

Titre: Étude de la transmission d'énergie sans fil (WPT) basée sur la
Title: résonance couplée magnétique

Auteur: Wei Wang
Author:

Date: 2014

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Wang, W. (2014). Étude de la transmission d'énergie sans fil (WPT) basée sur la
Citation: résonance couplée magnétique [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de
Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/1496/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/1496/>
PolyPublie URL:

**Directeurs de
recherche:** Ke Wu
Advisors:

Programme: génie électrique
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉTUDE DE LA TRANSMISSION D'ÉNERGIE SANS FIL (WPT)
BASÉE SUR LA RÉSONANCE COUPLÉE MAGNÉTIQUE

WEI WANG

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLOME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
JUILLET 2014

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé

ÉTUDE DE LA TRANSMISSION D'ÉNERGIE SANS FIL (WPT)
BASÉE SUR LA RÉSONANCE COUPLÉE MAGNÉTIQUE

présenté par : WANG Wei

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. COHEN-ADAD Julien, Ph.D., président

M. WU Ke, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. BOUTAYEB Halim, Ph.D., membre

REMERCIEMENTS

Un énorme merci en premier lieu au Pr. Ke Wu, qui a orienté avec brio mes recherches et m'a fait voir ce merveilleux domaine d'un autre angle avec ses nombreux conseils. Ses propositions sur les méthodes d'apprentissage, les méthodes de recherche et le développement de personnalité vont me donner beaucoup d'avantages dans ma vie.

J'aimerais remercier Dr. Simon Hemeur, qui a su être énormément présent lorsque j'en ressentais le besoin et qui m'a encadré durant ces deux années et demie. Il m'a donné beaucoup d'aide et d'encouragement. Sans lui, je n'aurais pu accomplir ces recherches.

Un merci particulier à l'équipe technique du poly-GRAMES et plus particulièrement à Jules Gauthier, Trian Antonescu, Steve Dubé, David Dousset et Jean-Sébastien Décarie. Sans leurs conseils et leur savoir-faire technique, je n'aurais pu avoir aucun de mes résultats empiriques.

Mes remerciements vont aussi à mes confrères étudiants du Centre Poly-Grames pour leur aide et l'ambiance de travail joyeuse qu'ils ont su créer durant ma maîtrise. Mes remerciements vont particulier à Pascal Burasa, Shabnam Ladan, Jiudong Wu, Lydia Chioukh, Jiang Tao, Ya Deng, Yangping Zhao et Kuangda Wang pour leur encourager sincère et beaucoup d'aide.

Merci aussi à qui m'a aidé avec mes nombreuses questions informatiques et à Ginette Desparois et Elena Pavlov pour tout le côté administratif.

RÉSUMÉ

Depuis la fin du 20^e siècle, les appareils électroniques portables (ordinateurs, téléphones cellulaires, tablettes, implants, ...), sont de plus en plus présents dans notre vie quotidienne. Mais ces appareils électronique, bien que populaires sont fortement tributaires de la courte durée de leur alimentation (piles ou batteries). Pour l'utilisateur, la commodité de l'électronique portable est peu à peu compromise par la nécessité de recharger les batteries de plus en plus fréquemment au cours des mois, à mesure que la capacité de la batterie diminue. En ce qui concerne les appareils qui ne peuvent pas être branchés sur un chargeur comme les implants biomédicaux, le problème devient encore plus délicat à cause de l'opération chirurgicale nécessaire pour le remplacement de la pile. Après des recherches de plusieurs années, la transmission d'énergie sans fil (WPT pour Wireless Power Transmission) basée sur la résonance magnétique couplée est en train de devenir assez mature pour enfin apporter une solution aux problèmes énergétiques de nos appareils mobiles.

Cependant, beaucoup d'avancements restent à faire dans le domaine des dispositifs médicaux implantables où le transfert d'énergie est fortement limité par la taille du récepteur ainsi que par les pertes du tissu humain dispersif. Parce que la gamme du bas GHz est reconnue comme la fréquence de transfert optimale à travers ces tissus, une alternative au résonateur à bobine doit être étudiée et développée. Dans ce document, une solution originale de transmetteur est présentée. Elle tient compte du besoin d'avoir un fort champ magnétique en zone de champ proche et d'un faible champ rayonné en zone de champ lointain, choses ordinairement difficile à combiner à ces fréquences.

Le chapitre 2 introduit donc un résonateur à cavité semi-fermée remplie en partie par un matériau céramique. Le résonateur est analysé à partir d'un modèle précis et analytique. Les paramètres de la conception sont aussi étudiés en utilisant des résultats de simulation *full-wave* et des résultats de mesure. La comparaison montre un bon accord des résultats avec la simulation. Une efficacité d'au moins 65% peut être obtenue à une distance correspondant au diamètre du résonateur (60.5mm). Ensuite, la transmission d'énergie entre notre cavité et une petite bobine cuivre de 3 mm de diamètre est étudiée (un diamètre de 3mm est typique pour une bobine intégrée dans un implant biomédical). Les résultats de mesure montrent que l'efficacité est supérieure à 34% à moins de 20 mm et supérieur à 8,2% à moins de 40 mm, ce qui, comme

nous le verrons, est beaucoup plus élevée que l'état de l'art (utilisation d'une bobine pour le transmetteur).

En ce qui concerne la transmission de puissance plus importante (quelques Watts et plus) à travers l'air ou un matériau à faible pertes, une bobine de forme hélicoïdale est généralement considérée comme étant le meilleur candidat, en raison de son facteur Q élevé et de son coefficient de couplage élevé. Cette géométrie occupe un grand volume. Pour le réduire, on utilise en général un enroulement en forme de spirale dans le but de réduire le volume «3D » à un encombrement planaire «2D ». Ce gain de volume se fait au détriment de la distance de transfert et du rendement de transfert de l'énergie.

Dans le chapitre 3, une nouvelle topologie de résonateur planaire à anneaux imbriqués est proposée. L'efficacité de transmission dépasse les performances des structures planaires actuelles et s'approche même de celles du résonateur hélicoïdal. Les résultats de mesure correspondent aux résultats de simulation. En outre, cette topologie peut être réalisée sur une carte de circuit imprimés sans que ses performances ne soient pas dégradées, ce qui n'est pas le cas des technologies ordinaires. Le coût et la performance font de ce type de résonateur un bon candidat pour des applications commerciales.

Les systèmes de transmission sans fil de puissance (WPT) utilisent parfois des résonateurs comme relais, ce qui est un moyen efficace pour augmenter la distance de transmission. Cependant, les relais placés entre l'émetteur et le récepteur occupent beaucoup d'espace dans le chemin de transmission, et ce genre de système de relais est irréaliste dans la plupart des applications WPT de la vie quotidienne.

Dans le chapitre 4, les résonateurs à anneaux imbriqués sont utilisés comme relais sur le côté en dehors du chemin de transmission. Selon les résultats de simulation, il y a une nette amélioration de l'efficacité de la transmission. La transmission de puissance entre un grand résonateur à anneaux imbriqués et un petit résonateur à anneaux imbriqués est étudiée. Les résultats vérifient la possibilité de charger simultanément sans fil plusieurs appareils portables se trouvant dans une chambre, en intégrant le transmetteur dans le mur. La superficie de la chambre peut être augmentée, si plusieurs émetteurs et relais sont utilisés dans le système WPT.

ABSTRACT

Since the late 20th century, highly portable and mobile electronic devices such as laptops, cell phones, robots, tablets and implants, have emerged and have been playing an increasingly important role in our daily life. However, such electronic apparatus and popular gadgets are highly dependent on power supply that is enabled by various types of battery. The convenience of portable electronics has been increasingly compromised by the necessity to “refill” battery more and more frequently. As for the devices that cannot be plugged into a charger, such as biomedical implants, the problem becomes even worse because of the required surgery only for the power supply or battery replacement. After several years of investigations and developments, wireless power transmission (WPT) systems based on magnetically coupled resonance are matured enough to become a predominating technology poised to solve the energy problem of mobile devices.

In the field of implantable medical devices, however, the energy transfer operation is highly limited by the size of receiver and also the loss properties of dispersive human tissue. Since the low GHz range has been considered as the optimal transfer frequency, an alternative to the lossy coil resonator should be studied and developed. In this thesis work, an original transmitter solution is presented that considers the needs for strong magnetic dominant near-field and weak far field radiation even at low GHz frequency.

Chapter 2 of this thesis introduces a half-closed partially ceramic-filled cavity resonator along with an accurate but analytical model. Design parameters are also studied using a full-wave simulation software package and measurement results of a resonator-to-resonator transfer scheme. They show a good agreement with simulation results. An efficiency above 65% can be obtained within the distance comparable to the diameter of the resonator (60.5mm) in this case study. Subsequently, energy transmission between the proposed cavity resonator and a small-sized copper coil of 3mm of diameter is investigated. Measurement results show that the efficiency is above 34% within 20mm and above 8.2% within 40mm, which is much higher than the conventional coil-to-coil transmission scheme.

In the field of a wireless transmission of power (watt to kilowatt) using low loss material, the (helicoidally-like) 3D coil is generally considered as the best candidate because of the high Q factor and high coupling coefficient between resonators. In order to reduce the size of a WPT

system, planar resonators should be employed. However, existing solution of planar resonators (spiral-like) have a low transmission efficiency.

In Chapter 3, a nested rings topology resonator has been proposed and demonstrated. The transmission efficiency achieved is close to the 3D coil resonator and is much higher than the conventional planar coil resonator. The measurement results are well matched with the simulation results. In addition, as most of electric fields are confined in the lumped capacitors, the dielectric loss brought in by the PCB board can be suppressed. The cost and performance make this kind of resonator a good candidate in commercial and practical applications.

The proposed WPT system makes use of relay resonators, which is considered as an effective way to increase the wireless power transmission distance. A certain number of resonators with the same operating frequency and arranged along a line shows a higher efficiency at the same transmission distance compared with the two resonators transmission scheme. However, the relay resonators placed in line would occupy lots of space in the transmission path, and this kind of relay scheme is unrealistic in some WPT practical applications.

In chapter 4, the nested rings resonators are used as relays and the simulation by the CST software package shows a visible improvement on the transmission efficiency. The power transmission between a large nested rings resonator and small nested rings resonators is investigated and the results verify the ‘realizability’ of several portable devices charged wirelessly in a room or a well-defined space. It is foreseeable that the transmission range can be increased further if more transmitters and relays are employed in the proposed WPT system.

TABLE DES MATIÈRES

| | |
|---|------|
| REMERCIEMENTS..... | III |
| RÉSUMÉ..... | IV |
| ABSTRACT..... | VI |
| TABLE DES MATIÈRES..... | VIII |
| LISTE DES TABLEAUX..... | X |
| LISTE DES FIGURES..... | XI |
| LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS..... | XIV |
| CHAPITRE 1 INTRODUCTION..... | 1 |
| 1.1 Contexte..... | 1 |
| 1.2 Comparaison de différents systèmes de transmission de puissance..... | 1 |
| 1.3 Différents résonateurs pour le couplage magnétique résonnant..... | 8 |
| 1.4 La répétition et le désalignement..... | 14 |
| 1.5 Adaptation d'impédance et redressement..... | 17 |
| 1.6 Sommaire..... | 18 |
| 1.7 Énoncé du problème de cet article..... | 19 |
| CHAPITRE 2 LA TRANSMISSION D'ÉNERGIE PAR RÉSONANCE COUPLÉE MAGNÉTIQUE AU-DESSUS DU GHZ UTILISANT UNE CAVITÉ SEMI-FERMÉE REPLIE EN PARTIE PAR UN MATÉRIAU CÉRAMIQUE..... | 22 |
| 2.1 Introduction..... | 22 |
| 2.2 Le modèle développé..... | 24 |
| 2.3 L'analyse paramétrique et la validation expérimentale..... | 33 |
| 2.4 Transmission de puissance entre la cavité et la bobine..... | 38 |
| CHAPITRE 3 ANNEAUX IMBRIQUÉS CHARGÉS CAPACITIVEMENT UTILISÉS COMME RÉSONATEUR..... | 42 |
| 3.1 Introduction..... | 42 |
| 3.2 Analyse simplifiée de paramètres clés de résonateurs à fil..... | 43 |
| 3.3 Résonateur aux anneaux (boucles) imbriqués..... | 44 |
| 3.4 Résonateur imprimé aux anneaux (boucles) imbriqués..... | 49 |
| CHAPITRE 4 AMÉLIORATION DE LA TRANSMISSION D'ÉNERGIE SANS FIL PAR RÉPÉTEUR LATÉRAL..... | 53 |
| 4.1 Introduction..... | 53 |

| | | |
|-----------------|--|----|
| 4.2 | La simulation des résonateurs par répéteur latéral..... | 53 |
| 4.3 | Les résultats de la simulation..... | 55 |
| 4.4 | Application: cas de transmission d'énergie sans fil entre un grand transmetteur stationnaire et un petit récepteur mobile avec l'utilisation de répéteur..... | 58 |
| CONCLUSION..... | | 62 |
| RÉFÉRENCES..... | | 63 |

LISTE DES TABLEAUX

| | |
|---|----|
| Tableau 1.1: Syst ème de couplage r ésonant compar é avec d'autres syst èmes pour le WPT..... | 8 |
| Tableau 1.2: Comparaisons des diff érents des r ésonateurs..... | 14 |
| Tableau 3.1: Les param ètres des anneaux imbriqu és | 47 |
| Tableau 3.2: Les param ètres des anneaux imbriqu és imprim és * | 51 |
| Tableau 4.1: Les param ètres de anneaux imbriqu és de 0,15m de diam ètre * | 54 |
| Tableau 4.2: Les param ètres de r ésonateur à anneaux imbriqu és | 59 |
| Tableau 4.3: Les param ètres de anneaux imbriqu és | 60 |
| Tableau 4.4: Les r ésultats de simulation dans le cas d'un r écepteur | 60 |
| Tableau 4.5: Les r ésultats de simulation dans le cas de deux r écepteurs | 61 |

LISTE DES FIGURES

| | |
|--|----|
| Figure 1.1: Transfert de puissance sans fil par une antenne à grande directivité [8]..... | 2 |
| Figure 1.2: Système de radio basique [9]..... | 3 |
| Figure 1.3: Transfert de puissance sans fil par le couplage non-résonant [8]..... | 4 |
| Figure 1.4: Modèle de circuit pour le système du WPT par couplage non-résonant [12]..... | 4 |
| Figure 1.5: Transfert de puissance sans fil par le couplage résonant [15]..... | 6 |
| Figure 1.6: Transfert efficace de puissance sans fil à la moyenne distance par le couplage résonant [18] | 6 |
| Figure 1.7: Le schéma de figure 1.6 [17]..... | 6 |
| Figure 1.8: Le résonateur en boucle [5]..... | 11 |
| Figure 1.9: Distribution du champ de la transmission de puissance entre deux disques en céramique à permittivité élevée ($\epsilon_r = 147.7$) dans son mode de « whisper gallery » à la résonance ($m=2$) [5] | 13 |
| Figure 1.10: Cinq résonateurs disposés en ligne. Chaque résonateur est modélisé par une impédance, tandis que le couplage entre résonateurs est modélisé par inverseurs immittance. Dans cet agencement, il est supposé que seuls les résonateurs adjacents peuvent se coupler à l'autre [20]..... | 15 |
| Figure 1.11: Comparaison des paramètres S de 5 résonateurs répartis uniformément prenant en compte les pertes dans la boucle et le couplage mutuel entre les boucles. Les résonateurs ont un facteur Q d'environ 540. La fréquence est normalisée par rapport à la fréquence de résonance de 80 MHz. Les résonateurs sont placés à une distance égale au diamètre des résonateurs [20] | 15 |
| Figure 1.12: Arrangement basique de la liaison sans fil. (a) alignement frontal, (b) désalignement angulaire, et (c) désalignement latéral [21]..... | 16 |
| Figure 1.13: Efficacité du transfert d'énergie de la source à l'appareil par rapport à l'angle de désalignement (cas du désalignement angulaire de la figure 1.12) [21]..... | 16 |
| Figure 1.14: Efficacité du transfert d'énergie de la source à l'appareil en fonction du désalignement (cas du désalignement latéral dans la figure 12) [21] | 17 |
| Figure 1.15: Un schéma typique de système du WPT résonance magnétique couplée [22].... | 18 |
| Figure 2.1: Paramètres de la cavité résonante mi-close proposés..... | 24 |
| Figure 2.2: Modèle de transmission équivalente pour la cavité de mi-close..... | 26 |

| | |
|---|----|
| Figure 2.3: Comparaison de la densité d'énergie du champ magnétique et du champ électrique entre les deux résonateurs (<i>Simulation full wave</i>)..... | 27 |
| Figure 2.4: Courant équivalent à la surface ouverte de la cavité..... | 28 |
| Figure 2.5: Divisions de la surface ouverte de la cavité..... | 29 |
| Figure 2.6: Constante de propagation en fonction du diamètre la permittivité relative à une fréquence de travail fixe à 1.24 GHz sur la base du modèle théorique proposé..... | 32 |
| Figure 2.7: Longueur de la cavité en fonction du diamètre et la permittivité relative à la fréquence de travail fixée à 1.24 GHz sur la base du modèle théorique..... | 33 |
| Figure 2.8: Efficacité de la transmission en fonction de différents substrat diélectrique par simulation <i>full wave</i> utilisant le logiciel CST..... | 34 |
| Figure 2.9: Efficacité de la transmission pour différents diamètres de cavités (simulation CST)..... | 34 |
| Figure 2.10: L_{lb} optimal en fonction de la distance entre les deux résonateurs..... | 35 |
| Figure 2.11: Rapport du couplage aux pertes, calculé à partir du modèle théorique proposé..... | 36 |
| Figure 2.12: Mesure de la transmission de puissance entre deux résonateurs à cavités mi-closes..... | 37 |
| Figure 2.13: Les résultats de simulation et de mesure de l'efficacité de transmission à 1.2 GHz entre deux résonateurs à cavités proposées en fonction de la distance normalisée au diamètre du résonateur..... | 37 |
| Figure 2.14: Le résonateur à la bobine de diamètre de 3 mm et la boucle d'excitation imprimé sur PCB..... | 39 |
| Figure 2.15: Transmission de puissance entre la cavité résonnante proposée et une bobine de technologie classique..... | 40 |
| Figure 2.16: L'efficacité de la transmission utilisant les deux technologies pour l'émetteur: Résultats de simulation et de mesure..... | 41 |
| Figure 3.1: Le résonateur à anneaux imbriqués, chacun chargé par un condensateur..... | 45 |
| Figure 3.2: Diamètre optimal de la boucle d'excitation en fonction de la distance entre les deux résonateurs par simulation..... | 47 |
| Figure 3.3: Comparaison avec les résonateurs 3D de fil..... | 48 |
| Figure 3.4: Comparaison avec les résonateurs planaires de fil..... | 48 |
| Figure 3.5: Installation de mesure..... | 49 |

| | |
|---|----|
| Figure 3.6: Anneaux imbriqués imprimés capacitivement chargés..... | 50 |
| Figure 3.7: Efficacité du transfert de puissance par simulation..... | 52 |
| Figure 4.1: Schéma de relais sur les côtés par deux résonateurs..... | 54 |
| Figure 4.2: Efficacité de transmission en fonction de la distance..... | 55 |
| Figure 4.3: L'intensité du champ électrique au plan x-z (V/m)..... | 56 |
| Figure 4.4: L'intensité du champ magnétique au plan x-z (A/m)..... | 56 |
| Figure 4.5: La densité d'énergie du champ électrique au plan x-y à place E (J/m^3)..... | 57 |
| Figure 4.6: La densité d'énergie du champ magnétique au plan x-y à place E (J/m^3)..... | 57 |
| Figure 4.7: La densité d'énergie du champ électrique au plan x-y à place F (J/m^3)..... | 58 |
| Figure 4.8: La densité d'énergie du champ magnétique au plan x-y à place F (J/m^3)..... | 58 |
| Figure 4.9: Le système avec deux résonateurs relais sur les côtés..... | 59 |

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

WPT La transmission d' énergie sans fil

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

1.1 Contexte

Le nombre d'appareils portables présents dans nos vies est en augmentation continue depuis la fin du 20^{ème} siècle, bien que ceux-ci soit limité par l'éphémère durée de charge des batteries/piles. La conséquence directe est l'intrusion des chargeurs et câbles d'alimentation dans notre quotidien, ce qui tend de plus en plus à limiter la mobilité offerte par les appareils sans fils. Dans certains domaines d'application, les batteries ne peuvent tout simplement pas être utilisées en raison de leur taille (micro-implants biomédicaux) ou de leur inaccessibilité (capteur de déformation implanté pendant 40 ans dans des structures de béton). Beaucoup d'effort de recherche a été consacré pour solutionner ces problèmes, et le transfert de puissance sans fil (wireless power transmission, WPT) à des appareils portables est devenu un moyen évident et réalisable pour résoudre ce problème. En réalité il y a plus de cent ans, Tesla avait déjà proposé plusieurs systèmes de WPT utilisant des champs électromagnétiques de forte intensité variant dans le temps. Mais à cette époque, il n'y avait que peu de nécessité pour le WPT, parce que les systèmes de distribution électrique par câble était généralement d'une plus grande efficacité et moins coûteux pour les appareils électriques, comme les ampoules, utilisés à l'époque. Aujourd'hui, les dispositifs de transfert de puissance à courte distance sans fil en utilisant l'induction électromagnétique sont utilisés de plus en plus dans les produits de l'industrie pour la recharge sans contact. Cependant en raison de la limitation de la distance de transfert, cette technologie ne peut pas charger les appareils portables sur des distances de plus de $1/5^{\text{ème}}$ de la dimension de l'émetteur de puissance [1-4]. Le couplage résonant est une méthode efficace qui permet de prolonger la distance de transfert jusqu'à une distance moyenne (plus de 2 ou 3 fois la dimension de l'émetteur ou récepteur). Celle-ci est analysée en détail dans un célèbre article théorique du MIT (cité plus de 1200 fois [5]).

1.2 Comparaison de différents systèmes de transmission de puissance

Il y a principalement trois types de méthode de transfert de puissance sans fil, la transmission de puissance par rayonnement en champ lointain, la transmission de puissance par couplage non-résonnant en champ proche et la transmission de puissance par couplage résonnant en champ proche.

Une antenne à forte directivité comme par exemple celle de la figure 1.1 est capable de transférer une puissance dans son champ lointain par rayonnement. Les antennes ou réseaux d'antennes directionnelles peuvent être très petites si elles fonctionnent à des fréquences hautes et la distance de transmission peut être dix fois ou plusieurs centaines de fois de la dimension de l'antenne avec une efficacité de transmission acceptable. Cependant, la transmission de puissance de ce type est sur une ligne droite (*line of sight* en anglais), qui ne peut être interrompue par des obstacles (qui interfèreraient avec le fort champ électrique), et un mécanisme de suivi de récepteur doit être nécessairement utilisé pour ajuster la direction du faisceau de rayonnement. En outre, l'interférence du champ électrique avec le corps d'humain constitue une menace pour la santé humaine, et donc des normes de sécurité sont développées pour limiter l'exposition humaine aux champs électromagnétiques radiofréquences [6] [7]. Ce type de transmission est encore tout à fait adapté pour la transmission de puissance élevée vers un désert, tels que la transmission de l'énergie solaire récoltée par un satellite vers la terre.



Figure 1.1 Transfert de puissance sans fil par une antenne à grande directivité [8]

Un système de radio basique est montré dans la figure 1.2. Dans le cas de la transmission de puissance par rayonnement en champ lointain, à partir de la formule de liaison radio de Friis, l'efficacité de transmission de puissance peut être calculée,

$$P_r = \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi R)^2} P_t, \quad (1.1)$$

$$\eta = \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi R)^2}, \quad (1.2)$$

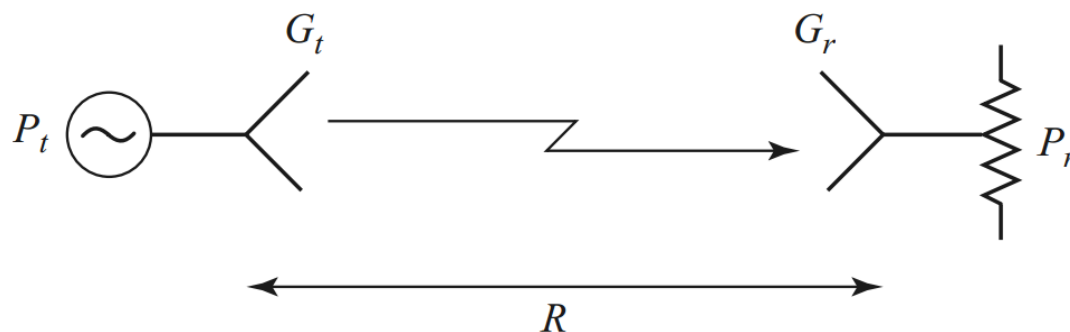


Figure 1.2 Système de radio basique [9]

Le système de couplage en champ proche, que ce soit dans le cas résonant ou non-résonant, opère généralement le long des lignes de champ magnétique dont l'intensité est beaucoup plus forte que celle des champs électriques dans la région non-radiative. La plupart des matériaux usuels n'interagissent que peu avec des champs magnétiques, et par conséquent, les interactions avec les objets de l'environnement peuvent être négligées dans beaucoup de situation. C'est la raison pour laquelle le corps humain peut supporter de plus forte densité d'énergie de champ magnétique qu'électrique. Pour une même norme de sécurité, l'utilisation du champ magnétique permet donc transférer plus de puissance [5-7]. Le couplage non-résonant est utilisé pour transférer la puissance sans fil par l'inductance magnétique, et n'est pas dépendant de la fréquence de résonance de l'émetteur ni des circuits du récepteur. Les systèmes du WPT par le couplage non-résonant sont montrés dans la figure 1.3 et le modèle de circuit pour le système du WPT par couplage non-résonant est montré dans la figure 1.4. Cette méthode présente une caractéristique large bande de transmission de puissance. Les impédances sont insensibles aux ports d'entrée, aux ports de sortie, ainsi que de la distance de transfert, ce qui rend ces systèmes assez économiques. Ces caractéristiques indiquent que le couplage magnétique non-résonant est adapté aux appareils peu coûteux pour la transmission de puissance à la courte distance (transmission «sans contact»). Aujourd'hui, le couplage non-résonant pour la transmission de puissance sans fil est de plus en plus utilisé pour charger les batteries de manière sans fil dans l'électronique grand public, tels que les téléphones cellulaires, les tablettes et les ordinateurs portables, etc. La norme Qi pour les appareils de WPT (inférieure à 5W) à courte distance est déjà en vigueur (version 1.1.2) [10, 11]. L'objectif de la norme Qi est de faire chuter le prix des appareils à transfert de puissance sans contact jusqu'à être plus compétitifs que des chargeurs à fil.



Figure 1.3 Transfert de puissance sans fil par le couplage non-r ésonant [8]

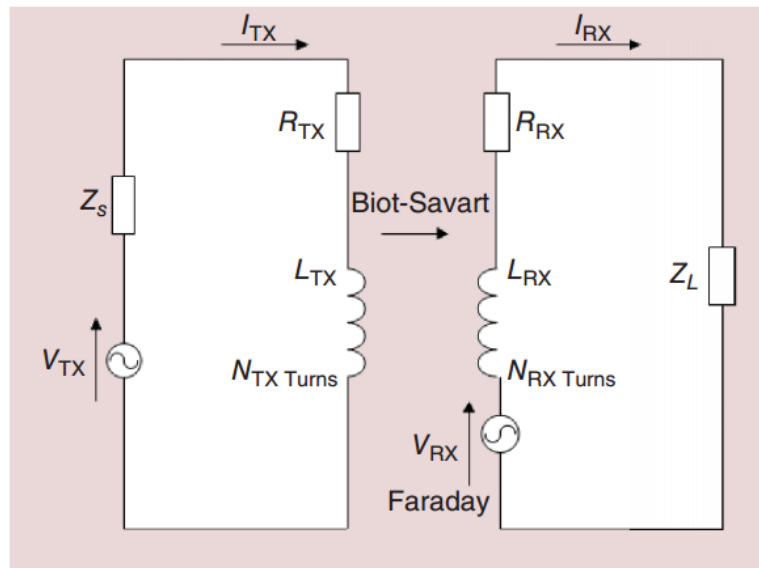


Figure 1.4 Mod èle de circuit pour le syst ème du WPT par couplage non-r ésonant [12]

L'équation (11), introduite par Yates donne l'efficacité du transfert de puissance entre deux bobines dans le cas d'un alignement parfait [13, 14] :

$$\eta = \frac{\mu_0^2 \pi^2 N_{TX}^2 N_{RX}^2 a^4 b^4 \omega^2}{16 R_{TX} R_{RX} (a^2 + d^2)^3}, \quad (1.3)$$

lorsque N_{TX} et N_{RX} sont le nombre de spires de la bobine émettrice et de la bobine de réception, a est le diamètre de la bobine émettrice et b est le diamètre de la bobine de réception, d est la distance entre le centre des deux bobines. R_{TX} et R_{RX} sont la résistance de bobine émettrice et de la bobine de réception.

D'un autre côté, les techniques de transfert de puissance par couplage à la résonance sont capables d'atteindre une plus grande portée. Les résonateurs à haut coefficient de qualité Q ont la capacité de stocker une grande quantité d'énergie avec de faible perte, ce qui signifie que la plage de couplage fort est beaucoup plus large que dans le cas non-résonant. Dans un résonateur, les énergies électriques et magnétiques peuvent être stockées à des endroits différents. Si l'on souhaite que l'énergie magnétique soit prédominante, il faut confiner l'énergie électrique dans une zone la plus proche possible du résonateur, tout en laissant l'énergie magnétique se développer dans une zone beaucoup plus large pour permettre le couplage. La résonance sera fortement influencée par la proximité d'autres résonateurs ayant la même fréquence de résonance, mais sera très peu influencée par la présence d'un résonateur fonctionnant à une fréquence différente. Cela signifie que la transmission de puissance par couplage magnétique est sensible à la distance entre les résonateurs, mais pas aux autres objets dans le trajet de transmission.

Il y a plus d'un siècle, Tesla a découvert que la puissance électrique peut être transférée sans fil entre deux bobines couplées magnétiquement. Il utilisait alors une paire de boucles résonnantes LC consistant en une bobine et un condensateur [15, 16], qui est montré dans la figure 1.5. Une analyse détaillée de la faisabilité de l'utilisation d'objets résonnants, tels que des bobines, des bagues, des résonateurs électriques, couplées magnétiquement pour le WPT a publié il y a six ans [5]. Dans un article de Science [17], des chercheurs du MIT rapportent avoir utilisé des bobines à self-résonance de diamètre de 60cm (figure 1.6) dans un régime de couplage fort, ce qui leur a permis de démontrer expérimentalement un transfert de puissance efficace sur des distances allant jusqu'à 2.5 fois de diamètre des bobines (efficacité de 70%) et jusqu'à 3.5 fois de diamètre (efficacité de 40%). La distance et la puissance de la transmission sont beaucoup plus grandes que dans le cas non-résonant, ce qui est l'avantage évident de cette technique. Le schéma du transfert est montré dans figure 1.7. Cependant, le mécanisme intrinsèque de cette technique impose certaines difficultés à son utilisation commerciale, car la fréquence de résonance et les impédances d'entrée et de sortie sont très sensibles à la variation de la distance de transmission, lorsque les résonateurs sont dans la région de couplage fort. En outre, la

distance de transmission est limitée et n'est pas suffisante pour charger les appareils portables dans une pièce entière. La faible efficacité et le coût plus élevé comparé aux les chargeurs filaires ralentisse le développement de ces applications destinées à la vie quotidienne.

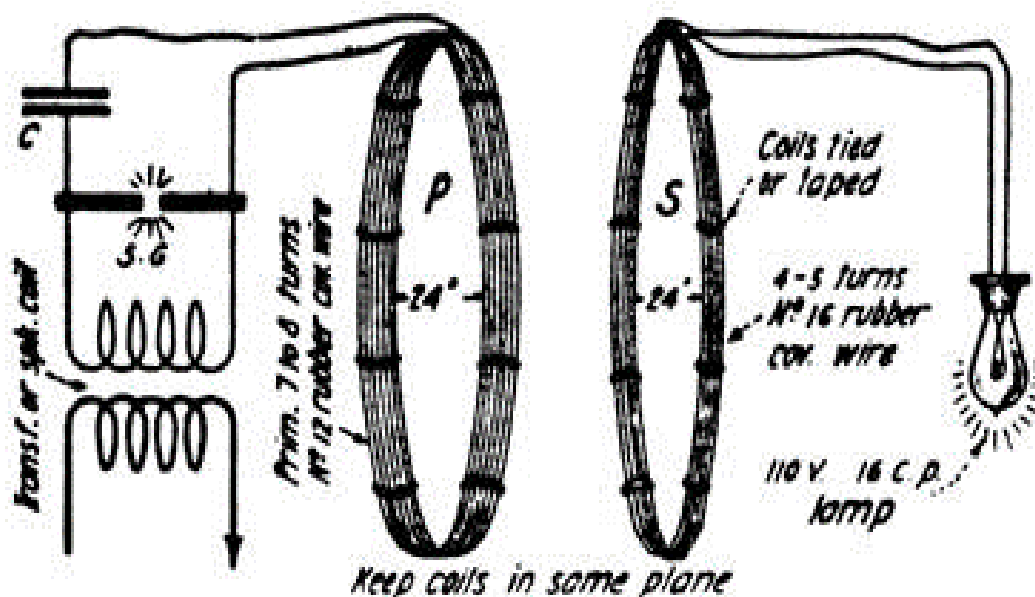


Figure 1.5 Transfert de puissance sans fil par le couplage résonant [15]



Figure 1.6 Transfert efficace de puissance sans fil à la moyenne distance par le couplage résonant [18] .

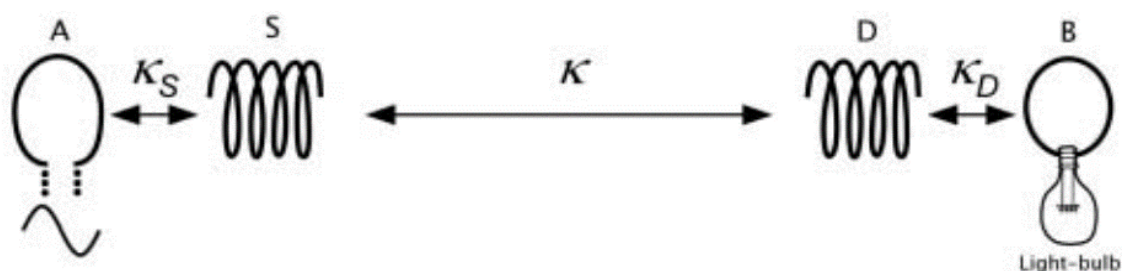


Figure 1.7 La schème de figure 1.6 [17].

Si le port d'entrée et le port de sortie sont bien adaptés, les pertes de la boucle d'excitation peuvent être négligées. L'efficacité de transmission de puissance de couplage de résonance a la relation suivante [17],

$$\eta = \frac{\frac{\Gamma_W}{\Gamma_D} \frac{K^2}{\Gamma_S \Gamma_D}}{\left[\left(1 + \frac{\Gamma_W}{\Gamma_D}\right) \frac{K^2}{\Gamma_S \Gamma_D} \right] + \left[\left(1 + \frac{\Gamma_W}{\Gamma_D}\right)^2 \right]}, \quad (1.4)$$

$$K = \frac{\omega k}{2}, \quad (1.5)$$

où Γ_D est le taux de décroissance du résonateur; Γ_W est le taux de décroissance ne considérant que la perte de la charge externe; Γ_S est le taux de décroissance ne considérant que la perte de la source externe, k est le coefficient de couplage entre les résonateurs.

D'une manière générale, les trois types de technique WPT ont des applications différentes. L'antenne à grande directivité est adaptée pour transférer la puissance en point à point sans obstacles, là où l'utilisation de câble serait impossible ou coûteux. La technique de transmission de puissance non-résonance peut être utilisée pour charger les appareils portables commodément à la courte distance. La technique de transmission de puissance par résonance permet d'étendre la distance de transmission, mais la variation de distance de transmission, complexifie le système WPT et nécessite l'utilisation de réseaux d'adaptation d'impédance et d'un oscillateur ajustable afin d'optimiser l'efficacité de transmission. Par conséquent, il est probable que le WPT à distance fixe trouve sa valeur commerciale dans l'alimentation des bus électriques ou des voitures électriques. Le WPT à la moyenne distance variable pourrait trouver un marché dans certains domaines particuliers d'application où le coût relativement plus élevé peut être acceptée, telles que l'alimentation des implants médicaux dans le corps humain. Chacune des trois méthodes a ses avantages et ses inconvénients, comme le montre le tableau

1.1

Tableau 1.1 système de couplage résonant comparé avec d'autres systèmes pour le WPT

| | <i>Entre des antennes à directivité grande au champ lointain</i> | <i>Couplage non-résonnant au champ proche</i> | <i>Couplage résonnant au champ proche</i> |
|---------------------------------|---|--|--|
| <i>Distance de transmission</i> | Moyenne - Loin | Proche (moins de 1/5 de la dimension des coupleurs) | Proche – Moyenne (entre 1 à 3 fois de la dimension des coupleurs) |
| <i>Directionnalité</i> | Grande | Moyenne | Faible |
| <i>Capacité de puissance</i> | Moyen - Grande | Faible (au-dessous de 5 watts) | Moyenne (au delà de la centaine de watts) |
| <i>Sécurité au corps humain</i> | Parfois dangereux | Sécuritaire | Sécuritaire |
| <i>Complexité du système</i> | Moyenne (sans mécanisme de suivi), Complexe (avec un mécanisme de suivi) | Simple | Complexe |

1.3 Différents résonateurs pour le couplage magnétique résonant

Les bobines sont largement utilisées dans la transmission traditionnelle de puissance non-résonance inductive, en raison de leur transmission de puissance par champ magnétique dominant. Lorsque la bobine fonctionne à la fréquence de résonance, l'énergie électrique est égale à l'énergie magnétique. L'énergie électrique est stockée dans l'espace situé entre les fils, alors que l'énergie magnétique est stockée dans un espace beaucoup plus large pour former le couplage magnétique.

Les bobines permettant la transmission de puissance peuvent avoir différentes géométries. En général, les bobines hélicoïdales (de type solénoïde) «3-D » ont une inductance plus élevée que les bobines de type spirale (planaires), «2-D » ayant le même diamètre, parce que l'espace efficace de stockage de l'énergie magnétique des bobines de 3-dimensions peut être plus grand que dans le cas planaire. Lorsqu'une bobine résonne, sa fréquence de résonance est également un paramètre important qui affecte les pertes de conducteur et le facteur Q. La bobine 3D peut avoir une fréquence de résonance plus élevée et moins de pertes par rayonnement que la bobine plane. C'est la raison pour laquelle les bobines 3D peuvent avoir un facteur Q beaucoup plus

développé. Le facteur Q et le coefficient de couplage des bobines déterminent le rendement de transmission de puissance.

La résistance des bobines 3D peuvent être calculée comme suit [17],

$$R_0 = \sqrt{\frac{\mu_0 \omega}{2\sigma}} \frac{l}{4\pi a}, \quad (1.6)$$

Où l est la longueur du fil de la bobine de résonateur, a est le rayon du fil; σ est la conductivité du matériau de la bobine, et ω est la fréquence angulaire de résonance.

La résistance de rayonnement de la bobine 3D peut être calculée comme suit [17],

$$R_r = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \left[\frac{\pi}{12} n^2 \left(\frac{\omega r}{c} \right)^4 + \frac{2}{3\pi^3} \left(\frac{\omega h}{c} \right)^2 \right], \quad (1.7)$$

Où n est le nombre de spires de la bobine, r est le rayon de la bobine, h est la hauteur de la bobine, c est la vitesse de la lumière, et ω est la fréquence angulaire de résonance.

L'inductance peut être calculée comme suit [17],

$$L = \frac{\mu_0}{4\pi\varepsilon_0|I_0|^2} \int_{C1} \int_{C1} d\vec{r} d\vec{r}' \frac{\vec{J}(\vec{r}) \cdot \vec{J}(\vec{r}')}{|\vec{r} - \vec{r}'|}, \quad (1.8)$$

Où $|I_0|$ est l'amplitude maximale du courant distribué sur les bobines, $C1$ est l'intégrale de chemin sur la première bobine.

L'inductance mutuelle peut être calculée comme suit,

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi\varepsilon_0|I_0|^2} \int_{C1} \int_{C2} d\vec{r} d\vec{r}' \frac{\vec{J}(\vec{r}) \cdot \vec{J}(\vec{r}')}{|\vec{r} - \vec{r}'|}, \quad (1.9)$$

Où $|I_0|$ est l'amplitude maximale du courant distribué sur les bobines; $C1$ est l'intégrale de chemin sur la première bobine; $C2$ est l'intégrale de chemin sur la deuxième bobine.

Le coefficient de couplage peut être calculé comme suit [19],

$$k = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad (1.10)$$

Où L_1 and L_2 sont les self-inductances de la bobine 1 et de la bobine 2; M_{12} est l'inductance mutuelle entre la bobine 1 et la bobine 2.

La capacité équivalente série de la bobine peut être calculée comme suit [17],

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0|q_0|^2} \iint d\vec{r} d\vec{r}' \frac{\rho(\vec{r}) \cdot \rho(\vec{r}')}{|\vec{r} - \vec{r}'|}, \quad (1.11)$$

Où $\rho(\vec{r})$ est la densité de charge à la position \vec{r} , $|q_0|$ est la charge totale sur le condensateur équivalent.

La fréquence de résonance est,

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (1.12)$$

Où L est l'inductance équivalente et C est la capacité équivalente.

Le facteur Q_c ne considère que les pertes de conduction et le facteur de Q_r ne considère que les pertes par rayonnement. Tous les deux ont les relations suivantes [5],

$$Q_c = \frac{\omega L}{R_c}, \quad (1.13)$$

et
$$Q_r = \frac{\omega L}{R_r}, \quad (1.14)$$

Le facteur Q totale a la relation suivante [9],

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_r}, \quad (1.15)$$

Dans le cas symétrique où les deux bobines résonnantes sont identiques et les deux boucles ont la même géométrie, la relation entre la tension aux bornes de la charge (V_{Load}) et la tension au niveau de la source (V_{Source}) est décrite ainsi [19] :

$$\left(\frac{V_{Load}}{V_{Source}} \right) \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{k_{cc} k_{lc}^2 Q_{coil}^2 Q_{loop}^2}{k_{cc}^2 Q_{coil}^2 + (1 + k_{lc}^2 Q_{coil} Q_{loop})^2}, \quad (1.16)$$

Où k_{cc} est le coefficient de couplage entre les bobines de résonance, k_{lc} est le coefficient de couplage entre la bobine de résonance et la boucle, et Q_{coil} et Q_{loop} sont les facteurs de Q de la bobine et la boucle.

Le résonateur chargé par des condensateurs est planaire, ce qui est beaucoup plus facile à réaliser en circuit imprimé. Le principe de résonance est approprié pour le WPT en espace libre, car l'énergie électrique est stockée dans l'espace entre les fils et le facteur Q peut être très élevé. Toutefois, lorsque la bobine est imprimée sur un PCB, la perte diélectrique diminue grandement le facteur Q. Le résonateur est chargé par des condensateurs à faible pertes diélectriques, ce qui réduit les pertes électriques du système de transmission.

Des recherches ont déjà apporté sur le rendement WPT de résonateurs de boucle chargés montrés dans la figure 1.8 dans l'espace libre. La distance de transmission est similaire à celle des bobines 3D, mais la taille, beaucoup plus compacte, permet l'intégration sur carte de circuit imprimé.

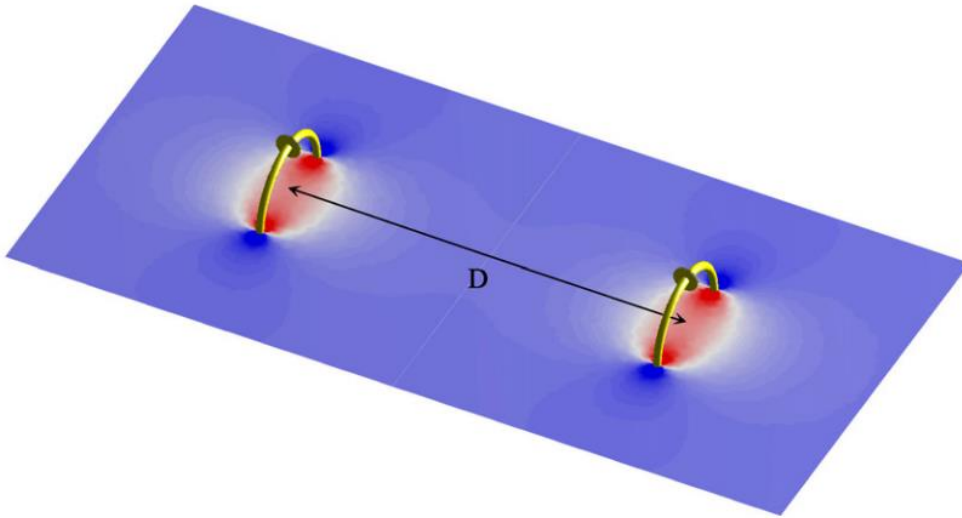


Figure 1.8 Le résonateur en boucle [5].

L'inductance du résonateur en boucle peut être calculée comme suit [5],

$$L = \mu_0 r \left[\ln \left(\frac{8r}{a} \right) - 2 \right], \quad (1.17)$$

Où r est le rayon du résonateur en boucle, a est le rayon de la section du fil.

Si le condensateur est idéal et les pertes de conduction et les pertes par rayonnement sont considérées, la résistance série équivalente R de la boucle a la relation suivante [5],

$$R = R_c + R_r ; \quad (1.18)$$

$$R_c \approx \sqrt{\frac{\mu_0 \omega}{2\sigma}} \left(\frac{r}{a} \right) ; \quad (1.19)$$

$$R_r \approx \frac{\pi}{6} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \left(\frac{r}{\lambda} \right)^4 ; \quad (1.20)$$

Où R_c est la résistance série équivalente du fait des pertes par conduction du résonateur en boucle; R_r est la résistance série équivalente prenant en compte les pertes par rayonnement du résonateur en boucle, r est le rayon de la boucle; λ est la longueur d'onde en espace libre à la fréquence de travail; σ est la conductivité du matériau du fil; ω est la fréquence angulaire.

La capacitance de la boucle peut être calculée comme suit [5],

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{d} ; \quad (1.21)$$

Où A est la surface du condensateur à plaques, d est la distance entre les deux plaques du condensateur; ε_r est la permittivité relative.

Les équations des facteurs Q et des tensions de sortie des bobines peuvent être appliqués sur le résonateur à spirale chargé

Les résonateurs diélectriques sont largement utilisés dans les filtres à Q élevé et antennes compactes et multimodes. Si la permittivité est suffisamment élevée, la quasi-totalité de l'énergie électrique est confinée dans les résonateurs diélectriques et laisse sortir uniquement l'énergie magnétique permettant pour le couplage. Le mode «whisper-gallery » a été étudié et montre une très bonne suppression du rayonnement. Toutefois, il a été constaté que la permittivité doit être très élevée (au-dessus 65) pour obtenir un facteur Q assez élevé pour transférer l'énergie à une distance similaire aux bobines 3D.

Des disques de céramiques, montré dans la figure 1.9, ayant une permittivité de 147.7 sont utilisés dans [5] pour simuler la transmission de puissance fonctionnant avec le mode «whisper gallery » ($m = 2$). Cependant les céramiques de permittivité aussi élevée (plus de 100) ont généralement aussi un coefficient de température (> 100), ce qui rend son utilisation impossible dans la vie quotidienne. Un disque de céramique avec une permittivité plus faible (65.6)

travaillant sur le même mode de résonance «whisper gallery » ($m = 3$) est simulé dans [5] et l'on constate que le coefficient de couplage diminue en raison du nombre de mode supérieur à 2.

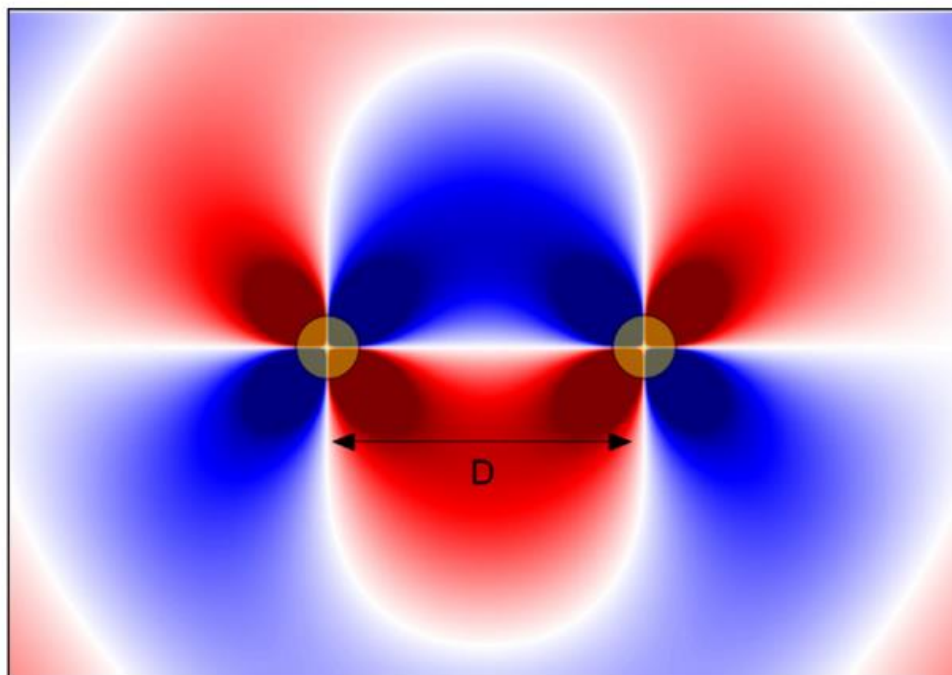


Figure 1.9 Distribution du champ de la transmission de puissance entre deux disques en céramique à permittivité élevée ($\epsilon_r = 147.7$) dans son mode de «whisper gallery » à la résonance ($m=2$) [5].

Les performances de la transmission de puissance par couplage résonant sont principalement déterminées par la performance des résonateurs utilisés. Un bon résonateur pour le WPT doit avoir un facteur Q élevé et un coefficient de couplage élevé qui est le rapport de la mutuelle inductance à la self-inductance. La comparaison des différents types des résonateurs sont énumérés dans le tableau 1.2. Les bobines 3D ainsi que les résonateurs à spirale sont adaptés à l'application de transmission de puissance d'élé à moyenne distance dans l'espace libre à basse fréquence. Le résonateur diélectrique est beaucoup plus approprié en haute fréquence (pour de petites tailles) telle que le domaine d'application des implants biomédicaux.

Tableau 1.2 Comparaisons des différents des résonateurs

| | <i>Résonateurs de type solénoïde</i> | <i>Résonateurs à spirale(ou anneau)</i> | <i>Résonateurs diélectriques en céramique</i> |
|------------------------------------|--|--|---|
| <i>Gamme de fréquences</i> | ~1MHz à~100MHz | ~1MHz à ~100MHz | ~500MHz à ~10GHz |
| <i>Mécanismes de perte</i> | pertes par conduction, pertes par rayonnement | pertes par conduction, pertes par rayonnement | pertes par conduction, pertes diélectrique |
| <i>Coefficient de couplage</i> | Grand | Grand | Moyen |
| <i>Distance de transfert</i> | 0,05m à5m | 0,05m à5m | 0,01m à0,2m |
| <i>Coût</i> | Faible | Faible | Moyen |

1.4 La répétition et le désalignement

Un système de transmission de puissance utilisant deux résonateurs résonants et identiques est capable d'opérer un transfert sur une distance de 2 à 4 fois le diamètre des résonateurs, ce qui n'est pas assez long pour certaines applications parce que le champ proche du résonateur diminue beaucoup plus rapidement que le champ de rayonnement. Un répéteur, placé à courte distance des résonateurs peut augmenter considérablement le champ dans le trajet de transmission et rendre la distance de transfert plus élevée. Un système de WPT constitué de cinq résonateurs, qui fonctionnent tous à la même fréquence et qui sont tous placés en ligne est montré sur la figure 1.10, construite à partir de [20]. Il est montré dans [20] qu'un système symétrique sans perte avec un nombre pair d'inverseurs K, peut être adapté à la fréquence de résonance. D'autre part, un réseau symétrique sans perte avec un nombre impair d'inverseurs K peut être adapté à la fréquence de résonance en choisissant convenablement le premier et le dernier inverseur. Comme nous l'avons vu dans la figure 1.11. Il y a 5 points maximum de transmission locaux, équivalant au nombre de résonateurs.

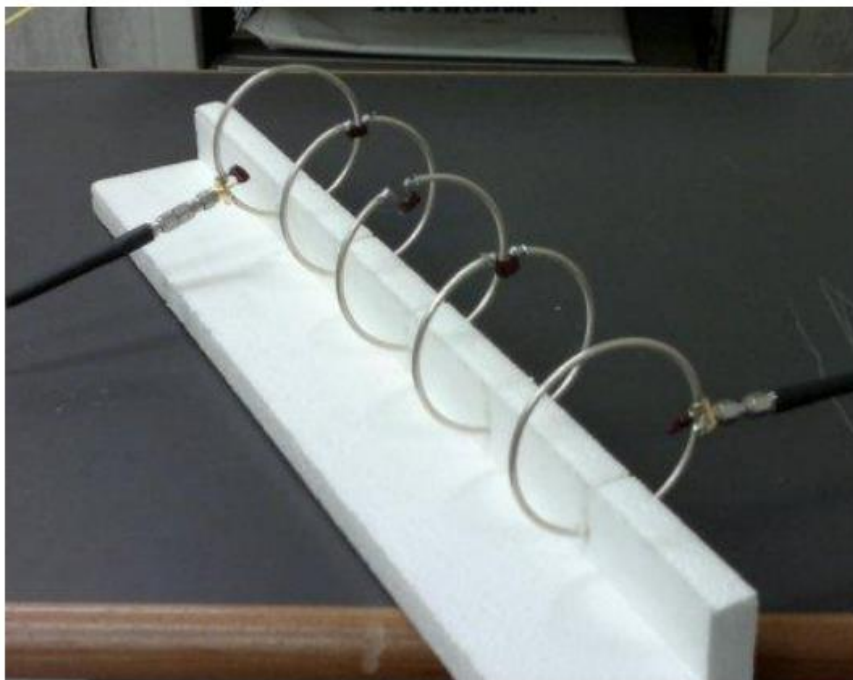


Figure 1.10 Cinq résonateurs disposés en ligne. Chaque résonateur est modélisé par une impédance, tandis que le couplage entre résonateurs est modélisé par inverseurs immittance. Dans cet agencement, il est supposé que seuls les résonateurs adjacents peuvent se coupler à l'autre [20].

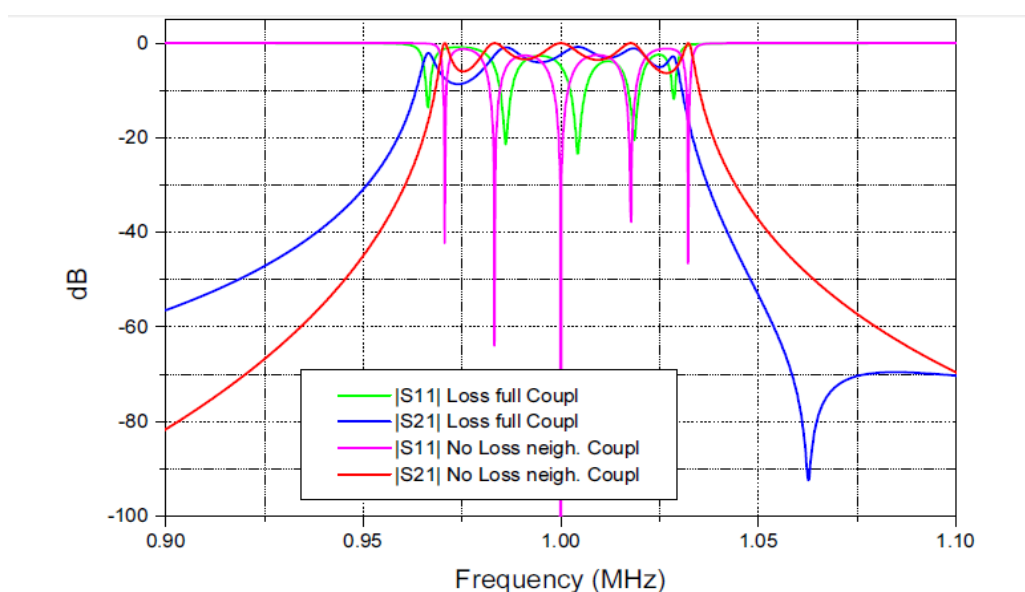


Figure 1.11 Comparaison des paramètres S de 5 résonateurs répartis uniformément prenant en compte les pertes dans la boucle et le couplage mutuel entre les boucles. Les résonateurs ont un facteur Q d'environ 540. La fréquence est normalisée par rapport à la fréquence de résonance de 80 MHz. Les résonateurs sont placés à une distance égale au diamètre des résonateurs [20].

Le désalignement angulaire et le désalignement latéral des résonateurs sont montrés dans la figure 1.12. Ils ont été étudiés dans de nombreux documents, par exemple dans [21]. La

dimension maximale des bobines dans [21] est de 0,4m et la fréquence de travail est de 6.78 MHz. On a trouvé que le désalignement angulaire de 45 degrés diminue peu l'efficacité de transmission, montré dans la figure 1.13, et le désalignement latéral montré dans la figure 1.14 dans un rayon équivalent à celui du résonateur a peu d'influence sur l'efficacité de transmission. Ce sont les avantages de l'utilisation des systèmes de transmission de couplage par résonance. Par contre, la transmission de puissance antennes à fort gain est très sensible au désalignement angulaire et au désalignement latéral en raison de la directivité élevée. Le couplage non-résonant est sensible au désalignement latéral en raison de la distance limitée de transmission.

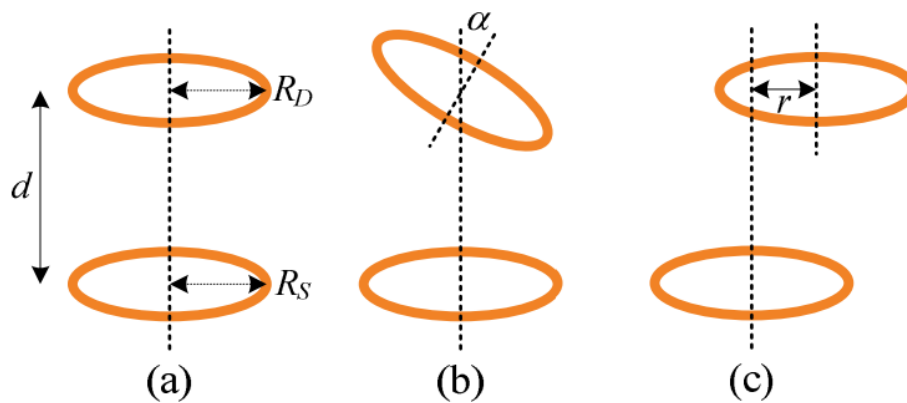


Figure 1.12 Arrangement basique de la liaison sans fil. (a) alignement frontal, (b) désalignement angulaire, et (c) désalignement latéral [21].

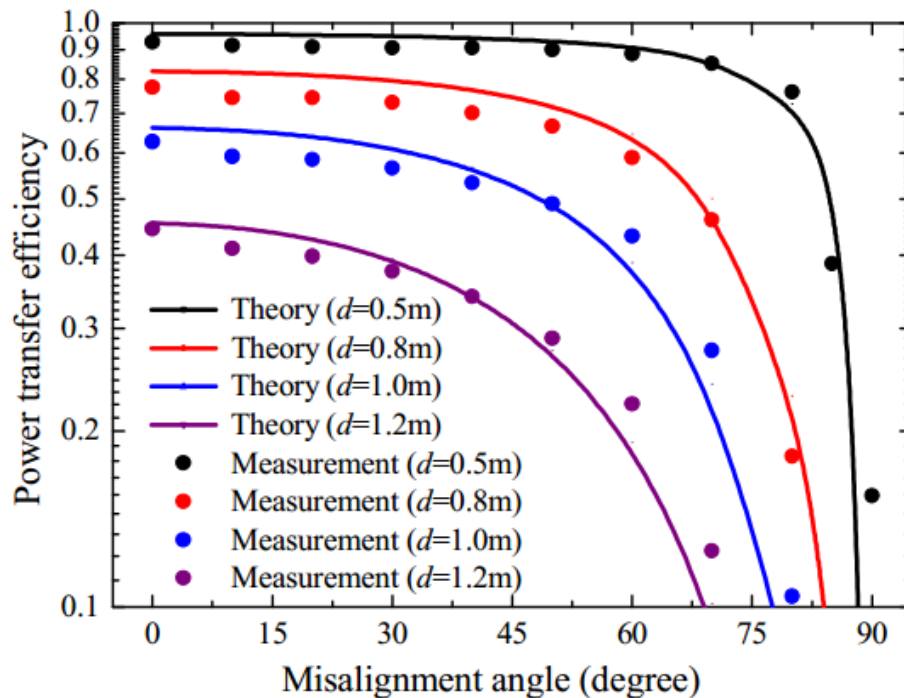


Figure 1.13 L'efficacité du transfert d'énergie de la source à l'appareil par rapport à l'angle de désalignement (cas du désalignement angulaire de la figure 1.12) [21]

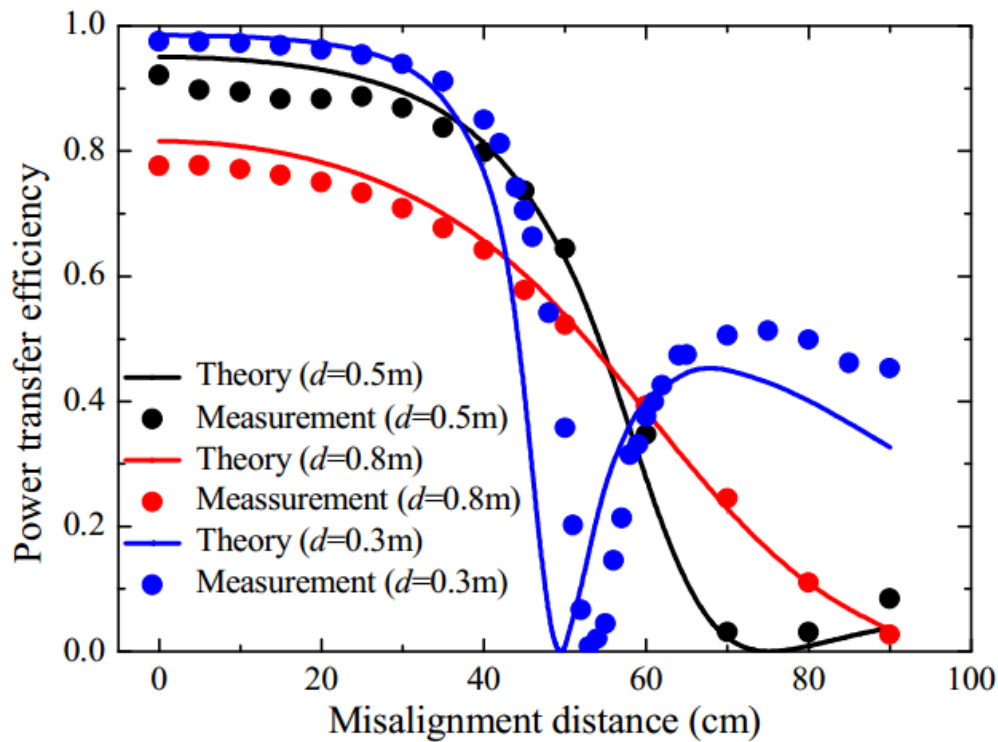


Figure 1.14 Efficacité du transfert d'énergie de la source à l'appareil en fonction du désalignement (cas du désalignement latéral dans la figure 12) [21]

1.5 Adaptation d'impédance et redressement

Depuis plus de 5 ans, des recherches dans le monde entier ont permis d'optimiser le WPT et beaucoup de progrès ont été réalisés. Il est maintenant connu que l'impédance d'entrée et de sortie optimale du système WPT doit diminuer à mesure que la distance augmente entre les résonateurs. Un schéma typique de système WPT à résonance magnétique couplée est montré dans la figure 1.15. On peut changer la distance entre la boucle d'excitation et le résonateur pour réaliser l'adaptation d'impédance optimale. Cette méthode d'adaptation d'impédance nécessite certains dispositifs mécaniques et occupe trop d'espace. C'est pourquoi il est souvent plus convenable d'utiliser des réseaux de circuits de condensateurs et d'inducteurs accordables pour réaliser les transformations d'impédance en conséquence. Certains de ces équipements sont disponibles commercialement et permettent de contrôler l'adaptation de l'impédance jusqu'à au moins 3 MHz, avec une efficacité de transmission allant jusqu'à 95% [22, 23]. Certains chercheurs ont trouvé que des réseaux d'adaptation supplémentaires comprenant des réactances fixes pouvaient être ajoutés dans le système WPT pour optimiser l'efficacité dans une certaine plage de distance de transmission si les impédances à l'entrée et à la sortie sont aussi fixes [24-26]. Un schéma typique de système WPT à résonance magnétique couplée est le suivant [22].

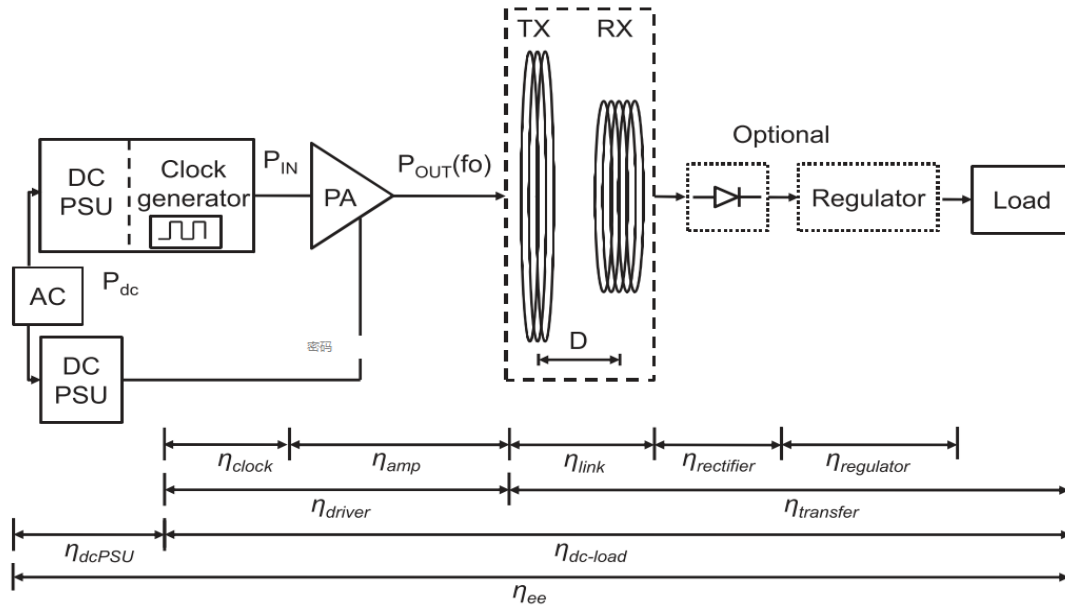


Figure 1.15 Un schéma typique de système du WPT résonance magnétique couplée [22]

1.6 Sommaire

Les résonateurs pour le WPT peuvent être divisés en trois types, les résonateurs de type solénoïde (ou hélicoil), les résonateurs à spirale (ou anneau), et les résonateurs diélectriques (tableau 1.2). Les résonateurs de type solénoïde et les résonateurs à spirale sont toujours utilisés dans les applications du WPT à basses fréquences et à longue distance. Compte tenu des diamètres des fils utilisés dans la bobine et la spirale sont le même, la bobine hélicoil peut atteindre de meilleures performances que la spirale du fait de son inductance mutuelle plus élevée. Comme les diamètres des fils utilisés dans la bobine et la boucle sont le même, la bobine hélicoil «3-dimention» permet d'obtenir de meilleures performances que la boucle du fait de l'inductance mutuelle plus élevée. Toutefois, la bobine plane montre une grande dégradation de la performance comparant avec celle de 3-dimensions. La spirale est une structure plane, qui peut économiser beaucoup d'espace et être facilement intégré dans les appareils portables. Les résonateurs diélectriques sont approprié pour l'application dans la gamme du bas-GHz, dans lequel les résonateur à fil peut ne fonctionne pas bien en raison des pertes par conduction. Des Matériaux céramique à forte permittivité diélectrique sont reportés dans quelques articles pour supporter le mode «whisper gallery» (certains types de modes HE), ce qui permet d'obtenir un faible rayonnement. Toutefois, l'exigence élevée de la permittivité (plus de 60), et la transmission multidirectionnelle limitent ses applications.

Un modèle de circuit de couplage résonnant du WPT permet déjà de simplifier l'étude du couplage [19, 27, 28]. Cependant, le facteur Q du résonateur à bobine est limité par la

conductivité du fil (sans parler de l'oxydation du cuivre en surface, qui est faiblement conductrice ainsi que de la rugosité de surface qui peut augmenter considérablement les pertes par conduction et ainsi largement diminuer le facteur Q du résonateur). En outre, le coefficient de couplage K est aussi limité à une dimension de résonateur donnée. En conséquence, le développement des résonateurs pour le WPT n'a pas conduit à l'amélioration de la distance de transmission espérée, ce qui explique que vitesse de commercialisation est plus lente que ce qu'on s'imaginait il y a 5 ans.

1.7 Énoncé du problème de cet article

Les appareils sans fil jouent clairement un rôle de plus en plus important dans notre vie quotidienne, et les câbles d'alimentation sont une nuisance croissante. En outre, dans certains domaines d'application, l'alimentation électrique par fil n'est pas possible, tels que les implants biomédicaux et les capteurs incorporés dans les structures à fortes contraintes mécaniques. Par conséquent, la technique de WPT par couplage magnétique à la résonance à moyenne distance reste un point très intéressant jusqu'à maintenant. Notre travail se concentrera sur les problèmes à résoudre apparaissant :

a) Les dispositifs médicaux implantables jouent un rôle de plus en plus important dans la médecine moderne pour la surveillance préventive et post-chirurgicale, la stimulation locale, l'administration de médicaments et les prothèses biomimétiques [29]. Le poids des piles non rechargeables intégrées occupe généralement une grande partie du poids total du dispositif médical implantable et le remplacement de la batterie (chirurgie) expose parfois la santé humaine à des gros risques particulièrement pour les personnes âgées. Le WPT est une solution pour cela. Les implants médicaux, tels que cochléaires, rénaux et cardiaques peuvent utiliser de petites bobines recevoir la puissance pour retirer ou miniaturiser les composants volumineux du stockage de l'énergie. D'une manière générale, le WPT pour des applications biomédicales a des exigences plus élevées, car la distance de transfert est habituellement supérieure à 10 fois celle de la dimension du récepteur, qui est dans beaucoup de cas de l'ordre du millimètre.

Une récente analyse [29] [30] montre que la fréquence optimale de transmission de puissance à travers dans les tissus humains est de l'ordre du GHz (considérant le compromis entre la puissance reçue et l'absorption des tissus). Cette conclusion utilise le modèle de relaxation de Debye comme approximation de la permittivité relative des tissus dans le corps humain [31].

C'est un cas particulier, différent des autres applications classiques WPT à moyenne distance, où la fréquence de résonance optimale pour le corps humain est supérieure à 100 fois de la fréquence de résonance WPT traditionnelle autour de 10 MHz et la rugosité de surface et l'oxydation affecte grandement les performances de résonateurs à fil travaillant dans la gamme du bas-GHz. De ce fait, un nouveau type de résonateur est nécessaire. Dans le document mentionné ci-dessus, un réseau de dipôles est utilisé comme transmetteur travaillant à 1,7 GHz, pour transférer la puissance à une bobine à l'intérieur du corps ayant un diamètre de 2 mm à environ 50 mm de profondeur dans le corps humain. Dans ce cas, la bobine de réception située à l'extérieur de la Sphère de Radian ($r = \lambda/2\pi$) du réseau de dipôles, ce qui fait que la densité d'énergie électrique est comparable à la densité d'énergie magnétique. Ce phénomène limitera la puissance maximale transmise car les limites d'expositions du corps humain sont plus restrictives pour champ électrique que pour le champ magnétique [30] [32]. Le résultat montré dans le document mentionné ci-dessus atteint une tension maximale en circuit ouvert de seulement 0,1 V à la limite des normes de sécurité. En outre, les réseaux d'alimentation du réseau de dipôles sont complexes en raison de la différence de phase de chaque élément, et le déplacement du récepteur dans le corps humain dans certaines applications telles que le stimulateur cardiaque diminue l'efficacité en raison de la forte directivité du réseau de dipôles.

Certains modes de guide d'ondes cylindrique, comme le mode TE₀₁, sont connus pour présenter une perte de conducteur beaucoup plus faible que celle des structures de transmission à fil (bobine). Il nous semble prometteur d'utiliser un guide d'onde cylindrique résonateur semi-fermé, travaillant entre 1 GHz et 2 GHz pour transférer la puissance. Afin de réduire la taille de la cavité mais aussi de maximiser le transfert de puissance par couplage magnétique intense et enfin de minimiser l'énergie rayonnée, un substrat à faible perte diélectrique mais à permittivité élevée sera utilisé pour remplir la cavité. Il n'est pas difficile de trouver des céramiques micro-ondes ayant ces caractéristiques sur le marché. La conception et l'analyse sont présentées dans la section 2.1.

b) Les résonateurs planaires à couplage magnétique sont des systèmes WPT très en vue de nos jours. Généralement, le résonateur planaire utilisé comme émetteur de puissance permet d'économiser beaucoup d'espace. Par ailleurs, le résonateur planaire est apte à être embarqué sur carte de circuit imprimé dans les appareils portables. Cependant l'inductance planaire est limitée par la carte de circuit imprimé ou la longueur de fil donné. L'inductance maximale de la bobine d'inductance planaire est toujours inférieure à celle de l'inducteur d'une bobine 3D.

(type solénoïde) ayant la même longueur de fil [33] [34]. Dans le cas de bobines planes, comme le courant est plus fortement distribué sur les conducteurs intermédiaires, la fréquence de résonance dépend linéairement de la longueur de fil. Cela signifie qu'il est difficile d'optimiser l'inductance mutuelle et la fréquence de résonance simultanément [35]. Des boucles inductives, chargées par des condensateurs, puis imbriquées les unes dans les autres seraient en mesure de satisfaire les hypothèses ci-dessus car elle apporterait un degré de liberté supplémentaire (de manière à avoir autant de degré de liberté que dans les bobines 3D). De plus, elles peuvent être réalisées en technologie circuit imprimé et chargées par des condensateurs céramiques faible perte afin de résonner à la même fréquence. Comme certains flux magnétiques relient les boucles ensemble, la capacité des différentes boucles va compenser la fréquence de résonance définie par la longueur du fil de chaque boucle, de façon à ce que toutes fonctionnent à la même fréquence, ce qui sera prouvé par simulation dans le chapitre 3.

CHAPITRE 2 LA TRANSMISSION D'ÉNERGIE PAR RÉSONANCE COUPLÉE MAGNÉTIQUE AU-DESSUS DU GHZ UTILISANT UNE CAVITÉ SEMI-FERMÉE REMPLIE EN PARTIE PAR UN MATÉRIAU CÉRAMIQUE

2.1 Introduction

Les progrès des micro-technologies permettent une évolution toujours plus rapide de l'électronique faible puissance, mais le nombre sans cesse croissant des fonctions intégrées aux appareils mobiles rend toute réduction de la consommation d'énergie bien difficile. Cela représente un goulot d'étranglement fondamental dans le développement de plates-formes mobiles et les appareils portables dans le monde sans fil. Par exemple, il est très fréquent que les téléphones intelligents ne puissent être utilisés à leur plein potentiel sous peine de quoi leur batterie ne durerait pas une journée entière. Pour l'utilisateur, la commodité de l'électronique portable est présentement compromise par la nécessité de multiplier les charge (et, au cours des mois, de plus en plus fréquemment à mesure que la capacité de la batterie diminue). En ce qui concerne les appareils qui ne peuvent être branchés sur un chargeur comme implants biomédicaux, le problème devient encore plus délicat à cause de la chirurgie nécessaire pour le remplacement d'une pile. Souvent, la taille de la batterie limite même la viabilité de capteurs biomédicaux *in-vivo*. Enfin, la chirurgie nécessaire au remplacement de la batterie, expose le patient à de nouveaux risques, qui peuvent être particulièrement élevés, comme c'est le cas pour les aînés.

Il a longtemps été pensé que la transmission ou le transfert de puissance sans fil aurait « coupé le cordon » [15] [36], mais les WPT ont été loin d'une utilisation quotidienne, jusqu'à ces dernières années. La situation est en train de changer avec l'adoption récente de la norme Qi [37] [38], et le développement rapide des techniques de couplage résonant (ou de résonance couplées) qui sont utilisés pour transférer de l'énergie à la distance d'environ deux fois la taille des éléments réactifs dans les documents de référence [17] [5].

Cependant, les systèmes WPT classiques ne parviennent pas à fournir de solutions pratiques à beaucoup de dispositifs biomédicaux tels que ceux pour le suivi post-opératoire, la stimulation, l'administration de médicaments ou prothèse biomimétique [39] ~ [42]. Ils sont trop gros pour

être incorporé dans les implants cochléaire, réiniens et cardiaques, et une simple mise à l'échelle ne fonctionne pas, principalement parce que le rapport de la distance de transmission au diamètre de l'élément de réception augmente bien au-delà de 2 ou 3. Des chercheurs ont essayé d'utiliser une bobine primaire de 64mm de diamètre pour transférer de la puissance à une bobine secondaire de 22mm de diamètre obtenant une efficacité d'environ 35% dans l'espace libre, à une distance égale à deux fois le diamètre de la bobine secondaire [40]. Ce résultat sera réduit au moment d'un transfert à travers des tissus humains à pertes et dispersifs.

De plus, dans la plupart des applications biomédicales, le récepteur d'énergie doit être suffisamment petit pour être incorporé dans le corps humain [43]. Une nouvelle technologie permettant de surmonter les détails précédents est maintenant nécessaire. Le Scénario habituel est plutôt le transfert de puissance d'un transmetteur de 50mm vers un récepteur de 3mm, implanté dans le corps humain pour conduire un dispositif implantés sans pile. Le transmetteur dispose de nombreux degrés de liberté mais l'efficacité de transfert est un problème crucial pour l'application des implants sans fil alimentés. Les technologies typiques à base de bobines utilisées dans le cadre de transfert à moyenne distance exploitent le comportement d'auto-résonance du résonateur de la bobine. Dans la gamme du GHz, toutefois, la taille de la bobine est si petite et les pertes par conduction deviennent très élevées, et que sur une distance de 50 mm l'efficacité diminue bien en dessous de 0,1%. Cette efficacité rend un tel dispositif difficile à utiliser dans cette application. Le travail de [44] propose une technique élégante basée sur un réseau de dipôles idéal, pour remplacer la bobine de transmission, mais ne considère pas les effets de réseau d'alimentation ainsi que les mécanismes de pertes, Ce principe permet d'élargir la taille équivalente de l'émetteur pour améliorer l'efficacité de transfert. Une efficacité théorique maximale de 0,7% est obtenue à la fréquence de 1,7 GHz pour une profondeur de 50mm de corps humain par simulation.

Le travail présenté dans cette thèse propose une nouvelle topologie pour d'émetteur permettant le transfert par couplage inductif (ou magnétique) résonnant avec un rayonnement (pertes par rayonnement) réduit. Il est mieux adapté au fonctionnement à haute fréquence que les techniques à bobines «classiques» qui souffrent généralement de faible Q due à la rugosité de la surface et à l'oxydation. Cette technologie utilise un mode de guide d'ondes cylindriques telles que le mode TE₀₁, connus pour avoir de faibles pertes par conduction par rapport à la ligne de transmission par fil et d'autres modes de basse pour guides d'ondes. En outre, la distribution du champ du mode TE₀₁ est tout à fait similaire à celle de la bobine, ce qui signifie

donc qu'un couplage magnétique entre les deux différents types de résonateurs devrait fonctionner. L'élément réactif est alors un guide d'onde cylindrique résonateur semi-fermé et travaille entre 1 GHz et 2 GHz. En outre, un substrat à forte permittivité faible perte diélectrique du commerce est utilisé pour remplir la cavité afin de réduire la taille de la cavité et à confiner le champ électrique afin de ne transférer l'énergie que par couplage magnétique intense (évitant ainsi les pertes par rayonnement.)

2.2 Le mode développé

La figure 2.1 représente le résonateur à cavité semi-fermée proposé. Celle-ci est partiellement remplie d'une céramique à haute permittivité avec un espace rempli d'air dans le centre. Une boucle de cuivre alimentée par une ligne coaxiale 50 ohms est utilisée comme excitation dans le centre du résonateur. L'impédance d'entrée peut être adaptée en modifiant la distance entre la boucle et le fond de la cavité. La céramique est recouverte de cuivre sur son côté ainsi que sur son fond dans le but de réduire le rayonnement. Ceci est nécessaire dans notre cas, car la permittivité de la céramique utilisée ici n'est pas suffisamment élevée pour confiner entièrement l'énergie dans le résonateur. La cavité cylindrique peut supporter le mode TE₀₁ qui a une faible perte de conducteur par rapport aux modes inférieurs. De plus, avec ce mode-là les pertes par conduction diminuent quand la fréquence augmente. Les distributions des champs électrique et magnétique dans la cavité peuvent être classées en deux régions distinctes. Dans la première région, les composantes de champ peuvent être exprimées en coordonnées polaires:

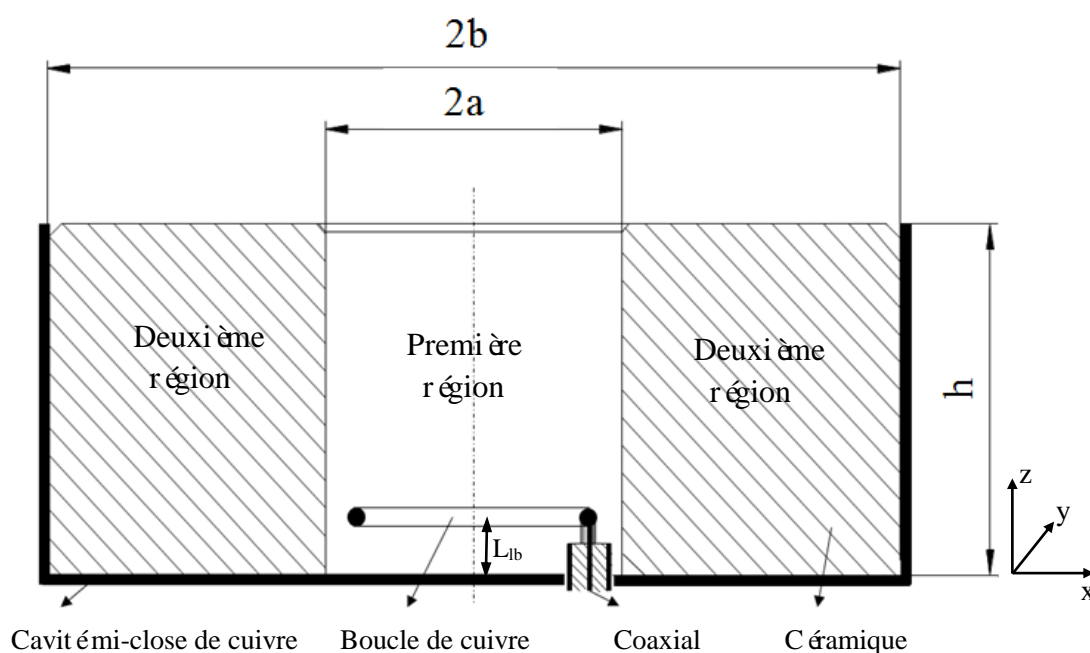


Figure 2.1 Paramètres de la cavité résonante mi-close proposée.

$$H_z = BJ_0(k_{c1}r) \sin(\beta z) , \quad (2.1a)$$

$$H_r = B \frac{\beta}{k_{c1}} J_1(k_{c1}r) \cos(\beta z) , \quad (2.1b)$$

$$E_\phi = -B \frac{j\omega\mu_0}{k_{c1}} J_1(k_{c1}r) \sin(\beta z) , \quad (2.1c)$$

avec

$$k_{c1}^2 = -\beta^2 + \omega^2 * \mu_0 * \varepsilon_1 , \quad (2.1d)$$

Où B est une contrainte arbitraire, $J_\nu(x)$ est la fonction de Bessel de première espèce, d'ordre ν et β est la constante de propagation. De la même façon, les composantes du champ dans la seconde région peuvent être exprimées par les équations suivantes:

$$H_z = [EI_0(k_{c2}'r) + FK_0(k_{c2}'r)] \sin(\beta z) , \quad (2.2a)$$

$$H_r = \frac{\beta}{k_{c2}'} [EI_1(k_{c2}'r) - FK_1(k_{c2}'r)] \cos(\beta z) , \quad (2.2b)$$

$$E_\phi = -\frac{j\omega\mu_0}{k_{c2}'} [EI_1(k_{c2}'r) - FK_1(k_{c2}'r)] \sin(\beta z) , \quad (2.2c)$$

avec

$$k_{c2}'^2 = \beta^2 - \omega^2 * \mu_0 * \varepsilon_2 ; \quad (2.2d)$$

Où $I_\nu(x)$ et $K_\nu(x)$ sont les fonctions de Bessel modifiées d'ordre entier ν , E et F pouvant être déterminées par les conditions aux limites et la valeur sélectionnée de B .

En tenant compte des conditions aux limites et la continuité du champ à la surface du «trou d'air» dans la céramique, l'équation du déterminant (2.4) peut être dérivée.

$$E_{\phi 2}(b) = 0, \quad E_{\phi 1}(a) = E_{\phi 2}(a), \quad H_{z1}(a) = H_{z2}(a), \quad (2.3)$$

$$\begin{aligned} & J_0(k_{c1}a)[I_1(k_{c2}'a)K_1(k_{c2}'b) - I_1(k_{c2}'b)K_1(k_{c2}'a)] \\ & - \frac{k_{c2}'J_1(k_{c1}a)}{k_{c1}} [I_0(k_{c2}'a)K_1(k_{c2}'b) + I_1(k_{c2}'b)K_0(k_{c2}'a)] = 0, \end{aligned} \quad (2.4)$$

En choisissant un matériau céramique ayant une permittivité de 45, un diamètre de cavité métallique $2b$ de 60,5mm et un diamètre du trou central $2a$ de 21 mm, et une fréquence de fonctionnement de 1,236 GHz, on peut facilement résoudre l'équation (2.4) et calculer la constante de propagation β de 107,5 rad / m.

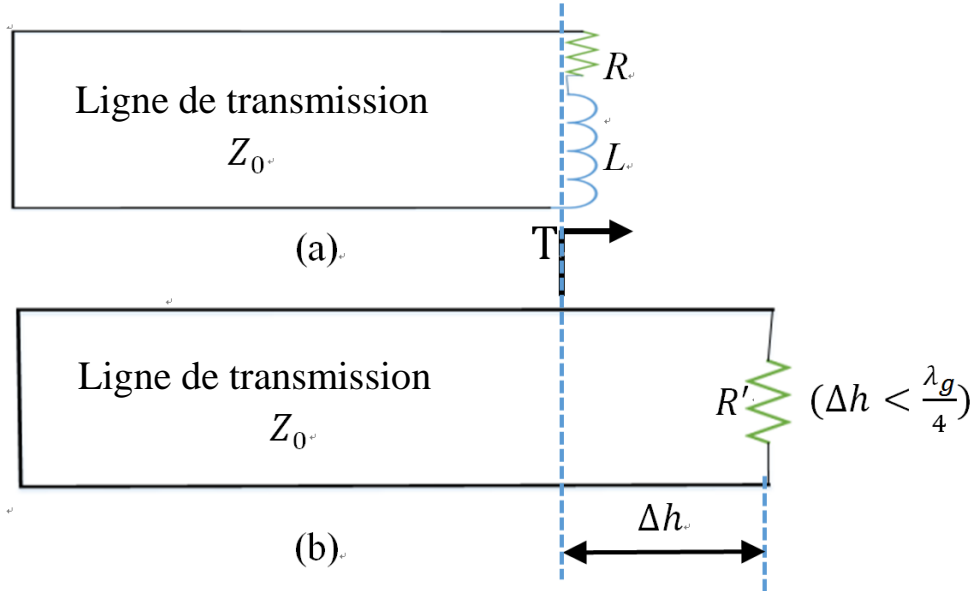


Figure 2.2 Mod èle de transmission équivalente pour la cavité de mi-close.

Pour déterminer la longueur h de la cavité le champ à l'extérieur de la cavité doit être pris en compte. De même manière que dans [48], un modèle de ligne de transmission avec une impédance caractéristique Z_0 peut être utilisé pour analyser un tel problème de guide d'ondes ouvert, ce qui est illustré sur la figure 2.2 (a) et (b). La résistance R sur la figure 2.2 (a) représente la résistance de rayonnement et l'inductance L représente l'énergie inductive nette à l'extérieur de la cavité. Dans la figure 2.2 (b), une section de ligne de transmission supplémentaire est attachée à la ligne d'origine pour transformer R et L en résistance R' . On peut déduire à partir de [48] que $R' < Z_0$, ce qui signifie que la tension minimale est située au niveau de R' . La longueur de cette ligne de transmission supplémentaire Δh a les relations suivantes [48]:

$$\frac{\pi \Delta h}{b} \approx \ln \frac{\lambda_0}{1.781b} + 2 - \frac{3.832}{\beta b} \sin^{-1} \frac{\lambda_0}{\lambda_g} - 0.383 \left(\frac{\beta b}{10} \right)^2 - 0.379 \left(\frac{\beta b}{10} \right)^4, \quad (2.5)$$

$$\lambda_0 = \frac{\lambda_g}{\sqrt{1 + \left(\frac{\lambda_g}{1.64b} \right)^2}}, \quad (2.6)$$

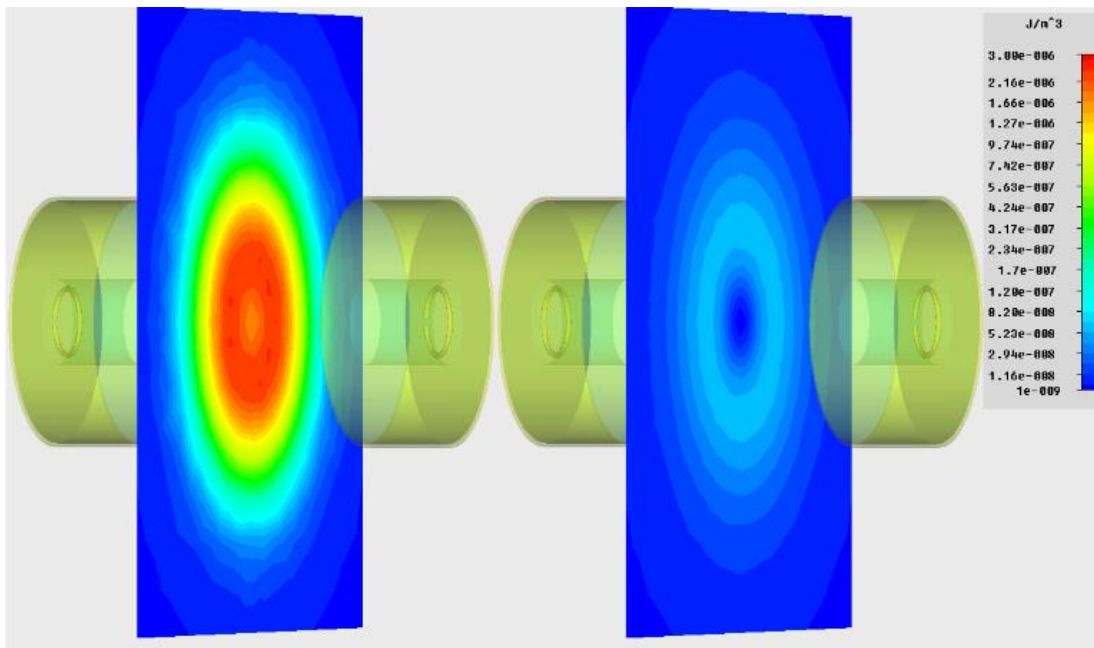
Où λ_g est la longueur d'onde de propagation du guide d'onde partiellement rempli, qui est égal à $2\pi / \beta$.

Seule une cavité vide est discutée dans [48], l'équation (2.6) doit être utilisée pour calculer la longueur d'onde équivalente λ_0 dans l'espace libre. La longueur de la cavité peut ensuite être calculée par,

$$h = \lambda_g / 2 - \Delta h, \quad (2.7)$$

Les résultats des équations (2.5 à 2.7) sont vérifiés en comparant la longueur de la cavité obtenue avec celle provenant des résultats de simulation CST Studio (simulation *full wave*). Le résultat de (2.7) est 21,8mm tandis que celui de la simulation *full wave* est de 22,1mm, ce qui valide la technique de notre approche théorique développée plus haut.

La figure 2.3 montre la répartition et l'intensité de la densité d'énergie du champ électrique et du champ magnétique du mode TE₀₁ à l'extérieur de la cavité cylindrique. À la fréquence de résonance, les distributions de champs électrique et magnétique sont bien connues pour être orthogonales entre eux et l'énergie électrique réservée non radiative est égale à la contre-partie magnétique. En raison de la haute permittivité du substrat céramique, la majeure partie de l'énergie électrique est confinée à l'intérieur de la cavité. La densité d'énergie magnétique à l'extérieur de la cavité est environ 50 fois plus élevée que la densité d'énergie électrique (figure 2.3), comme prévu initialement. Cela signifie que la puissance est transmise principalement par un couplage de champ magnétique.



(a) Densité d'énergie magnétique; (b) Densité d'énergie électrique

Figure 2.3 Comparaison de la densité d'énergie du champ magnétique et du champ électrique entre les deux résonateurs (*Simulation full wave*).

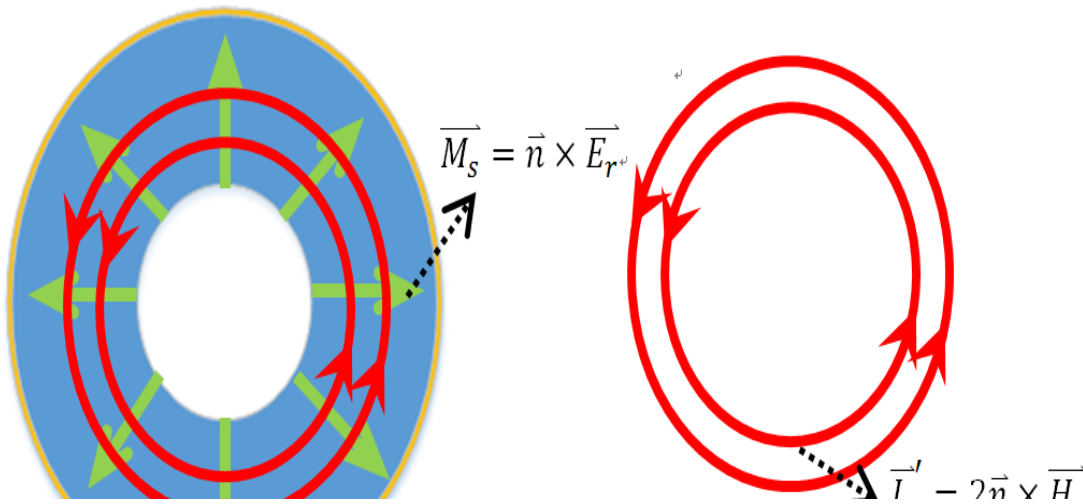


Figure 2.4 Courant équivalent à la surface ouverte de la cavité

À partir des calculs des champs, ainsi que du modèle équivalent de la ligne de transmission de la cavité résonnante, la répartition du champ sur la surface ouverte de la cavité est connue. En appliquant le principe d'équivalence, le champ entre les deux résonateurs peut être dérivé en deux sources de courant plans équivalents \vec{J}_s et la source magnétique \vec{M}_s à la surface ouverte de la cavité comme le montre la figure 2.4 (a). Grâce au théorème d'image, seule la source de courant équivalent \vec{J}_s' est nécessaire pour calculer les champs, comme le montre la figure 2.4 (b). Afin de comparer le comportement de la cavité mi-close avec les modèles existants, tels que celui rapporté dans [5], la self-inductance, l'inductance mutuelle et le facteur Q du résonateur doivent être calculés. À notre connaissance, aucune littérature ne traite de l'obtention de ces paramètres pour une cavité cylindrique ouverte. Comme le courant de la surface plane est symétrique par rapport au centre, l'ensemble de ces paramètres peut être dérivé par le calcul. Il est connu que l'inductance mutuelle et que la self-inductance est déterminé par la distribution relative de courant sur le conducteur. Les courants planaires équivalentes sur les deux surfaces ouvertes des résonateurs sont donc supposés être les mêmes pour le calcul de l'inductance. Comme l'indique la figure 2.5, la surface ouverte des deux cavités cylindriques peut être divisée en N différentes boucles planes, qui sont désignées comme le rayon r_{1m} ou r_{2n} ($m, n = 1, 2, \dots, N$) ayant une largeur de b/N . Sur chaque boucle plane étroite, le courant équivalent à une amplitude et une phase quasi-identique, de sorte que l'équation dans [44] du calcul de l'inductance de boucles de fil peut être utilisée pour dériver l'inductance de cavités mi-close.

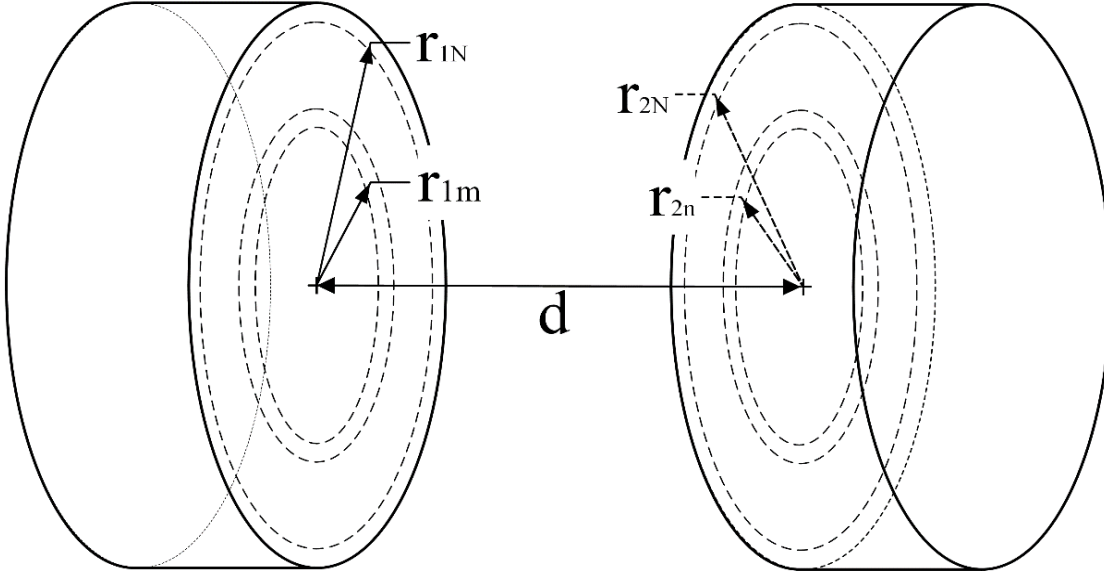


Figure 2.5 Divisions de la surface ouverte de la cavité

L'inductance mutuelle M_{12} peut être calculée par les équations suivantes,

$$i_{1m} = 2H_r(r_{1m}, h) \cdot \left(\frac{b}{N}\right) \quad (2.8)$$

Où $r_{1m} = -b/2N + b \cdot m/2N$, $m = 1, 2, \dots, N$. De même, i_{2n} et r_{2n} peut être définie.

$$\begin{aligned} M_{12} &= \frac{\mu_0}{4\pi \cdot I_0^2} \iint d\vec{l}_1 \cdot d\vec{l}_2 \frac{J_1(\vec{R}_1) \cdot J_2(\vec{R}_2)}{|\vec{R}_1 - \vec{R}_2|} \\ &= \frac{\mu_0}{4\pi \cdot I_0^2} \oint_{\Sigma_{C_{1m}}} \oint_{\Sigma_{C_{2n}}} d\vec{l}_{1m} \cdot d\vec{l}_{2n} \frac{i_{1m} \cdot i_{2n}}{|\vec{R}_{1m} - \vec{R}_{2n}|} \\ &= \frac{1}{I_0^2} \sum_{m,n=1,2,\dots,N} i_{1m} \cdot m_{12}(m, n) \cdot i_{2n} , \end{aligned} \quad (2.9)$$

Où

$$|\vec{R}_{1m} - \vec{R}_{2n}| = \sqrt{d^2 + r_{1m}^2 + r_{2n}^2 - 2r_{1m}r_{2n}\cos(\emptyset)} \quad (2.10)$$

$$m_{12}(m, n) = \mu_0 \sqrt{r_{1m}r_{2n}} \cdot$$

$$\left[\left(\frac{2}{\bar{k}_{mn}} - \bar{k}_{mn} \right) K(\bar{k}_{mn}) - \frac{2}{\bar{k}_{mn}} E(\bar{k}_{mn}) \right], \quad (2.11)$$

$$\bar{k}_{mn}^2 = \frac{4r_{1m}r_{2n}}{(r_{1m}+r_{2n})^2+d^2} , \quad (2.12)$$

$$I_0 = \sum_{m=1,2,\dots,N} i_{1m} = \sum_{n=1,2,\dots,N} i_{2n} . \quad (2.13)$$

$K(x)$ et $E(x)$ sont les intégraux elliptiques complètes des premier et second types. Pour calculer la self-inductance L , on a

$$L = M_{12}|_{d=0} . \quad (2.14)$$

Comme la singularité de $K(\bar{k}_{mn})$ apparaît lorsque $m = n$, on doit éviter ce point en prenant la largeur de chaque boucle en considération. Dans [49], on note que lorsque la largeur de la boucle est plus petite que son rayon, on peut utiliser l'équation suivante pour calculer $m_{12}(n, n)|_{d=0}$,

$$K(\bar{k}_{nn}) = \ln\left(\frac{16a}{b/N} - 4\right) . \quad (2.15)$$

Le résonateur à cavité mi-close à trois sortes de pertes, à savoir les pertes par conduction, les pertes diélectriques et les pertes par rayonnement. Pour calculer le facteur Q total du résonateur, le facteur Q_{rad} de rayonnement, le facteur Q_{cond} de la conduction et le facteur Q_{diel} diélectrique doit être calculés séparément. Le facteur Q_{total} total a la relation suivante,

$$\frac{1}{Q_{total}} = \frac{1}{Q_{cond}} + \frac{1}{Q_{diel}} + \frac{1}{Q_{rad}} , \quad (2.16)$$

Le champ lointain de la source de courant plane peut être calculé ainsi [50] :

$$\widetilde{E}_\phi(d, \theta) = \frac{120\pi\beta}{d} \int_{r=0}^b r H_r(r, h) J_1(\beta_0 r \sin\theta) dr , \quad (2.17)$$

$$\widetilde{H}_\theta(d, \theta) = \frac{\beta}{d} \int_{r=0}^b r H_r(r, h) J_1(\beta_0 r \sin\theta) dr, \quad (2.18)$$

Où $\widetilde{E}_\phi(d, \theta)$ et $\widetilde{H}_\theta(d, \theta)$ sont les champs électriques et magnétiques en champ lointain. La constante de propagation en espace libre est $\beta_0 = \omega/c$; $H_r(r, H)$ correspond au champ magnétique dans le plan ouvert du résonateur. La puissance rayonnée P_r de la cavité est égale à la moitié de la puissance de rayonnement du courant plane équivalent,

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{1}{2} \oint_S \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{2} \widetilde{E}_\phi \cdot \widetilde{H}_\theta^* \right\} dS \\ &= \int_0^{\frac{\pi}{2}} 120\pi^2 \beta^2 \sin \theta \left| \int_{r=0}^b r H_r(r, h) J_1(\beta_0 r \sin\theta) dr \right|^2 d\theta. \end{aligned} \quad (2.19)$$

Si la rugosité de la surface et l'oxydation sur la surface intérieure de la cavité peut être négligeable, les pertes par conduction P_c peuvent être calculées par les équations suivantes. En règle générale, cette condition est valide pour peu que l'usinage soit réalisé avec précision.

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\delta}}, \quad (2.20)$$

$$\begin{aligned} P_c &= \frac{R_s}{2} \iint_s |H_{tan}|^2 ds \\ &= \pi R_s \left[b \left(\frac{h}{2} - \frac{\sin 2\beta h}{4\beta} \right) \left| H_z \left(b, \frac{\pi}{2\beta} \right) \right|^2 + \int_0^b r |H_r(r, 0)|^2 dr \right], \end{aligned} \quad (2.21)$$

Où R_s est l'impédance de surface et H_{tan} est la composante tangentielle du champ magnétique à l'interface entre le cuivre et la céramique.

En raison de la haute permittivité de la céramique, l'énergie totale stockée à l'intérieur et autour de la cavité peut être facilement calculée à partir du champ électrique, comme l'indique l'équation suivante,

$$W = 2W_e \approx \pi \int_{z=0}^h \int_{r=0}^b \varepsilon |E_\phi(r, z)|^2 r dr dz. \quad (2.22)$$

Les facteurs de Q_{rad} , Q_{cond} et Q_{diel} ont les relations suivantes,

$$Q_{rad} = \frac{\omega W}{P_r}, \quad Q_{cond} = \frac{\omega W}{P_c}, \quad Q_{diel} \approx \frac{1}{\tan \delta} \quad (2.23)$$

La tangente de perte du matériau céramique à la fréquence de travail est d'environ 3×10^{-5} . Le Q_{total} peut être calculé sur la base de (2.16). Selon l'analyse faite dans [5], le rapport de couplage à perte, qui a la relation de (2.24), est le facteur de mérite des résonateurs pour WPT. Sous réserve d'une adaptation d'impédance optimale, l'efficacité maximale de transmission est obtenue par le rapport de (2.25) suivant,

$$\frac{k}{\Gamma} = \frac{Q_{total} M_{12}}{\sqrt{L_{11} L_{22}}} \quad (2.24)$$

$$\eta = \frac{S \left(\frac{k}{\Gamma} \right)^2}{(1+S) \left(\frac{k}{\Gamma} \right)^2 + (1+S)^2}, \quad S = [1 + \left(\frac{k}{\Gamma} \right)^2]^{1/2} \quad (2.25)$$

Le modèle analytique proposé est maintenant utilisé pour examiner les caractéristiques de la cavité. En effet, la constante de propagation présentée dans la figure 2.6 est un moyen pratique pour localiser la fréquence de coupure. Celle-ci doit être évitée dans la conception parce la mesure de la fréquence de fonctionnement se rapproche de la fréquence de coupure, les pertes

par conduction vont augmenter de façon exponentielle. Toutefois, lorsque la fréquence de travail s'éloigne de la fréquence de coupure, les pertes par rayonnement vont augmenter car le rapport du diamètre à la longueur d'onde augmente. Par ailleurs, les pertes diélectriques ont généralement tendance à augmenter avec la fréquence. Par conséquent, il sera toujours préférable d'opérer à la plus basse fréquence disponible de la cavité. La figure 2.6 est tracée à une fréquence fixe afin de comparer les données pour un même $\tan \delta$. La constante de propagation est alors utilisée pour calculer la longueur de la cavité.

La figure 2.7 fait usage de la longueur calculée, avant de montrer le volume du résonateur à une fréquence donnée en fonction du diamètre du résonateur. Parce que le coût de céramique est une considération importante dans la conception, le volume le plus faible est préféré.

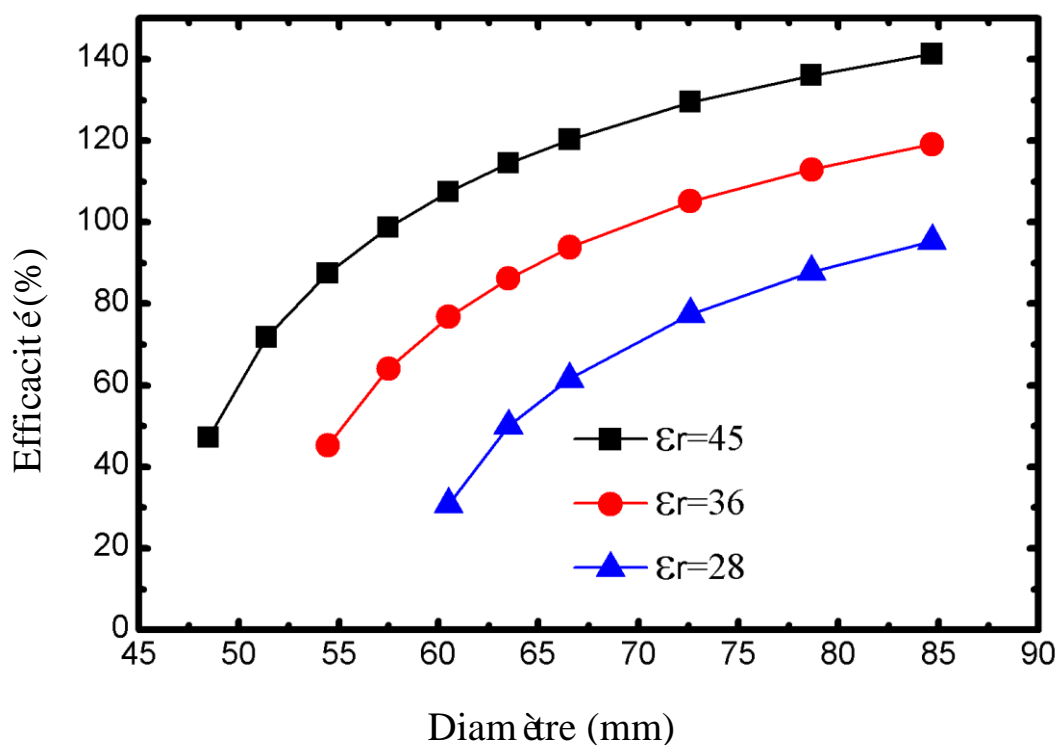


Figure 2.6 Constante de propagation en fonction du diamètre la permittivité relative à une fréquence de travail fixe à 1.24 GHz sur la base du modèle théorique proposé.

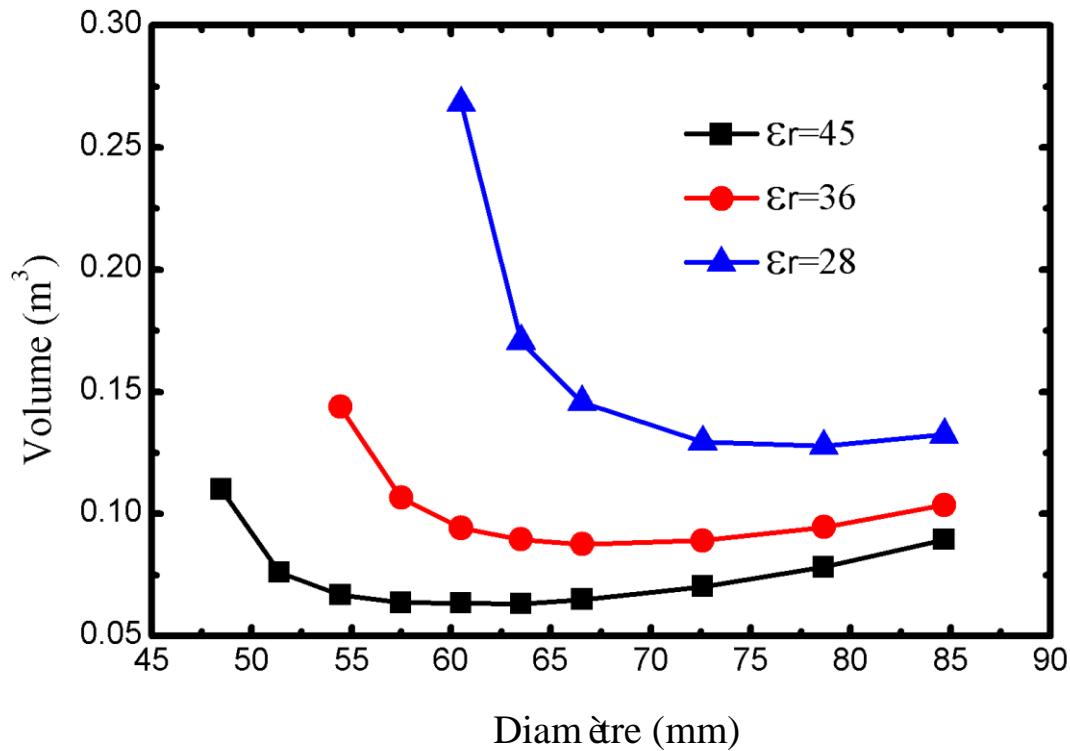


Figure 2.7 Longueur de la cavité en fonction du diamètre et la permittivité relative à la fréquence de travail fixé à 1.24 GHz sur la base du modèle théorique.

2.3 La analyse paramétrique et la validation expérimentale

Une céramique à permittivité très élevée réduirait la perte de rayonnement. Cependant, une permittivité très élevée est habituellement associée à des pertes diélectriques aussi élevée et un coût accru. Pour choisir une céramique appropriée pour le prototype expérimental et la validation du modèle et de l'analyse proposée, une simulation *full wave* pour différents matériaux a été effectuée. L'efficacité de transmission de puissance peut être définie comme $\eta = |S_{21}|^2$, quand $|S_{11}| = |S_{22}| = 0$. La figure 2.8 montre les résultats de l'efficacité du transfert pour différentes permittivités de céramiques (pour une même taille de cavité). Parce que chaque matériau a une tangente de pertes diélectrique différente et que le coefficient de dilatation thermique à une fréquence donnée, les pertes diélectriques n'ont pas été prises en compte. Pour permittivité relative de céramique au-dessus de 40, les pertes par rayonnement peuvent être supprimées efficacement. Cette valeur correspond parfaitement aux céramiques commerciales typiques qui présentent un constant diélectrique relatif variant de 28 à 45, tout en gardant de faibles pertes diélectriques, et de faible coefficient de dilatation thermique pour un coût modéré. La permittivité de 45 est choisie en se référant aux résultats de la figure 2.7 et la figure 2.8.

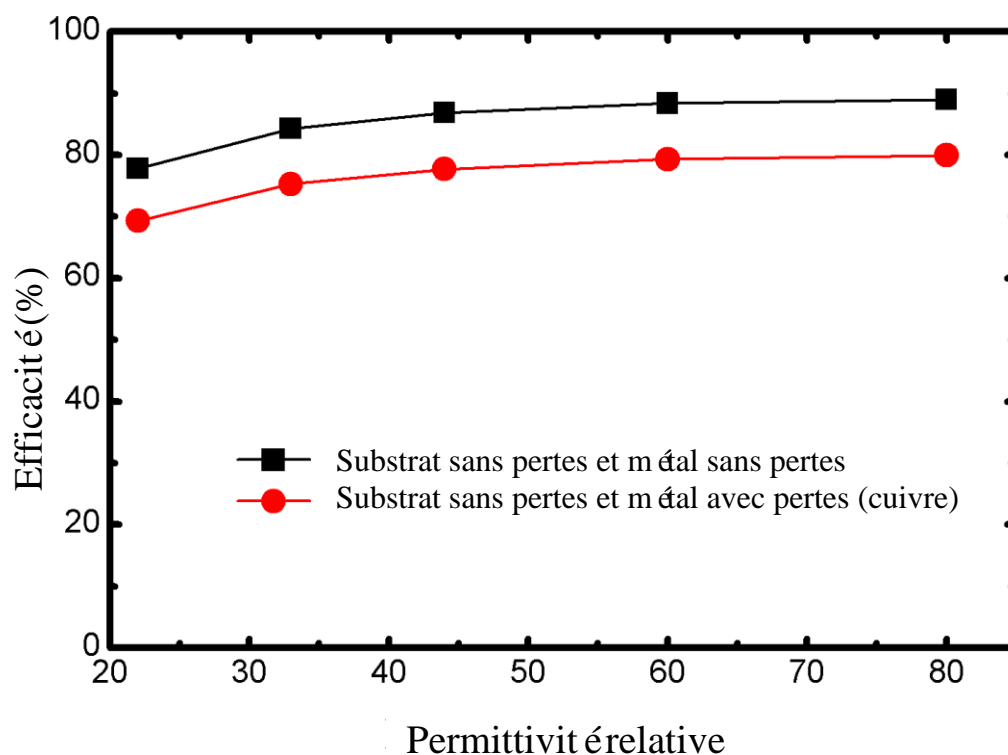


Figure 2.8 Efficacité de la transmission en fonction de différents substrats diélectriques par simulation *full wave* utilisant le logiciel CST

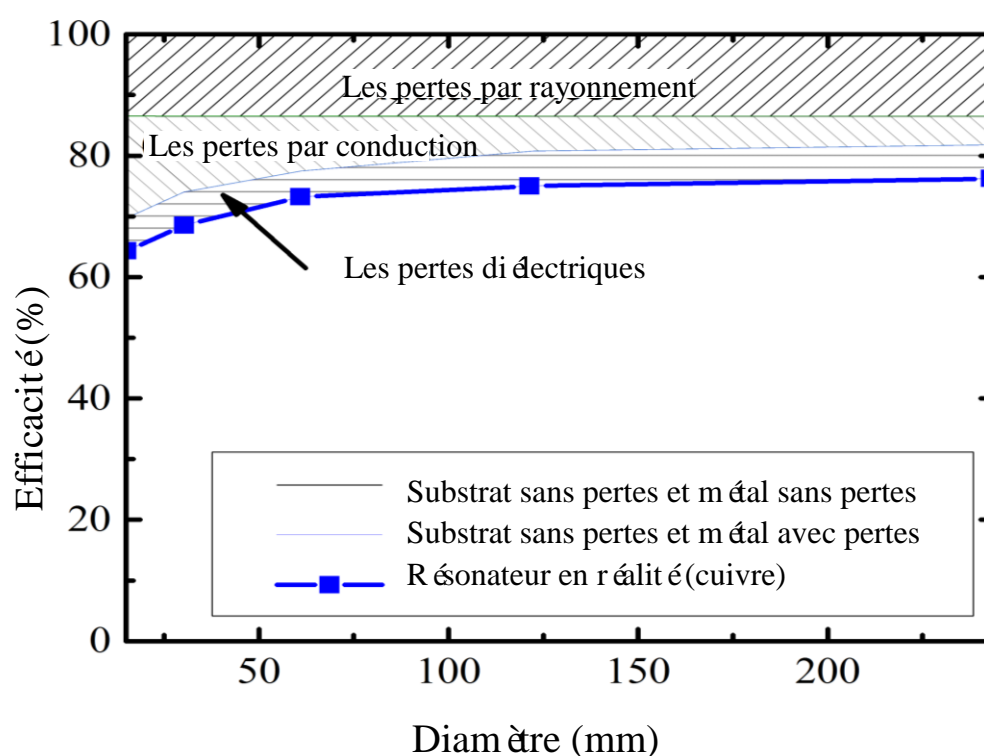


Figure 2.9 Efficacité de la transmission pour différents diamètres de cavités (simulation CST).

Pour un matériau de céramique donné, $Q_{dielect} \cdot f$ est connue comme étant quasi-constante dans la gamme de fréquence d'intérêt. Les résultats de simulation à l'aide de CST et du modèle théorique développé décrit dans la figure 2.9 montrent l'impact des trois types de pertes sur l'efficacité de transfert pour des cavités résonnantes mi-close allant de 15 mm à 300 mm de

diamètre. Le rapport du diamètre à la hauteur est le même pour chaque résonateur présent sur la figure 2.9 et l'efficacité est donnée pour la transmission de puissance entre deux résonateurs identiques sur le même axe, à une distance correspondant au diamètre de la cavité. Comme on peut l'observer, les pertes par rayonnement et diélectriques ne dépendent pas du diamètre du résonateur. Cependant, les pertes par conduction deviennent prédominantes si le diamètre de la cavité devient trop petit, quelle que soit la rugosité de surface et l'oxydation du cuivre. Considérant les résultats de la figure 2.7 et la figure 2.9, un diamètre de résonateur de 60,5mm est choisi pour le prototype expérimental.

L'adaptation d'impédance se fait en changeant L_{lb} , la distance entre la boucle de l'excitation et le fond de la cavité. La figure 2.10 montre la valeur du L_{lb} optimal en fonction de la distance entre les deux résonateurs.

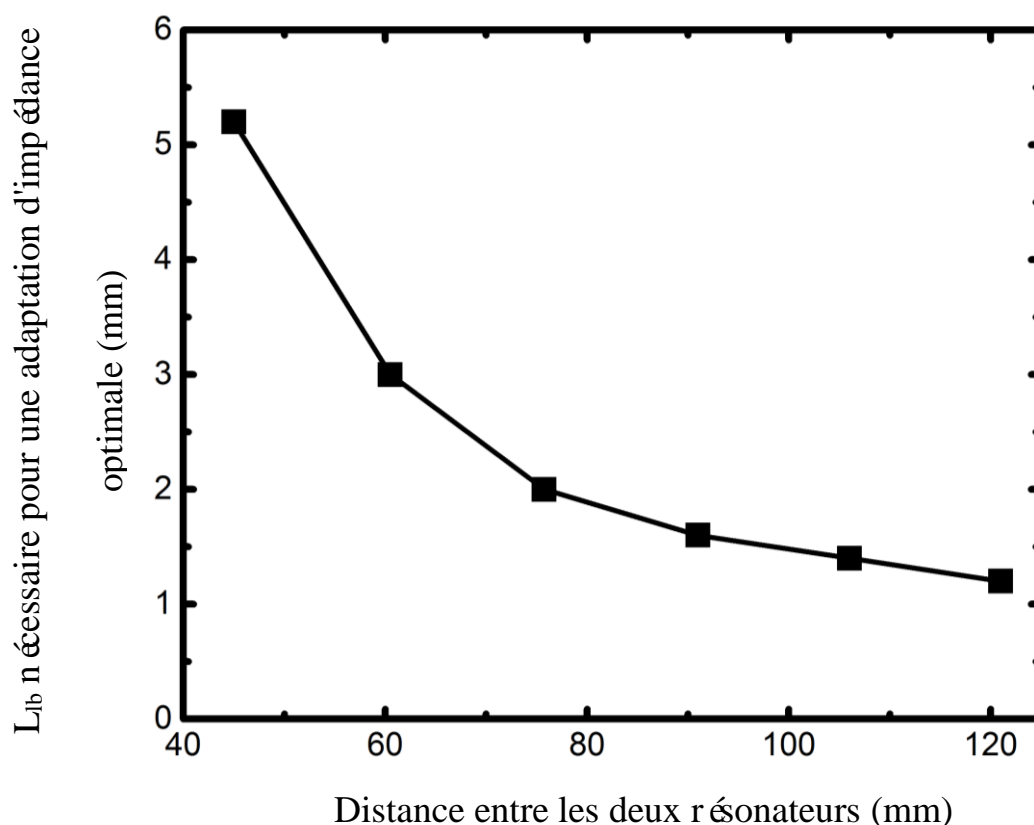


Figure 2.10 L_{lb} optimal en fonction de la distance entre les deux résonateurs.

Les résultats calculés d'un rapport de couplage à la perte sur la base du modèle théorique sont présentés dans la figure 2.11. La photo pour l'installation de mesure est montrée dans la figure 2.12.

Les résultats de la mesure sont tracés sur la figure 2.13. On constate que lorsque la distance entre les deux résonateurs augmente d'une fois de diamètre à deux fois le diamètre, le rendement

diminue de 65,5% à 14,5%, ce qui coïncide bien avec les résultats de la simulation *full wave* de CST ainsi que la prédiction du modèle théorique proposé plus haut.

La fréquence de travail des résonateurs est mesurée à 1,21GHz, ce qui est très proche de la prédiction de 1,24 GHz prévu par le modèle théorique. L'efficacité est légèrement plus élevée obtenue par le calcul de simulation et le modèle théorique pourrait être causé par les effets de rugosité de surface et d'oxydation qui ont été négligés. En outre, lorsque la distance de transfert est plus courte que le diamètre du résonateur, les résultats de la modélisation théorique sont plus faibles que ceux simulés par CST, ce qui peut être attribué au calcul de la puissance de rayonnement dans le modèle théorique qui ne tient pas compte de la présence de l'autre résonateur en face d'elle. Il est évident que, lorsque la distance est courte, la puissance de rayonnement est inférieure à la prédiction du modèle théorique.

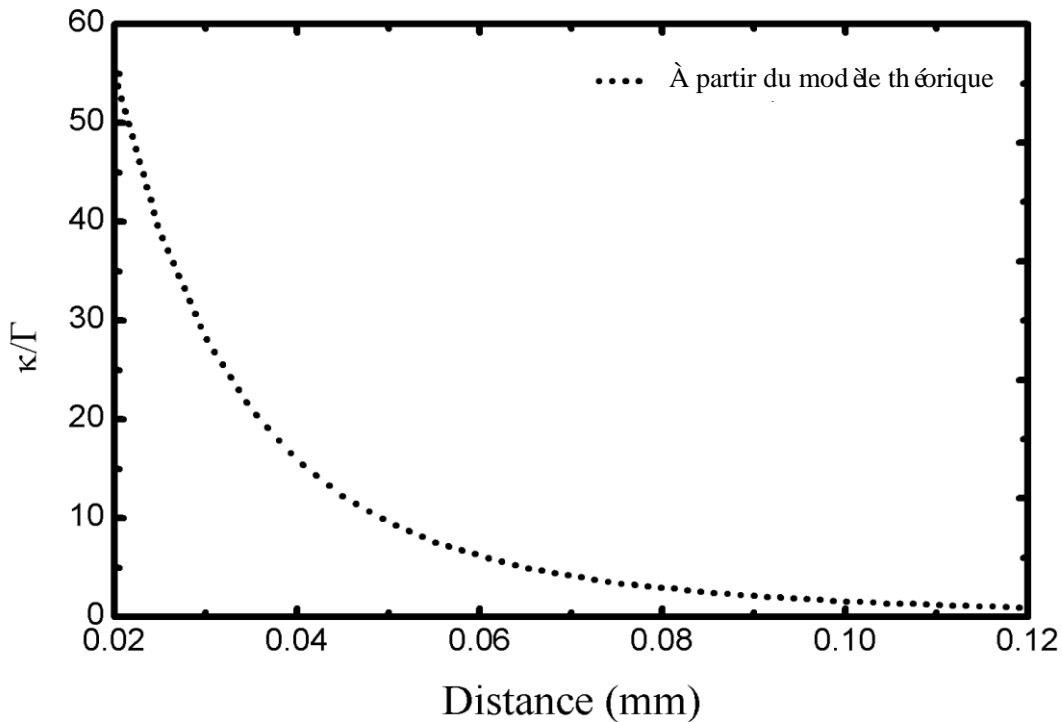


Figure 2.11 Rapport du couplage aux pertes, calculé à partir du modèle théorique proposé

D'une manière générale, dans la gamme basse MHz, la distance maximale accessible lorsque k/Γ est égal à $0,1\lambda_0$ et dans [17] [24]. En outre, quand la fréquence augmente, le rapport de la distance de transmission maximale accessible à la longueur d'onde en espace libre diminue en raison de l'augmentation des pertes par conduction. Dans la gamme basse GHz, il est constaté par simulation *full wave*, que les résonateurs métalliques tels que les bobines et les boucle

chargé, ont une distance maximale de transmission accessible d'environ $0,05\lambda_0$ (pour $k/\Gamma=1$). Cependant, la distance de transmission maximale accessible de la cavité résonnante proposée dans notre travail lorsque k/Γ est égal à un, est au-dessus $0,4\lambda_0$. Ce résultat montre l'avantage évident qu'on a en utilisant un résonateur à cavité pour la transmission de puissance sans fil aux fréquences de la gamme basse GHz.

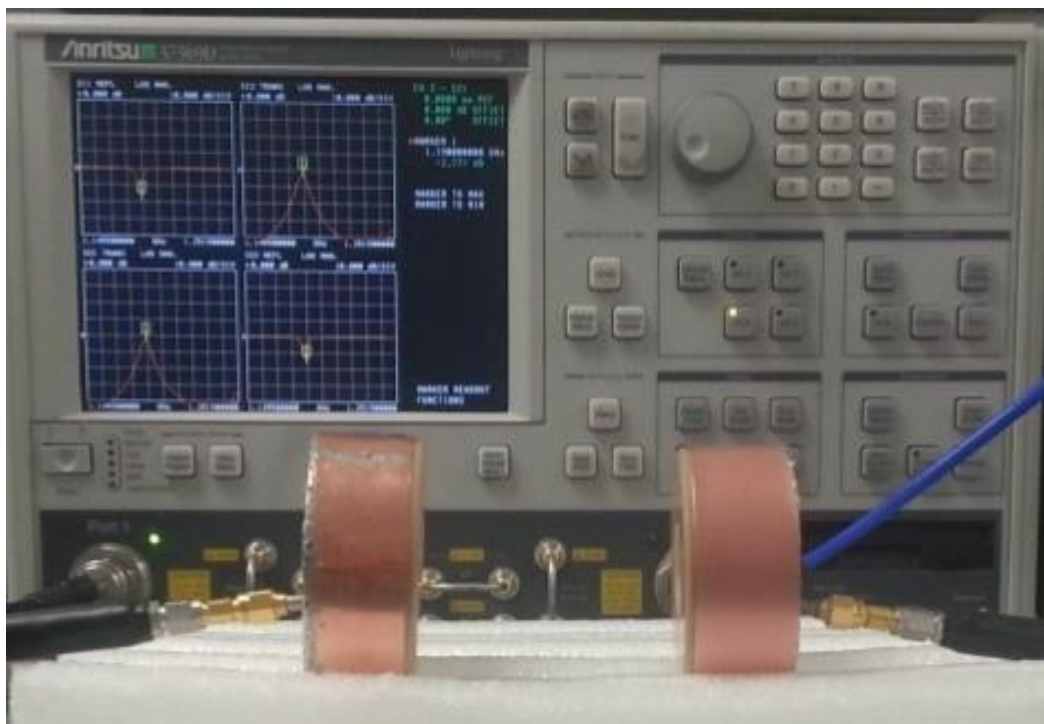


Figure 2.12 Mesure de la transmission de puissance entre deux résonateurs à cavités mi-closes.

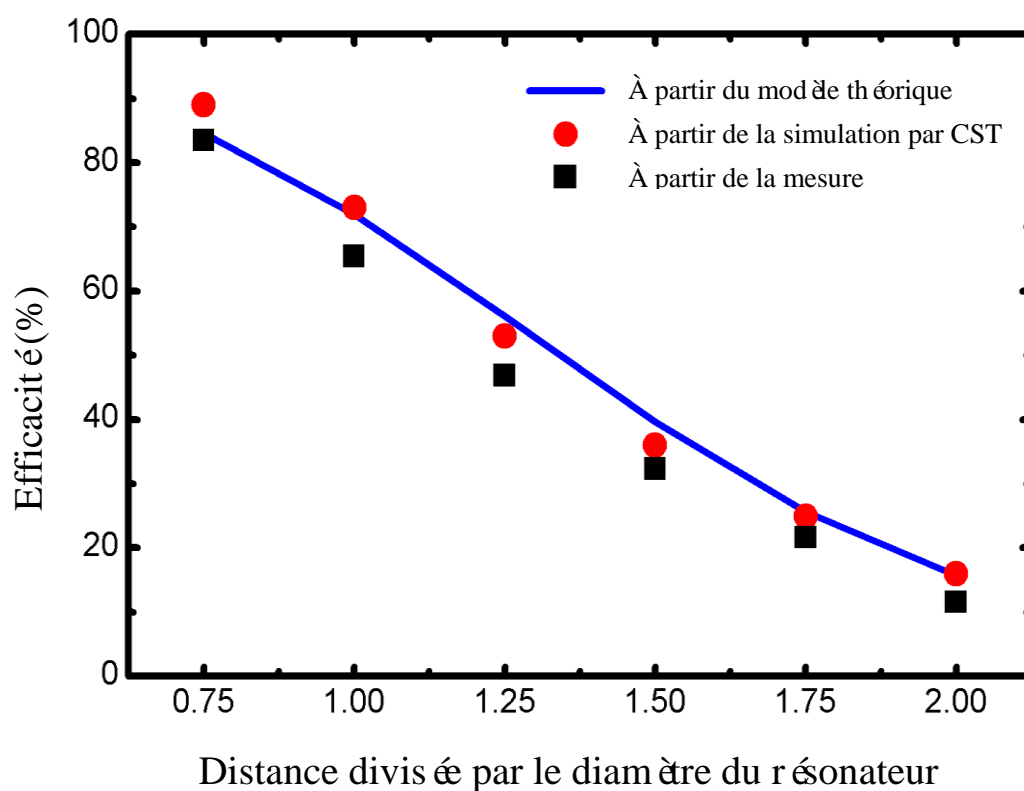


Figure 2.13 Les résultats de simulation et de mesure de l'efficacité de transmission à 1.2 GHz

entre deux résonateurs à cavité proposés en fonction de la distance normalisée au diamètre du résonateur

2.4 Transmission de puissance entre la cavité et la bobine

En deçà du GHz, le résonateur à bobine est apte à être intégré dans les implants corporels du fait de sa petite taille. Cependant, une autre technique devrait être envisagée pour l'émetteur, situé à l'extérieur du corps humain dans le but d'améliorer l'efficacité de la transmission. En effet, les pertes par conduction sont élevées dans la gamme du GHz et lorsque la distance dépasse cinq fois le diamètre de la bobine, le coefficient de couplage entre les deux bobines devient trop faible. Ce qui importe le plus dans ce type de dispositif implantable n'est ni la taille de l'émetteur, ni son coût, mais l'efficacité de transfert qu'il peut atteindre.

La constante diélectrique et le mécanisme de perte diffèrent en fonction du type de tissus dans le corps humain. En conséquence, une évaluation de notre technologie ne permettrait pas d'atteindre la répétabilité nécessaire aux comparaisons avec la technologie classique. C'est la raison pour laquelle des simulations et de mesures sont réalisées dans l'espace libre. L'évaluation in vivo nécessitera un protocole expérimental et simulateur beaucoup plus poussé et dépasse l'objectif de notre travail qui est de proposer un nouveau concept de transmission WPT. La figure 2.14 montre le résonateur à bobine et la boucle d'excitation imprimée sur substrat RF (Rogers 6010, épaisseur de 1,27 mm). Le diamètre de la bobine est de 3 mm. Celle-ci est composée de 8,4 spires et a une longueur de 2,4 mm. Le bobinage est réalisé avec du fil de cuivre de 5 millièmes de pouce de diamètre, (Similaire au paramètre du modèle dans [44]). Enfin, le fil de cuivre est enroulé autour d'un tube en matière plastique pour assurer la rigidité et la manipulation du dispositif (Constante diélectrique relative d'environ 3 et épaisseur de 0,3 mm) Un Cure-dent en bois est utilisé comme guide pour faire glisser le tube en plastique, et ainsi faire varier la distance entre la bobine (résonateur) et la boucle d'excitation, tout en maintenant l'alignement. Le dispositif expérimental pour mesurer l'efficacité de transmission de puissance entre la cavité résonnante proposée et la bobine de 3mm est montré sur la figure 2.15.

La transmission de puissance entre la cavité résonnante et la bobine se trouve dans le cas d'un couplage asymétrique. Le diamètre de la cavité en céramique est 60,5mm et sa longueur est de 22 mm, ce qui est beaucoup plus grand que la bobine. Le champ à l'extérieur de la cavité cylindrique (Travaillant en mode TE₀₁) est similaire à celui d'un dipôle magnétique, de sorte

que le champ magnétique maximum est prononcé le long de l'axe de la cavité cylindrique. Le champ de rayonnement est parallèle à la surface ouverte de la cavité. La bobine est située face à cette surface ouverte, où presque aucun champ de rayonnement existe, tandis que le champ magnétique y est le plus fort. Parce que le corps humain interagit peu avec le champ magnétique, la quantité de puissance pourra être plus élevée que le réseau de dipôles (Proposé dans [40]), ce qui permettra donc d'atteindre une plus grande puissance requise.

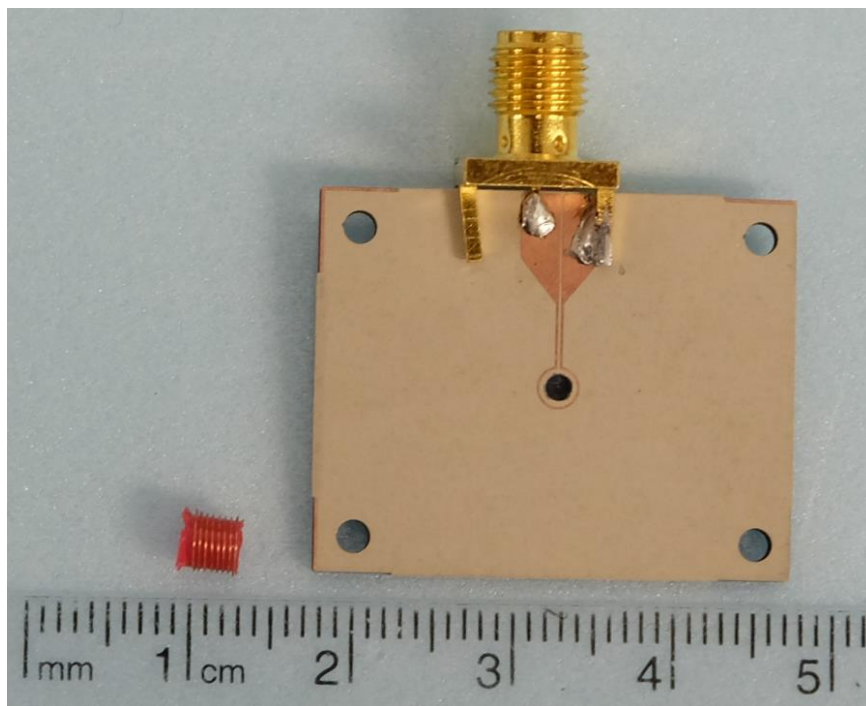


Figure 2.14 Le résonateur à la bobine de diamètre de 3 mm et la boucle d'excitation imprimé sur PCB

Les résultats de simulation CST et les résultats de mesure sont présentés sur la figure 2.16, et montrent l'efficacité de la transmission en fonction de la distance des deux systèmes de transfert. Dans la gamme du GHz, l'oxydation et la rugosité de la surface du résonateur à la bobine augmentent les pertes de conceptions. C'est probablement la principale raison de la différence entre les résultats de simulation et la mesure. Les résultats de [8] ne sont pas reportés sur la figure 2.16 car un certain nombre de facteurs de perte n'ont pas été pris en compte dans ce travail. De plus, [47] ne fournit aucune considération pratique de l'émetteur (réseau d'alimentation, déphaseurs...). La mesure montre une efficacité de transmission de 34% à la distance de 20 mm, ce qui est plus de 6 fois le diamètre de la bobine. Dans [40], la même efficacité est obtenue à environ 2 fois le diamètre de la bobine secondaire. Ainsi, le résonateur proposé dans cet article permet d'atteindre la distance de transmission plus longue que la topologie classique de bobine-à-bobine. Il est également la bonne solution pour transférer de

l'énergie à un implant situé à 5 cm sous la peau.

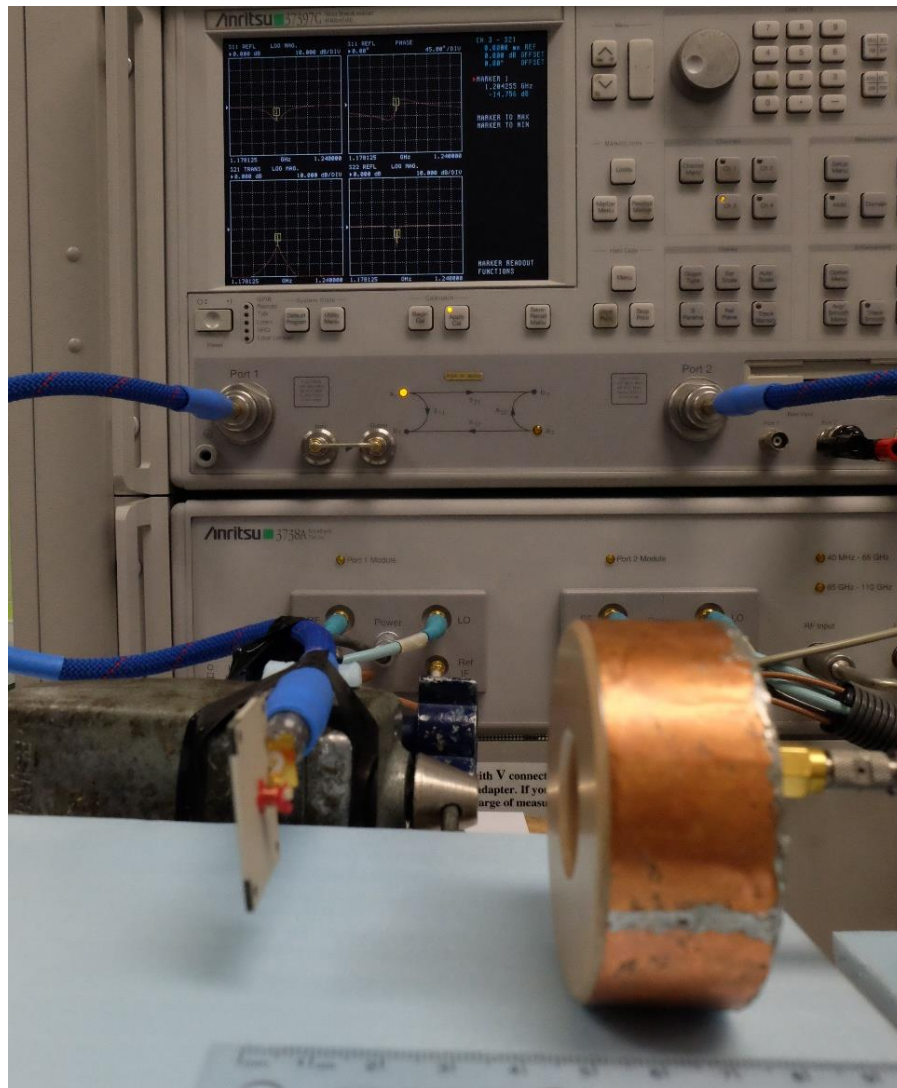


Figure 2.15 Transmission de puissance entre la cavité résonnante proposée et une bobine de technologie classique.

Lorsque les deux résonateurs ont des modes similaires de champs, mais pas la même taille, le coefficient de couplage a l'équation approximative suivante [51] [52],

$$K_{12} \approx \sqrt{K_{11} \cdot K_{22}}; \quad (2.26)$$

Où K_{12} est le coefficient de couplage entre les deux différents résonateurs. Pour le résonateur de type 1 et le résonateur de type 2, K_{11}, K_{22} sont les coefficients de couplage entre les deux résonateurs d'une même structure. À la même distance de transmission et à la fréquence de résonance, le coefficient de couplage entre les bobines est beaucoup plus faible que le coefficient de couplage entre les résonateurs à cavité proposés. Sur la base de l'équation (2.26), le coefficient de couplage entre la bobine et le résonateur à cavité est beaucoup plus élevé par rapport au schéma de transmission de bobine à bobine. Par ailleurs, les pertes par conduction du résonateur à cavité sont beaucoup plus faibles que la bobine. En conséquence, l'efficacité de

transmission est donc améliorée par l'utilisation du résonateur à cavité mi-close.

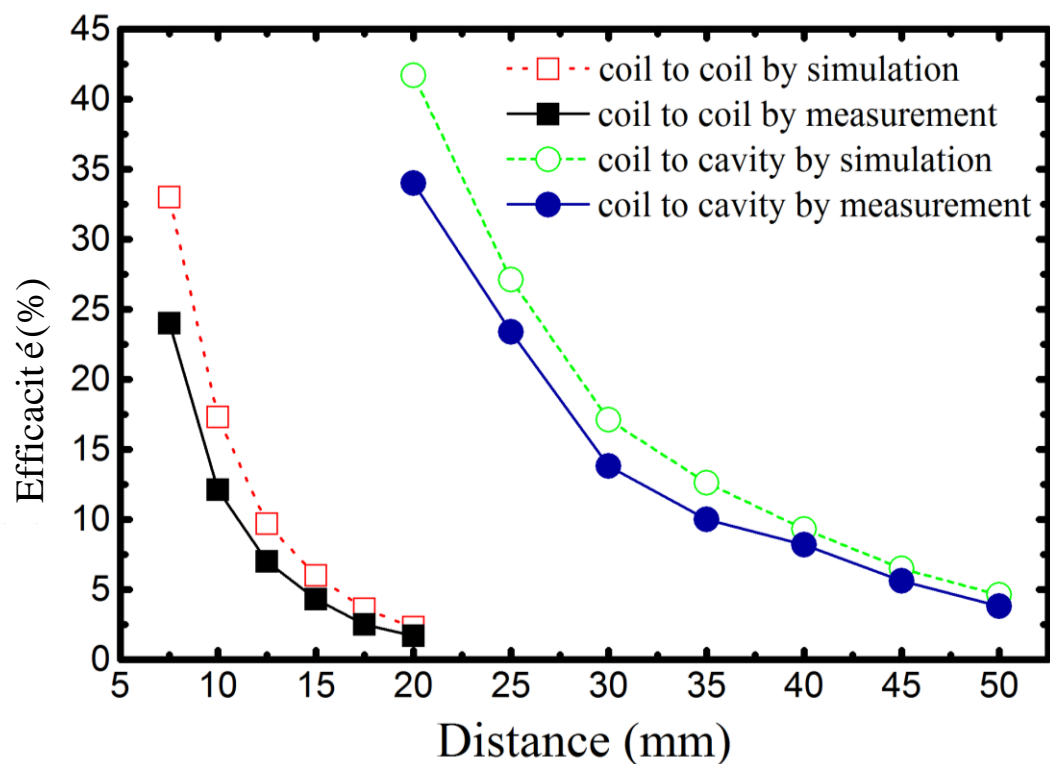


Fig. 16. L'efficacité de la transmission utilisant les deux technologies pour l'émetteur : Résultats de simulation et de mesure.

CHAPITRE 3 ANNEAUX IMBRIQUÉS CHARGÉS CAPACITIVEMENT UTILISÉS COMME RÉSONATEUR

3.1 Introduction

En règle générale, la bobine 3D est considérée comme un meilleur candidat pour la transmission d'énergie sans fil dans l'espace libre, en raison de son facteur Q et de son coefficient de couplage élevés. Les trois principaux paramètres du résonateur WPT sont (i) l'inductance mutuelle, (ii) la fréquence de résonance et (iii) les pertes, où les pertes par conduction, les pertes rayonnement et les pertes diélectriques sont déjà comprises. L'inductance mutuelle d'une bobine 3D est principalement déterminée par le nombre d'espires et le diamètre de la bobine [54]. La fréquence de résonance est, quant à elle, principalement déterminée par le diamètre de la bobine, le nombre de spires et leur espacement [17] [5]. La longueur du fil de la bobine ainsi que son diamètre déterminent essentiellement les pertes par conduction. Enfin, le diamètre de la bobine détermine les pertes par rayonnement [32]. Cependant, la relation entre les pertes et la géométrie de la bobine est très complexe. Notons que l'espacement entre les spires de la bobine 3D a un grand impact sur la fréquence de résonance, mais peu d'effet sur l'inductance mutuelle. Cela signifie que c'est possible d'ajuster le pas de la bobine tridimensionnel pour contrôler la fréquence de résonance, sans pour autant influencer les deux autres paramètres clés de la bobine. Le résonateur de type bobine en forme de spirale est étudié depuis plusieurs années, car il présente d'avantages pour la réduction de la taille et des coûts, en particulier lorsque le diamètre du résonateur devient grand. Cependant, son efficacité est beaucoup plus faible que le présenté par la bobine construite utilisant une structure de 3 dimensions, de même diamètre. De plus, lorsque la bobine plane est fabriquée sur circuit imprimé, on observe une diminution supplémentaire de l'efficacité de transmission.

Il y existe plusieurs raisons pour justifier cette diminution, étant la raison la plus importante l'espacement entre les spires de la spirale, qui affecte directement à la fois l'inductance mutuelle et la fréquence de résonance. En dépit que pour les deux géométries de résonateurs (tridimensionnelle et planaire, le diamètre du résonateur va fixer la fréquence résonante, dans le cas de la spiral, il va aussi résulter dans une inductance mutuelle très inférieure à de la structure 3D. La fréquence de résonance est déterminée simultanément par l'inductance de l'enroulement et la capacité distribuée le long de ces mêmes enroulements. Or, d'une part, la

répartition sinusoïdale du courant le long de l'enroulement contribue à diminuer son inductance ; tandis que d'autre part, les restrictions spatiales amènent à contraindre l'espacement entre les enroulements, ce qui conduit à une plus grande capacité et donc à une fréquence de résonance plus basse que celle qui aurait permis une efficacité de transmission maximale.

Dans un système résonant, les énergies magnétiques et électriques stockées sont égales entre elles. Par contre, la densité d'énergie électrique peut être beaucoup plus élevée dans un système de WPT par couplage magnétique, car l'énergie électrique est stockée entre les enroulements, tandis que l'énergie magnétique est stockée dans un espace beaucoup plus large, permettant le couplage magnétique. En conséquence, s'il existe un substrat diélectrique à proximité des zones où est stockée l'énergie électrique, de fortes pertes diélectriques sont à prévoir, ce qui conduira à une baisse du facteur total Q .

3.2 Analyse simplifiée de paramètres clés de résonateurs à fil

Il est possible d'analyser les systèmes résonants à enroulements pour le WPT en utilisant les outils de modélisation de circuit. Il est ainsi possible de concevoir les circuits d'adaptation d'impédance en entrée et en sortie. Dans le but de rendre cette étude plus claire et facile à comprendre, l'approximation suivante peut être faite:

$$\omega \approx \omega_{intrinsic} = \frac{1}{\sqrt{L_{series} * C_{series}}}; \quad (3.1)$$

Lorsque les deux résonateurs sont dans la zone de couplage forte, la fréquence de résonance (ω) du résonateur peut se scinder en deux fréquences différentes, présentant une fréquence de résonance à chaque côté de la fréquence de résonance intrinsèque $\omega_{intrinsic}$. Selon la théorie des modes couplés [17], le fractionnement est $\Delta \omega = 2[(K^2 - \Gamma^2)^{1/2}]$, ce qui représente une petite valeur quand comparée à la fréquence de résonance intrinsèque. (La fréquence de résonance intrinsèque est présente lorsque la distance entre les résonateurs est plus grande que la dimension du résonateur). Le résonateur peut équivaleoir à un circuit série formé par une résistance (R_{series}), un inducteur (L_{series}) et un condensateur (C_{series}). Le facteur Q total tient compte des pertes de conduction, des pertes diélectriques ainsi que des pertes par rayonnement :

$$Q_{total} = \frac{\omega}{2 * \Gamma} \approx \frac{1}{R_{series}} * \sqrt{\frac{L_{series}}{C_{series}}} \quad (3.2)$$

Γ est appelé le taux de décroissance du résonateur, et donne une indication des pertes du

résonateur. κ est le coefficient de couplage :

$$K = \frac{\omega * M_{12}}{2 * \sqrt{L_{1,series} * L_{2,series}}} \quad (3.3)$$

M_{12} est l'inductance mutuelle entre le résonateur 1 et 2. Lorsque les résonateurs sont les mêmes, on a les relations $L_{1,series} = L_{2,series} = L_{series}$. Le rapport K / Γ , qui indique la performance des résonateurs, représente la figure-de-mérite de l'efficacité de transmission du système du WPT, répondant à la relation suivante,

$$\frac{K}{\Gamma} = \frac{M_{12}}{R_{series} * \sqrt{L_{series} * C_{series}}} \approx \frac{\omega * M_{12}}{R_{series}} \quad (3.4)$$

Pour une dimension de résonateur plane donné, M_{12} est déterminé par la forme et la disposition de l'enroulement. Il y a une relation entre M_{12} et la fréquence de résonance ω , puisque la longueur des fils va affecter à la fois la fréquence de résonance et l'inductance mutuelle. R_{series} tient compte des pertes par rayonnement et des pertes de conduction qui vont varier avec la fréquence de résonance, lorsque la dimension du résonateur est fixé. Quand la fréquence de résonance est extrêmement basse, les pertes par rayonnement peuvent être négligées et l'ensemble des pertes vient alors des pertes de conduction. Il est facile de prouver que si la profondeur de l'effet de peau est plus grande que la moitié du diamètre des fils, le rapport K / Γ augmente, ainsi que la fréquence de résonance ω . Si la profondeur de l'effet de peau est moins de la moitié du diamètre des fils, le rapport κ / Γ augmente lentement avec la fréquence de résonance et atteint sa valeur maximale avant que les pertes par rayonnement deviennent prépondérantes. L'analyse faite ci-dessus montre deux caractéristiques importantes. Tout d'abord, la spirale, bien que plane n'est pas le meilleur choix, car la répartition du courant diminue l'inductance mutuelle. Par contre, en augmentant la fréquence de résonance, jusqu'à une fréquence correspondante à une profondeur d'effet de peau inférieure à la moitié de l'épaisseur du fil tout en restant à une fréquence suffisamment faible pour avoir de faibles pertes par rayonnement, l'efficacité peut être maximisée.

3.3 Résonateur aux anneaux (boucles) imbriqués

Les solénoïdes résonants (Bobines 3D) occupent plus d'espace que les résonateurs planaires. Cependant, la performance des spirales n'est pas bonne, vu que la distance de transmission est bien inférieure à ces premières. Par l'équation (3.4), nous savons qu'il est nécessaire d'optimiser les relations entre la fréquence de résonance et la longueur du fil, de manière à optimiser

indépendamment l'inductance mutuelle et le taux de perte. Le résonateur à anneaux imbriqués proposé dans cette section (figure 3.1) introduit un degré de liberté supplémentaire permettant d'atteindre ce but.

Les anneaux sont « reliés » les uns aux autres par un flux magnétique commun et peuvent être considérés comme des éléments parallèles dans un résonateur. Comme les anneaux sont liés les uns avec les autres, le couplage entre les anneaux est très fort. Les anneaux imbriqués fonctionnent comme un résonateur unique, capable de transférer de la puissance à un autre résonateur, en présentant de bonnes distances par couplage magnétique à la fréquence de résonance. Cependant, parmi les anneaux imbriqués, le couplage non résonant est fort aussi, quand comparé à celle de résonance. Cela signifie que même si les condensateurs ne sont pas en mesure de faire résonner chaque boucle exactement à la même fréquence, le couplage non résonant entre les boucles permettra d'homogénéiser la fréquence de fonctionnement du résonateur. Néanmoins, plus les anneaux auront une fréquence de résonance proche l'une de l'autre, plus le facteur Q du résonateur sera élevé.

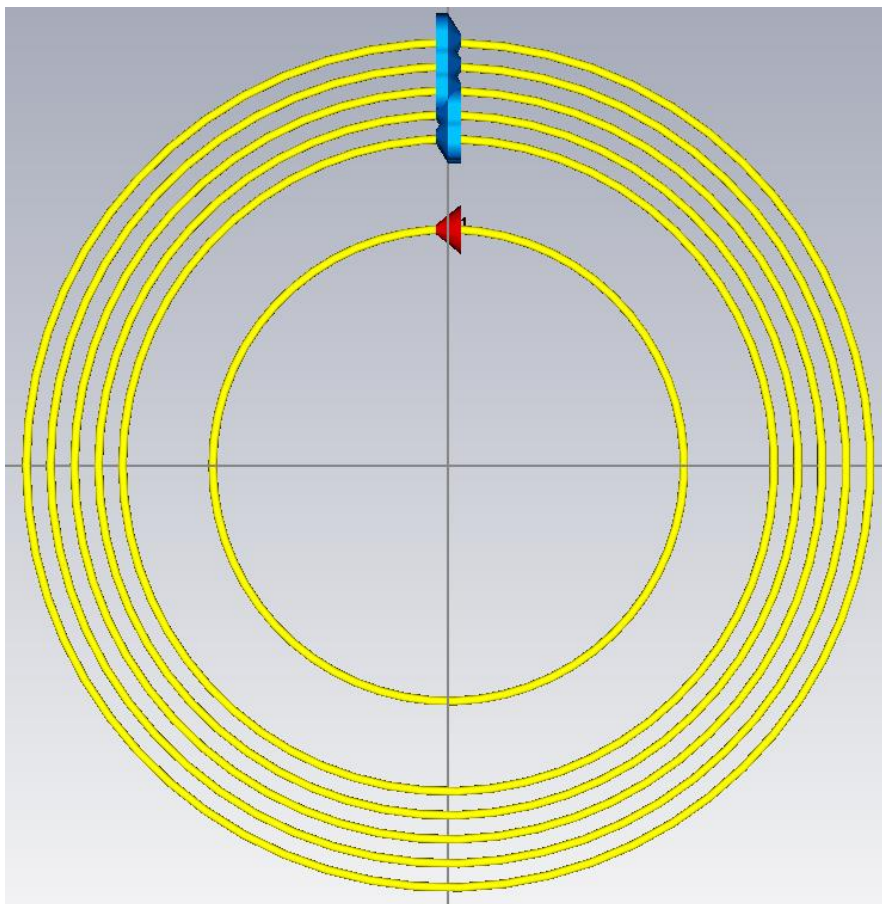


Figure 3.1 Le résonateur à anneaux imbriqués, chacun chargé par un condensateur

Ce type de résonateur devrait avoir une meilleure performance que le résonateur à spirale. Au

contraire de ce dernier qui ajuste sa fréquence de résonance en changeant l'espacement entre les enroulements, le résonateur à anneaux imbriqués ajuste sa fréquence de résonance à l'aide de condensateurs localisés. L'avantage c'est que la fréquence de résonance peut être réglée (en choisissant le bon condensateur céramique) à la valeur optimale, quasiment sans changer l'inductance mutuelle. La distribution du courant sur chaque anneau permet d'optimiser les pertes de conduction. Un certain nombre de conducteurs est donc utilisé, ce qui permet d'obtenir un meilleur coefficient de couplage, quand comparé au résonateur à spirale.

Un résonateur à anneaux imbriqués métalliques ayant un diamètre de 150 mm est proposé dans cette section (figure 3.1). Les anneaux reliés les uns aux autres par un flux magnétique commun peuvent être considérés comme des éléments parallèles dans un résonateur. En utilisant des switches pour sélectionner la boucle d'excitation ayant le diamètre approprié permettant de réaliser l'adaptation d'impédance, le mécanisme d'adaptation d'impédance peut être accompli dans le même plan que celui du résonateur. La simulation a été faite en utilisant le logiciel CST micro wave studio. La figure 3.2 montre le diamètre optimal de la boucle d'excitation en fonction de la distance entre deux résonateurs. La simulation tient compte des pertes par conduction dans le cuivre, sans pour autant modéliser la rugosité ni l'oxydation du cuivre en surface. Les résultats de simulation et de mesure indiquent que la résonance se produit à 46 MHz. L'efficacité est tracée en fonction de la distance dans les figures 3.3 et 3.4. L'efficacité de transmission des anneaux imbriqués est proche de celle des bobines 3D, et est beaucoup plus élevée que l'efficacité de la bobine spirale. Les circonstances de mesure sont montrées dans la figure 3.5. Dans le tableau 3.1, R_i ($i = 0, 1, \dots, 5$) est le rayon extérieur de chaque anneau; C_i ($i = 1, 2, \dots, 5$) est le condensateur à faible perte utilisé comme charge dans chaque anneau du résonateur.

Table 3.1 Les paramètres des anneaux imbriqués

| | |
|-----|--------|
| R 0 | 31mm |
| R 1 | 75mm |
| R 2 | 73.5mm |
| R 3 | 72mm |
| R 4 | 70.5mm |
| R 5 | 69mm |
| R 6 | 67.5mm |
| C 1 | 5.5pF |
| C 2 | 6.0pF |
| C 3 | 6.5pF |
| C 4 | 7pF |
| C 5 | 7.5pF |
| C 6 | 8pF |

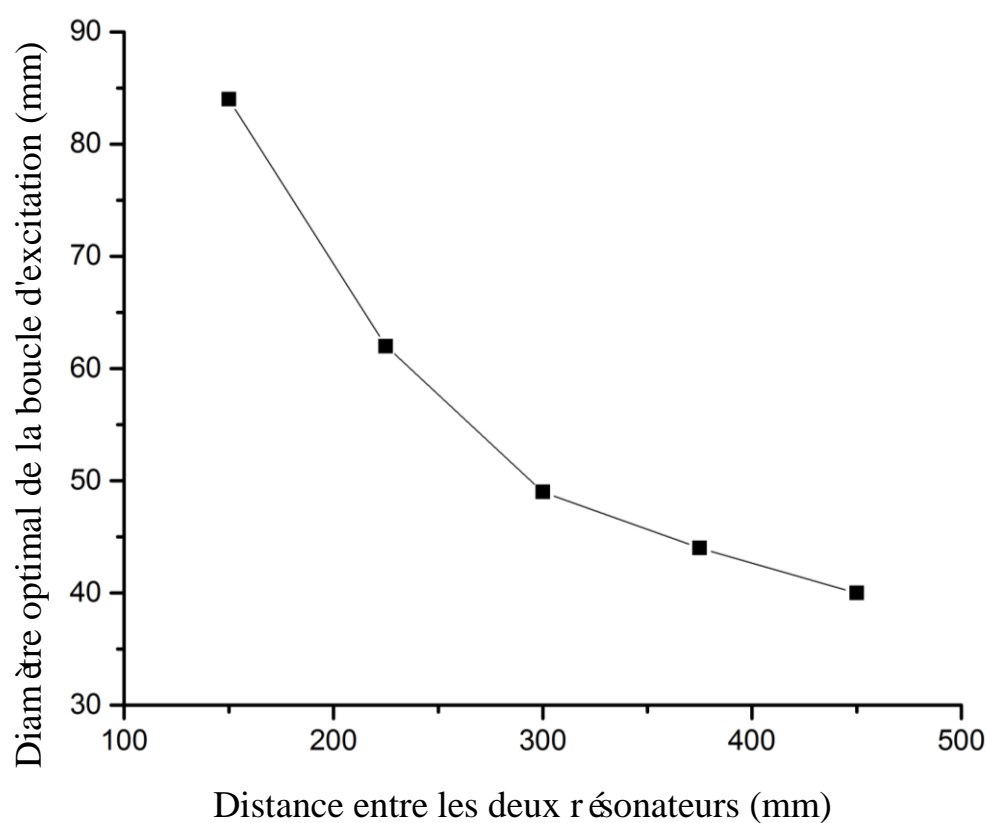


Figure 3.2 Diamètre optimal de la boucle d'excitation en fonction de la distance entre les deux résonateurs par simulation.

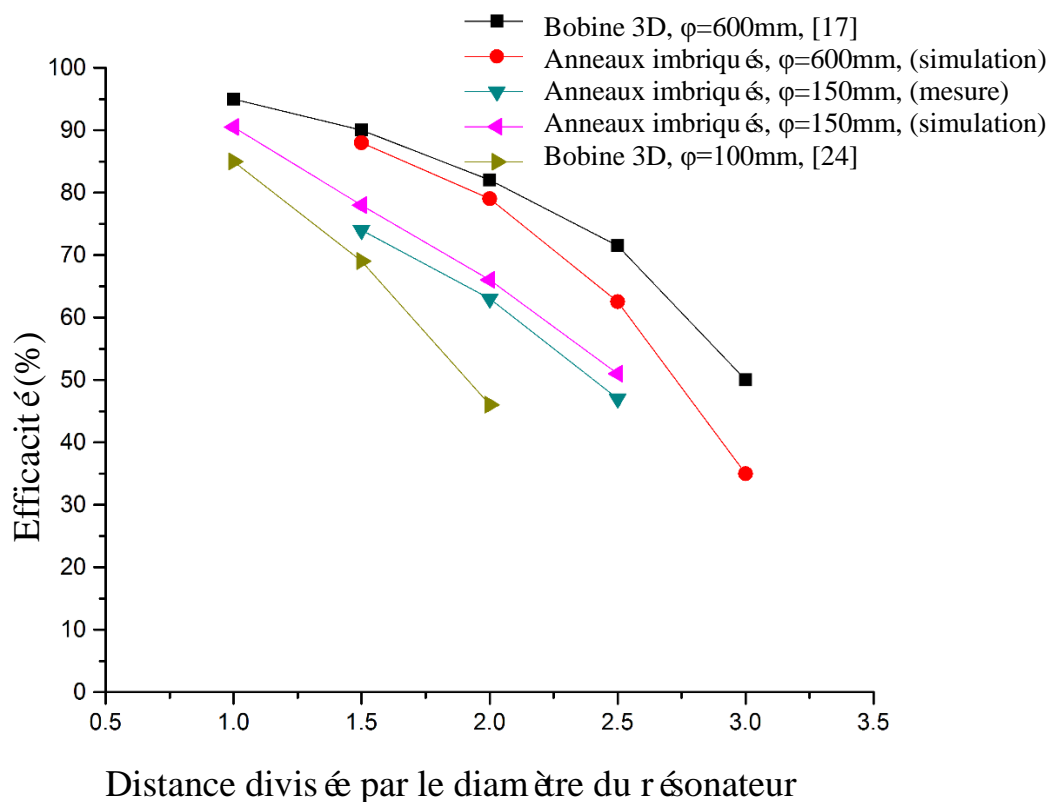


Figure 3.3 Comparaison avec les résonateurs 3D de fil.

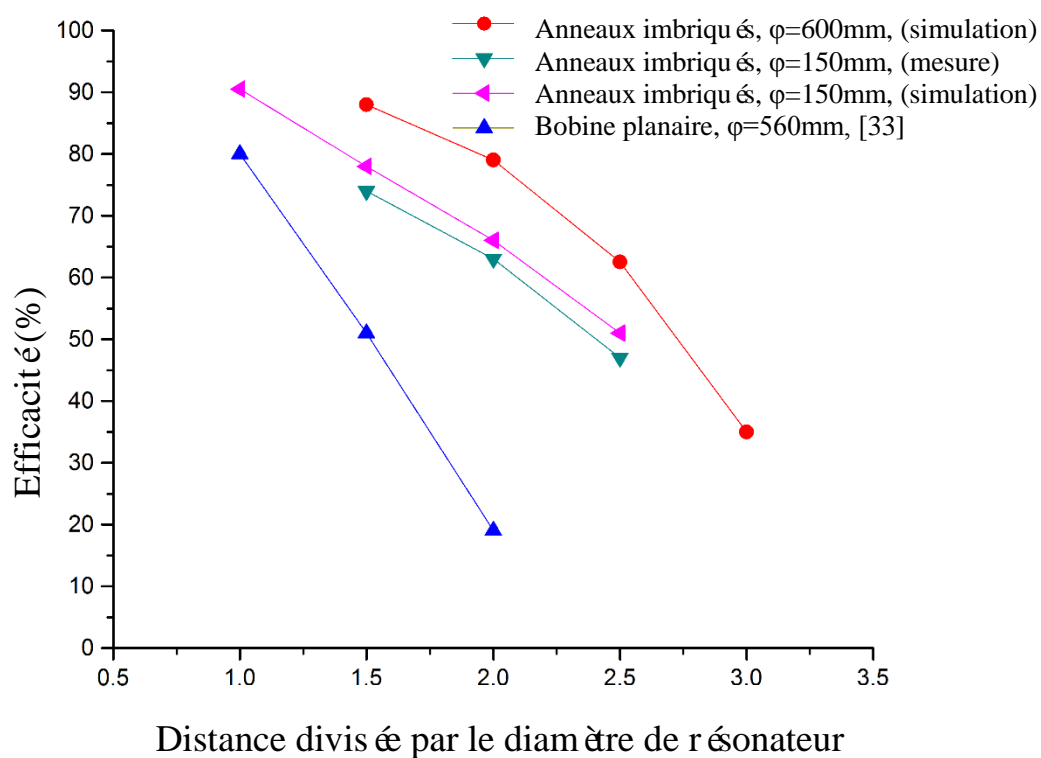


Figure 3.4 Comparaison avec les résonateurs planaires de fil.

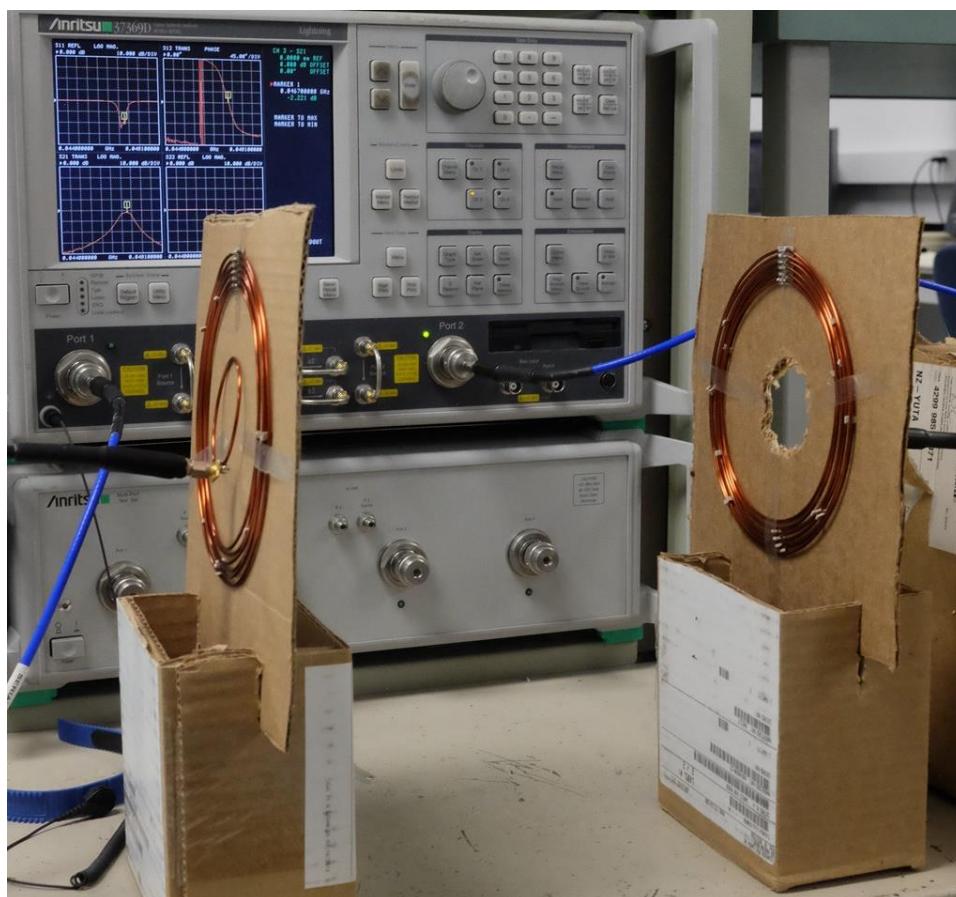


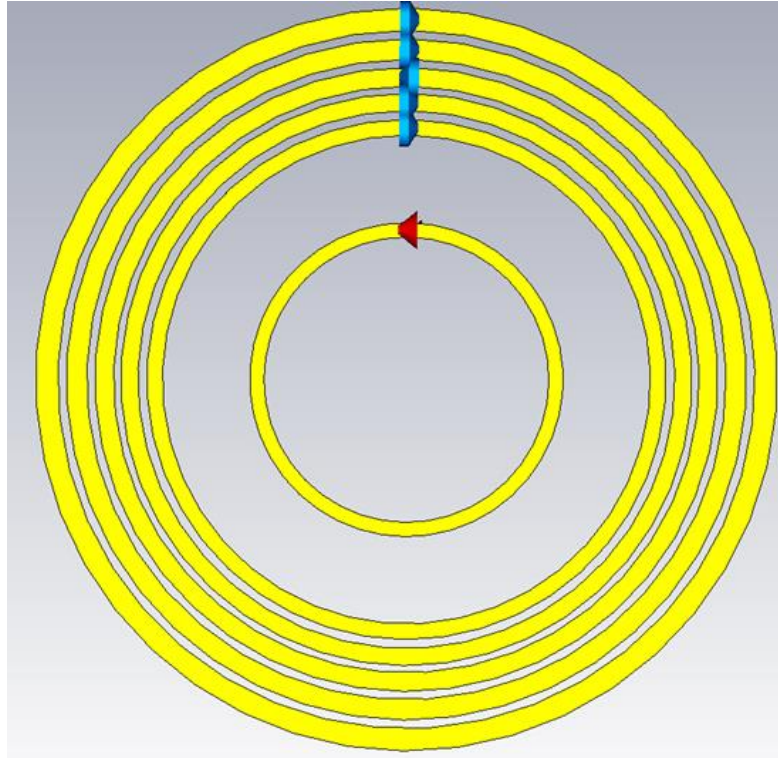
Figure 3.5 Installation de mesure

3.4 Résonateur imprimé aux anneaux (boucles) imbriqués

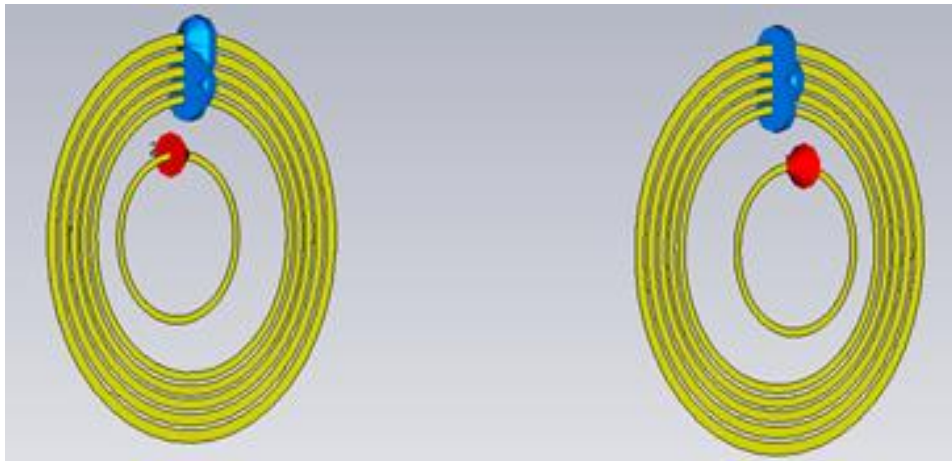
Les circuits imprimés présentent beaucoup d'avantages, comme la réduction de l'encombrement et du coût de production, ainsi comme une meilleure solidité. Lorsque la technique de résonance du WPT a été développée, très tôt, le résonateur sur circuit imprimé (PCB) a été étudié par les chercheurs [55] [56]. Cependant, la distance de transmission de la bobine imprimée était plus petite que la bobine planaire sans substrat. Quand un substrat avec des pertes est utilisé tel que le FR4, l'efficacité diminue sérieusement. L'utilisation d'anneaux imbriqués améliore les performances d'un résonateur imprimé car l'énergie électrique est concentrée dans le condensateur en céramique, qui a généralement une plus faible tangente des pertes diélectrique. Cela signifie que lorsqu'on utilise un substrat comme le FR4, le résonateur à anneaux imbriqués imprimés encore peut atteindre des performances proches de celles dans l'espace libre.

L'épaisseur du fil de cuivre imprimé doit être plus de 2 fois la profondeur de l'effet de peau à la fréquence de résonance. Un circuit imprimé utilisant une épaisseur de cuivre de 35 μm (1 oz) peut être utilisé pour la fabrication du résonateur imprimé travaillant au-dessus de 13 MHz (la profondeur de l'effet de peau pour le cuivre rouge est de 18 μm) et la carte de circuit imprimé

avec le cuivre de 70 μm (2 oz) d'épaisseur peut être utilisé pour la fabrication du résonateur imprimé travaillant au-dessus de 3,5MHz (34,8 μm de profondeur de l'effet de peau pour le cuivre rouge). Cela signifie que les circuits imprimés utilisés généralement sont adaptés pour un facteur Q élevé des anneaux imbriqués imprimés. Les anneaux imbriqués imprimés capacitivement chargés sont montrés dans la figure 3.6.



(a) Vue de face des anneaux imbriqués capacitivement chargés et excitation



(b) Un pair d'anneaux imbriqués résonnants pour WPT

Figure 3.6 Anneaux imbriqués imprimés capacitivement chargés

Les paramètres de la structure sont montrés dans le tableau 3.2. Chaque résonateur comprend cinq anneaux chargés capacitivement, dont chaque élément résonne à peu près à la même fréquence. Dans le tableau 3.2, R_i ($i = 0, 1, \dots, 5$) est le rayon extérieur de chaque anneau; W_i ($i = 0, 1, \dots, 5$) est la largeur de chaque anneau, C_i ($i = 1, 2, \dots, 5$) est le condensateur à faibles

perles accouplé à chaque anneau du résonateur. L'anneau 0 (relié à un câble coaxial 50 ohms) sert à réaliser l'excitation magnétique. Le ratio W_i / R_i est presque une constante pour maintenir la résistance de chaque anneau inchangée. La capacité C_i chargeant chaque anneau n'augmente pas linéairement en raison de la capacité distribuée différente de chaque anneau. En sélectionnant judicieusement la capacité localisée pour régler la fréquence de résonance, il est possible d'atteindre l'efficacité maximale.

Tableau 3.2 Les paramètres des anneaux imbriqués imprimés*

| | |
|----|---------|
| R0 | 31,7mm |
| W0 | 2,9mm |
| R1 | 75mm |
| W1 | 4,5mm |
| C1 | 10pF |
| R2 | 68,8mm |
| W2 | 4,1mm |
| C2 | 11,25pF |
| R3 | 63mm |
| W3 | 3,8mm |
| C3 | 12,75pF |
| R4 | 57,8mm |
| W4 | 3,45mm |
| C4 | 14,5pF |
| R5 | 52,5mm |
| W5 | 3,15mm |
| C5 | 16,5pF |

*Les condensateurs à faibles pertes sont fournis par Murata Corporation avec ESR de $0,02\Omega$ à $0,03\Omega$ entre 10MHz et 100MHz.

La simulation a été faite en utilisant le logiciel CST. La carte de circuit imprimé n'est pas incluse dans le modèle de simulation dans le but d'améliorer la vitesse de simulation. Vu que la plupart des champs électriques sont contenus dans le condensateur, des pertes diélectriques générées par la carte de circuit imprimé peuvent être négligées. Le matériau du conducteur est défini comme le cuivre pour inclure les pertes de conduction dans la simulation. Les résultats de la simulation indiquent une résonance à 65 MHz. L'efficacité du rendement en fonction de la distance est montrée sur la figure 3.7. Les performances de ce système du WPT ayant une dimension de 150 mm, atteignent un rendement de plus de 70% à une distance de deux fois le diamètre du résonateur. Parce que les condensateurs que nous utilisons ont une erreur maximale de capacité de 2% et la simulation sur cette figure ne montre que la fréquence de résonance, la détérioration de l'efficacité en fonction de la tolérance des condensateurs n'est pas évidente.

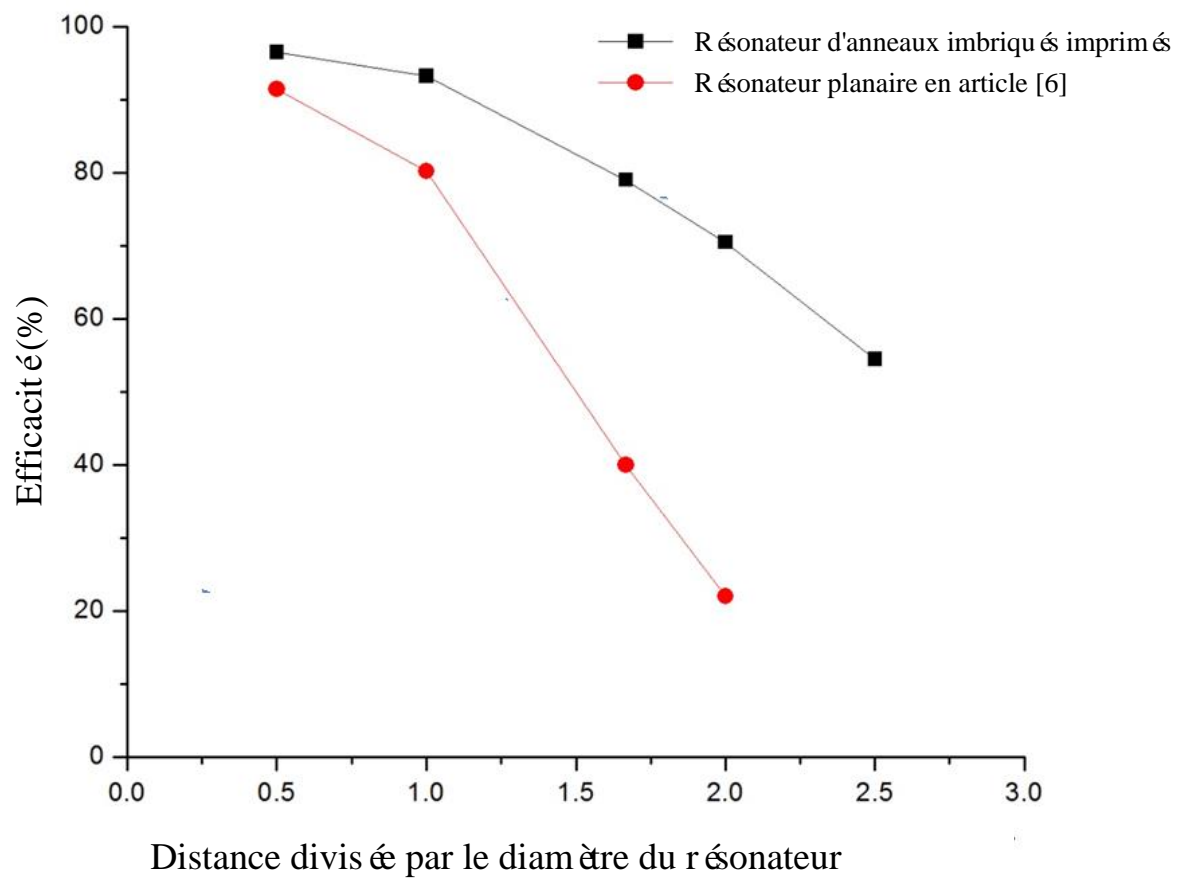


Figure 3.7 Efficacit édu transfert de puissance par simulation

CHAPITRE 4 AMÉLIORATION DE LA TRANSMISSION D'ÉNERGIE SANS FIL PAR RÉPÉTEUR LATÉRAL

4.1 Introduction

À la même distance de transmission, il a été démontré qu'un système de transmission de puissance sans fil (WPT) utilisant un certain nombre de résonateurs mis en ligne et ayant la même fréquence d'opération, présente une plus grande efficacité de transmission par rapport au système de transmission composé seulement de deux résonateurs. Toutefois, ces résonateurs de relais placés en ligne, occupent beaucoup d'espace dans le chemin de transmission, et ainsi devenant irréaliste pour certaines applications.

Également, on constate que lorsque les résonateurs sont verticales l'un par rapport à l'autre, et qu'il n'y a pas de défaut d'alignement latéral, l'efficacité de transmission est égal à 0. Ceci est due au fait que le champ magnétique généré à partir de l'émetteur est symétrique aux deux côtés du récepteur. Cependant, lorsqu'il y a un défaut d'alignement latéral, le récepteur qui est vertical à l'émetteur, peut continuer à recevoir la puissance de l'émetteur.

En se basant sur ces connaissances, le système avec relais à côté est le meilleur compromis pour un bon environnement de travail et le système de transmission de puissance sans fil. Le résonateur de relais à côté peut être installé sur le plafond, sur le plancher de la salle, ou sur les deux côtés latéraux du mur, qui n'occupent pas l'espace de la vie quotidienne. Plusieurs relais peuvent également être installés, et ceci augmenterait l'efficacité et la distance de transmission.

4.2 La simulation des résonateurs sur le côté pour le relais

Le modèle de simulation est illustré à la figure 4.1. Nous utilisons quatre résonateurs à anneaux imbriqués avec un diamètre de 1,5 m. Deux résonateurs pour la source et pour la charge et deux sur le côté pour le relais afin de pouvoir transférer la puissance sur une distance de 6 m. La distance entre les deux relais est de 3 m, qui est la distance entre le plafond et le plancher. Étant donné que la direction du champ magnétique sur le côté est dans le plan vertical à la direction de transfert de puissance, des relais sont placés à une distance égale à la source qu'à la charge.

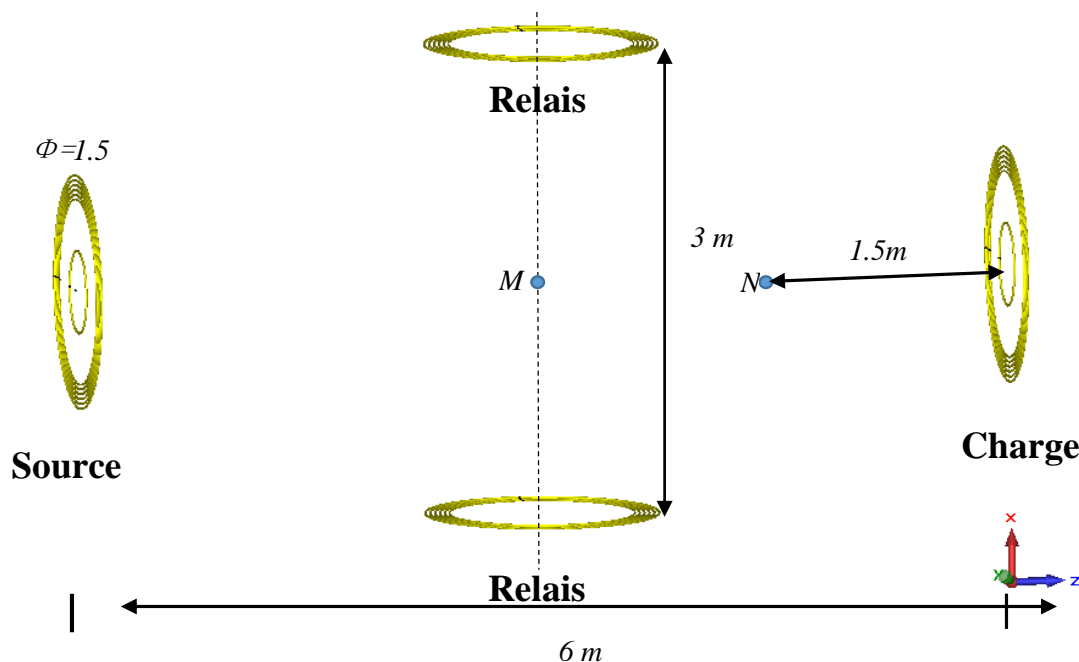


Figure 4.1 schéma de relais sur les côtés par deux résonateurs

À partir des résultats de simulation des anneaux résonateurs imbriqués de 0,15 m de diamètre, nous savons que la fréquence d'opération optimale est d'environ 46 MHz. Étant donné que la perte de rayonnement est principalement liée au diamètre de ces résonateurs, la fréquence de fonctionnement optimale pour ces résonateurs à anneaux de 1,5 m de diamètre doit être d'environ 4,6 MHz. Après l'optimisation, la fréquence de fonctionnement est de 4,9 MHz tenant en considération la présence de condensateurs. Les paramètres de conception sont compilés dans le tableau 4.1 ci-dessous.

Tableau 4.1 Les paramètres de anneaux imbriqués de 0,15m de diamètre*

| | |
|-----|--------|
| R 1 | 1500mm |
| R 2 | 1470mm |
| R 3 | 1440mm |
| R 4 | 1410mm |
| R 5 | 1380mm |
| R 6 | 1350mm |
| C 1 | 55pF |
| C 2 | 60pF |
| C 3 | 65pF |
| C 4 | 70pF |
| C 5 | 75pF |
| C 6 | 80pF |

4.3 Les résultats de la simulation

Les résultats de la simulation de l'efficacité de transmission du dispositif de relais, en fonction de la distance sont illustrés à la figure 4.2. Pour la comparaison, les résultats obtenus sans les relais sont aussi montrés à la figure 4.2. On constate que l'utilisation de deux résonateurs relais sur le câblage améliore l'efficacité de transmission.

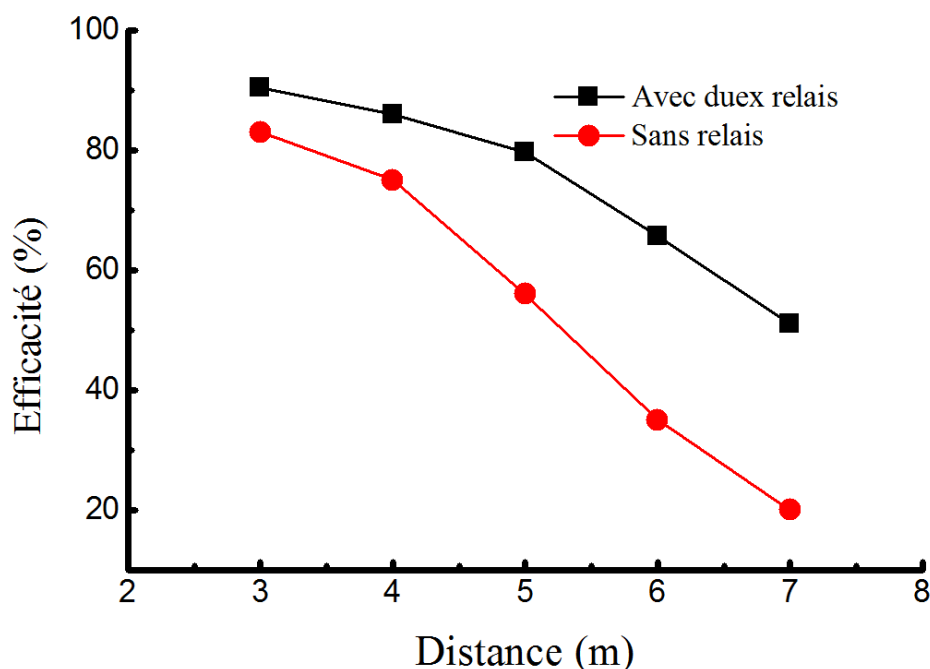


Figure 4.2 Efficacité de transmission en fonction de la distance

L'intensité du champ électrique et celle du champ magnétique sont montrées à la figure 4.3 et la figure 4.4 respectivement. On remarque que le champ électrique est présent dans l'espace très proche au résonateur et diminue rapidement lorsque la distance augmente. Cependant, le champ magnétique existe dans un espace beaucoup plus grand par rapport à son homologue électrique. Les deux relais fonctionnent très bien avec les résonateurs à la source et à la charge. Leur phase sont opposées l'une à l'autre, ce qui signifie que le champ électrique et le champ magnétique entre les deux relais sont améliorés et que les champs à l'extérieur des deux relais sont supprimés. Ceci améliore grandement les performances de transmission du système WPT.

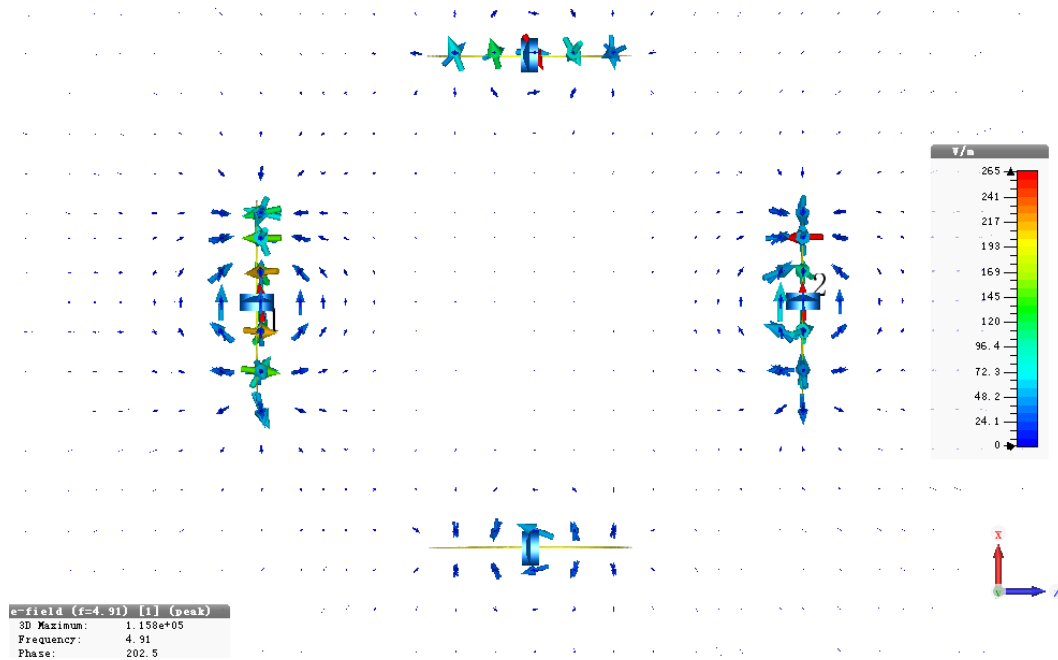


Figure 4.3 L'intensité du champ électrique au plan x-z (V/m)

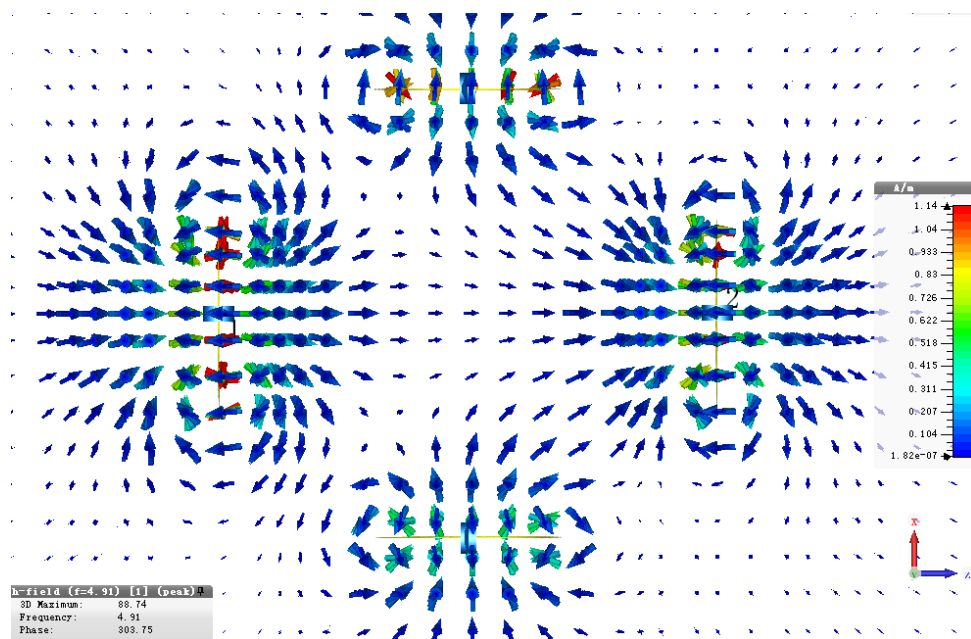


Figure 4.4 L'intensité du champ magnétique au plan x-z (A/m)

La densité d'énergie du champ électrique et celle du champ magnétique au plan x-y à place E sont montrées à figure 4.5 et la figure 4.6 respectivement. Le plan x-y coupe les deux relais dans le centre et à travers les condensateurs. Selon ces figures, on remarque que l'énergie électrique est principalement stockée dans les condensateurs, et que l'énergie magnétique est stockée dans un espace beaucoup plus large que celui de son homologue électrique.

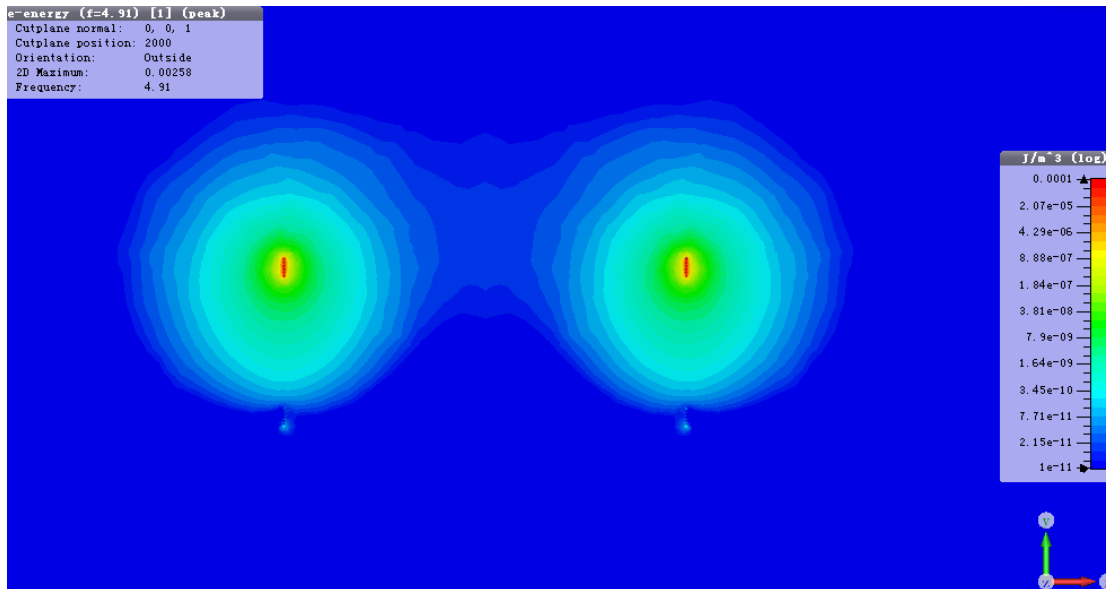


Figure 4.5 La densité d'énergie du champ électrique au plan x-y à place E (J/m^3)

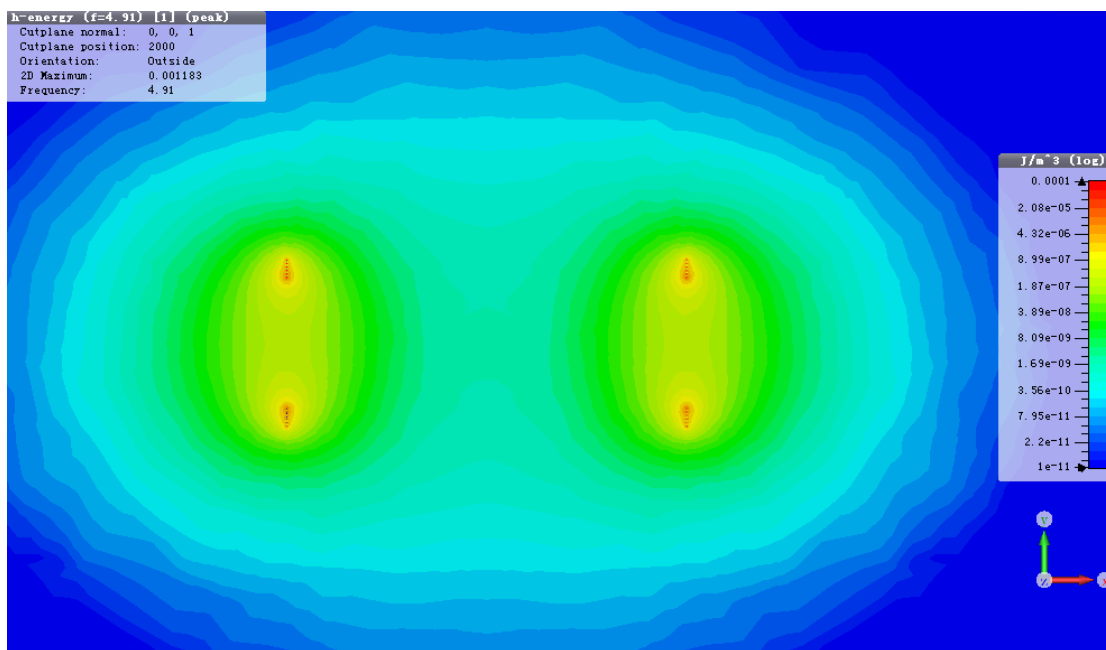


Figure 4.6 La densité d'énergie du champ magnétique au plan x-y à place E (J/m^3).

La densité d'énergie du champ électrique et celle du champ magnétique au plan x-y F sont montrées à la figure 4.7 et la figure 4.8 respectivement. Ce plan x-y à place F est au $3/4$ de la distance de transmission à partir de la source. Selon ces figures, on remarque que l'énergie électrique est stockée dans la région beaucoup plus petite que celle de son homologue magnétique. Cela signifie que dans la transmission sans fil de puissance utilisant deux résonateurs relais que c'est toujours le champ magnétique qui est dominant.

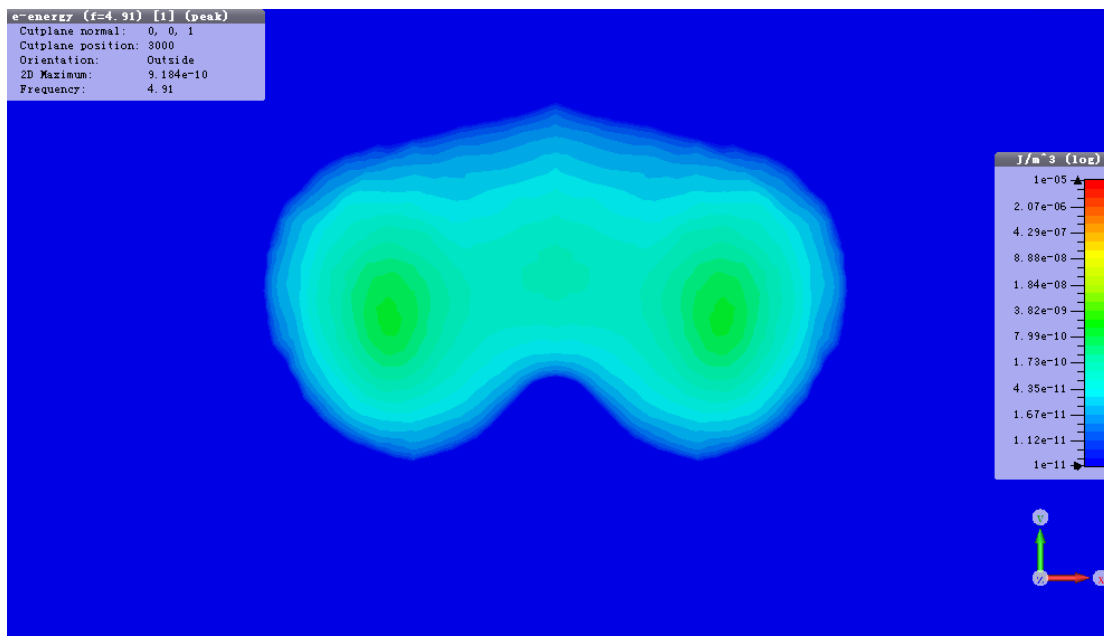


Figure 4.7 La densité d'énergie du champ électrique au plan x-y à place F (J/m^3).

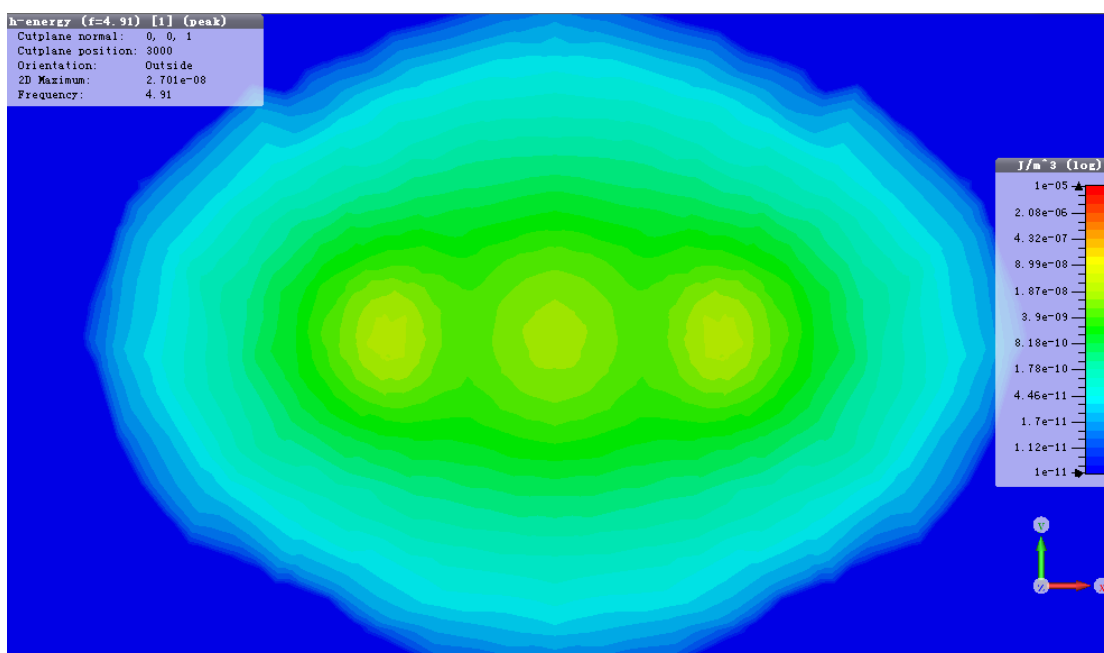


Figure 4.8 La densité d'énergie du champ magnétique au plan x-y à place F (J/m^3).

4.4 Application: cas de transmission d'énergie sans fil entre un grand transmetteur stationnaire et un petit récepteur mobile avec l'utilisation de répéteur

Le modèle de simulation est montré à la figure 4.9. Nous pouvons utiliser quatre résonateurs à anneaux imbriqués avec un diamètre de 1,5 m, deux en tant que source et deux en tant que relais, pour alimenter une chambre de 6m x 3m x 3m. Le récepteur est de 0,15m de diamètre. À partir des résultats de simulation de la section 3.4, il est connu que les fréquences de résonance

optimales pour le résonateur de 0,15 m de diamètre et celui de 1,5 m de diamètre sont d'environ 46MHz et 4,6MHz respectivement.

Sachant que, lorsque la fréquence de résonance est supérieure à la fréquence optimale les pertes de rayonnement augmentent rapidement, la fréquence de résonance commune a été fixée à 12 MHz, ce qui est proche de la fréquence de résonance optimale du résonateur de 1,5 m de diamètre. Certains des paramètres du résonateur sont présentés dans le Tableau 4.2. Les paramètres du résonateur de 1,5 m de diamètre sont répertoriés et ceux du résonateur de 0,15 m de diamètre dans le Tableau 4.3.

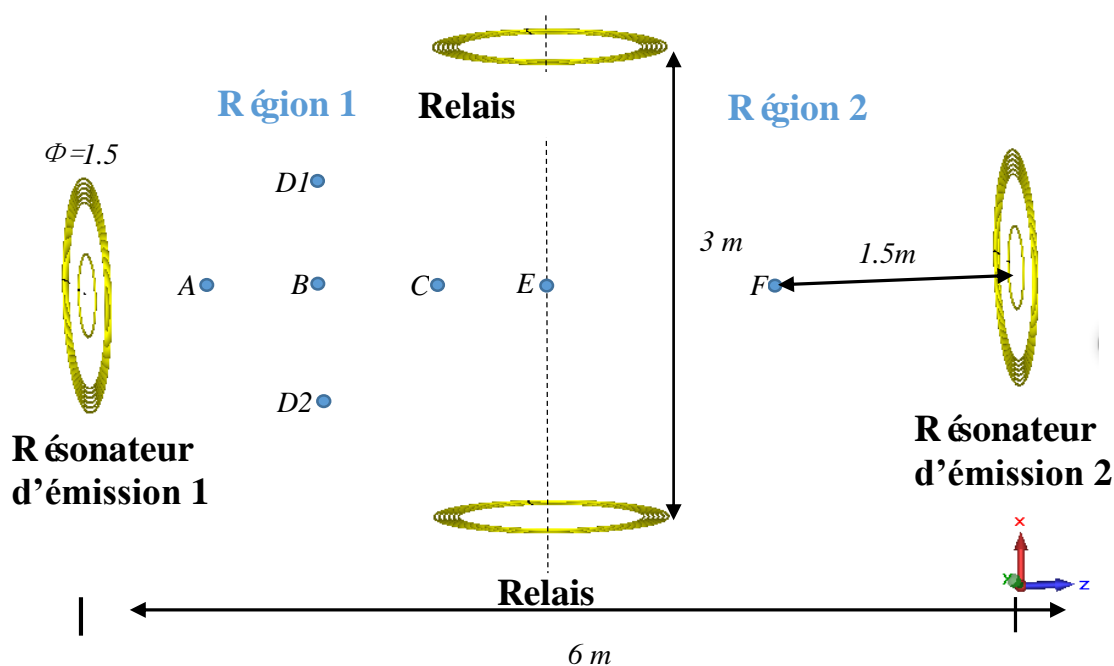


Figure 4.9 Le syst ème avec deux r ésonateurs relais sur les c ôt és.

Tableau 4.2 Les param ètres de r ésonateur à anneaux imbriqu és

| Diam ètre du r ésonateur d' émission | Diam ètre du fil utilis é dans le r ésonateur d' émission | Diam ètre du r ésonateur de r éception | Diam ètre du fil utilis é dans le r ésonateur de r éception | Fr équence de r ésonance commune | Quantit é commun d'anneaux dans les r ésonateurs |
|--------------------------------------|---|--|---|----------------------------------|--|
| 1,5 m | 0,015 m | 0,15 m | 0,0015 m | 12MHz | 6 |

Tableau 4.3 Les paramètres de anneaux imbriqués

| Anneaux imbriqués de 0,15 m de diamètre | | Anneaux imbriqués de 1,5 m de diamètre | |
|---|-------|--|--------|
| R 0 | 31 mm | R 0 | 310mm |
| R 1 | 150mm | R 1 | 1500mm |
| R 2 | 147mm | R 2 | 1470mm |
| R 3 | 144mm | R 3 | 1440mm |
| R 4 | 141mm | R 4 | 1410mm |
| R 5 | 138mm | R 5 | 1380mm |
| R 6 | 135mm | R 6 | 1350mm |
| C 1 | 105pF | C 1 | 8.5pF |
| C 2 | 110pF | C 2 | 9.0pF |
| C 3 | 115pF | C 3 | 10pF |
| C 4 | 120pF | C 4 | 10.5pF |
| C 5 | 128pF | C 5 | 11pF |
| C 6 | 140pF | C 6 | 11.5pF |

Le cas d'un récepteur à anneaux imbriqués placé dans la zone de transmission est simulé en utilisant le logiciel CST, tel qu'illustré par les points A, B, C, D1, D2. Les résultats de simulation de l'efficacité de transmission sont montrés dans le tableau 4.4. La plus grande efficacité est à 0,75 m à partir de la source, alors que la plus faible efficacité est à 2,25 m de la source.

Tableau 4.4 Les résultats de simulation dans le cas d'un récepteur

| | Lieux de réception | | | |
|------------------------------|--------------------|-------|-------|-------|
| | A | B | C | D1/D2 |
| Efficacité | 42,2% | 16,4% | 9,8% | 11,9% |
| Distance de la source | 0,75m | 1,5m | 2,25m | 2,12m |

Dans les applications réelles, il peut y avoir plusieurs récepteurs chargeant simultanément. Les résultats présentés dans le tableau 4.5 ci-dessous montrent le cas où deux récepteurs sont placés dans la zone de transmission.

Lorsque les deux récepteurs sont placés aux points A et B, celui au point A a la plus grande efficacité alors que celui au point B a la plus faible efficacité en raison du blocage du récepteur A. Lorsque les deux récepteurs sont mis à D1 et à D2 symétriquement, ils ont la même efficacité. Selon les résultats de simulation, si l'émetteur transmet 50W, plusieurs petits appareils portables

peuvent être chargés simultanément.

Tableau 4.5 Les résultats de simulation dans le cas de deux récepteurs

| | Lieux de réception | | | |
|--|----------------------------|----------|------------------------------|-----------|
| | Un à A, l'autre à B | | Un à D1, l'autre à D2 | |
| Rapport de puissance reçue sur la puissance transmise | L'un à A | L'un à B | L'un à D1 | L'un à D2 |
| | 38.6% | 6.7% | 9.4% | 9.4% |
| Efficacité | 45.3% | | 18.8% | |

CONCLUSION

Dans le chapitre 2, le résonateur à cavité émi-close qui a été proposé est étudié par une description analytique, une série de simulation *full wave* puis validé par la mesure. La technique d'analyse permet le développement d'un modèle efficace pour l'analyse paramétrique de la structure proposée. Un aperçu de la conception ainsi que des compromis ont été discutés. Les pertes par conduction du résonateur proposés sont beaucoup plus faibles que celles des bobines. Une nette amélioration de la distance de transmission/efficacité a été montrée. La nouvelle cavité résonante présente aujourd'hui la meilleure solution pour résoudre le problème de transfert de puissance dans la gamme du GHz dans les tissus de dispersion tels que les implants dans le corps humain.

Les systèmes du WPT planaires présentant une faible efficacité de la transmission et de petites distances de transmission. Dans le chapitre 3, le résonateur à anneaux imbriqués a été proposé. L'efficacité de la transmission est proche de celle du résonateur hédicoïdal 3D et est beaucoup plus élevée que le résonateur à bobine planaire conventionnelle. Les résultats des mesures correspondent aux résultats de la simulation. En outre, comme la plupart des champs électriques sont confinés dans les condensateurs localisés, les pertes diélectriques apportées par la carte de circuit imprimé peuvent être réduites. Le coût et la performance font de ce type de résonateur un bon candidat pour des applications commerciales.

Le système de transmission sans fil de puissance (WPT) utilisant des résonateurs de relais, est considéré comme un moyen efficace pour augmenter la distance de transmission. Dans le chapitre 3, les résonateurs à anneaux imbriqués sont utilisés comme relais sur le côté et selon les résultats de simulation, il y a une amélioration apparente de l'efficacité de la transmission.

La transmission de puissance entre le grand résonateur à anneaux imbriqués et le petit résonateur à anneaux imbriqués est étudiée. Les résultats vérifient la possibilité de charger simultanément sans fil plusieurs appareils portables se trouvant dans une chambre. Il est prévisible que la distance de transmission peut être augmentée si plusieurs émetteurs et relais sont utilisés dans le système du WPT.

RÉFÉRENCES

- [1] J.M. Fernandez, and J.A. Borrás, Contactless battery charger with wireless control link, US patent number 6,184,651, issued in February 2001.
- [2] L. Ka-Lai, J.W. Hay, and P.G.W. Beart, Contact-less power transfer, US patent number 7,042,196, issued in May 2006 (SplashPower Ltd., <www.splashpower.com>).
- [3] J. Hirai, T.-W. Kim, A. Kawamura, IEEE Trans. Power Electron. 15 (2000) 21.
- [4] G. Scheible, B. Smailus, M. Klaus, K. Garrels, and L. Heinemann, “System for wirelessly supplying a large number of actuators of a machine with electrical power”. US patent number 6,597,076, issued in July 2003
- [5] A. Karalis, J.D. Joannopoulos, and M. Soljacic, “Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer, Ann.Phys” vol.323, pp.34–48, Jan. 2008
- [6] “IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz”. IEEE Std. C9516, 2002 Edition, published by Institute of Electrical and Electronic Engineers, New York, 2002.
- [7] ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection): Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields (up to 300GHz), Health Physics April 1998, Volume 74, Number 4.
- [8] Wikipedia, —Contactless Energy Transfer, 2012. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/Contactless_energy_transfer
- [9] Pozar, Microwave Engineering 4 ed.
- [10] Qi standard ||System Description Wireless Power Transfer Volume I: Low Power, <http://www.wirelesspowerconsortium.com/>
- [11] D. van Wageningen and T. String, —The Qi wireless power standard,|| in Proc. 14th International Power Electronics and Motion control conference EPE-PEMC, CD-ROM, 2010
- [12] Rectifying Loose Coils, *Microwave magazine*.
- [13] K. Fotopoulou and B. Flynn, “Wireless power transfer in loosely coupled links: Coil misalignment model,” IEEE Trans. Magn., vol. 47, no. 2, pp. 416–430, 2011.
- [14] D. C. Yates, A. S. Holmes, and A. J. Burdett, “Optimal transmission frequency for ultralow-power short range radio links,” IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 51, no. 7, pp. 1405–1413, 2004.

- [15] H. Winfield Secor, "Tesla apparatus and experiments—How to build both large and small Tesla and Oudin coils and how to carry on spectacular experiments with them," *Practical Electrics*, Nov. 1921.
- [16] R. Lomas, *The Man Who Invented the Twentieth Century: Nikola Tesla, Forgotten Genius Of electricity*. London, U.K: Headline Book Publishing, 1999, p. 146.
- [17] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances," *Science*, vol. 317, pp. 83-6, 07/06 2007.
- [18] J. Gozalvez, "WiTricity - The Wireless Power Transfer," *IEEE Vehicular Technology Magazine (IEEE/IEEE)*, Vol. 2, Issue 2, 38-44, June 2007.
- [19] A. P. Sample, D. A. Meyer, and J. R. Smith, "Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 2, pp. 544–554, Feb. 2011.
- [20] Marco Dionigi, Mauro Mongiardo, "Magnetically Coupled Resonant Wireless Power Transmission Systems with Relay Elements", *Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS)*, 2012, Page(s): 223 – 226.
- [21] K. Y. Kim ; Y. Ryu ; E. Park, "wireless power link with misaligned relay resonator", *Microwave Conference (EuMC), 2012 42nd European, 2012*, Page(s): 217 – 220.
- [22] M. Pinuela, D. C. Yates, S. Lucyszyn, and P. D. Mitcheson, "Maximizing DC-to-load efficiency for inductive power transfer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 2437-2447, 2013.
- [23] S. H. Lee and R. D. Lorenz, "Development and validation of model for 95% efficiency, 220W wireless power transfer over a 30-cm air-gap," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 6, pp. 2495–2504, Sep. 2011.
- [24] L. Chen, S. Liu, Y. C. Zhou, and T. J. Cui, "An optimizable circuit structure for high-efficiency wireless power transfer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 339-349, 2013.
- [25] Y. Kim and H. ling, "investigation of coupled mode behavior of electrically small meander antennas," *Electronics letters*, 8th November 2007 Vol.43 No.23
- [26] P. Jongmin, T. Youndo, K. Yoongoo, K. Youngwook, and N. Sangwook, "Investigation of Adaptive Matching Methods for Near-field Wireless Power Transfer," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, pp. 1769-73, 05/ 2011.

- [27] C. Chih-Jung, C. Tah-Hsiung, L. Chih-Lung, and J. Zeui-Chown, "A Study of Loosely Coupled Coils for Wireless Power Transfer," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 57, pp. 536-40, 07/ 2010.
- [28] A. Dukju and H. Songcheol, "A study on magnetic field repeater in wireless power transfer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 360-71, 01/ 2013.
- [29] A. S. Y. Poon, S. O'Driscoll, and T. H. Meng, "Optimal frequency for wireless power transmission into dispersive tissue," 445 Hoes Lane / P.O. Box 1331, Piscataway, NJ 08855-1331, United States, 2010, pp. 1739-1750.
- [30] S. Kim, J. S. Ho, L. Y. Chen, and A. S. Y. Poon, "Wireless power transfer to a cardiac implant," *Applied Physics Letters*, vol. 101, 2012.
- [31] A. S. Y. Poon, "Electromagnetic field focusing for short-range wireless power transmission," in *2012 6th IEEE Radio and Wireless Week, RWW 2012 - 2012 IEEE Radio and Wireless Symposium, RWS 2012, January 15, 2012 - January 18, 2012*, Santa Clara, CA, United states, 2012, pp. 115-118.
- [32] C.A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, Wiley, new Jersey, 2005
- [33] D. Thuc Phi and L. Jong-Wook, "Experimental Results of High-efficiency Resonant Coupling Wireless Power Transfer Using a Variable Coupling Method," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, pp. 442-4, 08/ 2011.
- [34] A. Klein and N. Katz, "Strong coupling optimization with planar spiral resonators," *Current Applied Physics*, vol. 11 pp. 1188-91, 2011.
- [35] S. Bhuyan, K. Sivanand, and S. K. Panda, "Effect of design parameters on resonant wireless energy transfer system," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 27, pp. 288-298, 2013.
- [36] K. Wu, D. Choudhury, H. Matsumoto, "Wireless Power Transmission, Technology, and Applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, Issue: 6, pp. 1271–1275, 2013.
- [37] S.Y. Hui, "Planar Wireless Charging Technology for Portable Electronic Products and Qi," *Proceedings of the IEEE*, vol 101, Issue: 6, pp.1290 – 1301, 2013.
- [38] Qi standard "System Description Wireless Power Transfer Vol. I: Low Power" [online], available: <http://www.wirelesspowerconsortium.com>

- [39] G. Wang, W. Liu, M. Sivaprakasam, and G. A. Kendir, "Design and analysis of an adaptive transcutaneous power telemetry for biomedical implants," *IEEE Trans. Circuits Sys. I, Reg. Papers*, vol. 52, pp.2109–2117, Oct. 2005.
- [40] A. K. RamRakhyani, S. Mirabbasi, and M. Chiao, "Design and optimization of resonance-based efficient wireless power delivery systems for biomedical implants," *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 5, no. 1, pp. 48–63, 2011.
- [41] E. Y. Chow, C.-L. Yang, A. Chlebowski, S. Moon, W. J. Chappell, and P. P. Irazoqui, "Implantable wireless telemetry boards for in vivo transocular transmission," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 12, pp. 3200–3208, Dec. 2008.
- [42] E. Y. Chow, Y. Ouyang, B. Beier, W. J. Chappell, and P. P. Irazoqui, "Evaluation of cardiovascular stents as antennas for implantable wireless applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 57, no. 10, pp. 2523–2532, Oct. 2009.
- [43] A. S. Y. Poon, S. O'Driscoll, and T. H. Meng, "Optimal frequency for wireless power transmission into dispersive tissue," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 5, pp. 1739–1749, May 2010.
- [44] S. Kim, J. S. Ho, L. Y. Chen, and A. S. Y. Poon, "Wireless power transfer to a cardiac implant," *Applied Physics Letters*, vol. 101, 2012.
- [45] A. S. Y. Poon, "Electromagnetic field focusing for short-range wireless power transmission," in *2012 6th IEEE Radio and Wireless Week, RWW 2012 - 2012 IEEE Radio and Wireless Symposium, RWS 2012, January 15, 2012 - January 18, 2012*, Santa Clara, CA, United states, 2012, pp. 115-118.
- [46] "IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz". IEEE Std. C9516, 2002 Edition, published by Institute of Electrical and Electronic Engineers, New York, 2002.
- [47] ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection): Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields (up to 300Ghz), *Health Physics*, volume 74, no. 4, Apr. 1998.
- [48] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, Peter Peregrinus Ltd. pp.201-206
- [49] C. Paoul, *Inductance: Loop and Partial*, Wiley-IEEE Press, pp. 126-150, 2010.
- [50] C.A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Desigh*, 3rd ed., Wiley Press, new Jersey, pp. 246- 253, 2005.

- [51] S.B Cohn,” Microwave bandpass filters containing high-Q dielectric resonators,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-16, pp.218-227, Apr.1968.
- [52] Chi Wang Zaki, K.A., “Dielectric resonators and filters,” *Microwave Magazine, IEEE*, Vol.8, Issue: 5, pp.115-227, Oct. 2007
- [53] W.Wang, S. Hemour, K. Wu, “Coupled Resonance Energy Transfer Over Gigahertz Frequency Range Using Ceramic Filled Cavity For Medical Implanted Sensors,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.62, no. 4, Apr. 2014, Page(s): 956 – 964.
- [54] Kenneth R.Demarest, “*Engineering Electromagnetics*”, Prentice Hall, 1997.
- [55] R. Jegadeesan and Y.-X. Guo, “Topology selection and efficiency improvement of inductive power links,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 10, pp. 4846–4854, Oct. 2012.
- [56] J. Wang ; J. Li ; Ho, S.L. ; Fu, W.N, “Lateral and Angular Misalignments Analysis of a New PCB Circular Spiral Resonant Wireless Charger,” *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 48, Issue: 11, pp. 4522 – 4525, Nov. 2012.

ARTICLE PUBLIÉ:

Wei Wang, Simon Hemour, Ke Wu, “Coupled Resonance Energy Transfer Over Gigahertz Frequency Range Using Ceramic Filled Cavity for Medical Implanted Sensors,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.62, no. 4, Apr. 2014, Page(s): 956 – 964.