + puce », sa bobine de petite taille s'intégrera dans des implants peu encombrants, de faible consommation. Le tag perdant le signal NFC au-delà de 2 cm, ce tag ne pourra donc pas alimenter des dispositifs médicaux implantés plus profondément que 2 cm.

Le tag « modèle 2 + puce » possède une bobine conçue pour des implants tel que le pacemaker : il pourra donc être utilisé pour la recharge de ces types de batteries. Pour information, la batterie d'un pacemaker à une durée de vie de 10 ans et par conséquent, une opération chirurgicale lourde est nécessaire pour ce remplacement [98]. Grâce à notre télé-alimentation, la charge de cette batterie (capacité de 2 Ah [14]) se fera en 4,8 h sous un courant de charge de 4,1 mA (courant à la puissance maximale délivrée par le tag « modèle 2 + puce » à 3 cm, à la profondeur d'implantation du pacemaker) pour une batterie totalement déchargée.

Cette bobine modèle 2 permet de récupérer plus de puissance pour une distance plus grande par rapport au tag « modèle 1 + puce ». Par ailleurs, le tag « bobine modèle 2 + puce » conserve le lien de communication jusqu'à 4 cm ce qui ouvre des perspectives intéressantes quant à l'utilisation de la bobine modèle 2 sur d'autres implants ou dispositifs.





## **Conclusion et perspectives**



De nombreuses applications biomédicales font appel à des capteurs qui nécessitent une télé-alimentation (en permanence ou momentanée) dont la mise en œuvre conduit à une grande variété de solutions (en y incluant les multiples améliorations possibles). Les travaux de thèse exposés dans ce manuscrit ont exploité les solutions basées sur un couplage magnétique permettant le fonctionnement momentané d'un patch ou d'un implant médical et l'échange de données. Cette thèse a présenté la modélisation et la réalisation de bobines de tags pour un système de télé-alimentation et de communication par induction électromagnétique, en utilisant la technologie NFC.

L'état de l'art sur les patches et les implants médicaux existants ainsi que les solutions d'alimentation sans fils, présentées dans le premier chapitre, permettent de positionner l'utilisation du couplage magnétique dans la télé-alimentation des patches et des implants. Les niveaux de puissance nécessaires aux applications de surveillance médicale nous permettent d'envisager une télé-alimentation (jusqu'à 20 mW) à la demande sans la mise au point d'un équipement spécifique encombrant et qui peut consommer de l'énergie. Le choix du lien par couplage magnétique, à une fréquence relativement basse telle que 13,56 MHz (fréquence de la norme NFC), repose sur la faible absorption du champ électromagnétique par le corps humain à cette fréquence, par rapport au rayonnement à hautes fréquences. Le champ H est donc moins sensible à la présence de tissus biologiques. Concernant la communication, la disponibilité de lecteurs NFC/RFID sur le marché (ex : ceux inclus dans les smartphones) est un autre avantage qui rend le matériel de lecture NFC à la portée du patient.

Le descriptif du système d'alimentation par couplage magnétique, ainsi que l'étude et la prise en main de la technologie NFC amènent à définir les caractéristiques électriques recherchées et les tailles des bobines utilisées dans les tags NFC. Ainsi, il a été identifié une bobine carrée pour le patch de classe 3 et des bobines circulaires de classe 5 ou de classe 6 pour les implants médicaux avec une inductance de 2,74  $\mu\text{H}$  et un facteur de qualité dans la gamme de 20 à 40 à une fréquence de 13,56 MHz. Un choix de lecteur RFID/NFC (NXP CLEV6630B) a été fait et est justifié par l'uniformité de la cartographie du champ magnétique délivré par la bobine constructeur de ce lecteur et après mesure de son maximum de champ magnétique maximum  $\sim 30 \text{ A/m}$ , suffisant pour dimensionner un transfert de puissance dans la gamme de puissance évoquée (jusqu'à 20 mW).

Le blindage étudié dans cette thèse est utilisé pour protéger le capteur médical du champ magnétique créé par la bobine du lecteur (et/ou la bobine du tag) ainsi que pour maintenir les

caractéristiques électriques de la bobine tag et, par conséquent, éviter le désaccord du tag NFC à 13,56 MHz. Nous avons pu proposer et valider, par l'évaluation de l'efficacité de blindage (SE) ainsi que sa mesure, un blindage magnétique/conducteur en utilisant du ferrite et un métal entre le tag NFC et le capteur médical. Le blindage magnétique/conducteur permet de limiter l'épaisseur nécessaire des matériaux de blindage (ferrite notamment) et préserve la flexibilité du tag NFC. Nous avons donc choisi un substrat PCB fin (FR-4 d'épaisseur de 125  $\mu\text{m}$ ) avec un blindage fin en épaisseur : 300  $\mu\text{m}$  de ferrite et 80  $\mu\text{m}$  de cuivre. A titre d'exemple, dans le cas du patch médical, un rayon de courbure minimal du patch (carré de 40 mm de côté) de 8 mm est possible avec cette épaisseur de blindage, correspondant par ailleurs à une SE de 8,95 (en mesure) à 2 cm du patch. Cette flexibilité du tag NFC permet de s'adapter à la surface du corps humain mais aussi facilite la manipulation du tag par le patient. De plus, nous avons étudié l'impact de la courbure sur les caractéristiques électriques de la bobine tag NFC en simulant et mesurant l'inductance de la bobine du tag qui s'accorde avec l'impédance de sortie de la puce NFC. Cette inductance, qui décroît quand la courbure de la bobine augmente (rayon de courbure décroissant) dans le cas non-blindé, est quasi-maintenue dans le cas d'une bobine blindée. Ceci permet de garder une fréquence de résonance et un facteur de qualité quasi-stable, et donc empêche la perturbation potentielle de la communication entre le tag et le lecteur. Après les validations expérimentales des caractéristiques du tag NFC (bobine avec puce NT3H) dédié au patch médical, nous avons exposé les mesures de puissance réalisées à l'aide de charges résistives, simulant la consommation d'un capteur bio-médical. Durant ces mesures, nous avons réussi à récupérer une puissance maximale de 18 mW avec un courant d'alimentation de la charge de 9,5 mA et sous une tension récupérée de 1,9 V (ce qui est suffisant pour l'alimentation de microcontrôleurs de basse consommation qui peuvent se trouver avec le capteur du patch). Dans le cas d'un patch médical, les limites de communication en termes de distance n'ont quasiment pas d'utilité car le lecteur peut toujours être posé sur le patch médical (avec un désalignement négligeable entre la bobine patch et la bobine lecteur) contrairement au cas de l'implant médical.

Le dimensionnement des bobines pour tag NFC destinés aux implants médicaux fait suite et repose sur les travaux menés sur le tag du patch médical. Les études de blindage ainsi que les études de flexibilité permettent de dimensionner les modèles de bobines tag implant après avoir réduit la taille de la bobine (pour l'intégration). Nous avons modélisé et réalisé deux bobines circulaires, de diamètre 13,8 mm pour la bobine modèle 1 et de diamètre 34,2 mm pour la bobine modèle 2. Afin de protéger la bobine implant des tissus humains et d'assurer une

nécessaire biocompatibilité de l'implant, nous avons étudié l'impact des matériaux biocompatibles candidats à l'étape d'encapsulation : PMMA, PDMS et PTFE. Ainsi, nous avons choisi et simulé l'encapsulation par PTFE. Après la réalisation des bobines implants, la comparaison entre les simulations et les mesures (avec de-embedding) valide l'atténuation des effets des tissus humains par une encapsulation PTFE d'une épaisseur de 1,2 mm. La conception finale de la bobine implant doit alors prendre en compte le blindage de la bobine avec 300  $\mu\text{m}$  de ferrite et 500  $\mu\text{m}$  de titane, ainsi que l'encapsulation de la bobine par une couche de 1,2 mm de PTFE. La puissance maximale fournie par le tag pour télé-alimenter le capteur médical (la charge) est décroissante en fonction de la distance entre la bobine tag NFC et la bobine lecteur. A une distance de 2 cm, le tag avec la bobine modèle 1 (distance maximale pour ce modèle) délivre à la charge une puissance de 1,41 mW avec un courant de 0,84 mA sous une tension de 1,68 V. Concernant le modèle 2 de bobine, le système fournit une puissance maximale de 5,47 mW à 4 cm (avec un courant de 2,34 mA et une tension de 2,34 V) mais ce modèle peut atteindre une puissance de 20 mW à des distances de couplage plus courtes. Les implants médicaux capables d'être adaptés aux gammes de puissance récupérée et qui peuvent avoir une batterie rechargeable ou qui ne fonctionnent pas en permanence, sont notamment : (i) les neurostimulateurs (profondeurs de moins de 1 cm, de faible consommation : 0,03 mW – 3 mW) [20], (ii) les pompes à insuline (capteurs sous-cutanés qui demandent une puissance d'environ 70  $\mu\text{W}$  [25]), (iii) les pacemakers (puissance demandée entre 10  $\mu\text{W}$  et 100  $\mu\text{W}$ , placés jusqu'à 4 cm de profondeur).

Dans le cas des implants médicaux, la position de l'implant, et donc de la bobine tag, est choisie avec des contraintes chirurgicales : l'implant peut avoir une position décalée par rapport au lecteur, non-optimale pour le couplage magnétique. Les simulations et mesures effectuées dans cette thèse (voir Figure 75 et Figure 78) confirment que cette position de l'implant peut provoquer une très forte réduction du couplage magnétique du fait que la bobine implant et la bobine lecteur seront désalignées. Ainsi, une des perspectives de ce travail serait d'anticiper les effets du désalignement entre bobines, par exemple, par l'ajout d'une ou de plusieurs bobines accordées (i.e. des résonateurs LC) afin de canaliser et de maintenir le champ magnétique de la bobine lecteur capté par la bobine implant, préservant ainsi le lien de communication.

Une autre amélioration possible serait de maintenir l'implant/tag NFC en état de fonctionnement (actif) en permanence à l'aide d'une capacité de stockage jouant le rôle d'une

batterie rechargeable. Cette capacité de stockage évitera la nécessité de remplacer la batterie (qui est jusqu'à présent non-rechargeable) à chaque fin de vie de cette dernière.

L'utilisation optimale de la puissance délivrée par le tag peut être obtenue avec la présence d'un régulateur de tension à la sortie du tag NFC ou par la présence d'un étage d'adaptation spécifique entre le capteur médical et la puce NFC. Par exemple, dans le cas d'un tag NFC utilisant une puce NT3H, la puissance maximale est fournie pour une charge résistive de 200  $\Omega$ .

Dans notre équipe de recherche, un projet de prévention des troubles dépressifs, grâce à un capteur communicant sur patch, à travers les gestes du quotidien a été développé. Le projet reprend une partie des travaux menés dans cette thèse et constitue une perspective pour ces travaux. Le projet nommé « PRE-CAP-PAQUO » comprend une station de charge, installée au niveau des toilettes (un geste quotidien), pour la télé-alimentation des patches et/ou des implants et la récupération des données NFC. Cette récupération des données NFC, au niveau de la station de charge, permet de développer d'un modèle comportemental complexe pour la prévention des troubles dépressifs.

# **Annexes**





## Annexe A : Propriétés diélectriques des tissus biologiques (10 MHz – 10 GHz)

Le tableau suivant donne les propriétés diélectriques : permittivité diélectrique relative  $\epsilon_r$  et conductivité électrique  $\sigma$  pour quatre tissus humains différents dans la bande de fréquence 10 MHz – 10 GHz. Ces données sont tirées de la référence [74].

Propriétés diélectriques des tissus biologiques (10 MHz – 10 GHz) [74]

Fréquence (MHz)	Peau		Muscle		Graisse		Os	
	$\epsilon_r$	$\sigma$ (S/m)	$\epsilon_r$	$\sigma$ (S/m)	$\epsilon_r$	$\sigma$ (S/m)	$\epsilon_r$	$\sigma$ (S/m)
10	361.66	0.197	170.73	0.616	29.58	0.052	36.77	0.042
20	209.22	0.289	110.61	0.642	20.71	0.058	24.91	0.048
30	152.94	0.341	91.81	0.658	17.17	0.061	20.93	0.052
40	124.34	0.377	82.57	0.669	15.43	0.063	18.94	0.055
50	107.17	0.405	77.06	0.678	14.45	0.064	17.74	0.057
60	95.73	0.427	73.38	0.685	13.83	0.065	16.93	0.058
70	87.58	0.446	70.75	0.691	13.40	0.066	16.35	0.060
80	81.47	0.463	68.76	0.697	13.10	0.067	15.91	0.061
90	76.72	0.478	67.21	0.702	12.87	0.067	15.56	0.063
100	72.92	0.491	65.97	0.707	12.70	0.068	15.28	0.064
200	55.71	0.582	60.22	0.743	11.97	0.072	13.94	0.074
300	49.82	0.641	58.20	0.770	11.74	0.076	13.43	0.082
400	46.78	0.688	57.12	0.796	11.62	0.080	13.14	0.091
500	44.91	0.728	56.44	0.822	11.54	0.085	12.94	0.100
600	43.63	0.765	55.95	0.849	11.47	0.090	12.79	0.110
700	42.69	0.799	55.58	0.878	11.42	0.096	12.66	0.120
800	41.97	0.833	55.28	0.909	11.37	0.102	12.55	0.131
900	41.40	0.866	55.03	0.942	11.33	0.109	12.45	0.143
1000	40.93	0.899	54.81	0.978	11.29	0.116	12.36	0.155
1100	40.54	0.933	54.61	1.015	11.25	0.124	12.27	0.168
2000	38.56	1.265	53.29	1.453	10.95	0.212	11.65	0.310
3000	37.45	1.740	52.05	2.142	10.65	0.344	11.06	0.506
4000	36.58	2.340	50.82	3.015	10.36	0.502	10.53	0.727
5000	35.77	3.060	49.53	4.044	10.07	0.679	10.03	0.962
6000	34.94	3.891	48.21	5.201	9.80	0.871	9.58	1.202
7000	34.08	4.817	46.86	6.460	9.53	1.073	9.17	1.443
8000	33.18	5.824	45.49	7.797	9.28	1.281	8.78	1.680
9000	32.25	6.895	44.12	9.192	9.03	1.493	8.44	1.911
10000	31.29	8.013	42.76	10.626	8.80	1.707	8.11	2.135

## Annexe B : Influence du substrat sur les caractéristiques électriques de la bobine.

Des simulations de validation sont faites pour quantifier et analyser l'influence du substrat sur les caractéristiques électriques de la bobine à 13,56 MHz. Dans cette annexe, une bobine test est utilisée avec les dimensions reportées dans le tableau suivant :

<b>Surface de la bobine (mm<sup>2</sup>)</b>	40 x 40
<b>Epaisseur du cuivre de la bobine (mm)</b>	0,035
<b>Largeur de piste (mm)</b>	0,3
<b>Inter-piste (mm)</b>	0,15
<b>Nombre de tours</b>	5

Cette bobine test est placée sur un substrat de FR-4 (référence dans CST « FR-4 (lossy) ») avec une permittivité diélectrique relative de 4,3 et un facteur de pertes  $\tan(\delta) = 0,025$  à 10 GHz.

La bobine est simulée à 13,56 MHz avec deux épaisseurs de substrat, 800  $\mu\text{m}$  et 125  $\mu\text{m}$ , épaisseurs correspondant respectivement au cas dit « rigide » et au cas dit « flexible » du substrat à notre disposition). Dans ces deux cas, la surface du substrat est de 40 x 40 mm<sup>2</sup> (même surface que la bobine). Les résultats de cette caractérisation sont présentés dans le tableau suivant :

<b>Epaisseur du substrat (mm)</b>	<b>Inductance (<math>\mu\text{H}</math>)</b>	<b>Résistance (<math>\Omega</math>)</b>
0	2,73	1,83
0,125	2,77	1,86
0,8	2,80	2,00

A 13,56 MHz, l'effet du substrat sur une bobine de ce type (bobine plane gravée posée sur substrat) est moins marqué avec une épaisseur de 0,125 mm qu'avec 0,8 mm d'épaisseur : comparé à une bobine sans substrat, nous avons une augmentation de moins de 1,5 % de la valeur de l'inductance pour une bobine avec 0,125 mm d'épaisseur de substrat contre une augmentation de 2,5 % de la valeur de l'inductance pour une bobine avec 0,8 mm d'épaisseur de substrat. Cette variation de la valeur de l'inductance est causée par l'effet capacitif, rajouté par la permittivité diélectrique du substrat, qui cause un décalage de la fréquence d'auto-résonance de la bobine vers les fréquences basses.

Concernant la valeur de la résistance, il y a une augmentation de 1,6 % entre une bobine sans substrat et une bobine avec 0,125 mm d'épaisseur de substrat contre une augmentation de 9,2 % entre une bobine sans substrat et une bobine avec 0,8 mm d'épaisseur de substrat. Cette

augmentation peut être causée par deux phénomènes : (i) le décalage de la fréquence d'auto-résonance (ii) les pertes par effet Joule causées par le FR-4.

Dans le cas de patches médicaux, la surface du substrat est légèrement plus grande que la surface de la bobine seule (dans cette thèse, il y a une différence de 1 cm<sup>2</sup> entre les deux surfaces). Afin d'analyser les effets du bord (causés par le substrat), une caractérisation de la bobine a été faite pour différentes surfaces de substrat avec une épaisseur fixe de 0,8 mm. Les résultats de cette caractérisation à 13,56 MHz sont dans le tableau suivant :

Surface du substrat (mm <sup>2</sup> )	Inductance (μH)	Résistance (Ω)
40	2,80	2,00
50	2,82	2,02
60	2,82	2,02
70	2,82	2,03
80	2,82	2,03

La variation de la valeur de l'inductance est inférieure à 1 % entre un substrat de la même surface que la bobine est un substrat de 1 cm plus large que la bobine. Cette variation est nulle à partir d'un écart de 1 cm entre le bord de la bobine et le bord du substrat cela est dû à la concentration du champ électrique autour des pistes de la bobine.

Concernant la valeur de la résistance, la variation est très légère mais elle est croissante en fonction de l'écart entre le bord de la bobine et le bord du substrat. Dans ce cas, les pertes par effet Joule, engendrées par le substrat, sont très faibles et donc l'augmentation de la résistance est due principalement au décalage de l'auto-résonance de la bobine.

Nous pouvons conclure que la présence d'un substrat de type FR-4 a un effet négligeable sur les caractéristiques électriques de la bobine patch à 13,56 MHz.

### Annexe C : Maillage des modèles numériques sous CST

Le maillage des modèles numérique lors des simulations doit être étudié et bien choisi avant de lancer les calculs. Dans le cas de nos bobines, nous avons réalisé des simulations d'optimisation afin d'améliorer le maillage ainsi que le temps de calcul et ainsi obtenir le maillage adéquat aux bobines. Dans cette annexe, nous analyserons les résultats de caractérisation d'une bobine test en utilisant un maillage différent à chaque fois (nombre de mailles maximum, critère d'arrêt de calcul ...etc.).

Les paramètres de la bobine test utilisée (voir Figure 97) dans cette annexe sont présentées dans le tableau suivant :

<b>Surface de la bobine (mm<sup>2</sup>)</b>	40 x 40
<b>Epaisseur du cuivre de la bobine (mm)</b>	0,035
<b>Largeur de piste (mm)</b>	0,3
<b>Inter-piste (mm)</b>	0,15
<b>Nombre de tours</b>	5

Le paramètre que nous avons pu changer dans CST est la largeur maximale de la maille. Ce paramètre est accessible quand le maillage est local (local mesh) et donc peut être appliqué sur certaines zones du modèle numérique. Nous avons fait varier ce paramètre en appliquant un maillage local sur le cuivre de la bobine. Les résultats de ces simulations sont présentés dans le tableau suivant :

<b>Largeur maximale de la maille (mm)</b>	<b>Inductance (μH)</b>	<b>Résistance (Ω)</b>
0,06	2,73	1,83
0,07	2,73	1,83
0,08	2,73	1,83
0,09	2,73	1,83
0,1	2,73	1,83
0,2	2,73	1,82
0,3	2,73	1,81
0,4	2,73	1,80
0,5	2,74	1,79
0,6	2,74	1,76
0,7	2,74	1,74
0,8	2,74	1,73
0,9	2,74	1,73

La convergence des caractéristiques électriques à 13,56 MHz est constatée à partir d'une largeur de maille maximale de 0,1 mm. Néanmoins, l'application d'une largeur de maille maximale relativement petite impose un maillage raffiné ( voir Figure 97) et donc un temps de

calcul très élevé. Afin de répondre au compromis temps de calcul/précision, le maillage local, avec une largeur de maille maximale imposée, doit être appliqué aux zones sensibles au champ électromagnétique telles que le cuivre. Dans CST, il existe un paramètre de raffinement en changeant le nombre maximal et minimal d'itérations de maillage et donc le nombre de nouveaux maillages :

- Minimum d'itérations (MII) : le nombre d'itérations minimal requis même si on a une convergence de la réponse électromagnétique.
- Maximum d'itérations (MAI) : le nombre d'itérations maximal même si on n'atteint pas une convergence de la réponse électromagnétique.

Afin de quantifier l'effet de ces deux paramètres de raffinement, une caractérisation de la bobine test a été faite en simulation. Les résultats de cette caractérisation à 13,56 MHz, en changeant ces paramètres, sont présentés dans les tableaux suivants :

Nombre de MAI avec un MII = 3	Inductance ( $\mu\text{H}$ )	Résistance ( $\Omega$ )
8	2,75	1,59
20	2,75	1,59

Nombre de MII avec MAI = 20	Inductance ( $\mu\text{H}$ )	Résistance ( $\Omega$ )
3	2,75	1,59
8	2,75	1,59
15	2,73	1,83

L'augmentation du nombre d'itérations maximal par maillage n'a pas d'effet sur les résultats de caractérisation de la bobine type patch médical à 13,56 MHz. Par contre, l'augmentation du nombre d'itérations minimal force le logiciel à atteindre ce nombre d'itérations et donc à avoir un résultat de caractérisation plus proche des valeurs réelles.

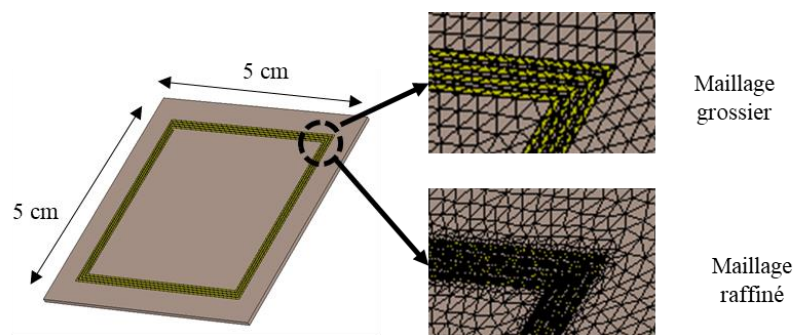


Figure 97 : Bobine test carrée avec différents maillages.

## Annexe D : Validation de la boîte de calcul dans CST

La simulation des modèles de bobines dans un logiciel tel que CST se fait dans un espace de calcul qu'on appelle « boîte de calcul ». Cette boîte de calcul est un espace limité par une estimation du logiciel ou bien par nos soins : dans notre cas, les conditions aux limites imposées sont « ouvertes ». Afin d'optimiser nos simulations, nous avons caractérisé une bobine test avec différentes tailles de boîte de calcul. Les dimensions de la bobine test utilisée dans cette annexe sont présentées dans le tableau suivant :

<b>Surface de la bobine (mm<sup>2</sup>)</b>	40 x 40
<b>Epaisseur du cuivre de la bobine (mm)</b>	0,035
<b>Largeur de piste (mm)</b>	0,3
<b>Inter-piste (mm)</b>	0,15
<b>Nombre de tours</b>	5
<b>Substrat</b>	Pas de substrat

Dans CST, la boîte de calcul se définit comme une distance fixe entre les points extrêmes du modèle numérique et la limite de la boîte de calcul. Nous avons lancé des simulations avec différentes distances allant de 5 mm à 50 mm avec un pas de 5 mm. Les résultats des simulations sont présentés dans le tableau suivant :

<b>Distance entre la limite de la boîte de calcul et les points extrêmes de la bobine (mm)</b>	<b>Inductance (μH)</b>	<b>Résistance (Ω)</b>
5	2,74	1,7
10	2,73	1,95
15	2,73	1,88
20	2,73	1,85
25	2,73	1,85
30	2,73	1,83
35	2,73	1,83
40	2,73	1,83
45	2,73	1,83
50	2,73	1,83

Une distance de 5 mm est insuffisante pour un calcul correct des caractéristiques de la bobine (les pertes par effet Joule sont sous-estimées par rapport au cas des distances supérieures à 5 mm). Nous remarquons une convergence de la résistance vers une valeur fixe (1,83 Ω) à partir d'une distance de 30 mm. Une distance de 30 mm entre la boîte de calcul et la bobine est suffisante pour nos modèles numériques. Elle permet d'avoir une caractérisation plus correcte des bobines ainsi qu'un temps de calcul raisonnable.

# Liste des publications

## Revue internationale à comité de lecture :

M. Bouklachi, M. Biancheri-Astier, A. Diet and Y. Le Bihan, "NFC/RFID Patch Coil Curvature Effect and Shielding for Medical Applications Wirelessly Powered," in *IEEE Journal of Radio Frequency Identification*, vol. 4, no. 2, pp. 107-114, June 2020, doi: 10.1109/JRFID.2019.2963401.

A. Diet *et al.*, "Flexible Serialized Complementary Coils for the Detection of Moving LF RFID Tags," in *IEEE Journal of Radio Frequency Identification*, vol. 3, no. 3, pp. 183-190, Sept. 2019, doi: 10.1109/JRFID.2019.2912532.

## Conférences internationales avec actes :

M. Bouklachi, M. Biancheri-Astier, A. Diet and Y. Le Bihan, "Energy Harvesting of a NFC Flexible Patch for Medical Applications," *2019 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, 2019, pp. 249-252, doi: 10.1109/WPTC45513.2019.9055686.

M. Bouklachi, M. Biancheri-Astier, A. Diet and Y. Le Bihan, "HF coils design and shielding for a medical monitoring patch," *The Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC 2018)*, 2018, pp. 1-4, doi: 10.1049/cp.2018.1449.

A. Diet *et al.*, "13.56 MHz Near Field magnetic coupling efficiency evaluation for IMDs powering," *2019 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, 2019, pp. 466-469, doi: 10.1109/WPTC45513.2019.9055610.

## Conférences nationales avec actes :

M. Bouklachi, M. Biancheri-Astier, A. Diet et Y. Le Bihan, «Remote power supply for a medical patch by NFC technology,» *Journées d'Etude sur la Télésanté*, Paris, France, 2019.



# Références

- [1] H. Cao, S. Rao, S. j. Tang, H. F. Tibbals, S. Spechler et J-C. Chiao, «Batteryless implantable dual-sensor capsule for esophageal reflux monitoring,» *Gastrointestinal Endoscopy*, vol. 77, n° 14, pp. 649-653, 2013.
- [2] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim et Z. Han, «Wireless charging technologies: fundamentals, standards, and network applications,» *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, n° 12, pp. 1413-1452, 2016.
- [3] A. Amar Ben, A. B. Kouki et H. Cao, «Power approaches for implantable medical devices,» *Sensors*, vol. 15, n° 111, pp. 28889-28914, 2015.
- [4] A. Zaid Alkilani, M. T. McCrudden et R. F. Donnelly, «Transdermal Drug Delivery: Innovative Pharmaceutical Developments Based on Disruption of the Barrier Properties of the stratum corneum,» *Pharmaceutics*, vol. 7, pp. 438-470, 2015.
- [5] Y. Talbi, Thèse de doctorat "Conception d'un patch transdermique intelligent pour le monitoring et l'aide à la prise de médicament", Université de Toulouse, 2018.
- [6] A. Pantelopoulos et N. G. Bourbakis, «A Survey on Wearable Sensor-Based Systems for Health Monitoring and Prognosis,» *IEEE Transactions On Systems, Man, And Cybernetics*, vol. 40, n° 11, 2010.
- [7] S. Wielandt, B. Thoen, J.-P. Goemaere, L. De Strycker et N. Stevens, «Inductive Charging of an EDLC Powered Wristband Device for Medical Measurements,» *European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD)*, 2015.
- [8] C. Park, P. H. Chou, Y. Bai, R. Matthews et A. Hibbs, «An ultra-wearable, wireless, low power ECG monitoring system,» *IEEE biomedical circuits and systems conference*, 2006.
- [9] M. A. Hanson, H. C. P. Jr., A. T. Barth, K. Ringgenberg, B. H. Calhoun, J. H. Aylor et J. Lach, «Body area sensor networks: challenges and opportunities,» *IEEE Computer society*, pp. 58-65, 2009.
- [10] M. N. Islama et M. R. Yuceb, «Review of medical implant communication system (MICS) band and network,» *ICT Express* , vol. 2, p. 188–194, 2016.
- [11] C. Camara, P. Peris-Lopez et J. E. Tapiador, «Security and privacy issues in implantable medical devices: A comprehensive survey,» vol. 55, p. 272–289, 2015.
- [12] J. Katrib, Thèse de doctorat "Etude théorique et expérimentale des implants médicaux actifs en environnement électromagnétique : application aux défibrillateurs

implantables en champ magnétique basse fréquence dans la bande 50 Hz-50 kHz", Université de Nancy, 2011.

- [13] P. Defaye, «La stimulation sans sonde Leadless pacemaker,» *La Lettre du Cardiologue*, n° 1496, pp. 22-26, 2016.
- [14] V. S. Mallela, V. Ilankumaran et N. Rao, «Trends in cardiac pacemaker batteries,» *Indian pacing and electrophysiology journal*, vol. 4, p. 2004, 201-212.
- [15] Medtronic, «Medtronic Our Pacemakers For Bradycardia,» 2019. [En ligne]. Available:<https://www.medtronic.com/us-en/patients/treatments-therapies/pacemakers/our.html>. [Accès le 21 Janvier 2019].
- [16] Abbott, «Assurity Mri Pacemaker,» 2019. [En ligne]. Available: <https://www.cardiovascular.abbott/us/en/hcp/products/cardiac-rhythm-management/assurity-mri-pacemaker.html>. [Accès le 21 Janvier 2019].
- [17] S. Sanchez-Zambrano, «Pacemaker housing». U.S patent documents Brevet 5,895,414, 20 Avril 1999.
- [18] C. F. Holmes, «Electrochemical Power Sources and the Treatment of Human Illness,» *The Electrochemical Society Interface*, vol. 12, n° 13, pp. 27-29, 2003.
- [19] J. T. Borenstein, «Ear gear,» *IEEE Spectrum*, pp. 37-41, November 2009.
- [20] N. M. Neihart et R. R. Harrison, «Micropower circuits for bidirectional wireless telemetry in neural recording applications,» *IEEE Transactions on biomedical engineering*, vol. 52, n° 111, pp. 1950-1959, 2005.
- [21] S. Cherukuri, K. K. Venkatasubramanian et S. K. S. Gupta, «BioSec: a biometric based approach for securing communication in wireless networks of biosensors implanted in the human body,» *International conference on parallel processing workshops (ICPPW'03)*, 2003.
- [22] J. Wang, «Glucose biosensors: 40 years of advances and challenges,» *Electroanalysis*, vol. 13, n° 112, pp. 983-988, 2001.
- [23] C. Chen, X.-L. Zhao, Z.-H. Li, Z.-G. Zhu, S.-H. Qian et A. J. Flewitt, «Current and emerging technology for continuous glucose monitoring,» *Sensors*, vol. 17, n° 1182, 2017.
- [24] J. Drews, G. Fehrmann, R. Staub et R. Wolf, «Primary batteries for implantable pacemakers and defibrillators,» *Journal of power sources*, Vols. 1 sur 297-98, pp. 747-749, 2001.
- [25] A. Zebda, J.-P. Alcaraz, P. Vadgama, S. Shleev et S. Minteer, «Challenges for successful implantation of biofuel cells,» *Bioelectrochemistry*, vol. 124, pp. 57-72, 2018.

- [26] A. Trigui, S. Hached, A. C. Ammari, Y. Asaria et M. Sawan, «Maximizing data transmission rate for implantable devices over a single inductive link: methodological review,» *IEEE Reviews In Biomedical Engineering*, 2019.
- [27] T. Campi, S. Cruciani, F. Palandrani, V. De Santis et M. Feliziani, «EMF safety and thermal aspects in a pacemaker equipped with a wireless power transfer system working at low frequency,» *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 64, n° 12, Feb 2016.
- [28] T. Campi, S. Cruciani, F. Palandrani, V. De Santis, A. Hirata and M. Feliziani, "Wireless power transfer charging system for AIMDs and pacemakers," *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 64, no. 2, Feb 2016.
- [29] M. Bouklachi, M. Biancheri-Astier, A. Diet et Y. Le Bihan, «Remote power supply for a medical patch by NFC technology,» *Journées d'Etude sur la TéléSanté*, Paris, France, 2019.
- [30] E. Katz et K. MacVittie, «Implanted biofuel cells operating in vivo – methods, applications and perspectives –,» *Energy Environ. Sci.*, vol. 6, p. 2791–2803, 2013.
- [31] J. Olivo, S. Carrara et G. De Micheli, «Energy harvesting and remote powering for implantable biosensors,» *IEEE Sensors journal*, vol. 11, n° 17, pp. 1573-1586, 2011.
- [32] R. Tashiro, N. Kabei, K. Katayama, F. Tsuboi et K. Tsuchiya, «Development of an electrostatic generator for a cardiac pacemaker that harnesses the ventricular wall motion,» *Journal of artificial organs*, vol. 5, n° 14, pp. 0239-0245, 2002.
- [33] P. Roberts, G. Stanley et J. Morgan, «Harvesting the energy of cardiac motion to power a pacemaker,» *Circulation*, vol. 118, p. 679–680, 2008.
- [34] J. Kymissis, C. Kendall, J. Paradiso et N. Gershenfeld, «Parasitic power harvesting in shoes,» *Second international symposium on wearable computers*, USA, 1998.
- [35] K. Murakawa, M. Kobayashi, O. Nakamura et S. Kawata, «A Wireless Near-Infrared Energy System for Medical Implants,» *IEEE Engineering In Medicine And Biology*, pp. 70-72, November/Detemher 1999.
- [36] K. Goto, T. Nakagawa, O. Nakamura et S. Kawata, «An Implantable Power Supply with an Optically Rechargeable Lithium Battery,» *IEEE Transactions on biomedical engineering*, vol. 48, n° 17, pp. 830-833, 2001.
- [37] Medtronic, «Micra™Transcatheter Pacing SystemMC1VR01,» 2016. [En ligne]. Available:<https://www.medtronic.com/content/dam/medtronic-com/products/cardiac-rhythm/pacemakers/micra-pacing-system/documents/2016-04-micra-specification-sheet.pdf>. [Accès le 2019].

- [38] S. Ozeri et D. Shmilovitz, «Ultrasonic transcutaneous energy transfer for powering implanted devices,» *Ultrasonics*, vol. 50, p. 556–566, 2010.
- [39] R. Shadid and S. Noghianian, "A literature survey on wireless power transfer for biomedical devices," *Hindawi International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2018, pp. 2-11, Ap 2018.
- [40] F. Benassi, N. Zincarelli, D. Masotti et A. Costanzo, «A wearable passive microwave fluid sensor wirelessly activated,» *Wireless power week*, UK, 2019.
- [41] O. Fiandra, «The first pacemaker in America,» *PACE*, vol. 11, 1988.
- [42] Medtronic, «RestoreUltra® SureScan® MRI Rechargeable neurostimulator,» 2013.
- [43] G. Rizzo, Thèse de doctorat "Study of a MagnetoElectric Transducer to Wireless Power Medical Implants", Université Paris-Saclay, 2020.
- [44] S. O'Driscoll, A. S. Y. Poon et T. H. Meng, «A mm-sized implantable power receiver with adaptive link compensation,» *IEEE International solid-state circuits conference - digest of technical papers*, USA, 2009.
- [45] H. Lee, S. Jung, Y. Huh et S. J. Kim, «Wireless power receiver with wide dynamic range for biomedical implants,» *Wireless power week*, UK, 2019.
- [46] D. Gao, R. Zhai, P. Baltus, H. Visser et H. Gao, «125 kHz Wireless Energy and 25 kbps Data Transfer for Wearable Device,» *Wireless power week*, UK, 2019.
- [47] M. M. Ahmadi et G. A. Jullien, «A wireless-implantable microsystem for continuous blood glucose monitoring,» *IEEE Transactions on biomedical circuits and systems*, vol. 3, n° 13, pp. 169 - 180, 2009.
- [48] D. Ahn et M. Ghovanloo, «Optimal Design of Wireless Power Transmission Links for Millimeter-Sized Biomedical Implants,» *IEEE Transactions on biomedical circuits and systems*, vol. 10, n° 11, pp. 125 - 137, 2016.
- [49] R. Wu, S. Raju, M. Chan, J. K. O. Sin et C. P. Yue, «Silicon-Embedded receiving coil for high-efficiency wireless power transfer to implantable biomedical ICs,» *IEEE Electron device letters*, vol. 34, n° 11, pp. 9-11, 2013.
- [50] A. Ravelomanantsoa, Thèse de doctorat "Approche déterministe de l'acquisition comprimée et la reconstruction des signaux issus de capteurs intelligents distribués", Université de Lorraine, 2015.
- [51] Y. J. Hong, H. Jeong, K. W. Cho, N. Lu et D.-H. Kim, «Wearable and Implantable Devices for Cardiovascular Healthcare: from Monitoring to Therapy Based on Flexible and Stretchable Electronics,» *Adv. Funct. Mater.*, pp. 1808247-1808247, 2019.

- [52] C. Liu, Y.-X. Guo et S. Xiao, «A Review of implantable antennas for wireless biomedical devices,» *Forum for electromagnetic research methods and application technologies (FERMAT)*, vol. 14, n° 13, 2016.
- [53] W. Liu, K. Vichienchom, M. Clements, S. C. DeMarco, C. Hughes, E. McGucken, M. S. Humayun, E. d. Juan, J. D. Weiland et R. Greenberg, «A neuro-stimulus chip with telemetry unit for retinal prosthetic device,» *IEEE Journal of solid-state circuits*, vol. 35, n° 110, pp. 1487-1497, 2000.
- [54] R. Singhal, D. A. Janzig, C. D. Wahlstrand, R. M. Skime, P. C. Olson, E. R. Scott et J. E. Randall, «Implantable medical device with lubricious material,» US patient application publication, 2005.
- [55] J. C. Lin, «A new IEEE standard for safety levels with respect to human exposure to radio-frequency radiation,» *IEEE Antennas and propagation magazine*, vol. 48, n° 11, pp. 157-159, 2006.
- [56] L. Bowden, «The story of IFF (Identification Friend or Foe),» *IEE Proceedings A - Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education - Reviews*, vol. 132, n° 106, pp. 435-437, Octobre 1985.
- [57] Mario Cardullo, Interviewee, *An oral history conducted Mario Cardullo by Lisa Nocks*. [Interview]. 2019.
- [58] O. Ernan S., C. Travis P. et L. Ryan D., «The Concurrent Implementation of Radio Frequency Identification and Unique Item Identification at Naval Surface Warfare Center, Crane, IN as a Model for a Navy Supply Chain Application,» Monterey, California (USA), 2007.
- [59] A. Lenfant, «NFC - Near Field Communication,» 2000. [En ligne]. Available: <http://igm.univ-mlv.fr/~dr/XPOSE2012/NFC/>. [Accès le 10 Novembre 2019].
- [60] A. Vena, Thèse de doctorat "Contribution au développement de la technologie RFID sans puce à haute capacité de codage", Université de Grenoble, 2012.
- [61] S. Ortiz, «Is near-field communication close to success?,» *Computer*, vol. 39, n° 13, pp. 18-20, Mars 2006.
- [62] NFC Forum, «Nokia, Philips and Sony establish the near field communication (nfc) forum,» Mars 2004. [En ligne]. Available: <https://nfc-forum.org/nokia-philips-and-sony-establish-the-near-field-communication-nfc-forum/>. [Accès le 15 Novembre 2019].
- [63] D. Paret, Conception d'antennes pour dispositifs NFC, Great Britain: ISTE Editions Ltd, 2015.

- [64] J.-C. Debouzy, D. Crouzier et A. Perrin, «Les étiquettes intelligentes à radiofréquence (RFID),» *AFIS Sciences - Ondes électromagnétiques* -, vol. 285, Juin 2009.
- [65] T. Igoe, D. Coleman et B. Jepson, *Beginning NFC*, USA: O'Reilly Media, 2014.
- [66] ISO/IEC, ISO/IEC14443-2 Identification cards— Contactless integrated circuit cards — Proximity cards—Part2 : Radio frequency power and signal interface, vol. 3, 2016.
- [67] A. Tornambé, Thèse de doctorat "Modélisation système et développement d'antennes multistandards pour objets de paiement sans contact et de communication NFC", Université de Marseille, 2016.
- [68] S. Bouzefrane, «La technologie RFID / NFC,» Paris, 2013.
- [69] G. Sun, Y. Li, Q. Zhu et B. Muneer, «Ultracompact implantable design with integrated wireless power transfer and RF transmission capabilities,» *IEEE Transactions on biomedical circuits and systems*, vol. Vol. 12, n° 12, pp. 281-291, April 2018.
- [70] A. Costanzo, M. Dionigi, D. Masotti, M. Mongiardo, G. Monti, L. Tarricone and R. Sorrentino, "Electromagnetic energy harvesting and wireless power transmission: a unified approach," *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, no. 11, pp. 1692-1706, Nov 2014.
- [71] D. K. Biswas, N. T. Tasneem et I. Mahbub, «Effects of coaxial-lateral and coaxial-angular displacements on link Efficiency of a wirelessly powered optogenetic implant: design, modeling, and experimental validation,» *IEEE Journal of electromagnetics, RF and microwaves in medicine and biology*, 2019.
- [72] A. Kiourti et K. S. Nikita, «Detuning issues and performance of a novel detuning issues and performance of a novel implantable antenna for telemetry applications,» *6th European conference on antennas and propagation (EUCAP)*, 2011.
- [73] A. Diet, M. Biancheri-Astier, Y. Le Bihan, P. Pérez-Nicoli, M. Bouklachi, O. Meyer, F. Silveira et L. Pichon, «13.56 MHz Near Field magnetic coupling efficiency evaluation for IMDs powering,» *Wireless power week*, UK, 2019.
- [74] P. A. Hasgall et al, «IT'IS database for thermal and electromagnetic parameters of biological tissues,» Août 2015. [En ligne]. Available: [www.itis.ethz.ch/database](http://www.itis.ethz.ch/database). [Accès le 11 Septembre 2019].
- [75] C. Massin, G. Boero, F. Vincent, J. Abenhaim, B. P. A. et P. R. S., «High-Q factor RF planar microcoils for micro-scale NMR spectroscopy,» *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 1, pp. 280-288, Avril 2002.
- [76] A. Payne, *The ac resistance of rectangular conductors*, vol. 1, 2016, pp. 1 - 17.

- [77] S. S. Mohan, M. d. M. Hershenson, S. P. Boyd et T. H. Lee, «Simple accurate expressions for planar spiral inductances,» *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, n° 110, pp. 1419-1424, 1999.
- [78] NXP Semiconductors, «AN11564 PN7120 Antenna Design and Matching Guide,» 2016.
- [79] NXP Semiconductors, «NFC Reader Design: Antenna design considerations,» 2015.
- [80] NXP Semiconductors, "Energy Harvesting with the NTAG I<sup>2</sup>C and NTAG I<sup>2</sup>C plus," Feb 2016.
- [81] CST Studio Suite, «CST Microwave studio - getting started,» CST GMBH, 2006.
- [82] S. Bakogianni et S. Koulouridis, «Design of a novel miniature implantable rectenna for in-body medical devices power support,» *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Switzerland, 2016.
- [83] D. Andreuccetti, R. Fossi et C. Petrucci, «An Internet resource for the calculation of the dielectric properties of body tissues in the frequency range 10 Hz - 100 GHz,» *IFAC-CNR*, Florence, Italy, 1997.
- [84] M. Duffy, S. Kulkarni et S. Roy, «Improved shielding performance using high permeability electroplated thin films in printed circuit boards,» *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, n° 110, pp. 4282-4285, 2011.
- [85] «Laird Technologies, "MHLL12060-200",» 2013. [En ligne]. Available: <https://www.lairdtech.com/products/mhll12060-200>. [Accès le 1 Jun 2018].
- [86] C. R. Paul, Introduction to Electromagnetic Compatibility, A John Wiley & Sons, Inc, Wiley-Interscience, 2006.
- [87] M. Bouklachi, M. Biancheri-Astier, A. Diet et Y. Le Bihan, «HF coils design and shielding for a medical monitoring patch,» *Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC)*, United Kingdom, 2018.
- [88] S. Kyunghwan, K. Subin, J. Seungtaek, K. Dong-Hyun, S. Kyungjune, H. Jin, H. Kyumin, J. Yusup, K. Hongseok et K. Joungho, «Measurement, Simulation and Mathematical Estimation of Magnetic Field Shielding Effectiveness of Sputtered Shielding Materials using Spiral Coils,» *IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal Integrity and Power Integrity (EMC, SI & PI)*, USA, 2018.
- [89] S. K. Burke, R. J. Ditchburn and T. P. Theodoulidis, "Impedance of a curved circular spiral coil around a conductive cylinder," *Elsevier NDT&E International*, vol. 64, pp. 1-6, Feb 2014.

- [90] S. Jeong, J. Song, H. Kim et al, «Design and analysis of wireless power transfer system using flexible coil and shielding material on smartwatch strap,» *IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, 2017.
- [91] Renesas Electronics Corporation., «RA2E1 Group Renesas Microcontrollers,» Tokyo, 2020.
- [92] Medtronic, «Azure™ S SR MRI SureScan™ W3SR01,» 2017. [En ligne]. Available: [http://manuals.medtronic.com/content/dam/emanuals/crdm/M977345A001B\\_view.pdf](http://manuals.medtronic.com/content/dam/emanuals/crdm/M977345A001B_view.pdf).
- [93] LPKF TechGuideIn-House PCB Prototyping,, «LPKF Laser & Electronics AG,» Allemagne, 2018.
- [94] Société Française de Cardiologie, «Stimulateur cardiaque,» 2019. [En ligne]. Available: [www.fedecardio.org](http://www.fedecardio.org).
- [95] C. Gabriel, S. Gabriel et E. Corthout, «The dielectric properties of biological tissues: I. Literature survey,» *Phys. Med. Biol.*, vol. 41, p. 2231–2249, 1996.
- [96] D. F. Williams, «On the mechanisms of biocompatibility,» *Biomaterials* , vol. 29, p. 2941–2953, 2008.
- [97] P. Du, X. Lin et X. Zhang, «Dielectric constants of PDMS nanocomposites using conducting polymer nanowires,» *16th International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, TRANSDUCERS '11*, Beijing, China, 2011.
- [98] J.-B. Carves, «Initiation aux stimulateurs cardiaques et défibrillateurs,» Ile de France, Mars 2019.