

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À MONTRÉAL

ÉTUDE ET DÉVELOPPEMENT D'UN SYSTÈME DE TRANSMISSION DE
PUISSANCE SANS FIL

MÉMOIRE
PRÉSENTÉ
COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
ALEXANDRE ROBICHAUD

OCTOBRE 2015

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À MONTRÉAL
Service des bibliothèques

Avertissement

La diffusion de ce mémoire se fait dans le respect des droits de son auteur, qui a signé le formulaire *Autorisation de reproduire et de diffuser un travail de recherche de cycles supérieurs* (SDU-522 – Rév.07-2011). Cette autorisation stipule que «conformément à l'article 11 du Règlement no 8 des études de cycles supérieurs, [l'auteur] concède à l'Université du Québec à Montréal une licence non exclusive d'utilisation et de publication de la totalité ou d'une partie importante de [son] travail de recherche pour des fins pédagogiques et non commerciales. Plus précisément, [l'auteur] autorise l'Université du Québec à Montréal à reproduire, diffuser, prêter, distribuer ou vendre des copies de [son] travail de recherche à des fins non commerciales sur quelque support que ce soit, y compris l'Internet. Cette licence et cette autorisation n'entraînent pas une renonciation de [la] part [de l'auteur] à [ses] droits moraux ni à [ses] droits de propriété intellectuelle. Sauf entente contraire, [l'auteur] conserve la liberté de diffuser et de commercialiser ou non ce travail dont [il] possède un exemplaire.»

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier les Prs Dominic Deslandes et Frédéric Nabki, mes directeurs de recherche et professeur à l'Université du Québec à Montréal pour leur support et encouragement qui ont rendu possible la réalisation de ce projet.

Je tiens également à remercier Claude Chagnon, Nancy Elkhali et Guy Paradis, membres du personnel de soutien du programme de génie microélectronique à l'Université du Québec à Montréal, pour leurs encouragements et leur support techniques.

Je remercie aussi mes collègues à l'Université du Québec à Montréal, Martin Boudreault Abdul Hafiz Alameh et tous les autres, pour toutes les discussions, échanges et idées qui m'ont grandement aidé.

Finalement, je remercie le CRSNG et le FQRNT pour le soutien financier.

TABLE DES MATIÈRES

| | |
|--|-----|
| LISTE DES FIGURES | i |
| LISTE DES TABLEAUX..... | v |
| LISTE DES SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS..... | vii |
| RÉSUMÉ | ix |
| CHAPITRE 1 INTRODUCTION | 2 |
| 1.1 Problématique de recherche..... | 2 |
| 1.2 Structure de la thèse | 3 |
| 1.3 Contributions de l'auteur à la recherche..... | 5 |
| CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE | 8 |
| 2.1 La transmission de puissance sans fil..... | 8 |
| 2.2 Couplage résonant..... | 9 |
| 2.3 Matching adaptatif | 13 |
| CHAPITRE 3 ANALYSE PARAMÉTRIQUE..... | 16 |
| 3.1 Théorie des liens de transmission de puissance sans fil..... | 16 |
| 3.2 Optimisation de la géométrie des résonateurs | 21 |
| CHAPITRE 4 COMPARAISON DE TOPOLOGIES | 28 |
| CHAPITRE 5 MODÈLE THÉORIQUE | 34 |
| 5.1 Calcul de la matrice d'impédance et paramètres S | 34 |
| 5.2 Calcul des inductances | 38 |
| 5.3 Influence du désalignement sur l'efficacité de transmission..... | 41 |
| 5.4 Validation expérimentale du modèle théorique | 44 |
| CHAPITRE 6 ADAPTATION AGILE..... | 54 |
| 6.1 Adaptation agile – Premier circuit | 57 |
| 6.2 Adaptation agile – Deuxième circuit..... | 65 |
| 6.3 Comparaison | 84 |
| CHAPITRE 7 CONCLUSION | 86 |
| BIBLIOGRAPHIE..... | 88 |

LISTE DES FIGURES

| | |
|--|----|
| Figure 3.1: schématique d'un lien de transmission de puissance sans fil. | 16 |
| Figure 3.2 : Circuit équivalent d'un lien de transmission de puissance sans fil. C : condensateur du résonateur, R : résistance de la bobine, L : inductance de la bobine, Re : Résistance de la source et de la charge..... | 17 |
| Figure 3.3 : Influence du sur-couplage et du sous-couplage sur la transmission. a) Couplage idéal, b) sous-couplage, c) sur-couplage | 18 |
| Figure 3.4: Efficacité en fonction du produit MQ..... | 20 |
| Figure 3.5 : Dimensions simulées pour obtenir une fréquence de résonance de 13.56 MHz..... | 22 |
| Figure 3.6 : Exemple de courbe S_{21} utilisée pour calculer le facteur de qualité. .. | 23 |
| Figure 3.7: Exemple de courbe S_{21} utilisée pour calculer le coefficient de couplage M..... | 24 |
| Figure 3.8 : Simulation du facteur de qualité pour chaque configuration de résonateur. | 24 |
| Figure 3.9 : Simulation du coefficient de couplage pour chaque configuration de résonateur. | 25 |
| Figure 3.10 : Simulation du produit du coefficient de couplage et du facteur de qualité..... | 25 |
| Figure 3.11 : Photo du lien de transmission de puissance sans fil. | 27 |
| Figure 3.12 : Comparaison entre les valeurs des paramètres se calculer, simulées et mesurées. | 27 |
| Figure 4.1 : schématique des trois structures considérées: a) hélicoïdal, b) spirale c) anneau..... | 28 |
| Figure 4.2 : Coefficient de couplage M pour les résonateurs hélicoïdaux et spiraux en fonction du nombre de tours | 31 |
| Figure 4.3 : Facteur de qualité Q pour les résonateurs hélicoïdal et spiral en fonction du nombre de tours..... | 32 |

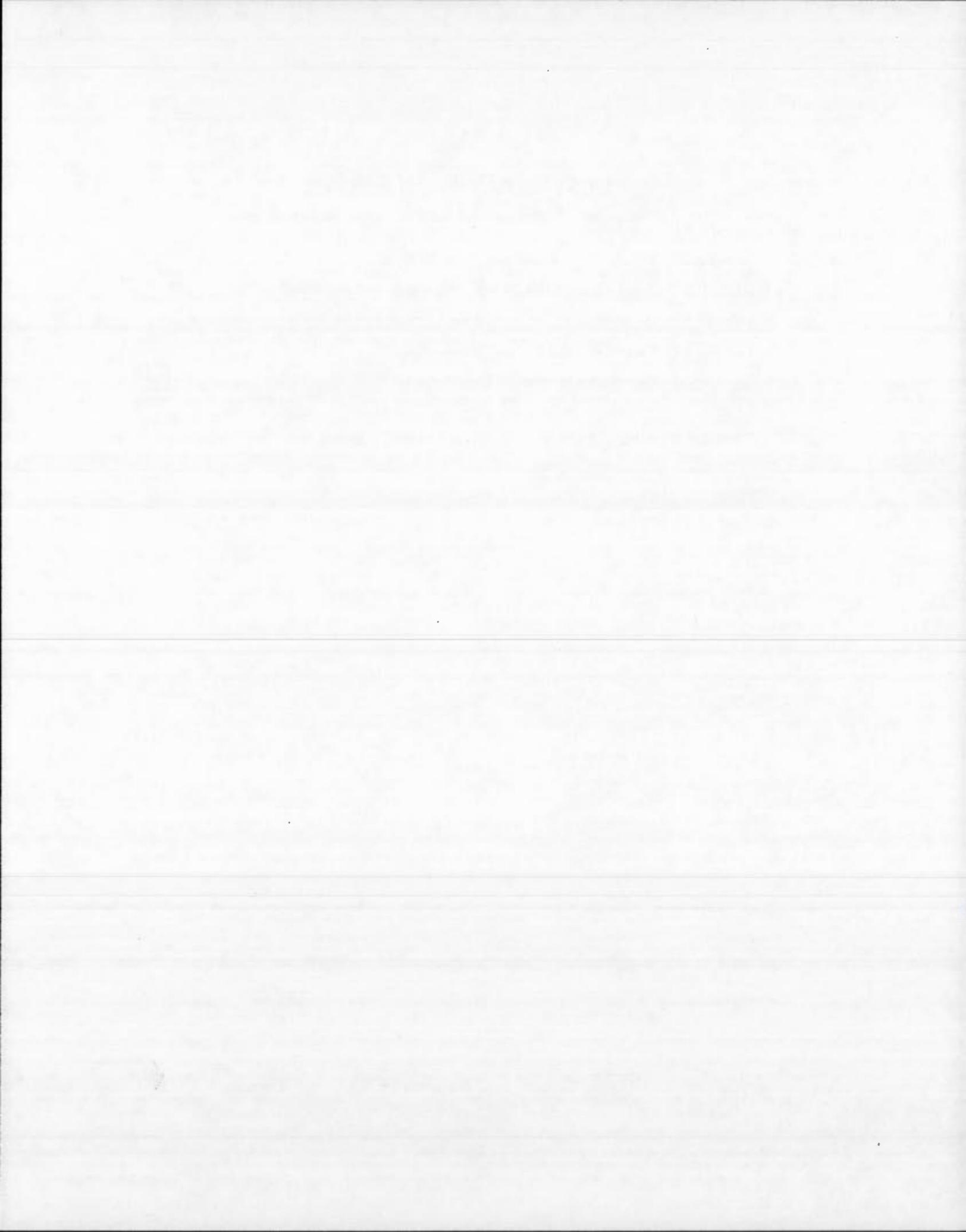
| | |
|---|----|
| Figure 4.4 : MQ pour les résonateurs hélicoïdaux et spiraux en fonction du nombre de tours. | 32 |
| Figure 4.5 : Mesures de la transmission pour les trois topologies. | 33 |
| Figure 5.1 : schématique du LTPCR. | 35 |
| Figure 5.2 : Circuit équivalent du LTPCR. | 36 |
| Figure 5.3 : Schématique des anneaux rectangulaires pour le calcul des inductances. | 39 |
| Figure 5.4: Désalignement par rotation et translation. | 42 |
| Figure 5.5 : Calcul et simulation de l'influence de la translation (a) et de la rotation (b) sur l'inductance mutuelle. | 43 |
| Figure 5.6 : Paramètres S mesurés et calculés pour des LTPCR composés de cercles. | 45 |
| Figure 5.7 : Paramètres S mesurés et calculés pour des LTPCR composés de carrés. | 46 |
| Figure 5.8 : Prise d'écran du logiciel WPTLDesigner. | 47 |
| Figure 5.9: Menus de l'interface de WPTLDesigner. | 48 |
| Figure 5.10 : Schéma explicatif des valeurs de l'interface de WPTLDesigner. | 48 |
| Figure 5.11 : (a) Transmission en fonction de la fréquence pour 5 tailles de résonateurs différentes. (b) Simulations de la transmission en fonction de la longueur des carrés pour des distances de 10 cm à 50 cm à une fréquence de 25 MHz. | 50 |
| Figure 5.12 : (a) Transmission en fonction de la longueur pour des résonateurs carrés dont le rayon du fil varie entre 0.75 mm et 2 mm à une fréquence de 25 MHz. (b) Transmission pour différents modèles. Cas A : tous les couplages et pertes sont considérés. Cas B : les couplages secondaires sont négligés. Cas C : les couplages entre l'anneau de couplage et la charge sont négligés. Cas D : toutes les pertes sont négligées. Cas E : Seulement les pertes des condensateurs sont négligées. | 52 |
| Figure 5.13 : LTPCR composé de résonateurs circulaires. | 53 |
| Figure 6.1: Schématique du premier circuit d'adaptation agile. | 57 |
| Figure 6.2 : Circuit de sonde de courant et de tension. | 58 |

| | |
|---|----|
| Figure 6.3 : Détecteur de phase et pompe de charges..... | 59 |
| Figure 6.4 : Circuit d'activation de la banque de condensateurs | 61 |
| Figure 6.5 : Capacité du varactor et de la banque de condensateurs en fonction de la tension pour différentes sorties du compteur 4-bits. | 62 |
| Figure 6.6 : Facteur de qualité en fonction de la tension du varactor et de la banque de condensateurs. | 63 |
| Figure 6.7 : Région d'impédance de l'antenne pour laquelle une adaptation d'au moins -10 dB peut être atteinte. (a) avec L_S , et (b) sans L_S | 63 |
| Figure 6.8 : Simulation temporelle du comportement du réseau d'adaptation agile pour une impédance d'antenne de $6.5 + 16.8j$ | 64 |
| Figure 6.9 : Schéma du deuxième circuit d'adaptation agile. | 66 |
| Figure 6.10 : Schéma temporel des étapes de calibration, adaptation et opération. | 67 |
| Figure 6.11 : Boucle à verrouillage de délai. | 67 |
| Figure 6.12: Cellule du compteur haut/bas. | 68 |
| Figure 6.13: Compteur haut/bas. | 68 |
| Figure 6.14: Circuit de délai programmable 6 bits. | 69 |
| Figure 6.15 : Réponse transitoire du circuit de délai programmable | 70 |
| Figure 6.16 : Banque de condensateurs avec les valeurs de longueur (L) et de largeur (W) du canal (L/W). | 71 |
| Figure 6.17 : Banc de test du circuit d'adaptation. | 72 |
| Figure 6.18 : Simulation temporelle du signal de sortie du réseau d'adaptation agile. | 72 |
| Figure 6.19 : Circuit de test de la banque de condensateurs. | 74 |
| Figure 6.20 : Circuit de test du système en boucle fermée. | 74 |
| Figure 6.21 : Circuit intégré fabriqué. Bleu : Circuit de test de la banque de condensateurs, rouge : circuit de test du système en boucle fermée, vert : circuit complet. | 75 |
| Figure 6.22 : Circuit de test de la banque de condensateurs câblé. | 76 |
| Figure 6.23 : Valeurs ajustées de la capacité mesurée à la sortie en fonction de l'horloge du compteur. | 78 |

| | |
|--|----|
| Figure 6.24 : Région d'impédance de l'antenne pour laquelle une adaptation d'au moins -10 dB peut être atteinte..... | 79 |
| Figure 6.25 : PCB du circuit de test du système en boucle fermée avec le circuit intégré directement câblé sur le PCB..... | 80 |
| Figure 6.26 : Mesure du signal de sortie pour le circuit de teste en boucle fermée. A) Mesure lorsque l'horloge n'est pas active. B) Mesure obtenue à chaque coup d'horloge..... | 81 |

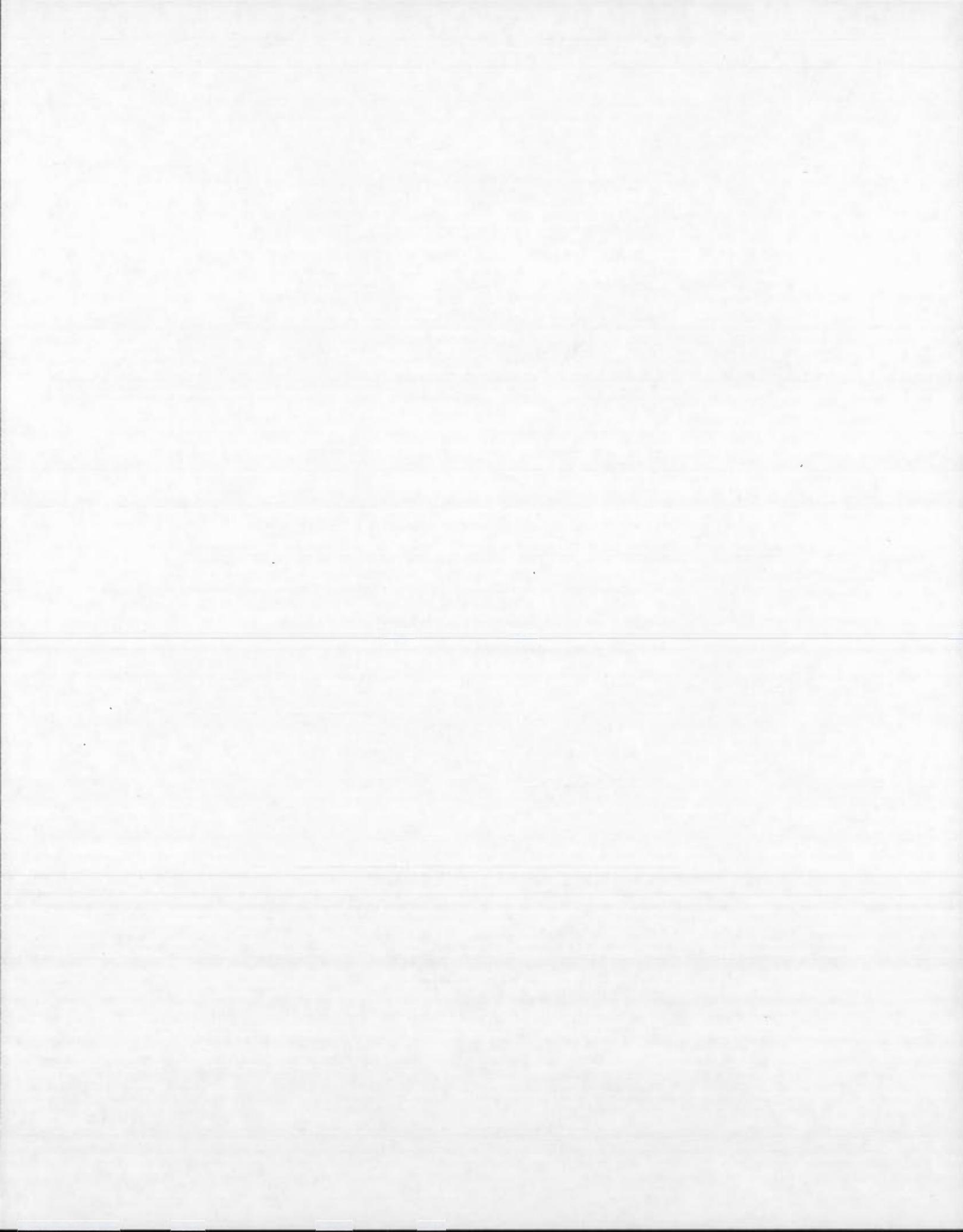
LISTE DES TABLEAUX

| | |
|---|----|
| Tableau 3.1 : Valeurs de la hauteur et du rayon simulées. | 21 |
| Tableau 3.2 : Paramètres du lien de transmission de puissance sans fil construit. | 26 |
| Tableau 4.1 : Paramètres du lien de transmission de puissance sans fil construit. | 31 |
| Tableau 4.2 : Paramètres des LTPCR construits. | 33 |
| Tableau 5.1 : Paramètres simulés et mesurés du LTPCR. | 44 |
| Tableau 6.1 : Tailles des transistors du circuit de délai programmable..... | 70 |
| Tableau 6.2 : Signaux d'entrée pour le banc de test de la banque de condensateurs. | 77 |
| Tableau 6.3 : Signaux d'entrée pour le banc de test du circuit en boucle fermée. | 82 |



LISTE DES SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS

| | |
|-------|---|
| LTPCR | Lien de transmission de puissance sans fils par couplage résonant |
| M | Couplage |
| Q | Facteur de Qualité |
| MQ | Figure de mérite du produit de M et Q |
| PFD | détecteur phase frequency detector |
| CP | Pompe de charge |
| C | Capacité |
| L | Inductance |
| ADC | Convertisseur analogique numérique |
| NFC | Near field communication (Communication en champ proche) |
| RFID | Radio frequency identification (identification par radio fréquence) |
| WPT | Wireless power transmission (transmission de puissance sans fils) |
| PLL | Phase lock loop (boucle à verrouillage de phase) |
| HFSS | high frequency structural simulator |

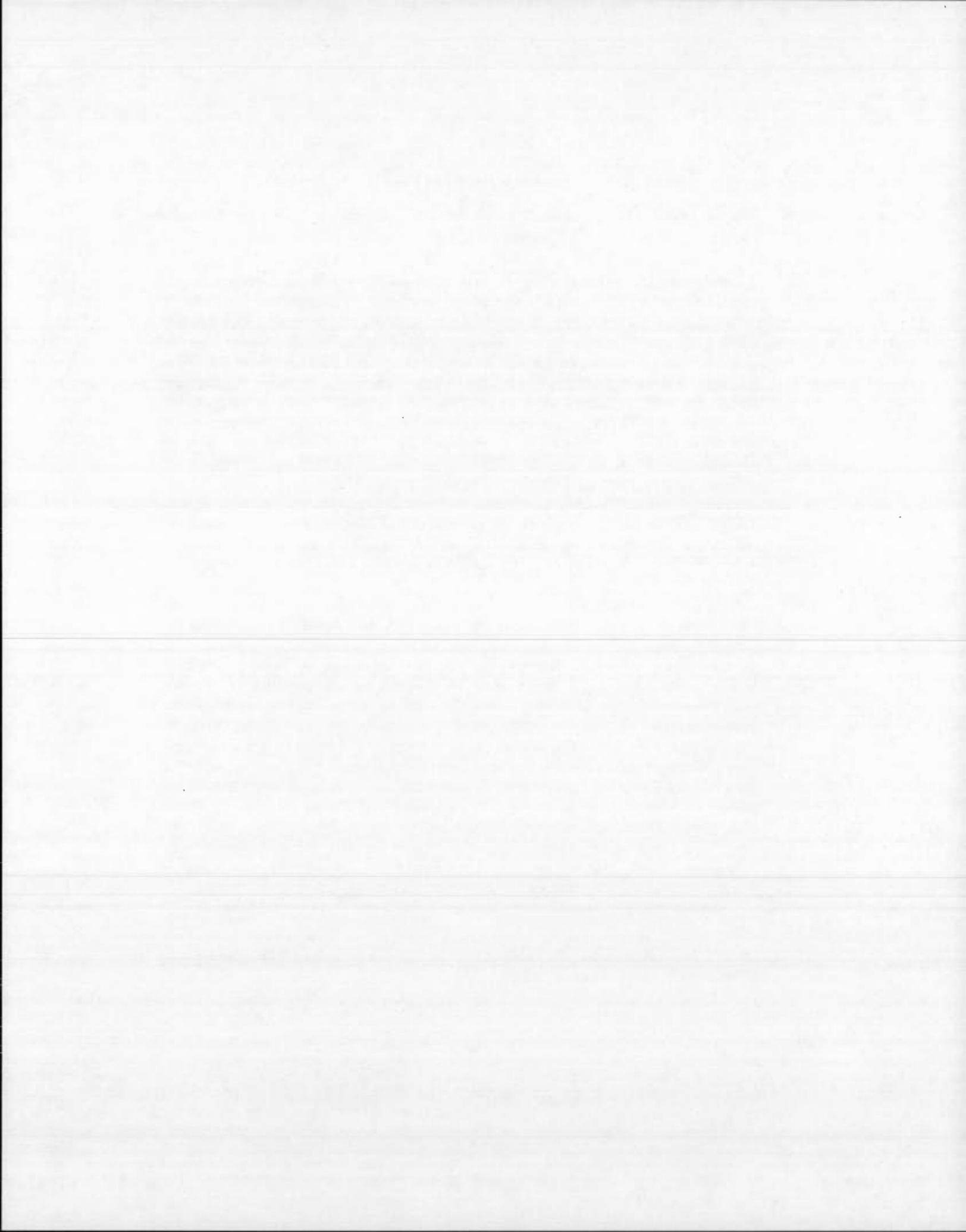


RÉSUMÉ

Ce mémoire de maîtrise traite de la transmission de puissance sans fils par couplage résonant. Plusieurs types de topologies incluant les résonateurs hélicoïdaux, les spirales et les anneaux, sont comparés afin de trouver la topologie la plus efficace, la plus compacte et la plus facile à fabriquer et à intégrer. Pour ce faire, la figure de mérite du produit du facteur de qualité et du couplage (MQ) est utilisée. Puis, un modèle théorique complet pour l'analyse et le design des liens de transmission de puissance sans fil (LTPCR) est exposé. Plus précisément, les paramètres S du LTPCR sont calculés en considérant les couplages primaires et secondaires, tous les types de pertes et toutes les valeurs des inductances propres et mutuelles. Puis, un logiciel d'aide au design de LTPCR est développé et exposé. Celui-ci permet de trouver les valeurs des paramètres nécessaires pour concevoir un LTPCR avec une géométrie, une distance de transmission et une fréquence données. Le logiciel est ensuite utilisé pour évaluer l'influence de différents paramètres comme le rayon du fil, les couplages secondaires et la fréquence de transmission sur l'efficacité du lien afin d'optimiser au maximum les LTPCR.

Puis, le problème de l'ajustement des couplages est abordé. Le problème de l'adaptation agile ne trouve pas seulement sa place pour les LTPCR, mais aussi pour un grand nombre d'autres applications dans lesquelles, de façon générale, il y a une variation d'impédance dans le temps. Les antennes des téléphones cellulaires sont très sensibles aux influences du corps humain. Lorsqu'une personne prend un cellulaire, l'impédance varie inévitablement. Cette variation dépend de la façon dont l'utilisateur prend le téléphone, s'il utilise le haut-parleur ou s'il l'appuie contre sa tête. Deux circuits réalisant un réseau d'adaptation agile pour adapter l'antenne d'un système de communication sont présentés. Le premier permet de faire un ajustement précis de l'impédance et d'avoir un signal en sortie plus stable. Par contre, il nécessite une pompe de charges et un circuit plus complexe. Le deuxième circuit utilise un signal de référence pour détecter les variations d'impédance, ce qui permet grandement de simplifier le circuit. Aussi, il n'utilise pas de diode varactor ce qui permet d'éliminer la pompe de charges.

Mots clés : transmission de puissance sans fils, couplage résonant, résonateur, paramètres S, adaptation, impédance.



CHAPITRE I

INTRODUCTION

1.1 Problématique de recherche

La transmission de puissance sans fil est une technologie ayant un énorme potentiel qui permet le développement des systèmes et des réseaux hautement intégrés et autonomes. La transmission de puissance sans fil offre un potentiel énorme dans un vaste champ d'applications.

Tout d'abord, dans notre monde moderne, l'utilisation d'appareils munis de batteries comme les téléphones intelligents et les ordinateurs portatifs par exemple est devenue omniprésente. L'électricité sans fils permettrait d'éliminer ou de réduire grandement la taille des batteries. Ces appareils pourraient être en tout temps alimentés en électricité lorsque l'utilisateur se trouve à proximité d'un réseau d'électricité sans fils. Puis, de nos jours, il y a un désir et une nécessité grandissante d'utiliser des senseurs pour récolter toute sorte d'information. Dans le domaine du biomédical, les senseurs et les implants sont de plus en plus présents permettant d'obtenir de l'information sur la santé des individus, leurs signes vitaux, le taux de glucose dans le sang et de prévenir chez certains individus des crises d'épilepsie et le parkinson pour ne nommer que quelques exemples. Ceux-ci doivent être alimentés en électricité et l'utilisation de batteries ou de connections électriques augmente leur taille et limite leur intégration et leur autonomie. L'électricité sans fils offre une solution des plus intéressantes à ces problèmes. Finalement, une panoplie d'appareils rationnellement munis de fils électrique comme les téléviseurs, les petits appareils électroménagers et bien d'autres pourrait aussi être alimentée sans fils.

Le principe de base a été proposé par Nikola Tesla au début du siècle passé. Il a réalisé plusieurs expériences sur la transmission de puissance sans fils par ondes radio. Dernièrement, des chercheurs ont démontré qu'il est possible de transmettre de la puissance sur plusieurs mètres en utilisant le couplage résonant. Depuis, ce domaine connaît un nouvel intérêt grandissant dans la communauté scientifique.

Le but de ce projet consiste à réaliser un système de transmission de puissance sans fil par couplage résonant (LTPCR) qui soit intégré et de taille compatible avec de petits appareils. Ces systèmes sont généralement sensibles aux variations de distances. Il est donc essentiel de développer une technique permettant d'ajuster automatiquement le couplage lorsque la distance de transmission change. Ainsi, un second but de ce projet est de développer, de façon générale, un système d'ajustement d'impédance en temps réel qui soit capable de palier pour les variations d'impédance afin d'assurer la meilleure efficacité. Ce système devra être adapté pour différents types d'application pour lesquelles l'ajustement de l'impédance est une nécessité.

1.2 Structure de la thèse

Au chapitre 2, une revue de littérature sera présentée. Tout d'abord, les avancées sur la théorie des LTPCR seront présentées. Puis, l'utilisation de matériaux spéciaux pour l'amélioration de l'efficacité des LTPCR sera discutée. Ensuite, des articles relatant de l'utilisation des LTPCR pour les applications biomédicale seront étudiés. Puis, la littérature sur les circuits de contrôle et de compensation pour augmenter l'efficacité des LTPCR sera étudiée. Finalement, les avancées sur l'adaptation agile seront présentées.

Au chapitre 3, la théorie des liens de transmission de puissance sans fil (LTPCR) sera élaborée. L'importance du couplage entre la source et les résonateurs ainsi

que l'influence du sur- et sous-couplage sur l'efficacité de transmission seront expliquées et évaluées quantitativement. Il sera démontré qu'il est nécessaire d'ajuster ce couplage lorsque la distance de transmission change pour conserver une efficacité maximale. Puis, une figure de mérite pour évaluer et comparer l'efficacité d'un LTPCR sera exposée. Finalement, en s'appuyant sur cette figure de mérite, les LTPCR composés de résonateurs hélicoïdaux électriquement grands seront étudiés. Plus précisément, une analyse paramétrique sera faite afin de connaître l'influence de la géométrie des résonateurs sur l'efficacité du lien.

Au chapitre 4, plusieurs types de topologies incluant les résonateurs hélicoïdaux, les spirales et les anneaux, seront comparés afin de trouver la topologie la plus efficace, la plus compacte et la plus facile à fabriquer et à intégrer. Tout d'abord, en se basant sur la figure de mérite choisie au chapitre précédent, une analyse théorique sera faite afin d'évaluer les performances de chaque topologie en terme d'efficacité. Puis, à l'aide de simulations numériques, les hypothèses seront vérifiées.

Au chapitre 5, un modèle théorique complet pour l'analyse et le design de LTPCR sera exposé. Plus précisément, les paramètres-s du LTPCR seront calculés en considérant les couplages primaires et secondaires, tous les types de pertes et toutes les valeurs des inductances propres et mutuelles. Le modèle sera élaboré en se basant sur les résultats trouvés au chapitre 3, i.e., en utilisant la topologie la plus performante trouvée à ce chapitre. Puis, un logiciel d'aide au design de LTPCR sera développé et exposé. Celui-ci permet de trouver les valeurs des paramètres nécessaires pour concevoir un LTPCR avec une géométrie, une distance de transmission et une fréquence données. Le logiciel sera ensuite utilisé pour évaluer l'influence de différents paramètres comme le rayon du fil, les couplages secondaires et la fréquence de transmission sur l'efficacité du lien afin d'optimiser au maximum les LTPCR.

Finalement, au chapitre 6, le problème de l'ajustement de l'impédance en temps réel sera adressé. Deux circuits d'adaptation agile pour les systèmes de communication utilisant la fréquence de 900 MHz seront présentés. Pour chaque circuit, l'architecture et les résultats de simulations seront présentés. Puis, les deux circuits seront comparés pour en connaître les avantages et désavantages respectifs en termes d'architecture, de consommation de puissance, de robustesse et de précision de l'ajustement.

1.3 Contributions de l'auteur à la recherche

Robichaud, A., Boudreault, M., and Deslandes, D., (2013) Theoretical analysis of resonant wireless power transmission links composed of electrically small loops, Progress In Electromagnetics Research (JPIER), Vol. 143: pages 485-501.

Cet article présente une méthode analytique pour le calcul des paramètres S d'un lien de transmission de puissance sans fils composé d'anneaux électriquement petites. La méthode proposée prend en considération tous les couplages de la structure. La méthode est tout d'abord présentée et utilisée pour trouver les paramètres S. Puis, le modèle est utilisé pour trouver la topologie idéale pour une distance de transmission donnée. Le modèle est validé à l'aide de mesures expérimentales. Finalement, un logiciel d'aide à la conception de lien de transmission de puissance sans fils a été développé et est présenté dans l'article. À la fréquence de résonance, la précision du modèle développé pour le calcul de l'efficacité de transmission est supérieure à 2%.

Robichaud, A., Alameh, A. H., Nabki, F. and Deslandes, D. (2013), An agile matching network using phase detection for antenna tuning, 20th IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS), pages 755-758 - No. ref.: 6317.

Cet article présente un réseau d'adaptation agile intégré conçu pour maximiser l'adaptation d'une antenne en temps réel lorsque celle-ci est soumise à des variations. Un détecteur de phase mesure le déphasage entre le courant et la tension à l'entrée du circuit. Il contrôle ensuite une charge de pompe qui modifie la capacité d'un varactor et d'une banque de condensateurs qui sont les éléments variables du système. Le système peut être utilisé pour adapter les antennes de système ayant des variations d'impédance dans le temps pour les applications comme les systèmes de communications et les liens de transmission de puissance sans fils.

Robichaud, A., Boudreault, M. and Deslandes, D., (2012), Comparison Between Inductance Topologies for Resonant Wireless Power Transmission Applications, 10th IEEE International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), pages 397-399, No. ref.: 8194.

Cet article présente une comparaison entre trois différentes topologies de résonateur électriquement petit utilisées dans les liens de transmission de puissance sans fils par couplage résonant (résonateur hélicoïdal, spiral, anneau). Tout d'abord, le produit du coefficient de couplage et du facteur de qualité est validé comme étant une excellente figure de mérite pour la comparaison des différentes topologies. Une analyse théorique montre que le coefficient de couplage est indépendant du nombre de tours contrairement au facteur de qualité. Des mesures expérimentales sont présentées et démontrent que lorsque les résonateurs sont composés de condensateurs et d'inductances, lorsque le facteur de qualité des condensateurs est plus petit que celui de l'inductance, l'augmentation du nombre de tours ne fait pas augmenter l'efficacité du lien.

Robichaud, A., Boudreault, M. and Deslandes, D., (2012), Parametric Analysis of Helical Resonators for Resonant Wireless Power Transmission Links. IEEE International Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), pages 405-408 - No. ref. 1168.

Cet article présente une étude paramétrique des liens de transmission de puissance sans fils composé de résonateurs hélicoïdaux. L'effet du rayon, de la distance entre les tours et du nombre de tours sur l'efficacité de transmission est étudié afin de trouver la géométrie optimale pour maximiser l'efficacité de transmission. Le produit du coefficient de couplage et du facteur de qualité est utilisé comme figure de mérite pour comparer les différentes structures. Une validation expérimentale est présentée qui montre que les simulations prédisent correctement la réponse fréquentielle des liens de transmission.

CHAPITRE II

REVUE DE LITTÉRATURE

2.1 La transmission de puissance sans fil

La transmission de puissance sans fil offre un potentiel énorme dans un vaste champ d'applications. Il existe trois grandes familles de technologies permettant de réaliser la transmission de puissance sans fil.

La première technique est celle de l'utilisation de faisceau d'hyperfréquences (microwave beam). Cette technique permet de réaliser une transmission sur de très grandes distances. Une expérience notable utilisant cette technique a été réalisée en 1964, dans laquelle un hélicoptère est alimenté en énergie à distance (Brown, 1969). Un autre exemple d'application serait l'utilisation de satellites pour capter l'énergie solaire pour ensuite la transmettre vers la terre à l'aide de cette technologie (Brown et Eves, 1992). L'inconvénient majeur est le fait que les faisceaux d'hyperfréquences sont dangereux et pour cette raison, ils ne sont pas appropriés pour une utilisation domestique.

Une autre technique est celle de la transmission de puissance par inductance. Des produits munis de chargeurs sans fil utilisant cette technique, comme les brosses à dents rechargeables sont depuis plusieurs années disponibles. Cela nécessite un couplage fort entre l'émission et la réception. Ainsi, les appareils sont généralement conçus de sorte que l'utilisateur n'a pas le choix de la positionner à un endroit bien précis pour la recharger. Les désavantages sont la grande taille des dispositifs et leur faible efficacité lorsqu'ils ne sont pas bien positionnés (Garnica, Chinga et Lin, 2013). Certaines approches permettent d'augmenter la liberté de mouvement tout en gardant une efficacité raisonnable. Un exemple est celui de l'utilisation de spirales planaires à l'émission et la réception dans le but

de générer un champ magnétique constant sur toute la surface. Pour ce cas bien précis, un certain mouvement latéral permet encore d'obtenir une efficacité raisonnable. Toutefois, comme tous les systèmes basés sur inductance, la transmission ne se fait que sur de très courtes distances de moins de 1 cm (Choi *et al.*, 2004).

La dernière technique, qui est la plus récente, est celle de la transmission de puissance sans fil par couplage résonant (LTPCR). Celle-ci permet une transmission sur une distance de quelques fois la taille de l'émetteur avec une bonne efficacité. Au prochain chapitre, les avancées dans ce domaine seront examinées.

2.2 Couplage résonant

2.2.1 Théorie des LTPCR et concepts de base

Le couplage résonant permet d'obtenir une meilleure efficacité de transmission par rapport à un système par couplage inductif. Par exemple, dans le cas d'un couplage inductif, pour un émetteur de 6 cm, un récepteur de 2.3 cm et une distance de 2 cm, une efficacité de 36% a été mesurée (Catrysse, Hermans et Puers, 2004), alors qu'il est possible d'atteindre une efficacité de plus de 70% pour une distance de transmission de plus de 2 fois le diamètre des résonateurs en utilisant le couplage résonant (Kurs *et al.*, 2007).

Un système de transmission de puissance sans fil par couplage résonant est composé de résonateurs faiblement couplés qui réalisent la transmission de puissance à proprement parler. Ceux-ci doivent être couplés à la source et à la charge de façon à avoir le moins de pertes possible. Il y a plusieurs façons de réaliser le couplage nécessaire. Tout d'abord, il y a la technique à quatre bobines. Dans celle-ci, le couplage à la source et à la charge est fait à travers des anneaux de couplage par couplage inductif (Kurs *et al.*, 2007).

Il est aussi possible de faire un couplage capacitif plutôt qu'inductif en connectant un condensateur en série entre la source et un résonateur et entre la charge et l'autre résonateur. Cette technique à deux bobines permet d'éliminer les bobines de couplage à la source et à la charge. Aussi, en utilisant un condensateur variable, on peut facilement ajuster la fréquence de transmission. Dans le cas de l'architecture à quatre bobines, il faut déplacer les bobines de couplage pour ajuster la fréquence ce qui n'est pas praticable dans toutes les applications. Par contre, cette technique présente plus de pertes (Jiseong *et al.*, 2013).

Les LTPCR ont une efficacité maximale lorsque les résonateurs sont parfaitement alignés. Toutefois, il a été démontré qu'il est possible, pour un LTPCR composé de spirales, d'obtenir une efficacité de transmission supérieure à 50% même lorsqu'il y a un désalignement égal au diamètre de la spirale pour une distance de transmission comparable au diamètre de la spirale. De plus, à une telle distance, l'efficacité est bien supérieure à celle obtenue avec un lien inductif conventionnel (Wang *et al.*, 2012).

Un autre paramètre important à considérer est la fréquence de transmission. En effet, le choix de celle-ci peut avoir une influence importante sur l'efficacité. Dans la littérature, on trouve de nombreux LTPCR utilisant des fréquences de l'ordre des MHz (Kurs *et al.*, 2007), (Kiani et Ghovanloo, 2012), (Cannon *et al.*, 2009 ; Chen *et al.*, 2013). Zhang *et al.* (Zhang, Zhao et Chen, 2014) ont examiné la possibilité d'utiliser une fréquence plus basse. Diminuer la fréquence aurait de nombreux avantages. En effet, la génération du signal AC serait plus simple, moins coûteuse et plus efficace. Considérant un LTPCR composé de résonateurs faits à partir d'une bobine et d'un condensateur, pour faire diminuer la fréquence de résonance, on peut augmenter l'inductance ou la capacité. Ils ont démontré de façon théorique et à l'aide de mesures que l'augmenter de l'inductance permet de conserver l'efficacité, mais que l'augmentation de la capacité la fait diminuer drastiquement. Cela vient du fait que l'augmentation du nombre de tours de

l'inductance fait augmenter le couplage et compense pour l'augmentation de la résistance.

La possibilité d'utiliser des relais dans un LTPCR permet entre autres d'augmenter la distance de transmission, d'utiliser des émetteurs plus compacts et d'avoir des liens à angle. En (Kim *et al.*, 2012) un LTPCR à trois résonateurs est conçu pour alimenter un téléviseur de 150 Watt. L'émetteur est perpendiculaire au récepteur et la transmission entre les deux est assurée par un résonateur intermédiaire. L'efficacité de transmission est dans ce cas de 80%. En (Zhang *et al.*, 2011) une comparaison entre l'efficacité d'un LTPCR avec et sans relais pour une même distance de transmission est présentée. La fréquence de transmission est de 7 MHz, le facteur de qualité d'un résonateur est d'environ 50 et leur rayon est de 8 cm. Il est démontré que pour une distance de transmission de 30 cm, une efficacité de 10% peut être atteinte sans relais contre 46% lorsqu'un relais est placé à la moitié de la distance entre l'émetteur et le récepteur.

2.2.2 Matériaux pour l'amélioration des LTPCR

Plusieurs chercheurs ont étudié différentes techniques afin d'augmenter l'efficacité d'un LTPCR. Par exemple, il est possible d'augmenter l'efficacité en guidant le champ magnétique à l'aide de ferrite. Cela peut par contre donner lieu à des pertes par hystérisis dépendamment de la fréquence (Jiseong *et al.*, 2013). Aussi, on peut augmenter l'efficacité en utilisant des fils ayant plusieurs couches de différents matériaux (Mizuno *et al.*, 2011).

2.2.3 LTPCR et le biomédical

Le couplage résonant a déjà été utilisé dans le domaine du biomédical. L'efficacité peut-être facilement doublée (Kiani, Uei-Ming et Ghovanloo, 2011) comparée à d'autres techniques conventionnelles comme le couplage inductif. Les fréquences utilisées sont généralement basses (100 kHz – 4 MHz). Les raisons données sont, qu'à des basses fréquences, il n'y a pas beaucoup d'absorption et

qu'il n'y a pas d'effet néfaste pour la santé (Kiani, Uei-Ming et Ghovanloo, 2011) (RamRakhyani, Mirabbasi et Chiao, 2011).

2.2.4 Circuit de contrôle et de compensation

Certains chercheurs ont développé des systèmes contenant des circuits cherchant à ajouter un certain type d'intelligence au lien de transmission pour améliorer l'ajustement ou baisser la consommation de puissance.

Par exemple, un système a été développé afin d'émuler un certain type de mode de sauvegarde d'énergie (power safe-mode). Il est capable de trois modes d'opération : sans charge (*no-load*), sauf (*safe*), et faute (*fault*) (Zhen Ning *et al.*, 2010). Le système s'éteint lorsqu'aucune charge n'est détectée (*no-load*) ou si la charge peut être dangereuse pour le système (*fault*). Sinon, il reste en marche (*safe*). La détection se fait à partir du courant et de la tension dans la bobine. Un ADC est ensuite utilisé pour envoyer les signaux à un microcontrôleur qui contient l'algorithme de décision. Les mêmes auteurs ont développé un amplificateur class-E qui délivre de la puissance avec une efficacité relativement constante pour une grande gamme d'impédances de charge (Low *et al.*, 2009).

Un autre exemple est celui d'un système qui adresse la problématique du désaccordage de la fréquence des systèmes à plusieurs récepteurs (Pantic et Lukic, 2012). L'article présente un système de « tristate boost » qui agit en quelque sorte comme impédance réactive (cap, ind, ...) ajustable et qui permet d'accorder la fréquence de résonance des résonateurs.

Puis, un autre système a été développé pour permettre l'adaptation en fonction de l'impédance du récepteur et de sa puissance. Le système est muni d'une inductance variable réalisée à l'aide d'un transistor et d'une bobine en série contrôlée par la phase (Hu et Hussmann, 2004).

En (Jongmin *et al.*, 2011) une technique, cette fois seulement théorique est présentée afin de pallier au problème d'adaptation que l'on obtient lorsque la distance de transmission varie. Cette technique propose de varier l'impédance des ports pour qu'il soit optimal à la charge et puis d'utiliser la technique de localisation (tracking) de fréquence. Cette technique, quoique pas optimale, trouve son intérêt dans le fait que l'adaptation peut s'effectuer seulement à la source.

En (Ping *et al.*, 2008) il est montré que pour plusieurs applications biomédicales comme les dispositifs d'assistance ventriculaire par exemple, le couplage peut varier lorsque le patient se déplace. L'article présente une technique permettant de faire varier la fréquence d'émission à la source en utilisant un condensateur variable, ce qui permet d'accorder le récepteur lorsque le couplage varie.

2.3 Matching adaptatif

Il n'existe dans la littérature que très peu de systèmes permettant d'ajuster les couplages d'alimentation lorsque la distance de transmission varie de façon à obtenir la transmission optimale pour toute distance. Il existe toutefois dans la littérature des articles relatant des réseaux de matching adaptatif utilisés par exemple dans les systèmes de communications cellulaires.

2.3.1 Matching adaptatif en général

En (De Mingo *et al.*, 2004), un système d'adaptation automatique pour ajuster l'impédance d'une antenne dans un système de communication cellulaire est présenté. Le système fonctionne sur la bande 380-400 MHz. Il consiste en un réseau d'adaptation en pi dans lequel les condensateurs sont remplacés par une série de condensateurs en parallèle. Les tensions à la source et à l'antenne sont envoyées vers le processeur qui, en fonction de celles-ci et à l'aide d'un algorithme, prend la décision de brancher ou de débrancher les condensateurs afin

d'en modifier la valeur équivalente et ainsi ajuster la valeur de l'impédance du réseau d'adaptation. En (Po *et al.*, 2011), une technique semblable est utilisée. Cette fois-ci par contre, le processeur contrôle la valeur d'un varactor plutôt que celle d'un groupe de condensateurs en parallèle.

Finalement, en (Van Bezooijen *et al.*, 2010) un circuit entièrement analogique est utilisé pour effectuer l'ajustement automatique. La tension et le courant à l'antenne sont mesurés à l'aide de deux amplificateurs opérationnels. Ensuite, un détecteur de quadrature est utilisé pour obtenir la partie imaginaire et réelle de l'impédance afin de contrôler directement un varactor et ainsi ajuster l'impédance.

2.3.2 Localisation de fréquence et adaptation agile pour les LTPCR

En (W.-S. Lee *et al.*, 2012), un système d'adaptation en fonction de la distance pour le NFC (near field communication), RFID (radio frequency identification) ou LTPCR est présenté. Il s'agit d'un système constitué de trois réseaux d'adaptation chacun adapté pour une distance de transmission précise. On choisit simplement en fonction de la distance de transmission actuelle le réseau le plus approprié. L'adaptation n'est par contre pas automatique.

En (Teck Chuan *et al.*, 2013), (Chuan, 2010), (Beh *et al.*, 2010) un circuit d'adaptation automatique pour le LTPCR est présenté. Il consiste à mesurer la valeur du paramètre S_{11} à l'aide d'un coupleur et de passer cette mesure à un ordinateur qui contrôle les paramètres du réseau d'adaptation. Le type de couplage est le capacitif direct. L'ajustement est effectué seulement à l'émission. Cela donne des résultats intéressants, toutefois, selon les mesures présentées dans l'article, l'ajustement n'est pas parfait.

En (Nam Yoon *et al.*, 2012), un système automatisé de « tracking » de fréquence est présenté. Celui-ci permet de pallier à d'éventuelles variations en fréquence des résonateurs. Il utilise des coupleurs et des détecteurs de puissance à l'émission et à la réception, un système de communication à la fréquence de 2.4GHz pour transmettre la valeur de la puissance reçue à la réception vers la source.

Finalement, un système de tracking de fréquence basé sur un PLL (phase lock loop) ajuste la fréquence tout en vérifiant la puissance obtenue jusqu'à obtenir un maximum de transmission de puissance.

En (Sample, Meyer et Smith, 2011), un système semblable est présenté. Cette fois, la localisation (tracking) de fréquence est effectivement utilisée pour ajuster le système en fonction de la distance, i.e., pour obtenir la fréquence à laquelle la transmission est maximale en tout temps. Le système est basé sur le fait qu'en surcouplage, il y a le phénomène de division des fréquences. Ainsi, un système de localisation de fréquence permet de suivre l'un des maximums créés pour ainsi optimiser la transmission. Ici aussi, un coupleur et un microcontrôleur sont utilisés pour réaliser le système de localisation.

Finalement, en (Wenzhen, Bo et Dongyuan, 2009) un autre système muni d'un coupleur, d'un réseau d'adaptation ajustable et d'un contrôleur est présenté. Ce système permet de réaliser système de localisation de fréquence et d'obtenir une efficacité de plus de 70% entre 0 cm et 50 cm de distance de transmission.

Dans la littérature, on trouve plusieurs analyses théoriques des LTPCR. Par contre, à la connaissance de l'auteur, aucun modèle entièrement théorique permettant de calculer avec grande précision les paramètres S d'un LTPCR, tout en considérant l'influence de tous les couplages, n'a encore été fait. Un tel modèle permettrait d'élaborer des outils de conception des LTPCR et d'accélérer leur développement. Aussi, il n'existe pas, à ce jour, de LTPCR agile simple, fiable et facile à intégrer capable de conserver une efficacité maximale lorsque la distance de transmission varie dans le temps.

CHAPITRE III

ANALYSE PARAMÉTRIQUE

3.1 Théorie des liens de transmission de puissance sans fil

Les liens de transmission de puissance sans fil (LTPCR) dont il est question dans ce chapitre sont composés de deux résonateurs couplés et placés à une distance c l'un de l'autre. Le premier résonateur est directement couplé à la source et le deuxième à la charge. La figure 3.1 montre le schématique du lien. Les variables e , r , h , d , et p correspondent respectivement à la : distance entre les anneaux de couplage et les résonateurs, le rayon des résonateurs, la hauteur des résonateurs, le diamètre du fil, la distance de transmission et la distance entre les tours.

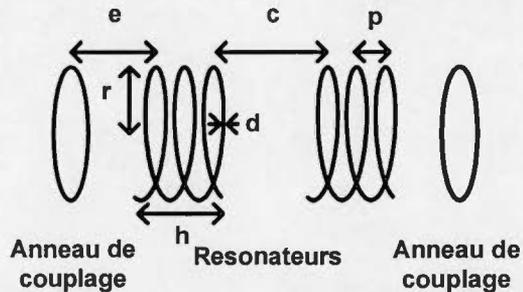


Figure 3.1: schématique d'un lien de transmission de puissance sans fil.

Le circuit équivalent du LTPCR est présenté à la figure 3.2. À des fins de simplifications, seulement les LTPCR composés de résonateurs identiques et des impédances de source et de charge identique seront considérés.

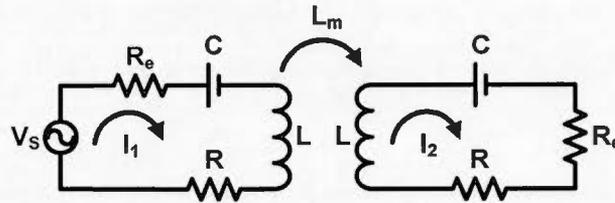


Figure 3.2 : Circuit équivalent d'un lien de transmission de puissance sans fil. C : condensateur du résonateur, R : résistance de la bobine, L : inductance de la bobine, R_e : Résistance de la source et de la charge.

En utilisant la théorie générale des filtres bande-passante à résonateurs couplés (cross-coupled resonator bandpass filters) développée par Atia et Williams (Atia et Williams, 1971), la transmission peut être décrite à l'aide de l'équation suivante (Hong et Lancaster, 2004) :

$$S_{21} = \frac{2}{Q_E} \frac{jM}{\left(\frac{1}{Q_E} + \frac{1}{Q} + j\Omega\right)^2 + M^2}, \quad (3.1)$$

où Ω est la fréquence normalisée, M le coefficient de couplage, Q le facteur de qualité non chargé et Q_E le facteur de qualité externe.

En négligeant les pertes, i.e., en assumant un facteur de qualité infini, à la fréquence de résonance, la transmission peut-être simplifiée et prend la forme de l'équation suivante:

$$|S_{21}|_{\Omega=0} = \frac{2MQ_E}{(MQ_E)^2 + 1}. \quad (3.2)$$

De plus, si l'on considère le cas d'une transmission sans perte, i.e., pour $S_{12} = 1$, on obtient l'équation suivante :

$$M = \frac{1}{Q_E} \quad (3.3)$$

De cette équation, on déduit que la transmission optimale sera atteinte lorsque le coefficient de couplage est égal à l'inverse du facteur de qualité externe. Ainsi, puisque le coefficient de couplage est dépendant de la distance entre les résonateurs et que le facteur de qualité externe est dépendant de la distance entre la source, la charge et les résonateurs, selon (3.3), on en déduit que pour une distance donnée de transmission, il existe une distance entre la source et le premier résonateur ainsi qu'entre la charge et le deuxième résonateur pour laquelle la transmission sera optimale. De ce fait, pour une distance donnée de transmission, la distance entre la source, la charge et les résonateurs devra être ajustée pour maximiser la transmission. La figure 3.3 montre l'influence du sur-couplage, sous-couplage et du couplage optimal sur la transmission.

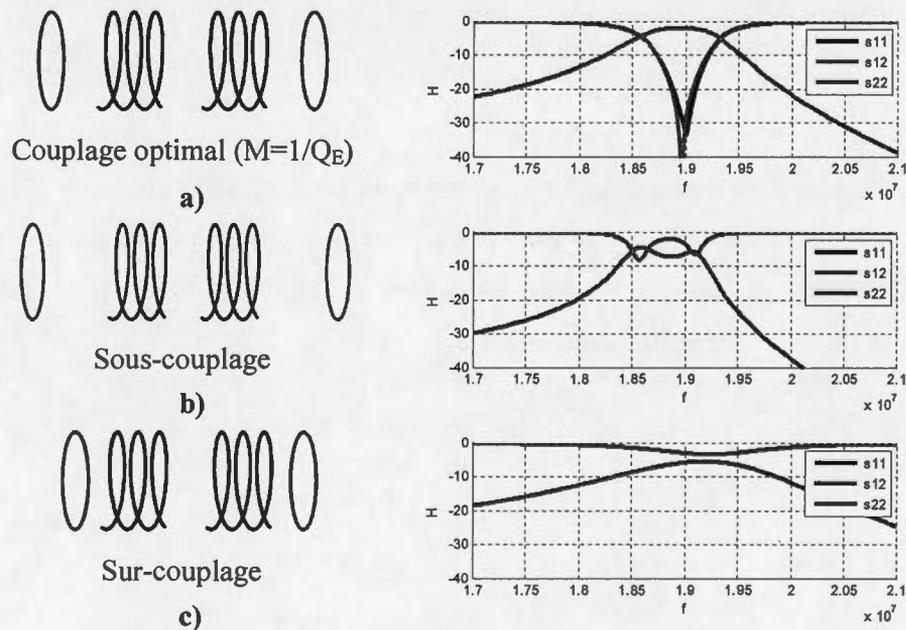


Figure 3.3 : Influence du sur-couplage et du sous-couplage sur la transmission. a) Couplage idéal, b) sous-couplage, c) sur-couplage

Si, par contre, les résonateurs sont non idéaux, la transmission optimale peut être écrite sous la forme suivante :

$$|S_{21}|_{\Omega=0, M=1/Q_E} = \frac{(M \cdot Q)^2}{(M \cdot Q)^2 + M \cdot Q + 1/2}. \quad (3.4)$$

On en déduit que la transmission tend vers 1 lorsque le produit MQ tend vers l'infini. Ce produit sera utilisé plus tard comme figure de mérite afin de comparer plusieurs topologies de LTPCR.

Considérons maintenant le cas d'un LTPCR respectant (3.3) et donc étant parfaitement accordé et pour lequel le produit MQ est beaucoup plus grand que 0.5. Définissons maintenant l'efficacité de transmission comme suit :

$$E_{opt} = |S_{21}|_{\Omega=0, M=1/Q_E}^2. \quad (3.5)$$

En substituant (3.5) dans (3.4), on peut exprimer le produit MQ en fonction de E_{opt} comme suit :

$$MQ = \frac{\sqrt{E_{opt}}}{1 - \sqrt{E_{opt}}}. \quad (3.6)$$

On peut maintenant calculer la valeur numérique de MQ nécessaire pour obtenir une efficacité donnée. Par exemple, si l'on veut avoir une efficacité plus grande que 90%, il nous faudra donc une valeur de $MQ > 18.5$. La figure 3.4 montre l'efficacité en fonction du produit MQ .

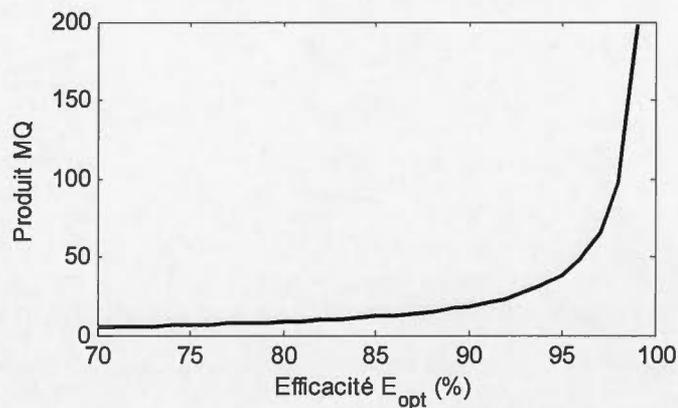


Figure 3.4: Efficacité en fonction du produit MQ.

Considérons maintenant le cas où l'adaptation n'est pas optimale, i.e., lorsque (3.3) n'est pas respecté. Dans ce cas, M est égal à une fraction de l'inverse de Q_e comme suit:

$$M = \frac{\alpha}{Q_e}, \quad (3.7)$$

où α est une valeur numérique permettant de quantifier la divergence par rapport à l'adaptation optimale. Pour une valeur de $\alpha = 1$, le couplage est optimal. Lorsque $\alpha > 1$, il y a surcouplage et lorsque $\alpha < 1$, il y a sous-couplage. En substituant (3.7) dans (3.1), on obtient l'équation suivante :

$$|S_{21}|_{\Omega=0} = \frac{(MQ)^2}{(MQ)^2 \left(\frac{\alpha^2 + 1}{2\alpha} \right) + MQ + \frac{\alpha}{2}}, \quad (3.8)$$

On peut ensuite exprimer l'efficacité en fonction de α et vice versa comme suit :

$$E \approx E_{opt} \left(\frac{2\alpha}{\alpha^2 + 1} \right)^2, \quad (3.9)$$

$$\alpha_{1,2} = \sqrt{\frac{E_{opt}}{E}} \pm \sqrt{\frac{E_{opt}}{E} - 1}, \quad (3.10)$$

$$\alpha_1 = \frac{1}{\alpha_2}. \quad (3.11)$$

On peut maintenant utiliser l'équation (3.6) pour calculer E_{opt} et ensuite l'équation (3.9) pour obtenir l'efficacité en fonction du couplage. Au chapitre 5, un modèle théorique complet sera présenté afin de calculer de façon analytique l'efficacité des LTPCR et de quantifier la valeur de α . À l'aide de ce modèle, il sera possible d'estimer quantitativement, l'influence des désalignements ainsi que du non-respect du critère posé par l'équation 3.3.

3.2 Optimisation de la géométrie des résonateurs

Afin d'augmenter l'efficacité, il faut maximiser le produit MQ comme démontré à la section précédente. Dans cette section, l'influence de la hauteur, du rayon et de l'espace entre les tours sur M et Q sera investigué. Pour ce faire, le simulateur NEC (numerical electromagnetic code) est utilisé. Il s'agit d'un simulateur de type MoM (method of moments) qui a l'avantage d'être très rapide.

Les valeurs de hauteurs et rayons simulées ont été choisies de façon à obtenir une taille de résonateur raisonnable. Les valeurs sont présentées au tableau 3.1 Tableau 3.1.

Tableau 3.1 : Valeurs de la hauteur et du rayon simulées.

| <i>paramètres</i> | <i>valeurs</i> |
|--------------------|------------------------------|
| Hauteur (m) | 0.03, 0.1, 0.2, 0.4, 0.6 0.8 |
| Rayon (m) | 0.2, 0.3, 0.4, 0.6 0.8 |

L'espace entre les tours a été choisi de façon à ce que tous les résonateurs aient la même fréquence de résonance. Celle-ci a été fixée à 13.56 MHz, une fréquence de la bande ISM (industriel, scientifique et médical). La figure 3.5 montre la valeur de l'espace entre les tours en fonction du rayon pour chaque hauteur.

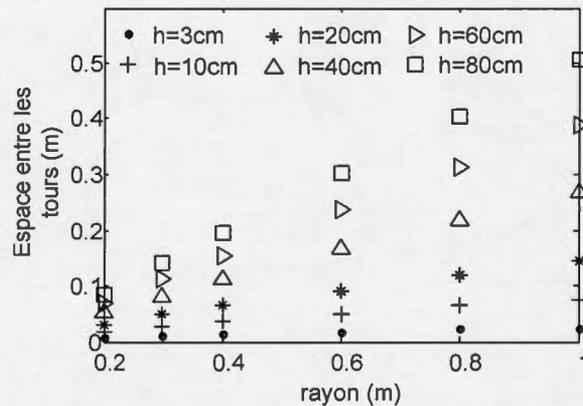


Figure 3.5 : Dimensions simulées pour obtenir une fréquence de résonance de 13.56 MHz.

Pour chaque résonateur, Q et M ont été calculés à l'aide de simulations. Pour obtenir la valeur de Q , un résonateur doublement couplé est simulé. Ensuite, on calcule Q avec les équations suivantes (Hill, Ziolkowski et Papapolymerou, 2000):

$$Q_{loaded} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}, \quad (3.12)$$

$$Q_{external} = 10^{-S_{21}/20} \cdot Q_{loaded}, \quad (3.13)$$

$$Q = \left(\frac{1}{Q_{loaded}} - \frac{1}{Q_{external}} \right)^{-1}, \quad (3.14)$$

où ω_0 représente la fréquence de résonance. La figure 3.6 montre un exemple de courbe utilisé pour le calcul de Q .

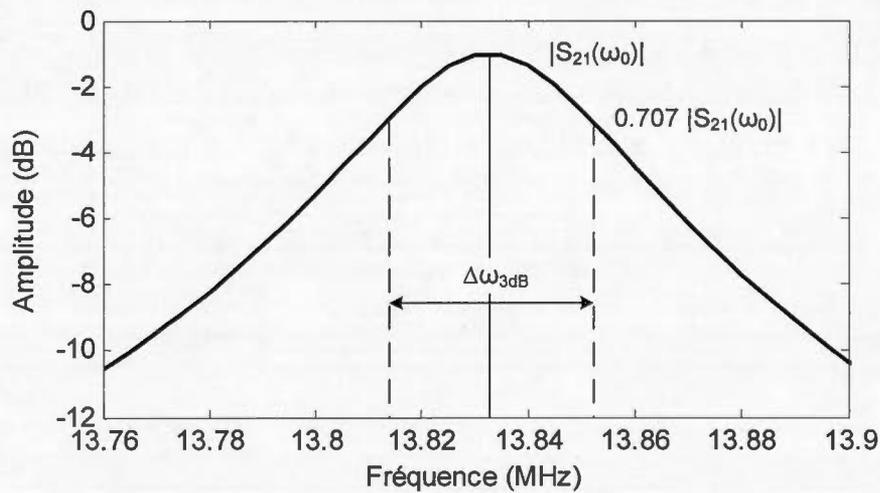


Figure 3.6 : Exemple de courbe S_{21} utilisée pour calculer le facteur de qualité.

La valeur de M est obtenue en stimulant deux résonateurs séparés par une distance de 1 m et étant faiblement couplés avec la source et la charge. La valeur est ensuite obtenue en utilisant l'équation suivante (Hong et Lancaster, 2004) :

$$M = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (3.15)$$

où f_1 et f_2 sont les fréquences piques obtenues en simulation comme le montre la Figure 3.7 3.7. Cette réponse fréquentielle présente deux pics de résonances qui proviennent du fait que les ports sont très faiblement couplés aux résonateurs. Les deux fréquences sont caractéristiques à la structure couplée (le couplage provenant des ports étant négligeable) et peuvent donc être utilisées comme critère pour quantifier le couplage entre des résonateurs.

La figure 3.7 montre un exemple de courbe utilisé pour le calcul de M .

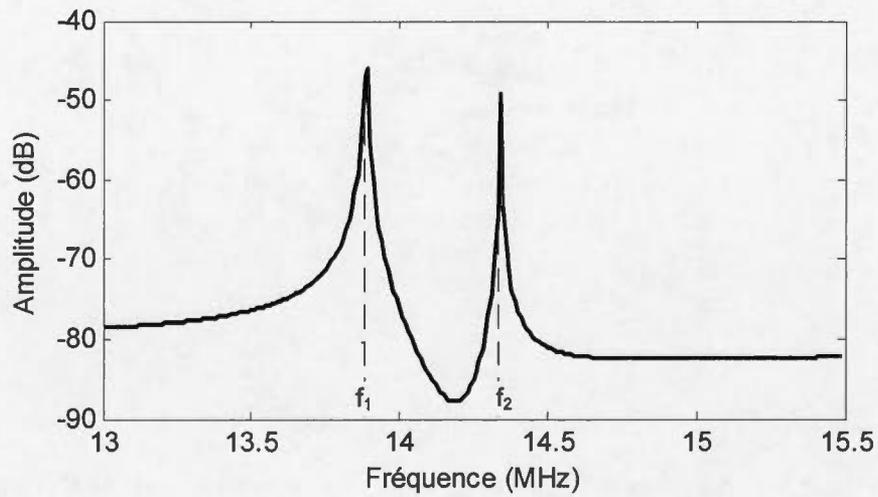


Figure 3.7: Exemple de courbe S_{21} utilisée pour calculer le coefficient de couplage M .

Les figures 3.8, 3.9 et 3.10 montrent les résultats des simulations de Q , M et MQ .

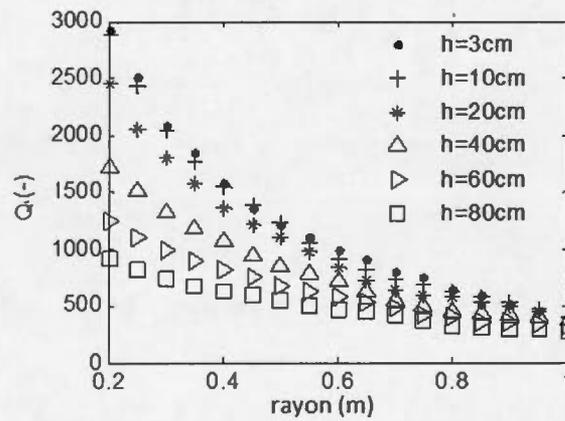


Figure 3.8 : Simulation du facteur de qualité pour chaque configuration de résonateur.

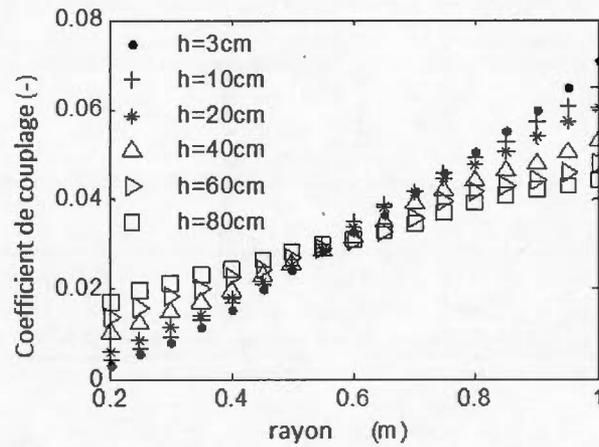


Figure 3.9 : Simulation du coefficient de couplage pour chaque configuration de résonateur.

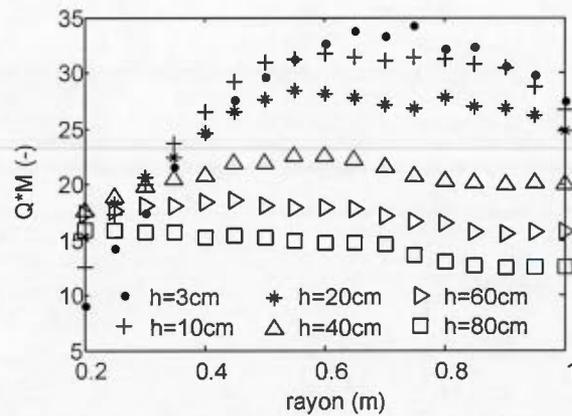


Figure 3.10 : Simulation du produit du coefficient de couplage et du facteur de qualité.

À la figure 3.8, on voit que Q diminue avec l'augmentation de la hauteur et du rayon du résonateur. Cela vient du fait que lorsque la hauteur augmente, la distance entre les tours augmente et donc, l'inductance diminue. Puisque Q est directement proportionnel à l'inductance, Q diminue forcément. Ensuite, on voit

que l'influence de la hauteur est moins importante pour les résonateurs avec un plus grand rayon.

Puis, on voit clairement, à la figure 3.9, que M augmente avec le rayon. Cela vient du fait que pour une plus grande structure, le champ magnétique est plus grand. Ainsi, l'inductance mutuelle augmente et, par le fait même, M augmente puisque M est directement proportionnel à celle-ci.

Ainsi, M et Q ont des tendances opposées. Il doit donc y avoir une valeur optimale. La figure 3.10 montre le produit MQ obtenu en multipliant les résultats de Q et M obtenus en simulation. On voit qu'il y a effectivement une valeur optimale. On obtient la plus grande valeur de MQ pour le résonateur avec la plus petite hauteur (lorsque les tours sont les plus rapprochés) et pour un rayon d'environ 70 cm. La valeur de MQ la plus élevée est de 35. Théoriquement, en utilisant l'équation (3.6), l'efficacité correspondant à cette valeur est de 94.5%.

Afin de valider la théorie et les simulations présentées, le modèle de la figure 3.11 a été construit et des mesures de transmission à l'aide d'un analyseur de réseaux ont été faites. Les résonateurs ont été construits à l'aide de tuyaux de cuivre. Les dimensions et paramètres du lien sont montrés au tableau 3.2 :

Tableau 3.2 : Paramètres du lien de transmission de puissance sans fil construit.

| <i>paramètres</i> | <i>valeurs</i> |
|---------------------------------|----------------|
| Hauteur (m) | 3.8cm |
| Rayon (m) | 27.7cm |
| Distance entre les tours | 0.5cm |
| Diamètre du fil | 6.35mm |
| Distance de transmission | 1m |
| Q (simulé) | 2279 |
| M (simulé) | 0.00708 |
| MQ (simulé) | 16 |
| Efficacité (calculé) | 89% |

Les résultats de mesures sont comparés avec les simulations et présentés à la figure 3.12. On voit que les résultats concordent avec les simulations. La

transmission maximale est de -4.8 dB, ce qui est un peu plus bas que ce que l'on attendait. Cela vient des pertes par radiations de l'environnement qui est imparfait et aussi du fait que le facteur de qualité obtenu en simulation est surévalué. Aussi, pour des raisons économiques, les résonateurs ont été fabriqués à l'aide de tuyau fait d'un alliage de cuivre dont la résistance est plus élevée que pour un fil de cuivre pur de même diamètre.

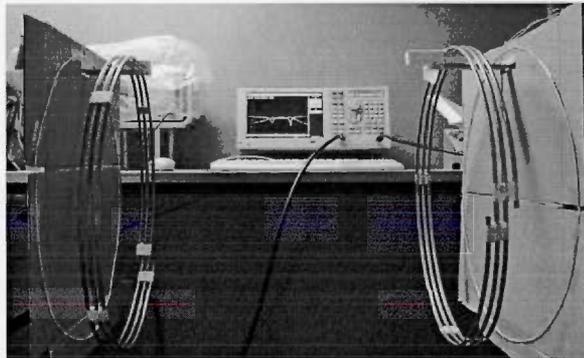


Figure 3.11 : Photo du lien de transmission de puissance sans fil.

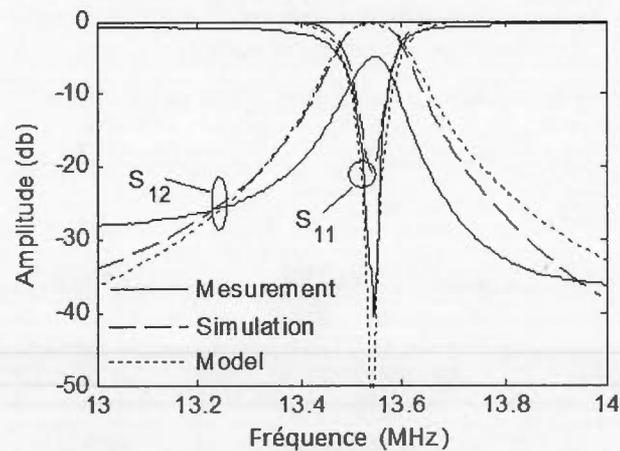


Figure 3.12 : Comparaison entre les valeurs des paramètres se calculer, simulées et mesurées.

CHAPITRE IV COMPARAISON DE TOPOLOGIES

Au chapitre précédent, nous avons considéré le cas des résonateurs hélicoïdaux électriquement grands seulement. Nous voulons maintenant considérer d'autres types de topologies afin de trouver la topologie la plus efficace, la plus compacte et la plus facile à fabriquer et à intégrer.

La figure 4.1 montre les trois structures que nous allons considérer : l'anneau, la spirale et le résonateur hélicoïdal. Les structures considérées sont électriquement petites (lorsque la taille du résonateur est plus petite que λ/π).

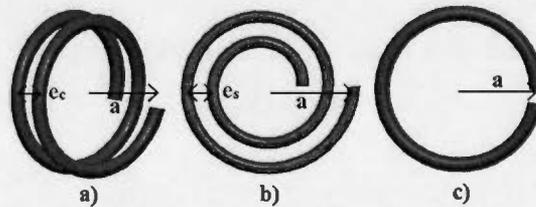


Figure 4.1 : schématisation des trois structures considérées: a) hélicoïdal, b) spirale
c) anneau.

Pour un résonateur électriquement petit, il est possible de calculer l'inductance et l'inductance mutuelle directement. Puis, à partir des valeurs obtenues, il est possible de calculer les valeurs de Q et de M analytiquement. Cela permettra donc de comparer les trois structures proposées à l'aide de la figure de mérite MQ comme expliqué à la section précédente. De cette façon, on pourra identifier la structure optimale.

Tout d'abord, l'inductance d'un anneau, d'un résonateur hélicoïdal et d'une spirale peut être calculée à partir des équations (4.1), (4.2) et (4.3) respectivement (Paul, 2011) :

$$L_{ring} = \mu_0 \pi a, \quad (4.1)$$

$$L_{coil} = \mu_0 \pi a N^2, \quad (4.2)$$

$$L_{spirale} = A \mu_0 \pi b N^2, \quad (4.3)$$

où N est le nombre de tours, a le rayon, μ_0 la perméabilité du vide, A une constante inconnue et b le diamètre de la bobine. Puis, l'inductance mutuelle peut être calculée comme suit :

$$L_{Mcoil} = \mu_0 a N^2 \left[\left(\frac{2}{k} - k \right) K(k) - \frac{2}{k} E(k) \right], \quad (4.4)$$

où K et E sont les intégrales elliptiques du premier et second degré et où k est donnée par :

$$k^2 = \frac{4a^2}{4a^2 + d^2}, \quad (4.5)$$

où d est la distance entre les structures. Avec les équations (4.4) et (4.1), (4.2) ou (4.3), on peut calculer l'inductance mutuelle comme suit :

$$M = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (4.6)$$

Ensuite, pour calculer le facteur de qualité, nous avons besoin de l'expression de la résistance suivante :

$$R_{coil} = \frac{aN}{\sigma r \delta}, \quad (4.7)$$

où δ est la résistivité du cuivre et σ est l'épaisseur de peau. Le facteur de qualité se calcule finalement à partir des équations suivantes :

$$Q_{coil} = \omega_0 \mu_0 \pi \sigma r \delta N, \quad (4.8)$$

$$Q_{spiral} = A \omega_0 \mu_0 \pi \sigma r \delta N. \quad (4.9)$$

À partir de ces équations, on peut tirer les conclusions suivantes. Tout d'abord, selon (4.6), le couplage n'est pas influencé par le nombre de tours. Ainsi, augmenter le nombre de tours ne permettra pas d'augmenter le couplage. Puis, selon (4.8) et (4.9), le facteur de qualité est dépendant du nombre de tours. Ainsi, augmenter le nombre de tours permettrait d'augmenter le facteur de qualité. Par contre, le facteur de qualité de la structure est composé du facteur de qualité de l'inductance et du condensateur. Ainsi, dans le cas où le facteur de qualité du condensateur est inférieur à celui de l'inductance, l'augmentation du nombre de tours ne fera pratiquement pas augmenter le facteur de qualité de la structure.

En se basant sur ces constatations, toujours en considérant le cas où le condensateur a un facteur de qualité inférieure à celui de l'inductance, le nombre de tours ne permet pas de faire augmenter le produit MQ ni l'efficacité de transmission. Ainsi, un LTPCRL composé de résonateurs en anneaux aura une efficacité tout aussi grande que les deux autres structures. Or, celle-ci présente l'avantage d'être plus compacte et plus facile à intégrer.

Pour comparer les différentes topologies, le simulateur HFSS (high frequency structural simulator) a été utilisé. Les structures simulées ont les paramètres figurant au tableau suivant.

Tableau 4.1 : Paramètres du lien de transmission de puissance sans fil construit.

| <i>paramètres</i> | <i>valeurs</i> |
|--|----------------|
| Rayon du fil | 1 mm |
| Distance entre les tours e_c | 4 mm |
| Distance entre les tours e_s | 10 mm |
| Distance de transmission | 10 cm |
| Fréquence de résonance | 20 MHz |

Les valeurs de Q , M et MQ en fonction du nombre de tours on été calculées à partir des simulations. Les figures 4.2, 4.3 et 4.4 montrent les résultats.

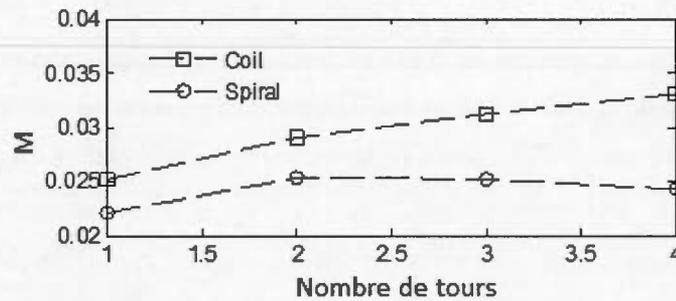


Figure 4.2 : Coefficient de couplage M pour les résonateurs hélicoïdaux et spiraux en fonction du nombre de tours

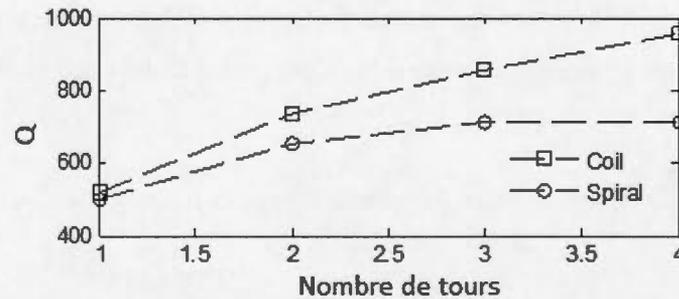


Figure 4.3 : Facteur de qualité Q pour les résonateurs hélicoïdal et spiral en fonction du nombre de tours.

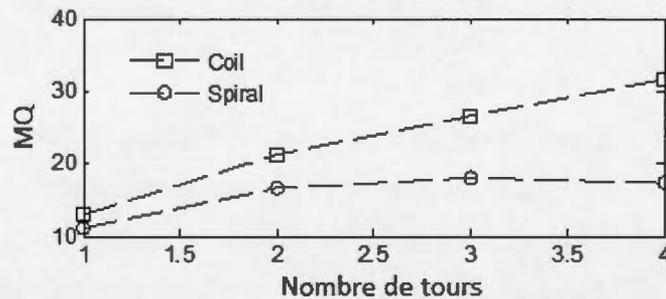


Figure 4.4 : MQ pour les résonateurs hélicoïdaux et spiraux en fonction du nombre de tours.

Tout d'abord, à la Figure 4.2 on voit que M ne varie pratiquement pas en fonction du nombre de tours. Cela confirme l'hypothèse que l'augmentation du nombre de tours ne fait pas augmenter le couplage. Puis, à la figure 4.3 on voit que la valeur de Q pour le résonateur hélicoïdal augmente effectivement avec l'augmentation du nombre de tours. Toutefois, ce n'est pas le cas pour la spirale. En effet, une spirale avec 2, 3 ou 4 tours a la même valeur de Q . Cela s'explique par le fait que le rayon moyen de la spirale diminue avec l'augmentation du nombre de tours, ce qui a pour effet de faire diminuer la valeur de Q .

Afin de valider les simulations et la théorie, des mesures ont été faites. Les structures construites pour faire les mesures ont les mêmes paramètres que pour les simulations (tableau 4.1). La spirale et le résonateur hélicoïdal ont deux tours.

Pour chaque structure, les valeurs de Q , M et MQ ont été mesurées et calculées en utilisant la technique illustrée à la section 3. Le tableau 4.2 montre les résultats.

Tableau 4.2 : Paramètres des LTPCR construits.

| | | SIMULÉS | MESURÉS |
|-----|--------|---------|---------|
| Q | COIL | 720 | 357 |
| | SPIRAL | 650 | 210 |
| | RING | 520 | 225 |
| M | COIL | 0.0291 | 0.0296 |
| | SPIRAL | 0.0252 | 0.0216 |
| | RING | 0.0275 | 0.0246 |

On voit que les résultats sont très proches des simulations. La valeur de Q est un peu plus basse en mesures qu'en simulations. Cela vient du fait que la conductivité est un peu plus basse en réalité et qu'il y a des pertes par radiation. La figure 4.5 montre les mesures de transmission pour les trois structures.

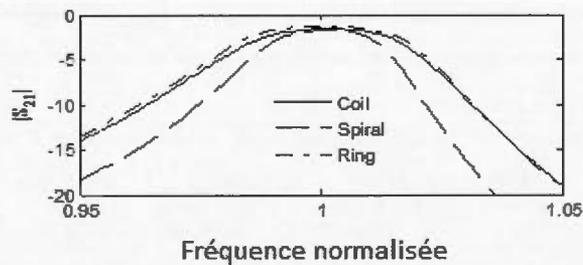


Figure 4.5 : Mesures de la transmission pour les trois topologies.

On voit que la meilleure transmission est obtenue avec l'anneau (-1.41 dB) suivi du résonateur hélicoïdal (-1.66 dB) et finalement de la spirale (-1.78 dB). Cela confirme la théorie.

CHAPITRE V

MODÈLE THÉORIQUE

Au chapitre 3, une analyse théorique des LTPCR a été présentée et une figure de mérite permettant de comparer différentes topologies a été exposée. Il s'agit du produit MQ. Puis, au chapitre 4, cette figure de mérite a été utilisée afin de comparer plusieurs topologies : le résonateur hélicoïdal, l'anneau et la spirale. L'anneau s'est avéré être la topologie la plus intéressante puisque c'est la plus compacte et la plus efficace lorsqu'utilisé en combinaison avec un condensateur. Pour ces raisons, dans ce chapitre, l'anneau sera étudié davantage. Un modèle théorique complet sera présenté permettant de calculer les paramètres S d'un LTPCR composé d'anneaux électriquement petits.

À partir du modèle présenté il sera possible de calculer les paramètres S sans avoir recours à aucune simulation. Aussi, un outil de conception permettant d'optimiser les LTPCR sera présenté (Robichaud, Boudreault et Deslandes, 2012).

5.1 Calcul de la matrice d'impédance et paramètres S

Considérons le LTPCR schématisé à la figure 5.1. Les résonateurs sont des anneaux placés en série avec des condensateurs ayant une distance de transmission c et une distance de couplage e . Les résonateurs et les anneaux de couplage ont un rayon de r .

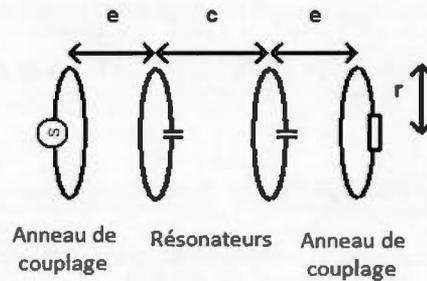


Figure 5.1 : schématique du LTPCR.

Ce LTPCR peut être représenté par le circuit équivalent présenté à la figure 5.2.

Les variables sont les suivantes

- C_i : condensateurs des résonateurs;
- L_i : inductances des résonateurs;
- L_{ij} : inductances mutuelles;
- R_{Γ} : résistances des anneaux de couplage et des résonateurs;
- R_s : résistance de la source;
- R_e : résistance à la charge;
- I_i : les courants des mailles

Les résonateurs sont représentés par une inductance, un condensateur et une résistance en série. Les anneaux et les résonateurs sont couplés entre eux. Il existe donc un totale de 12 couplages L_{ij} où i et j prends des valeurs entre 1 et 4.

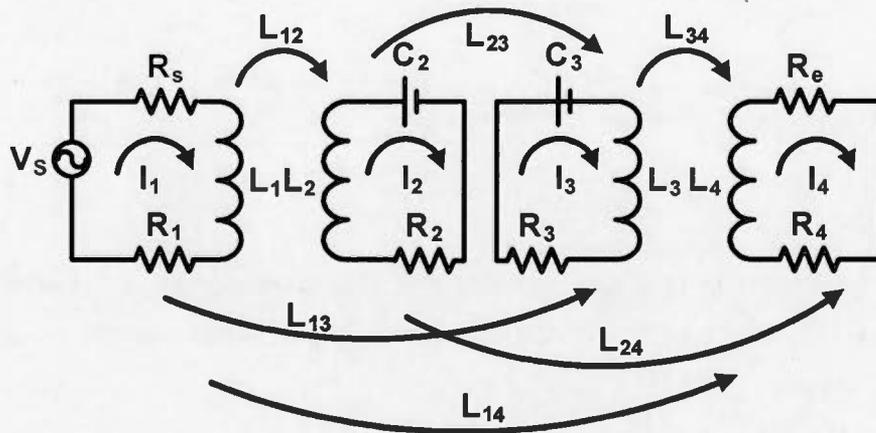


Figure 5.2 : Circuit équivalent du LTPCR.

De façon générale, en suivant la procédure décrite en (Hong et Lancaster, 2004), la transmission est égale à

$$S_{12} = \frac{2R_e \cdot I_2}{V_s}, \quad (5.1)$$

où V_s est la tension appliquée à l'anneau de couplage I. On peut exprimer S_{12} en fonction de la matrice d'impédance Z du LTPCR comme suit :

$$S_{12} = 2R_2 \cdot [Z]_{41}^{-1}. \quad (5.2)$$

De la même façon, on obtient l'expression pour S_{11} comme suit :

$$S_{11} = 1 - \frac{2R_e \cdot I_2}{V}, \quad (5.3)$$

$$S_{11} = 1 - 2R_e \cdot [Z]_{11}^{-1}. \quad (5.4)$$

Afin de calculer S_{11} et S_{12} , il nous faut donc la matrice d'impédance Z . En utilisant la loi des nœuds, on peut l'exprimer comme suit :

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & -j\omega M_{12} & -j\omega M_{13} & -j\omega M_{14} \\ -j\omega M_{21} & Z_{22} & -j\omega M_{23} & -j\omega M_{24} \\ -j\omega M_{31} & -j\omega M_{32} & Z_{33} & -j\omega M_{34} \\ -j\omega M_{41} & -j\omega M_{42} & -j\omega M_{43} & Z_{44} \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

La diagonale principale contient les termes correspondant à l'impédance des anneaux de couplage et des résonateurs. Les équations correspondantes sont les suivantes :

$$Z_{11} = R_s + R_1 + -j\omega L_1, \quad (5.6)$$

$$Z_{22} = R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega X_2 + G_2}, \quad (5.7)$$

$$Z_{33} = R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega X_3 + G_3}, \quad (5.8)$$

$$Z_{44} = R_L + R_4 + j\omega L_4. \quad (5.9)$$

Finalement, les autres termes correspondent aux couplages décrits plus haut.

Maintenant que nous avons une expression pour la matrice d'impédance qui nous permet de calculer S_{12} et S_{11} , il nous faut calculer les valeurs des inductances self et mutuelles. Puisque nous avons des structures électriquement petites, il est possible de calculer ces valeurs de façon analytique en utilisant la technique magnétostatique.

5.2 Calcul des inductances

5.2.1 Inductance self et mutuelle pour les anneaux circulaires

Pour un anneau circulaire, l'inductance self est donnée par l'équation suivante (Paul, 2011)

$$L_c = \frac{\Psi_{loop}}{I} = \mu_0 \sqrt{a(a - r_w)} \left[\left(\frac{2}{k} - k \right) K(k) - \frac{2}{k} E(k) \right] \quad (5.10)$$

où Ψ est le flux à travers l'anneau, I le courant, a le rayon de l'anneau, r_w le rayon du fil, μ_0 la perméabilité du vide. K et E sont les intégrales elliptiques complètes du premier et second type et k est donné par l'équation suivante

$$k^2 = \frac{4a^2}{(4a^2 + d^2)} \quad (5.11)$$

où d est le diamètre du résonateur. Finalement, l'inductance mutuelle pour les anneaux circulaires est donnée par l'équation suivante :

$$M_{c,12} = \mu_0 \sqrt{ab} \left[\left(\frac{2}{k} - k \right) K(k) - \frac{2}{k} E(k) \right] \quad (5.12)$$

5.2.2 Inductance self et mutuelle pour les anneaux rectangulaires

Nous voulons maintenant calculer les inductances pour des anneaux rectangulaires électriquement petites comme présentées à la figure 5.3.

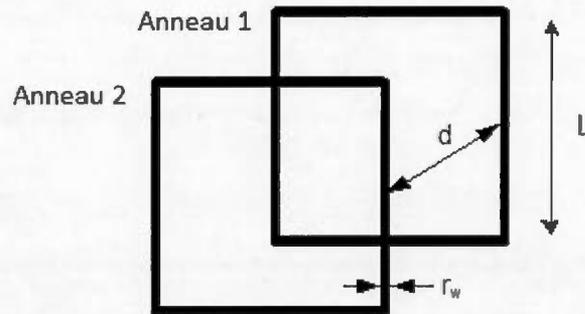


Figure 5.3 : Schématique des anneaux rectangulaires pour le calcul des inductances.

L'inductance self peut être calculée comme suit (Paul, 2011) :

$$\begin{aligned}
 L_r = \frac{\mu_0}{\pi} & \left[- (l - r_w) \cdot \sinh^{-1} \left(\frac{l - r_w}{w - r_w} \right) \right. & (5.13) \\
 & - (w - r_w) \cdot \sinh^{-1} \left(\frac{w - r_w}{l - r_w} \right) \\
 & + (l - r_w) \cdot \sinh^{-1} \left(\frac{l - r_w}{r_w} \right) + (w - r_w) \cdot \sinh^{-1} \left(\frac{w - r_w}{r_w} \right) \\
 & + r_w \cdot \sinh^{-1} \left(\frac{r_w}{w - r_w} \right) + r_w \cdot \sinh^{-1} \left(\frac{r_w}{l - r_w} \right) \\
 & + 2 \sqrt{(l - r_w)^2 + (w - r_w)^2} \\
 & - 2 \sqrt{(w - r_w)^2 + (r_w)^2} - 2 \sqrt{(l - r_w)^2 + (r_w)^2} \\
 & \left. - 2r_w \cdot \ln \left(1 + \sqrt{2} + 2\sqrt{2}r_w \right) \right]
 \end{aligned}$$

où \$l\$ est la largeur et \$w\$ la longueur de l'anneau.

Pour le calcul de l'inductance mutuelle, considérons tout d'abord le cas pour lequel les résonateurs sont carrés et de même taille. L'inductance mutuelle entre les anneaux de longueur et largeur \$l\$ ayant leurs centres alignés peut être obtenue,

tout d'abord, en divisant les anneaux en 4 et ensuite en calculant l'inductance mutuelle entre les côtés parallèles (de même longueur) comme suit :

$$M_p(l, r_w, d) = \frac{\mu_0}{2\pi} \lambda \left[\ln \left(\frac{l}{d + r_w} + \sqrt{\frac{l^2}{(d + r_w)^2} + 1} \right) - \sqrt{1 + \frac{d + r_w^2}{l^2} + \frac{d + r_w}{l}} \right] \quad (5.14)$$

où l est la longueur du côté, r_w le rayon du fil et d la plus petite distance entre les fils (la distance perpendiculaire).

Considérons maintenant le cas pour lequel les résonateurs sont de taille différente. L'inductance mutuelle entre deux fils parallèles de longueur différente est calculée en utilisant l'équation précédente et en utilisant des transformations géométriques simples comme suit :

$$M_{r, 12} = 4 \left[M_p(p + l_2, d_1, r_{w2}) - M_p(p, d_1, r_{w2}) - M_p(p + l_2, d_2, r_{w2}) + M_p(p, d_2, r_{w2}) \right] \quad (5.15)$$

où l_2 est la longueur du fil le plus long et l_1 celle du plus court et p est donnée par :

$$p = \frac{l_1 - l_2}{2} \quad (5.16)$$

et d_1 et d_2 sont donnés par :

$$d_1 = \sqrt{\frac{l_1}{2} - \frac{l_2^2}{2} + d^2} \quad (5.17)$$

et

$$d_2 = \sqrt{\frac{l_1}{2} + \frac{l_2^2}{2} + d^2} \quad (5.18)$$

Finalement, on peut calculer la résistance de l'anneau en considérant l'effet de peau à partir de l'équation de Rac-TED-ML (Knight, 2010) comme suit :

$$R = \frac{L}{\sigma \pi \delta (2r - \delta)(1 + Y)}, \quad (5.19)$$

où σ est la conductivité, r le rayon du fil, δ la profondeur de peau et Y un facteur de corrélation.

5.3 Influence du désalignement sur l'efficacité de transmission

Jusqu'à maintenant, nous avons considéré que les résonateurs sont parfaitement alignés. C'est le cas idéal pour lequel la transmission est maximale. Or, qu'arrive-t-il lorsque l'alignement n'est pas parfait? Le désalignement n'a d'influence que sur l'inductance mutuelle entre les structures et sur le couplage. En effet, l'inductance propre et le facteur de qualité restent inchangés.

L'inductance mutuelle entre deux structures peut être calculée à l'aide de l'intégrale de Neumann :

$$M_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{c1} \oint_{c2} \frac{dl_1 \cdot dl_2}{R_{12}} \quad (5.20)$$

où μ_0 est la perméabilité du vide, c_1 et c_2 sont les limites de l'intégrale et R_{12} est la distance entre les longueurs infinitésimales dl_1 et dl_2 . Cette équation peut être évaluée numériquement.

Considérons les cas de désalignement par translation et rotation comme présentée à la figure 5.4. Les autres cas de désalignements ne sont en fait qu'une combinaison de ceux-ci et il n'est donc pas nécessaire de les considérer.

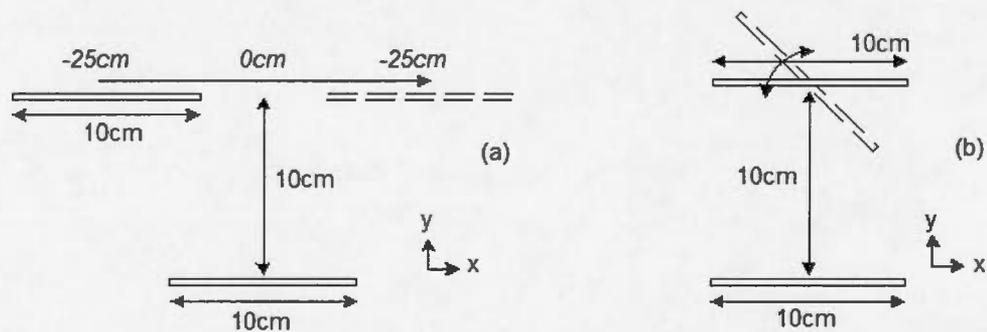


Figure 5.4: Désalignement par rotation et translation.

Pour évaluer l'influence du désalignement par translation, deux structures parfaitement alignées et distantes de 10 cm sont translatées de -25 cm à 25 cm. Le calcul analytique a tout d'abord été fait. Puis, les résultats ont été vérifiés à l'aide de simulations numériques en utilisant le simulateur HFSS. Les résultats sont présentés à la figure 5.5a.

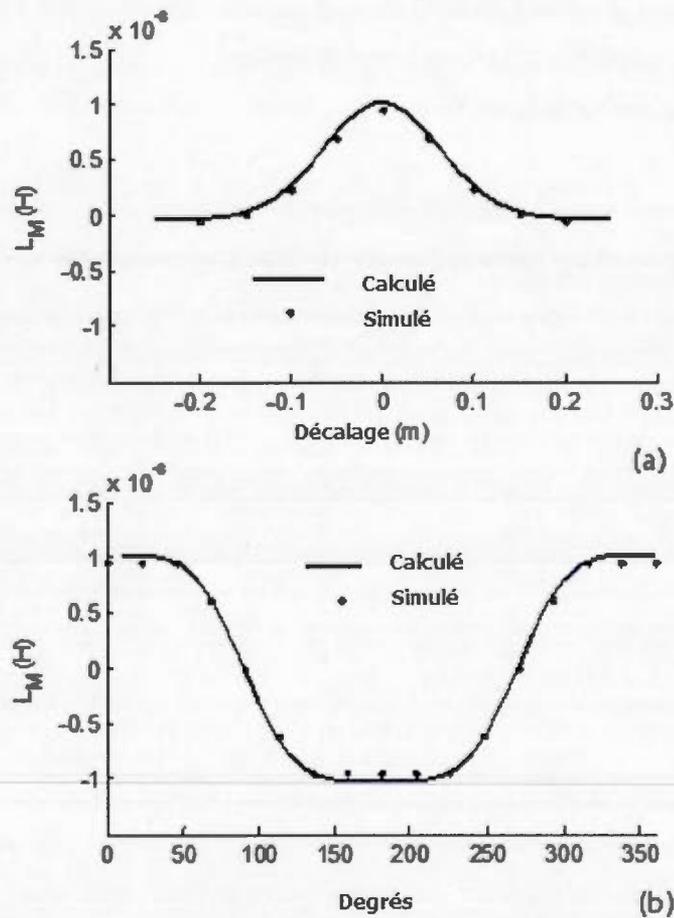


Figure 5.5 : Calcul et simulation de l'influence de la translation (a) et de la rotation (b) sur l'inductance mutuelle.

Pour évaluer l'influence du désalignement par rotation, deux structures parfaitement alignées et distantes de 10 cm sont considérées. Puis, une structure est pivotée sur elle-même entre 0 et 360 degrés. Le calcul analytique a tout d'abord été fait. Ensuite, les résultats ont été vérifiés à l'aide de simulations numériques en utilisant le simulateur HFSS. Les résultats sont présentés à la figure 5.5(b).

Pour les deux cas de désalignement, on voit que le calcul concorde avec la simulation. Tout d'abord, pour la rotation, on voit que pour un angle entre -30° et 30° (ainsi qu'entre 150° et 210°) l'inductance mutuelle ne varie pratiquement pas et reste presque maximale. Ainsi, une légère rotation n'aura qu'une influence minime sur l'efficacité de transmission.

Puis, on voit qu'une translation entre 1 cm et 2 cm permet encore de conserver une inductance mutuelle maximale. Par contre, au-delà de cela, l'inductance mutuelle descend rapidement, ce qui aura pour impact de rendre le lien inefficace.

5.4 Validation expérimentale du modèle théorique

Afin de valider le modèle théorique, 4 résonateurs (2 carrés et 2 circulaires) ont été construits et les mesures des paramètres S ont été faites. Les paramètres des résonateurs sont présentés au Tableau 5.1. Les figures 5.6 et 5.7 montrent une comparaison entre les résultats de calculs et de simulations:

Tableau 5.1 : Paramètres simulés et mesurés du LTPCR.

| | RAYON / LONGUEUR | CONDENSATEUR | FRÉQUENCE |
|----------|------------------|--------------|-----------|
| CERCLE 1 | 5.5cm | 220 pF | 20.1 MHz |
| CERCLE 2 | 7.1cm | 330 pF | 14 MHz |
| CARRÉ 1 | 10.8cm | 220 pF | 18.2 MHz |
| CARRÉ 2 | 14.5cm | 330 pF | 12.2 MHz |

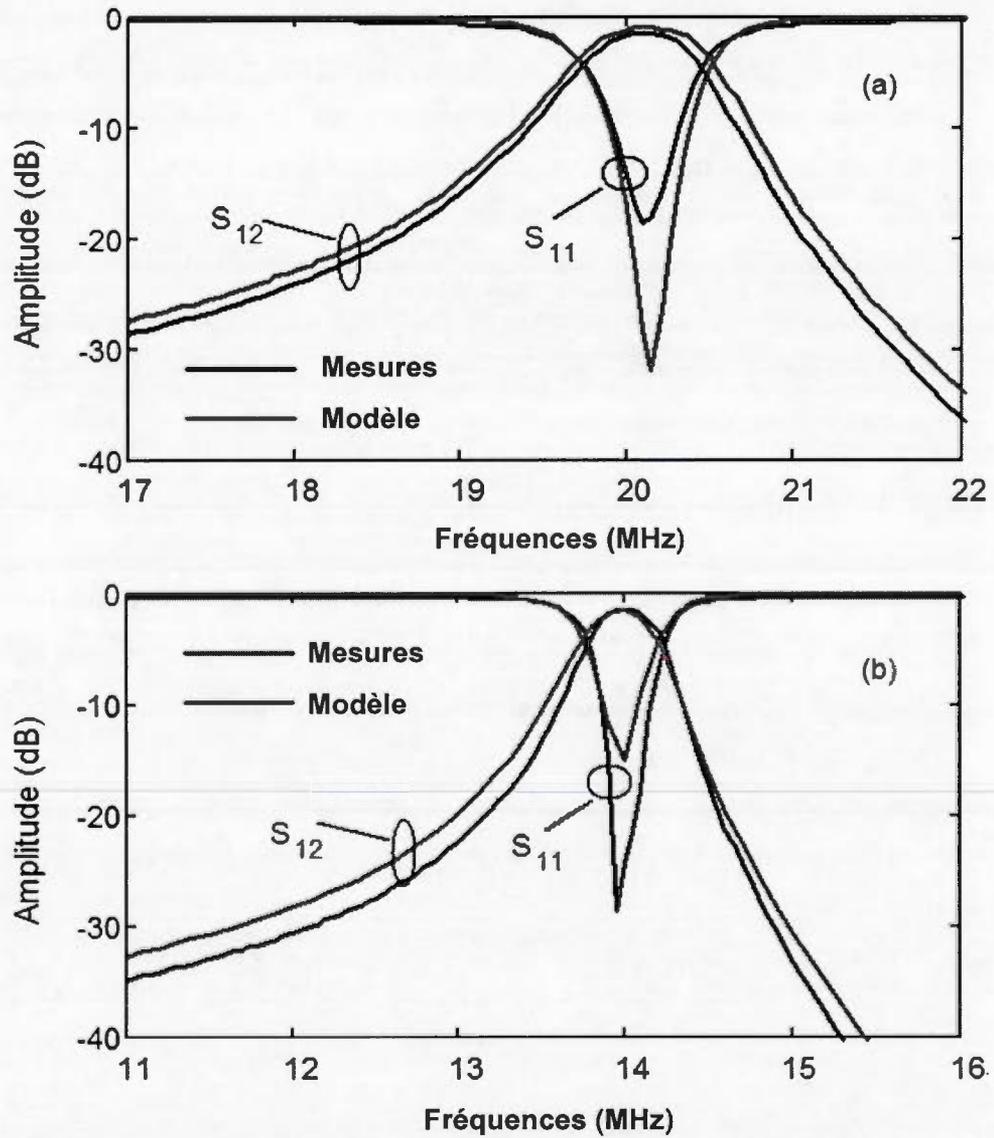


Figure 5.6 : Paramètres S mesurés et calculés pour des LTPCR composés de cercles.

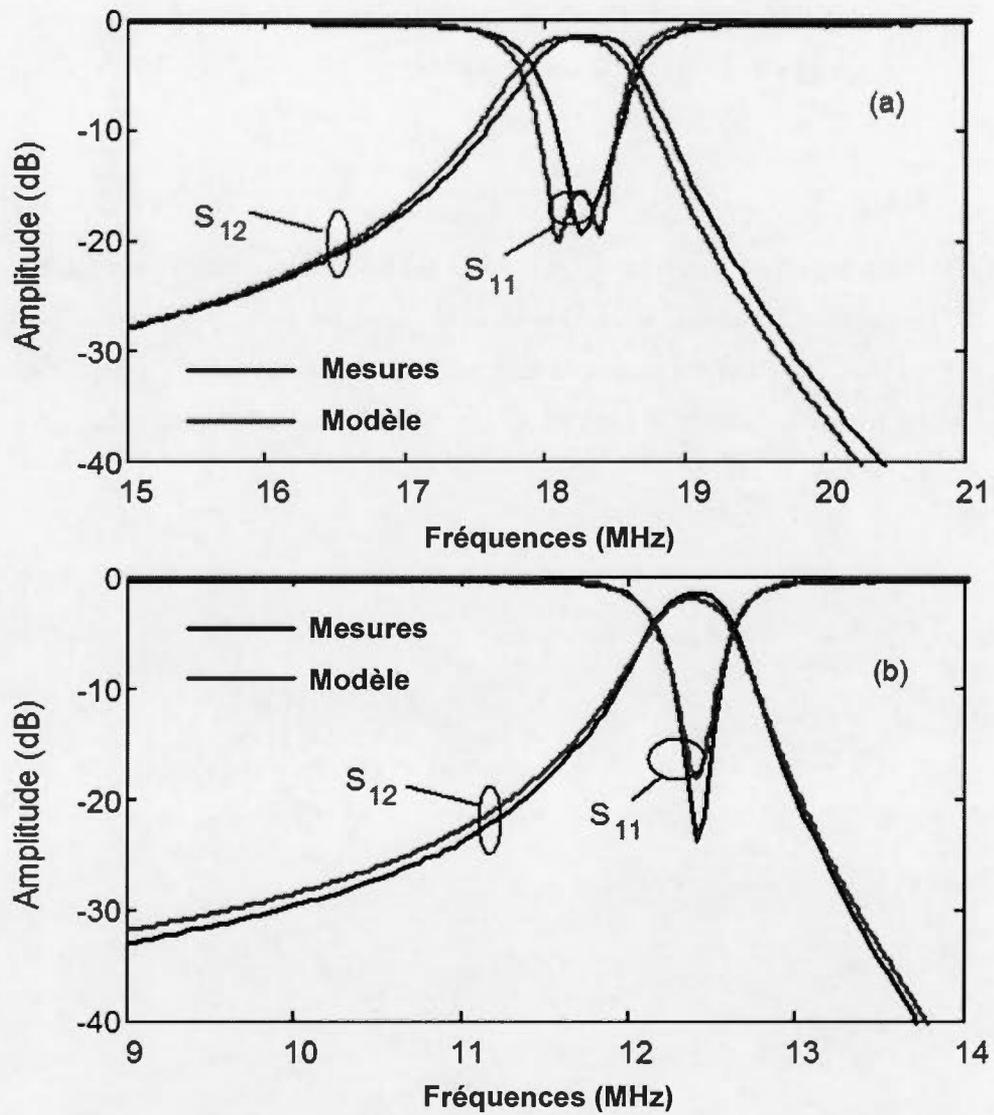


Figure 5.7 : Paramètres S mesurés et calculés pour des LTPCR composés de carrés.

Comme on peut voir, les mesures concordent très bien avec les calculs. Pour les quatre structures, la fréquence de résonance ainsi que le maximum de transmission (S_{12}) mesurés et simulés sont pratiquement les mêmes. Les courbes

de réflexion concordent aussi très bien. Par exemple, à la figure 5.7, la valeur du minimum mesurée est d'environ -20 dB contre -25 dB en simulation ce qui correspond à de gain en tension d'environ 0.05 V/V.

5.4.1 Optimisation du LTPCR

Dans la section précédente, un modèle analytique pour étudier les LTPCR a été présenté. Ce modèle a été implémenté dans un logiciel d'aide au design de LTPCR : WPTLDesigner. Les figures 5.8 et 5.9 montrent des prises d'écran de l'interface utilisateur du logiciel. La figure 5.10 montre le circuit calculé considéré par le logiciel.

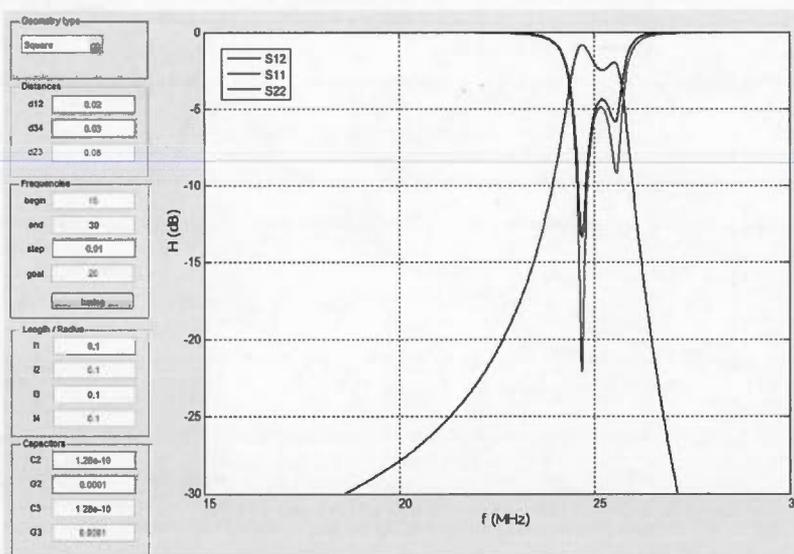


Figure 5.8 : Prise d'écran du logiciel WPTLDesigner.

| | |
|--|--|
| Geometry type Square | Frequencies begin 15 end 30 step 0.01 goal 20 tuning |
| Distances d12 0.02 d34 0.03 d23 0.08 | |
| Length / Radius l1 0.1 l2 0.1 l3 0.1 l4 0.1 | Capacitors C2 1.28e-10 G2 0.0001 C3 1.28e-10 G3 0.0001 |

Figure 5.9: Menus de l'interface de WPTLDesigner.

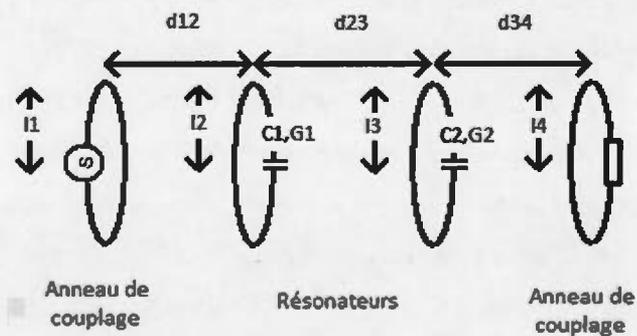


Figure 5.10 : Schéma explicatif des valeurs de l'interface de WPTLDesigner.

Pour utiliser le logiciel, il suffit d'entrer les valeurs suivantes :

- Length / Radius
 - L_1, L_2, L_3, L_4 : rayon / largeur du résonateur;
- Capacitors
 - C_1, C_2, G_1, G_2 : valeurs des condensateurs des résonateurs;
- Distances
 - d_{12}, d_{23}, d_{34} : distance entre les résonateurs et anneaux de couplage comme illustré à la figure 5.10.

- Geometry type
 - Square / Circle : géométrie des résonateurs et anneaux de couplages;
- Frequencies (MHz)
 - Begin, end, step : fréquence minimum, fréquence maximum et pas entre les fréquences pour lesquelles le calcul sera fait.
 - Goal : fréquence de résonance cible (facultatif).

Lorsqu'une fréquence cible est utilisée et que le bouton « tuning » est activé, le logiciel ajuste les valeurs des condensateurs et les distances d_{12} et d_{34} afin d'obtenir la transmission maximale à la fréquence cible. Le rayon / largeur des résonateurs et anneaux de couplage reste constant. Ce mode permet donc très rapidement d'obtenir, pour une géométrie, une distance de transmission et une fréquence donnée la valeur de transmission maximale.

Le logiciel a été utilisé pour connaître l'influence de différents paramètres. Tout d'abord, pour une distance et une taille de résonateur donnée la fréquence a été variée en ajustant les condensateurs. Les calculs ont été faits pour 5 résonateurs carrés de taille variant entre 10 cm et 50 cm. La taille des résonateurs a été ajustée afin d'être égale à la distance de transmission. La figure 5.11a montre les résultats. On voit que l'efficacité augmente avec la fréquence. Cela vient du fait que pour faire diminuer la fréquence on doit utiliser de plus gros condensateurs ayant plus de pertes ce qui fait diminuer l'efficacité. Ainsi, il y a une corrélation entre le choix de la fréquence et l'efficacité principalement due aux pertes entraînées par les condensateurs ce qui rend évident l'importance du choix des condensateurs pour la conception du LTPCR.

Ensuite, pour une fréquence donnée de 25 MHz, la taille des résonateurs a été variée entre 0.01m et 0.5m pour 5 distances de transmission variant entre 10 cm et 50 cm. La figure 5.11b montre les résultats. On voit que l'efficacité de transmission augmente avec la taille des résonateurs. Par contre, on voit que l'augmentation de la taille des résonateurs au-delà d'une valeur correspondant à la distance de transmission ne fait plus augmenter l'efficacité de façon significative.

Ainsi, pour faire un bon compromis entre efficacité et taille des résonateurs on peut juger raisonnable de ne pas choisir des tailles de résonateurs plus élevées que la valeur de la distance de transmission.

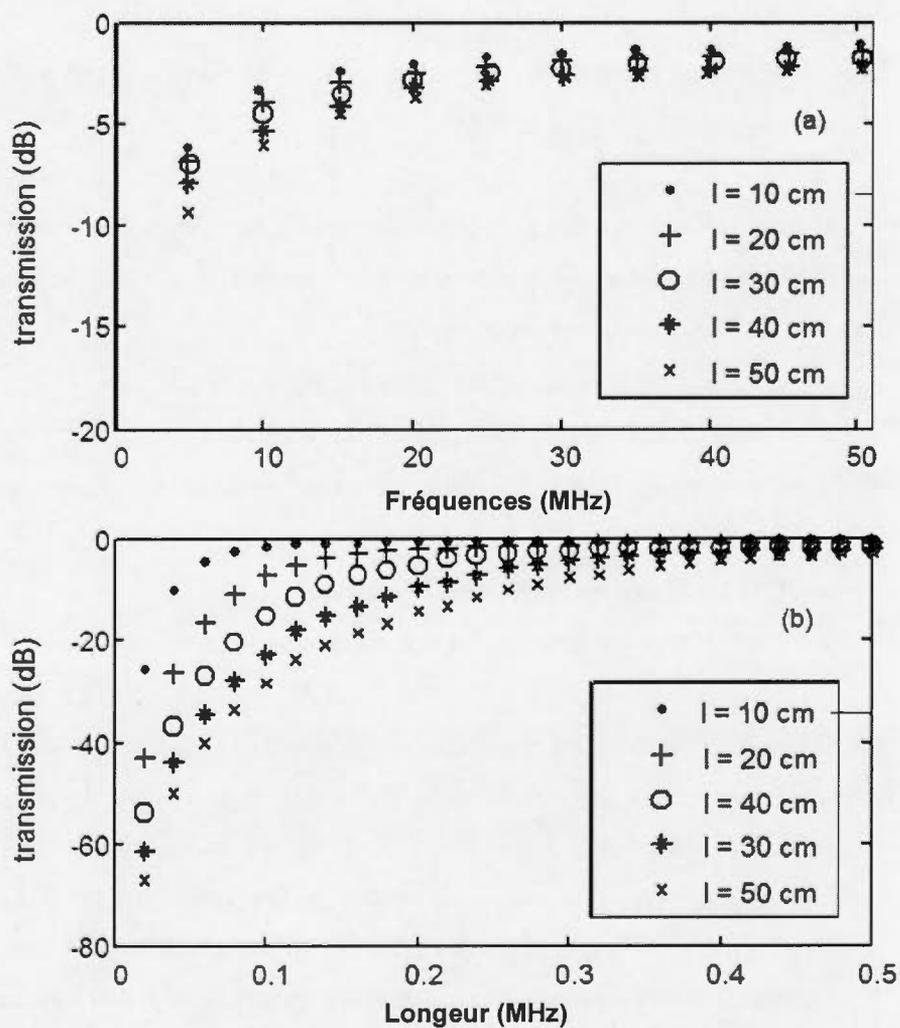


Figure 5.11 : (a) Transmission en fonction de la fréquence pour 5 tailles de résonateurs différentes. (b) Simulations de la transmission en fonction de la longueur des carrés pour des distances de 10 cm à 50 cm à une fréquence de 25 MHz.

Puis, pour une distance et une fréquence donnée, le rayon du fil a été varié. Cinq valeurs de rayon entre 0.75mm et 2mm ont été choisies. La distance de transmission est égale à la taille des résonateurs. La figure 5.12a montre les résultats. On voit que l'efficacité augmente avec le rayon du fil. Cela vient du fait que le facteur de qualité d'un résonateur avec un fil de plus grand rayon est plus élevé.

Finalement, l'influence des couplages secondaire, des pertes des condensateurs et du fil ont été quantifiés. Le lien considéré est composé de résonateurs carrés de 10 cm de côté. Cinq cas ont été considérés :

- Cas A : tous les couplages et pertes sont considérés.
- Cas B : les couplages secondaires sont négligés.
- Cas C : les couplages entre l'anneau de couplage et la charge sont négligés.
- Cas D : toutes les pertes sont négligées.
- Cas E : Seulement les pertes des condensateurs sont négligées.

La figure 5.12b montre les résultats. Tout d'abord, considérant les cas B et C, on voit que les couplages secondaires n'ont pas d'influences sur la fréquence centrale. Par contre, aux autres fréquences, ils ont une influence majeure. Pour une modélisation large bande, ils doivent donc être considérés. Puis, considérant les cas C et E on voit que la transmission maximale est de 1.4 dB lorsque toutes les pertes sont considérées. Cette valeur augment à 0.7 dB lorsque l'on ne considère pas les pertes des condensateurs. Finalement, l'efficacité est de 0 dB lorsque toutes les pertes sont négligées. Donc, le choix de condensateurs et de fil à faibles pertes est essentiel.

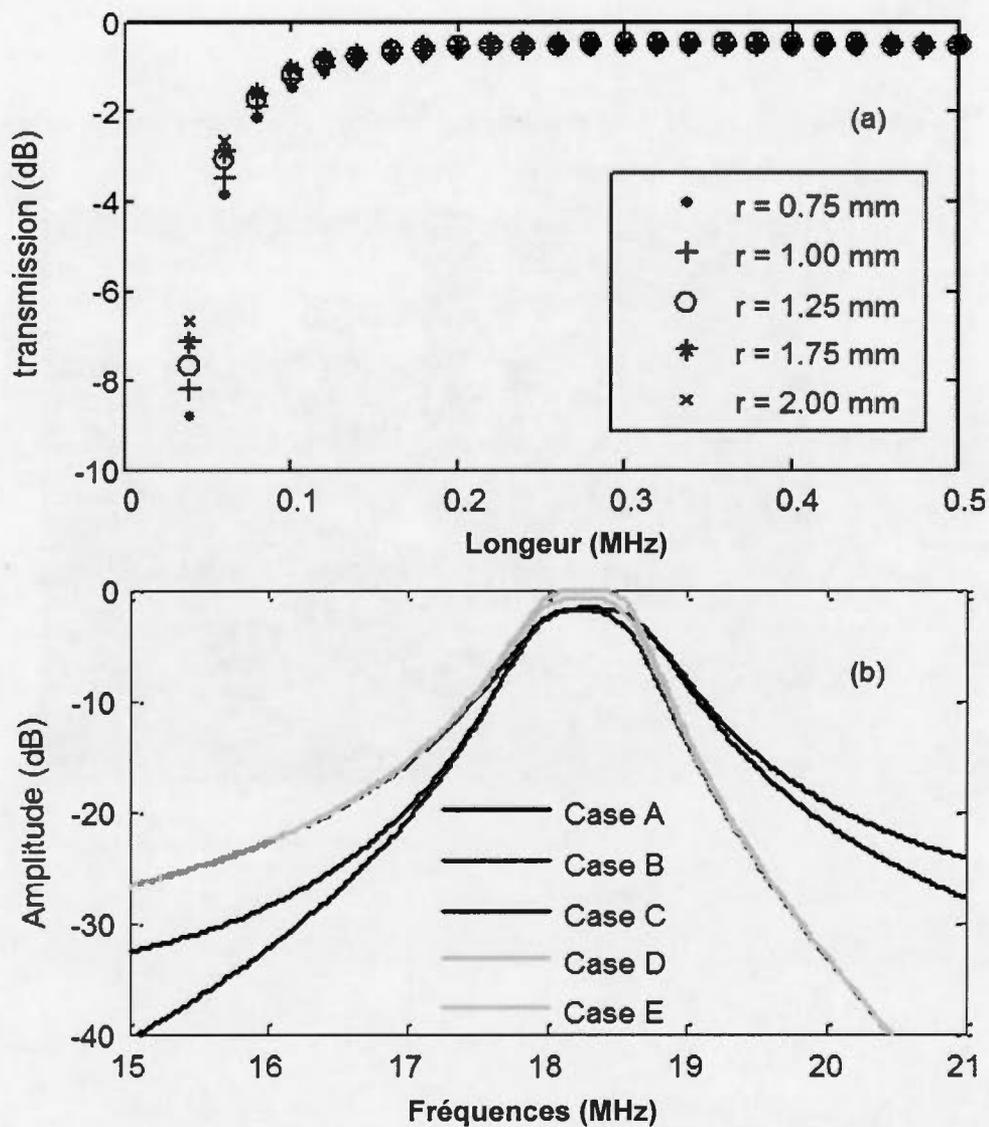


Figure 5.12 : (a) Transmission en fonction de la longueur pour des résonateurs carrés dont le rayon du fil varie entre 0.75 mm et 2 mm à une fréquence de 25 MHz. (b) Transmission pour différents modèles. Cas A : tous les couplages et pertes sont considérés. Cas B : les couplages secondaires sont négligés. Cas C : les couplages entre l'anneau de couplage et la charge sont négligés. Cas D : toutes les pertes sont négligées. Cas E : Seulement les pertes des condensateurs sont négligées.

Finalement, la figure 5.13 présente une photographie d'un exemple de montage utilisé pour faire les mesures.

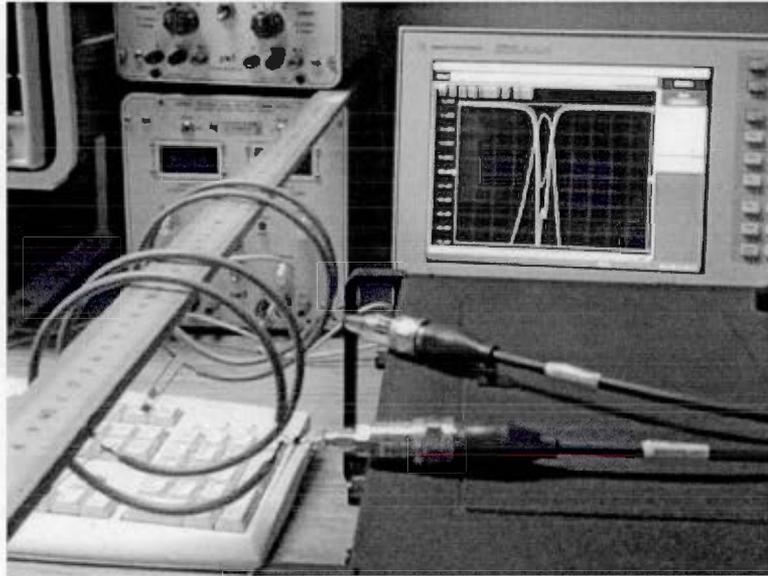


Figure 5.13 : LTPCR composé de résonateurs circulaires.

CHAPITRE VI ADAPTATION AGILE

Aux chapitres 3 et 4, une analyse théorique des LTPCR a été présentée, une figure de mérite permettant de comparer différentes topologies a été exposée puis celle-ci a été utilisée afin de comparer plusieurs topologies : le résonateur hélicoïdal, l'anneau et la spirale. Finalement, au chapitre précédent, un modèle théorique complet permettant de calculer les paramètres S d'un LTPCR composé d'anneaux électriquement petits a été exposé. L'importance du facteur de qualité, du couplage, mais aussi de la calibration a été étudiée en détail. Le couplage de la source et de la charge peut être fait de plusieurs façons, par couplage inductif et capacitif. Dans les deux cas, lorsque la distance de transmission change, une adaptation doit être faite afin d'assurer une transmission maximale. Ainsi, un système de calibration ou d'adaptation automatique capable de s'ajuster automatiquement lorsque la distance est modifiée devient essentiel pour la conception d'un LTPCR autonome fournissant en tout temps une transmission de puissance maximale.

Le problème de l'adaptation agile ne trouve pas seulement sa place pour les LTPCR, mais aussi pour un grand nombre d'autres applications dans lesquelles, de façon générale, il y a une variation d'impédance dans le temps. Par exemple, dans les générateurs de plasma, un réseau d'adaptation est utilisé pour attaquer la torche. Lorsque la torche s'allume, l'impédance de celle-ci se modifie. Un réseau d'adaptation agile qui s'ajuste automatiquement à cette modification d'impédance devient donc très intéressant pour maximiser l'efficacité.

Dans ce chapitre, un réseau d'adaptation agile sera présenté. De façon générale, le concept de ce circuit peut être utilisé pour les applications décrites plus haut incluant les LTPCR et le générateur de plasma. Le circuit sera conçu pour une

troisième application : l'adaptation de l'antenne dans un système de communication utilisant la fréquence de 900 MHz. Puisque cette fréquence est plus élevée que la fréquence de 13.56 MHz, les composants seront plus petits ce qui permettra la fabrication d'un circuit intégré. De plus, l'implémentation du circuit pour un système de communication sera plus simple puisque seule l'impédance de l'antenne est variable. Ainsi, ce circuit permettra de vérifier le concept de l'adaptation agile d'une façon simplifiée et pourra, dans un travail futur, être adapté aux LTPCRs utilisant une fréquence de 13.56 MHz dont il était question aux chapitres précédents, ou tout simplement être utilisé intégralement pour les LTPCRs à plus haute fréquence.

Les antennes des téléphones cellulaires sont très sensibles aux influences du corps humain. Lorsqu'une personne prend un cellulaire, l'impédance varie inévitablement. Cette variation dépend de la façon dont l'utilisateur prend le téléphone, s'il utilise le haut-parleur ou s'il l'appuie contre sa tête (Boyle, 2003), (Van Bezooijen *et al.*, 2010). Une technique ultérieurement utilisée est celle de l'intégration d'un isolateur pour diminuer l'effet du corps humain sur l'impédance. Cette technique est coûteuse et peu efficace (Firrao, Annema et Nauta, 2008).

Les réseaux d'adaptation agile comportent un ou plusieurs condensateurs ou inductances variables qui peuvent être ajustés dynamiquement pour maintenir l'impédance de l'antenne la plus adaptée possible sur une certaine plage de variation d'impédance. Il y a deux approches principales : celle de l'utilisation d'un processeur (Thompson et Fidler, 2001) et celle de l'utilisation d'un circuit en feedback (Van Bezooijen *et al.*, 2010). Cette dernière technique présente l'avantage de ne pas avoir besoin d'algorithmes complexes ni de processeur. Elle permet donc une réalisation moins coûteuse, plus compacte et plus facile à intégrer sur un même chip.

Dans ce chapitre, deux circuits d'adaptation agile pour les systèmes de communication utilisant la fréquence de 900 MHz seront présentés. Les deux circuits utilisent l'architecture en boucle fermée pour bénéficier des avantages énumérés plus haut. Les deux circuits permettent de compenser pour les variations d'impédance de l'antenne lorsque l'influence du milieu induit une impédance imaginaire en parallèle avec celle-ci. Dans les deux cas, pour détecter une variation d'impédance, un détecteur de phase est utilisé. Puis, la capacité d'un condensateur variable en parallèle avec l'antenne est modifiée pour ajuster l'impédance de celle-ci. Dans ce qui suit, les deux circuits seront présentés. Aussi, une comparaison en termes d'architecture, de consommation de puissance, de robustesse et de précision de l'ajustement sera faite.

6.1 Adaptation agile – Premier circuit

Le circuit est principalement constitué du réseau d'adaptation, des sondes de courant et de tension, du détecteur de phase et de la pompe de charge, du circuit d'activation de la banque de condensateurs et finalement de la banque de condensateurs. La figure 6.1 montre le schématique du premier circuit d'adaptation agile (Robichaud *et al.*, 2013).

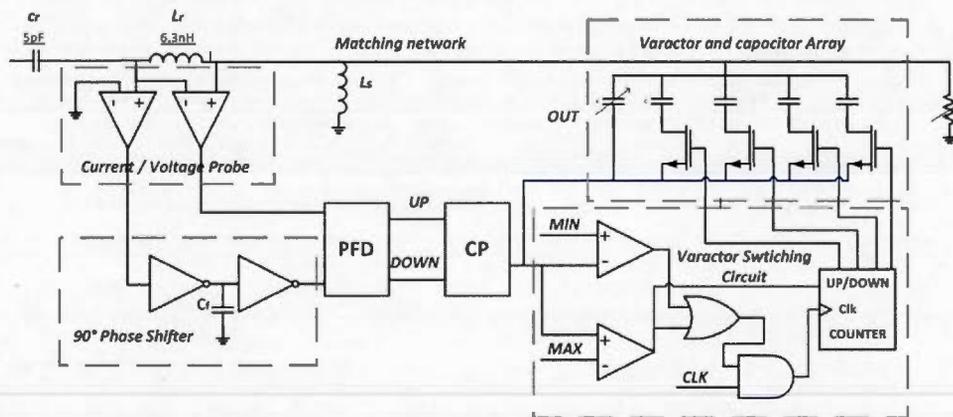


Figure 6.1: Schématique du premier circuit d'adaptation agile.

6.1.1 Réseau d'adaptation

Le réseau d'adaptation est constitué d'un varactor en parallèle avec 4 condensateurs. Pour sonder le courant, une inductance L_r est placée à l'entrée du circuit. Le courant et la tension seront sondés aux bornes de celle-ci. Puis, un condensateur C_r est placé en série avec l'inductance pour compenser pour la variation d'impédance causée par l'inductance afin que l'impédance vue à l'entrée du circuit soit bien de 50 ohms. Finalement, une inductance L_s est placée en parallèle avec l'antenne. Celle-ci permet de translater la plage d'impédance sur laquelle le circuit peut travailler, comme nous le verrons plus tard.

6.1.2 Sonde de courant et de tension

Le circuit de sonde du courant et de la tension est présenté à la figure 6.2. Le circuit de sonde de courant et de tension a pour but de préparer les signaux et de les envoyer au détecteur de phase. Lorsque les signaux sont en phase (après décalage de phase du signal de tension de 90 degrés), cela signifie que l'antenne est adaptée.

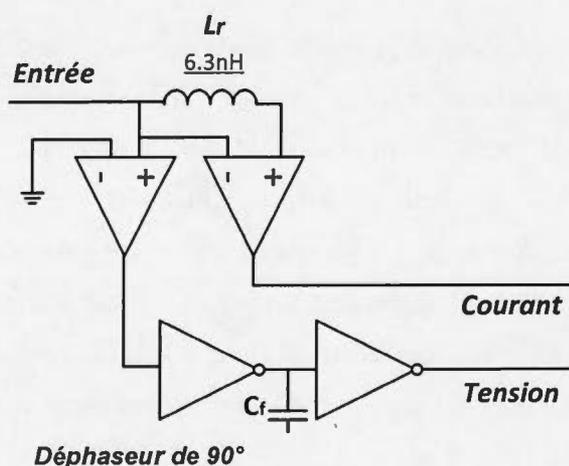


Figure 6.2 : Circuit de sonde de courant et de tension.

Le courant est sondé aux bornes de L_r et la tension est sondée à l'entrée du circuit. Ensuite, deux chaînes d'amplificateurs amplifient les signaux jusqu'à l'obtention des ondes carrées d'amplitude de 1.2Vpp. Chaque chaîne est composée de 3 paires différentielles et d'une paire différentielle à une sortie. Puis, une chaîne d'inverseurs conditionne les signaux en ondes carrées.

Les signaux de tension et de courant sont envoyés vers un comparateur de phase (phase frequency detector : PFD). Celui-ci se verrouille lorsque les signaux d'entrée sont en phase. Or, puisqu'il y a un déphasage de 90 degrés entre la tension et le courant, il est nécessaire d'induire un déphasage additionnel de 90 degrés sur le signal de tension sans quoi le PFD ne pourrait pas se verrouiller. Le

déphaseur est composé d'une chaîne d'inverseur et d'un condensateur C_f . La chaîne induit un délai qui correspond à un déphasage de 90 degrés à une fréquence de 900 MHz, la fréquence utilisée pour cette application. Le condensateur permet un ajustement du délai plus précis et aussi une réduction du nombre d'inverseurs nécessaire et donc de la puissance.

6.1.3 Détecteur de phase et pompe de charges

Le détecteur de phase et la pompe de charges sont présentés à la figure 6.3. Une flip-flop D est utilisée pour réaliser un « phase frequency detector » (PFD). Les signaux Up et DOWN sont ensuite injectés dans une pompe de charges. Celle-ci est constituée de deux transistors, PULL-UP et PULL-DOWN et d'un condensateur de filtrage. La pompe de charge CP charge ou décharge le nœud de sortie en fonction du déphasage. Le voltage de sortie modifie ensuite les valeurs du varactor et des condensateurs jusqu'à ce que le déphasage soit minimal et que l'antenne soit adaptée, ce qui se traduit par une sortie constante de la pompe de charge.

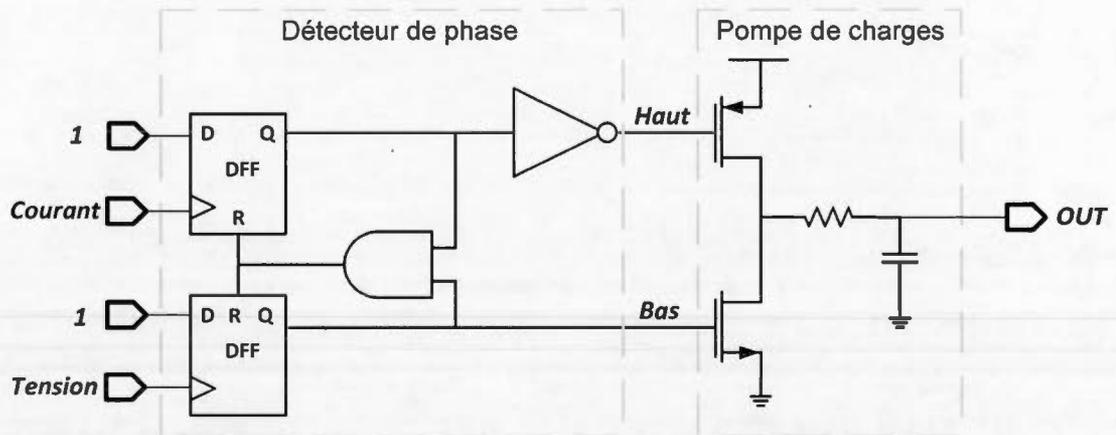


Figure 6.3 : Détecteur de phase et pompe de charges.

La valeur du condensateur de la CP a été choisie afin que la constante de temps du système soit suffisamment longue pour permettre une approximation en temps continu. Selon la règle du pouce, la bande passante de la boucle doit être 10 fois plus petite que la fréquence du signal.

6.1.4 Circuit d'activation de la banque de condensateurs

Un varactor permet un ajustement de l'adaptation précis en comparaison avec une banque de condensateurs. Or, en CMOS 0.13 μ m, le ratio de capacité du varactor NMOS ne permet pas de compenser une large bande de variation d'impédance. Ainsi, la combinaison du varactor et d'une banque de condensateurs a été utilisée afin de pouvoir réaliser un circuit qui, à la fois, permet un ajustement précis de l'impédance et une large plage d'ajustement.

Le circuit d'activation de la banque de condensateurs permet de connecter ou déconnecter des condensateurs en parallèle avec l'antenne, ainsi que de faire l'ajustement précis du varactor afin d'obtenir la meilleure adaptation possible sur une certaine plage de désajustement.

Le circuit prend à son entrée le signal de sortie de la CP. Le signal traverse ensuite deux comparateurs en série de portes logiques pour ensuite activer un compteur « UP and DOWN » qui est connecté à la banque de condensateurs. Au coup d'horloge, lorsque la valeur de CP est plus grande que MAX, le compteur est incrémenté et un condensateur en parallèle est activé. Lorsque la valeur de CP est plus petite que MIN, le compteur est décrémenté et un condensateur en parallèle est désactivé. Finalement, lorsque la valeur de CP se situe entre MIN et MAX, le compteur conserve sa valeur et seulement la capacité du varactor est modifiée. La figure 6.4 montre le schématique du circuit.

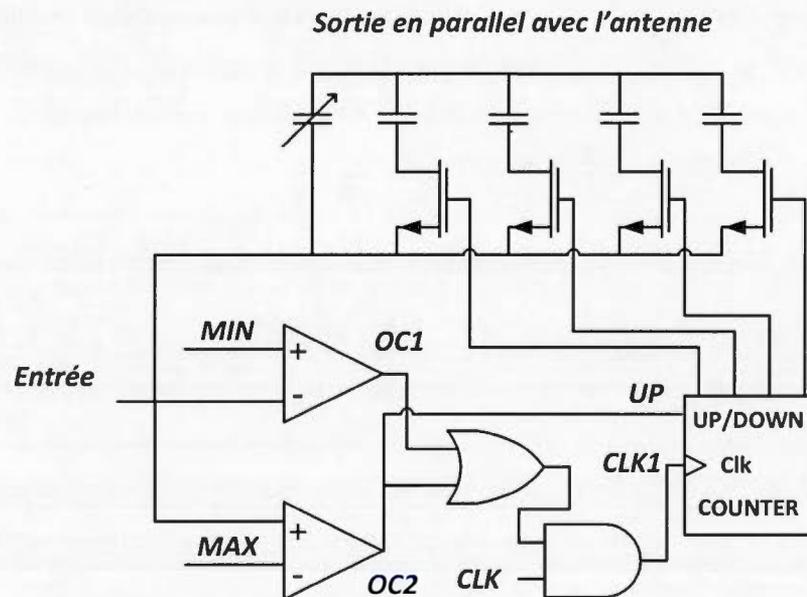


Figure 6.4 : Circuit d'activation de la banque de condensateurs

Cette logique est réalisée à l'aide de deux comparateurs et d'une porte logique OU et ET. Au coup d'horloge, CLK devient actif. Lorsque OC1 ou OC2 est actif, i.e., lorsque CP est plus grand ou plus petit que MAX ou MIN, la sortie de la porte OU devient active tout comme le signal CLK1. OC2 étant connecté au signal UP/DOWN du compteur, lorsqu'OC2 est actif, le compteur sera incrémenté. Si par contre OC2 est actif, le compteur sera décrémenté. Finalement, dans le cas où ni OC1 ni OC2 est actif, CLK1 ne le sera pas non plus et le compteur conserve le compte. Dans ce cas, seule la valeur de la capacité du varactor est ajustée.

6.1.5 Plage d'adaptation

Afin d'évaluer la plage d'adaptation, le simulateur SpectreRF a été utilisé. La figure 6.5 montre la capacité du varactor et de la banque de condensateurs en fonction de la tension pour différentes sorties du compteur 4-bits. La plage de

tension utilisable se situe entre 0 V et 0.4 V et la capacité équivalente peut varier entre 1.8 pF et 22 pF, ce qui correspond à un ratio de plus de 12.

Afin que le circuit n'oscille pas entre deux valeurs de compteur, les valeurs de MIN et MAX appliquées aux entrées des comparateurs doivent être choisies de telle sorte qu'il y ait un chevauchement entre la valeur maximale et minimale de deux courbes de capacités consécutives. Une valeur de chevauchement de 300fF et une incrémentation de 1.5 pF ont été choisies.

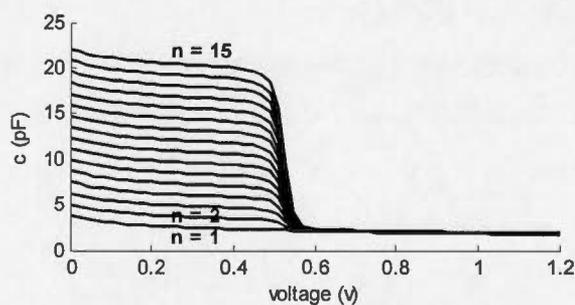


Figure 6.5 : Capacité du varactor et de la banque de condensateurs en fonction de la tension pour différentes sorties du compteur 4-bits.

Il est important que le facteur de qualité des condensateurs soit assez élevé pour ne pas trop influencer l'antenne. La figure 6.6 montre les résultats de simulation du facteur de qualité Q en fonction de la tension du varactor et de la banque de condensateurs. Seule la plage de tension utilisable a été considérée. On voit que la valeur minimale de Q est de 20 et que la valeur moyenne est d'environ 40. Ainsi, l'impact de la banque de condensateur est raisonnablement petit.

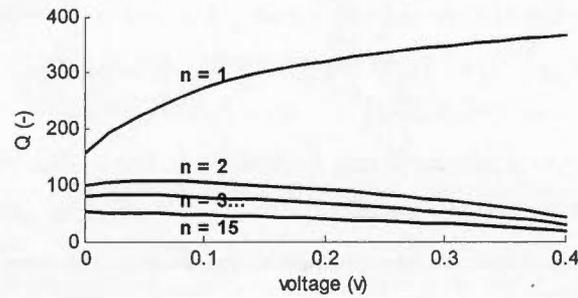


Figure 6.6 : Facteur de qualité en fonction de la tension du varactor et de la banque de condensateurs.

Nous voulons maintenant analyser la plage de désajustement de l'impédance de l'antenne pour laquelle le circuit pourra agir efficacement. La figure 6.7 Figure 6.7 montre la région d'impédance de l'antenne pour laquelle une adaptation d'au moins -10 dB peut être atteinte pour différents compteurs de 1 à 4 bits et ce avec et sans L_S .

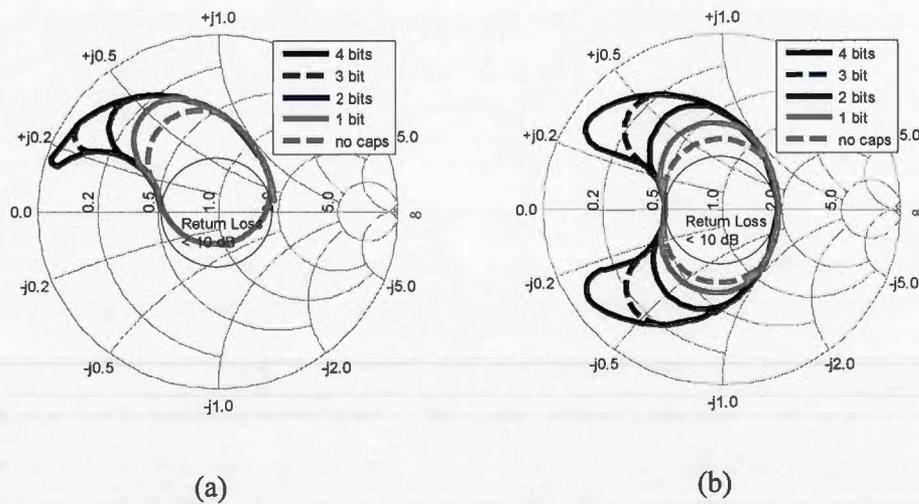


Figure 6.7 : Région d'impédance de l'antenne pour laquelle une adaptation d'au moins -10 dB peut être atteinte. (a) avec L_S , et (b) sans L_S .

Il est clair qu'une augmentation du nombre de bits augmente significativement la région d'ajustement possible. Par contre, l'augmentation du nombre de bits fait aussi augmenter les parasites et fait diminuer le facteur de qualité. Pour un compteur 4 bits, nous avons vu que la valeur minimale de Q est de 20. Cette valeur est donc raisonnable. Finalement, on voit que l'ajout de l'inductance L_s en parallèle permet de répartir la région efficace de façon plus homogène.

La figure 6.8 montre la simulation temporelle du comportement du réseau d'adaptation agile pour une impédance d'antenne de $6.5 + 16.8j$. Ce désajustement correspond à un déphasage de 55 degrés. Les sauts dans la réponse temporelle correspondent à l'ajout d'un condensateur en parallèle lors de l'incrémentation du compteur. Finalement, on voit que le déphasage peut être éliminé presque totalement en moins de 1 us.

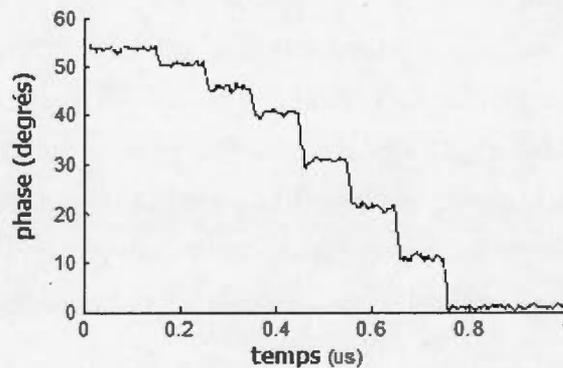


Figure 6.8 : Simulation temporelle du comportement du réseau d'adaptation agile pour une impédance d'antenne de $6.5 + 16.8j$.

6.2 Adaptation agile – Deuxième circuit

Considérons maintenant un deuxième circuit d'adaptation agile faisant preuve de plusieurs améliorations par rapport au premier. Les améliorations portent sur la détection de phase et sur la façon dont le signal est sondé. La banque de condensateur ainsi que le compteur permettant de l'activer sont les mêmes que pour le premier circuit à l'exception près qu'ici, aucun varactor n'est utilisé. Ainsi, la plage d'ajustement et le facteur de qualité du condensateur variable équivalent sont les mêmes que pour le circuit précédent. Le schématique du circuit est présenté à la figure 6.9.

Tout d'abord, l'innovation de ce circuit réside dans le fait que pour détecter les variations d'impédance, le signal envoyé à l'antenne est comparé avec un signal de référence. De ce fait, les sondes de courant et de tension à proprement parlé, ainsi que l'inductance L_r y étant rattachée ne sont plus nécessaire. Cela permet de simplifier le design, de diminuer la consommation de puissance et la taille du circuit. Aussi, puisque le signal est comparé avec une référence, il n'est pas nécessaire d'utiliser de déphaseur comme pour le premier circuit. Finalement, pour détecter la phase, une simple Flip Flop D est utilisée. La sortie de celle-ci active directement le compteur pour ajuster l'impédance. De ce fait, la pompe de charges ainsi que le circuit de comparaison sont complètement éliminés.

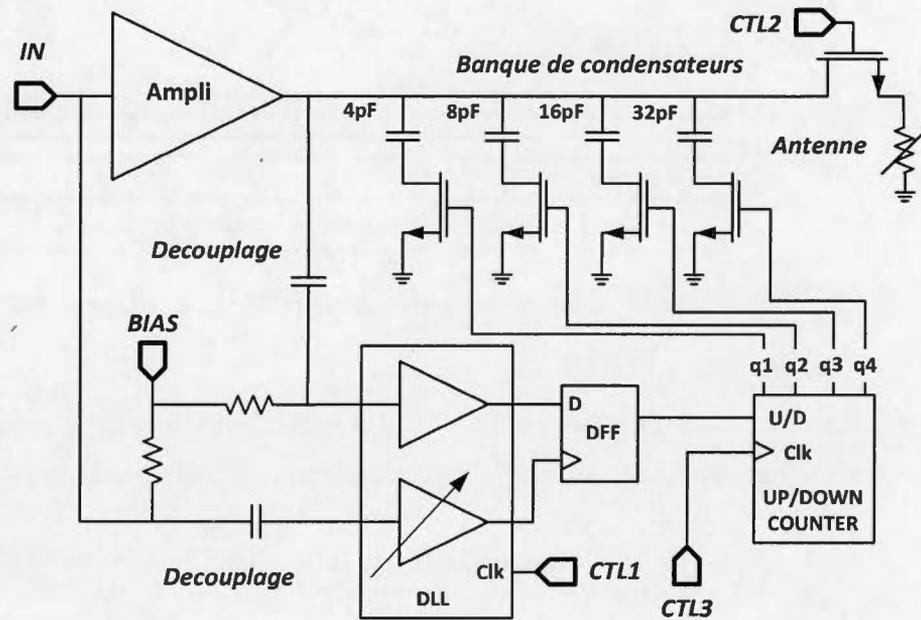


Figure 6.9 : Schéma du deuxième circuit d'adaptation agile.

6.2.1 Calibration

La figure 6.10 montre les trois étapes de fonctionnement du circuit. Tout d'abord, le circuit est calibré. Pendant cette période, le DLL est activé à l'aide du signal CTL1 et l'interrupteur CTL2 est désactivé afin de déconnecter l'antenne. La calibration permet d'obtenir un signal de référence qui correspond au cas dans lequel l'impédance de l'antenne est de 50 ohms. Puis, l'adaptation peut être faite. L'antenne est connectée à nouveau et le compteur d'incrément de la banque de condensateurs est activé à l'aide du signal CTL3. L'adaptation n'a pas besoin d'être faite en tout temps. Ainsi, on peut désactiver le compteur d'incrément gardant la valeur de la banque de condensateurs constante. Cela correspond à l'étape d'opération. Il est à noter que lors de l'étape d'adaptation, il peut y avoir une communication comme lors de l'étape d'opération puisque l'antenne est connectée. Toutefois, la valeur de la banque de condensateurs peut varier. Le fait de ne pas faire l'adaptation en tout temps permet de sauver de la puissance.

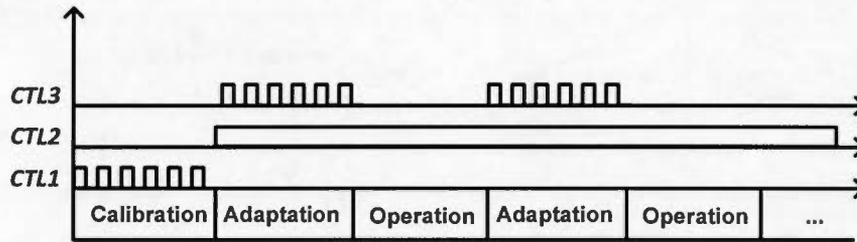


Figure 6.10 : Schéma temporel des étapes de calibration, adaptation et opération.

La calibration est nécessaire, car il peut y avoir des sources d'erreurs pouvant causer un déphasage. Elles sont multiples et les principales sont :

- Variations de procédés ;
- Variation de l'amplitude du signal (plus l'amplitude est basse plus c'est long à traverser la chaîne d'inverseurs).

La calibration est faite à l'aide d'une boucle à verrouillage de délai (DLL). Lors de la période de calibration, l'impédance de l'antenne doit être égale à 50 ohms. Ensuite, le signal d'entrée ainsi que le signal pris directement à la sortie de l'amplificateur sont injectés dans le DLL. Celui-ci s'assure qu'à la sortie, les deux signaux sont en phase. La figure 6.11 montre le schématique de la boucle de verrouillage de délai (DLL).

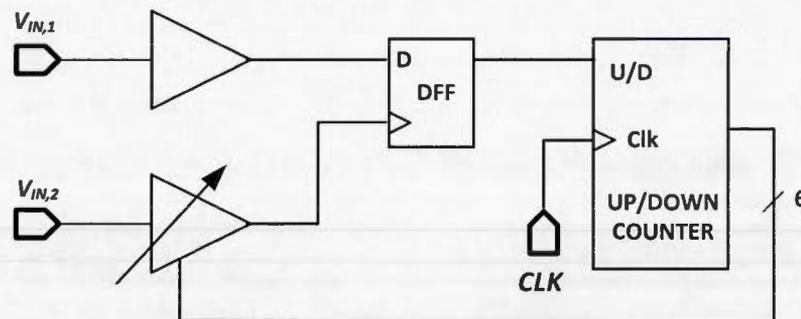


Figure 6.11 : Boucle à verrouillage de délai.

Elle est constituée principalement d'une bascule D pour détecter le déphasage entre les deux signaux d'entrée et d'un compteur haut/bas permettant d'ajuster le délai de l'élément variable. La bascule D, lorsqu'elle détecte un retard de phase,

actionne le compteur vers le bas afin de diminuer le délai. De la même façon, lorsqu'elle détecte une phase en avance, elle actionne le compteur vers le haut afin d'augmenter le délai.

Le compteur haut/bas est fait à l'aide d'une bascule JK comme le montre la figure 6.12.

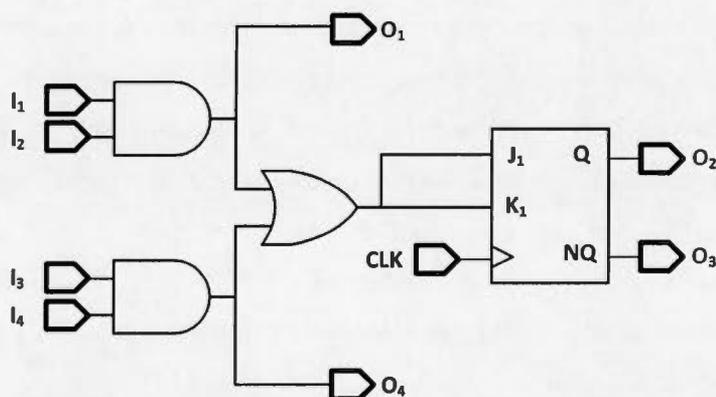


Figure 6.12: Cellule du compteur haut/bas.

Il s'agit d'un compteur 6 bits. La figure 6.13Figure 6.13 montre le schématique du compteur.

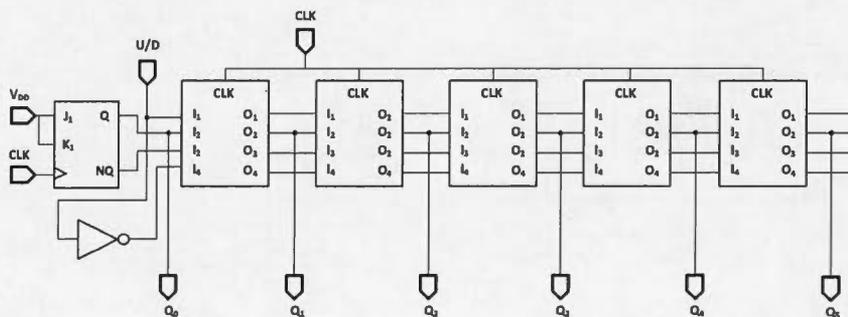


Figure 6.13: Compteur haut/bas.

Pour ajuster le délai, un circuit de délai programmable est utilisé. La figure 6.14Figure 6.14 montre le circuit (Maymandi-Nejad et Sachdev, 2003). Le signal

d'entrée est appliqué sur l'inverseur constitué par les transistors M10 et M11. Ainsi, pour modifier le délai du signal, il faut modifier la vitesse de cet inverseur. Pour ce faire, il faut faire varier le courant traversant l'inverseur en modifiant la tension à la grille du transistor M9. Cette tension est définie par le diviseur de tension entre M8 et les transistors M1 à M7. Ensuite, les grilles des transistors M1 à M7 sont connectées à la sortie du compteur haut/bas. Ainsi, lorsque le compteur est incrémenté, un plus grand nombre de transistors est mis en parallèle avec le transistor M7, ce qui fait diminuer la résistance équivalente de ceux-ci et, par le fait même, fait augmenter la tension à la grille du transistor M9. Cette augmentation de tension à la grille du transistor M9, comme mentionné plus haut, aura pour effet de laisser passer plus de courant dans l'inverseur et donc d'augmenter sa vitesse et finalement de faire diminuer le délai. Ainsi, pour augmenter le délai, il faut décrémenter le compteur et pour faire diminuer le délai, il faut l'incrémenter.

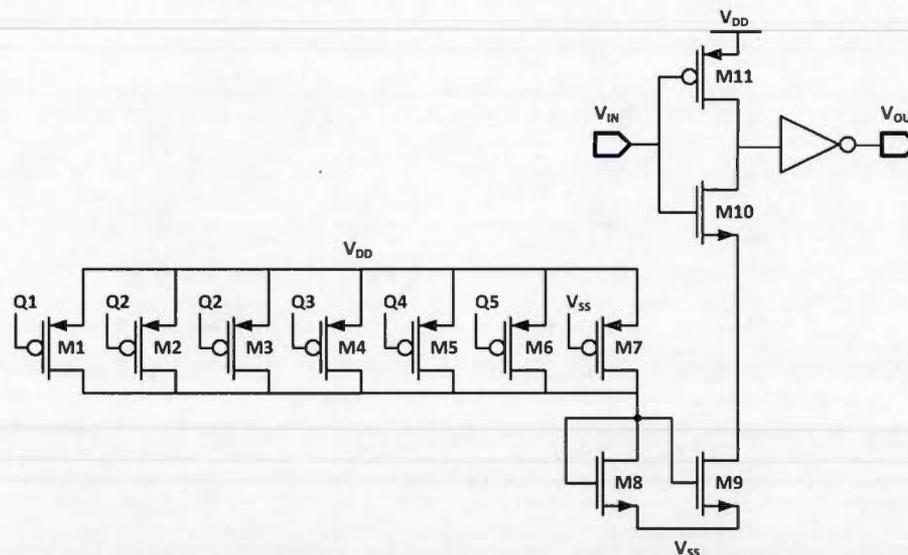


Figure 6.14: Circuit de délai programmable 6 bits.

Les tailles des transistors du circuit sont présentées au tableau 6.1. La valeur de la largeur des transistors en parallèle double d'un transistor à l'autre en passant de

0,5 μ m pour M1 à 16 pour M6. Cela permet d'avoir un pas de variation du délai assez constant.

Tableau 6.1 : Tailles des transistors du circuit de délai programmable.

| | <i>L (um)</i> | <i>W (um)</i> |
|------------|---------------|---------------|
| M1 | 4 | 0.5 |
| M2 | 4 | 1 |
| M3 | 4 | 2 |
| M4 | 4 | 4 |
| M5 | 4 | 8 |
| M6 | 4 | 16 |
| M7 | 0.3 | 0.5 |
| M8 | 0.180 | 2 |
| M9 | 0.180 | 4 |
| M10 | 0.180 | 3 |
| M11 | 0.180 | 4 |

La figure 6.15 montre la réponse transitoire du circuit de délai programmable pour toutes les 64 positions du compteur.

On peut voir que le délai maximal que l'on peut atteindre avec le circuit est d'environ 250 ps. Le signal utilisé a une fréquence de 900 MHz et une période de 1.11 ns. Ainsi, ce délai correspond à environ 22% de la période.

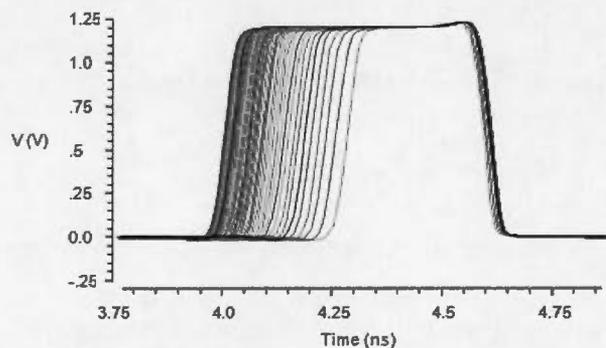


Figure 6.15 : Réponse transitoire du circuit de délai programmable

6.2.2 Ajustement de l'impédance

Le compteur utilisé pour actionner les condensateurs est un compteur 4 bits du même type que celui présenté à la figure 6.13 et dont le fonctionnement a été expliqué dans la section précédente.

Pour effectuer la détection de phase, une bascule D de type TSPC a été utilisée. Ce type de bascule a plusieurs avantages en termes de consommation de puissance et de vitesse.

La banque de condensateurs utilisée, ainsi que les tailles des transistors et des interrupteurs sont présentées à la figure 6.16. Les condensateurs sont de type dualmimcap et comme interrupteurs, des MOSFETRF de longueur minimale ont été utilisés. La largeur des transistors est de 0.5 mm pour les condensateurs de 4 pF et 8 pF et de 1mm pour les condensateurs de 16 pF et 32 pF. La largeur des transistors est grande et les condensateurs parasites sont non négligeables. Les parasites sont ajoutés en parallèle avec les condensateurs dualmimcap et la valeur des dualmimcaps a été ajustée à la baisse afin d'obtenir une capacité totale correspondant aux valeurs visées.

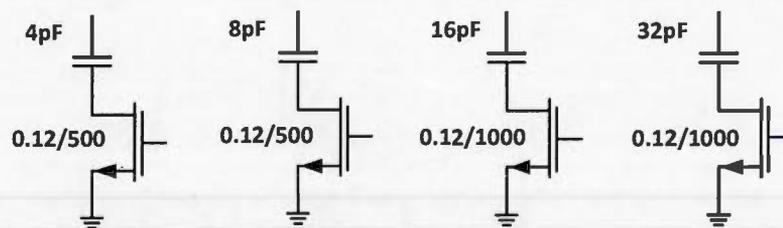


Figure 6.16 : Banque de condensateurs avec les valeurs de longueur (L) et de largeur (W) du canal (L/W).

Pour vérifier le fonctionnement du circuit d'adaptation, l'impédance de l'antenne a été variée en ajoutant successivement une série d'inductances de différentes

valeurs en parallèle avec l'antenne. La figure 6.17 montre un schéma du banc d'essai. Au temps 5 μs , l'interrupteur S_1 est activé ajoutant ainsi une inductance de 800 pH. Puis, les interrupteurs S_2 à S_5 sont successivement activés à tous les 20 μs .

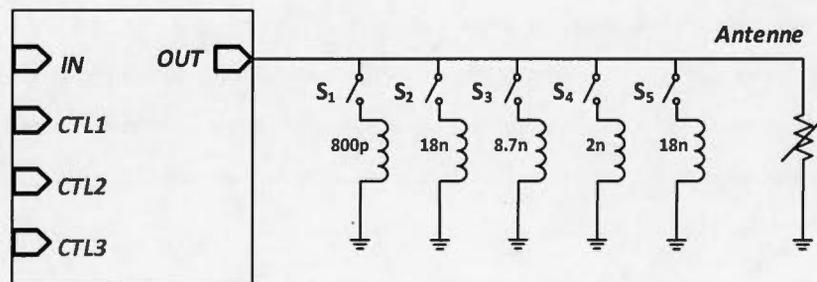


Figure 6.17 : Banc de test du circuit d'adaptation.

La figure 6.18 Figure 6.18 montre les résultats de la simulation du banc d'essai de la figure 6.17.

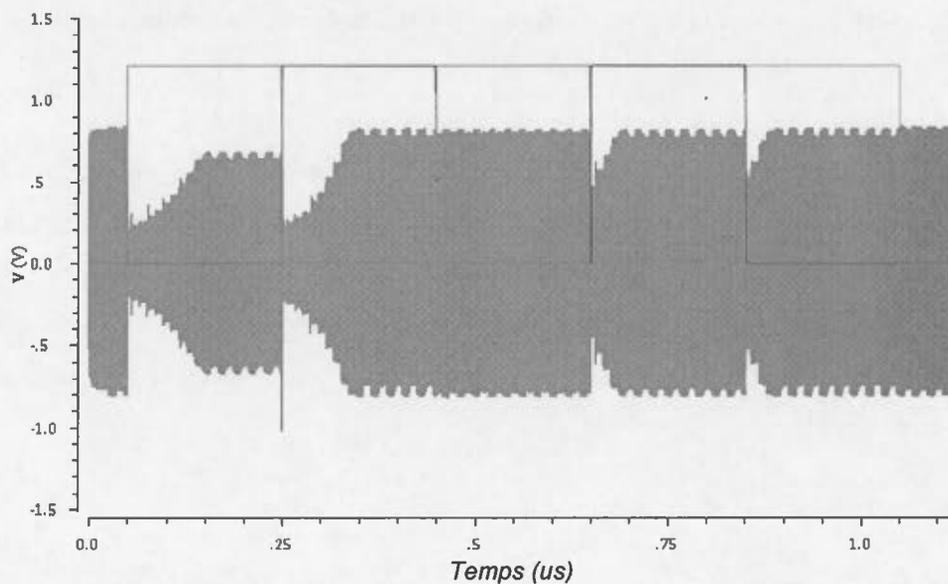


Figure 6.18 : Simulation temporelle du signal de sortie du réseau d'adaptation agile.

On voit que lorsqu'une inductance est activée, l'amplitude diminue. Lorsque la variation d'impédance est importante comme lors de l'activation de l'inductance de 800 pH, l'amplitude subit une forte modification. Toutefois, le circuit réussit rapidement à rétablir l'amplitude. Puis, l'amplitude reste pratiquement stable tout en oscillant entre deux valeurs rapprochées. Cela vient du fait que la banque de condensateurs oscille entre deux états une fois que l'impédance a été réajustée. En effet, lorsqu'un condensateur de trop est ajouté le déphaseur détecte un changement de polarité dans la phase. De ce fait, au prochain coup d'horloge, le condensateur de trop sera désactivé pour être à nouveau activé au prochain coup d'horloge et ainsi de suite.

6.2.3 Fabrication

Le deuxième circuit a été fabriqué en CMOS 0.13um avec la technologie IBM puisque c'est lui qui est le plus avantageux pour les raisons énumérées plus haut. Afin de pouvoir tester les différentes parties du circuit indépendamment, plusieurs versions de différents niveaux de complexité ont été réalisées. Le premier est le circuit de test de la banque de condensateurs présenté à la figure 6.19. Le deuxième est le circuit de test du système en boucle fermée présenté à la figure 6.20. Le dernier est le circuit complet comme présenté auparavant à la figure 6.21.

Une photographie du circuit intégré fabriqué est présentée à la figure 6.9. Les signaux d'entrées et de sortie de chacun des circuits sont indiqués sur les pads respectifs.

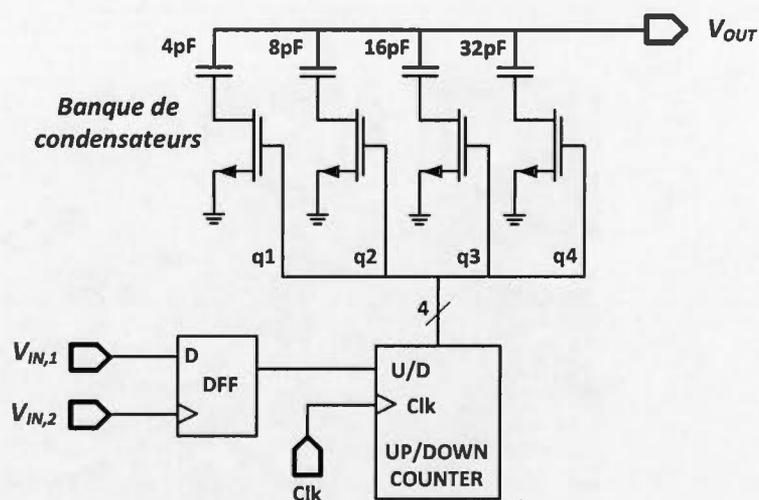


Figure 6.19 : Circuit de test de la banque de condensateurs.

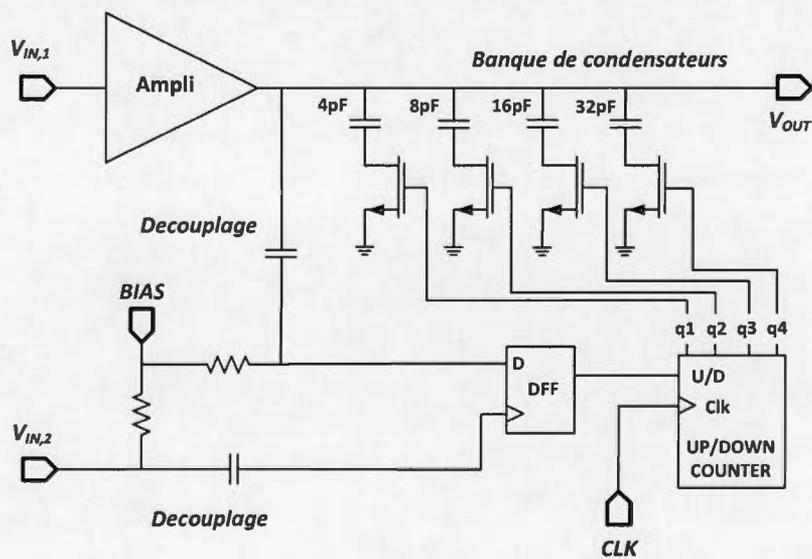


Figure 6.20 : Circuit de test du système en boucle fermée.

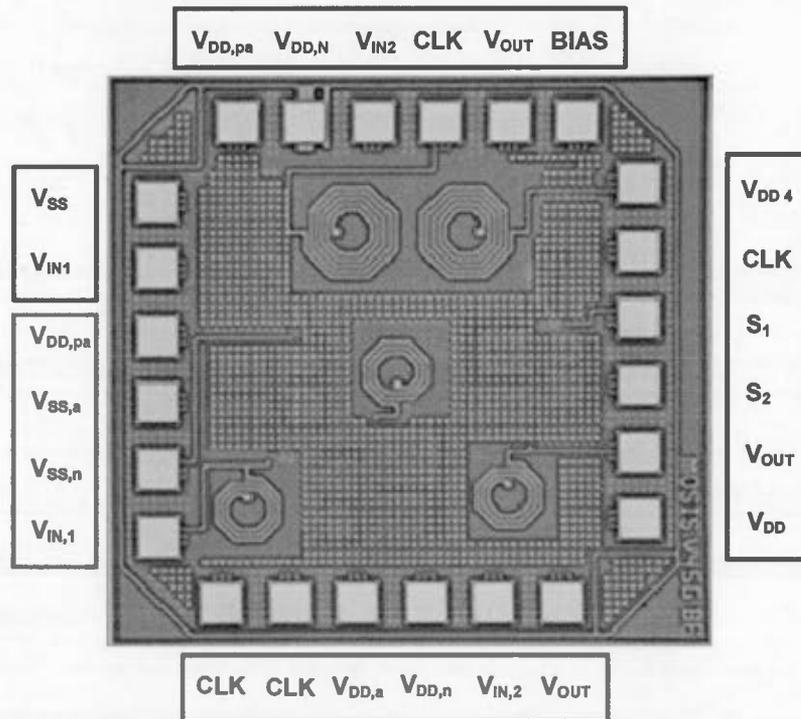


Figure 6.21 : Circuit intégré fabriqué. Bleu : Circuit de test de la banque de condensateurs, rouge : circuit de test du système en boucle fermée, vert : circuit complet.

6.2.4 Mesures

Le circuit de test de la banque de condensateurs a pour but de mesurer la plage d'impédance que le circuit peut couvrir. Pour ce faire, le compteur est activé et une horloge de 1 Hz lui est appliquée. La fréquence de 1 Hz permettra facilement de visualiser la variation d'impédance. Afin de s'assurer que le compteur reste actif en tout temps, il faut faire en sorte que le signal de la bascule soit actif en permanence en appliquant simplement une tension de 1.2 V à une des entrées de la bascule et une autre tension de 0 V à l'autre entrée. Le tableau 6.2 présente les signaux d'entrée et leur valeur respective. La figure 6.22 montre le circuit câblé.

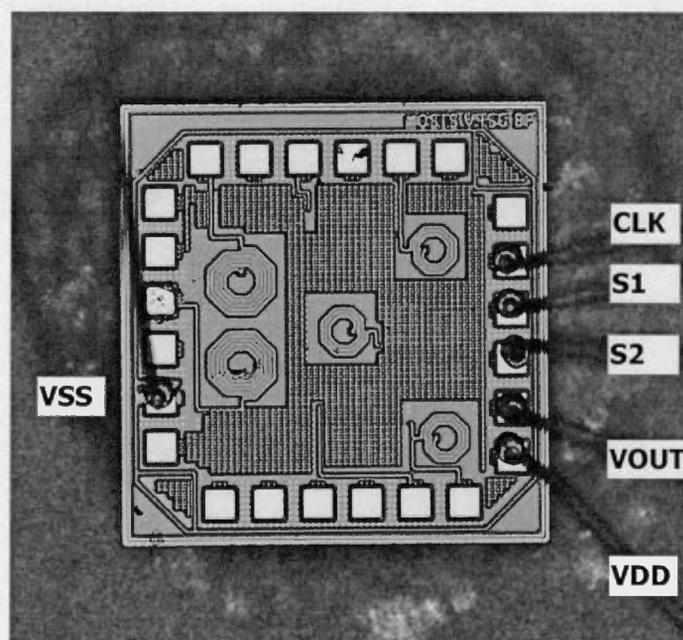


Figure 6.22 : Circuit de test de la banque de condensateurs câblé.

Tableau 6.2 : Signaux d'entrée pour le banc de test de la banque de condensateurs.

| Signal | Valeur |
|--------|-------------------------|
| Vin,1 | 1.2 V (DC) |
| Vin,2 | 0 V (DC) |
| VDD | 1.2 V (DC) |
| VSS | 0 V (DC) |
| CLK | 1 Hz (carrée), 0 à 1.2V |

La mesure de l'impédance à la sortie a été effectuée avec un LCR/ESR Meter de la compagnie BK Precision. La capacité en parallèle a été mesurée.

L'impédance mesurée à la sortie est négative pour toutes les valeurs du compteur. Puisque l'on mesure la capacité en parallèle, l'impédance est inductive. La valeur de cette inductance est de 65 uH. Cette valeur a été mesurée avec le LCR/ESR Meter en changeant la configuration de l'appareil pour faire une mesure de l'inductance en parallèle. Afin de centrer la région d'opération du circuit, comme expliqué à la section précédente, une inductance a été ajoutée en parallèle à la sortie. Or, la valeur de l'inductance mesurée est plus grande qu'attendu. Cette variation peut-être causée par les variations de procédés, les inductances parasites et l'inductance du câblage.

Malgré le fait que l'impédance soit inductive, il est possible de mesurer la plage d'impédance que le circuit peut couvrir. Pour ce faire, seule la variation de la capacité à la sortie en fonction des coups d'horloge a été mesurée. Les résultats sont présentés à la figure 6.23.

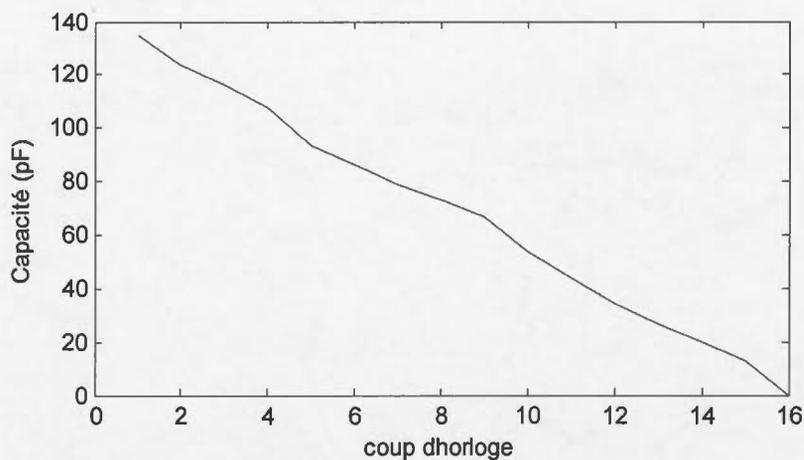


Figure 6.23 : Valeurs ajustées de la capacité mesurée à la sortie en fonction de l'horloge du compteur

On voit que la capacité varie de 130 pF entre le premier et le dernier coup d'horloge. Cela concorde avec les résultats des simulations présentés à la section précédente.

La région d'impédance de l'antenne pour laquelle une adaptation d'au moins -10 dB pourrait être atteinte en théorie est présentée en noir à la figure 6.24. Puisque le circuit présente une impédance inductive plus grande qu'escomptée, cette région ne pourra pas complètement être couverte avec le circuit. En effet, l'inductance induit une translation de la région. La figure 6.24 montre en bleu la région qui peut être réellement couverte.

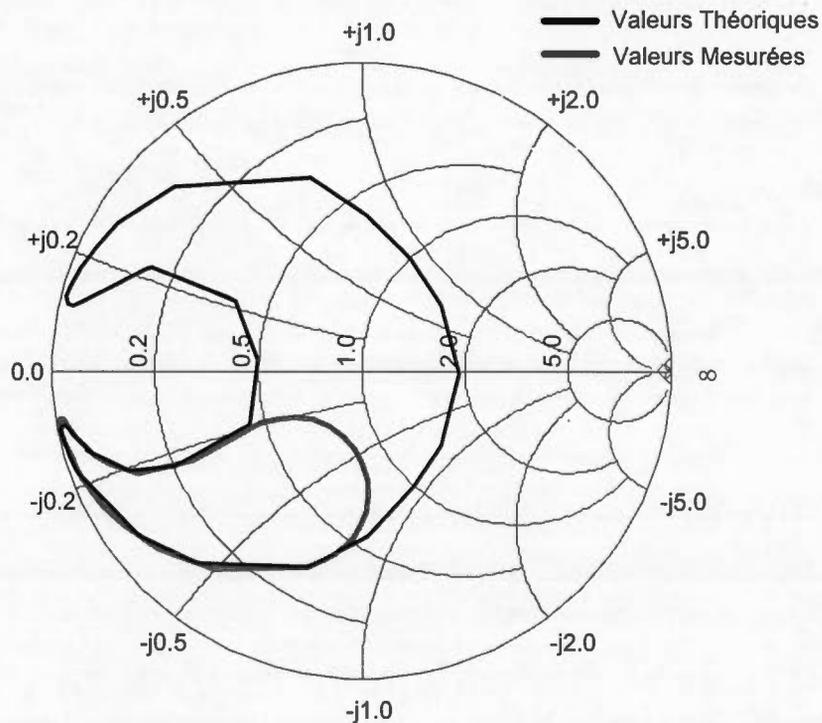


Figure 6.24 : Région d'impédance de l'antenne pour laquelle une adaptation d'au moins -10 dB peut être atteinte.

Le circuit de test du système en boucle fermée a pour but de vérifier s'il est possible d'ajuster l'impédance de l'antenne et si le circuit peut verrouiller lorsque l'impédance idéale est atteinte.

En simulation, il a été considéré que les câbles pour connecter le circuit au boîtier seraient d'environ 1 mm. Afin d'obtenir des câbles ayant cette longueur, le câblage a été fait maison directement sur le PCB en utilisant un Ball Bonder de la compagnie HYBOND. Le chip a été positionné de façon à ce que la distance entre le pad de sortie et la trace correspondante soit d'un peu moins de 1 mm. De cette façon, le câble obtenu est d'environ 1 mm.

Puisque la fréquence utilisée est de 900 MHz, il est préférable d'utiliser un PCB conçu pour les hautes fréquences. Un substrat RT/duroid 5870 0.01 .5E/.5E 9x6 de la compagnie Rogers a été choisi. Pour les entrées et la sortie RF, des connecteurs SMA ont été utilisés. Finalement, pour les alimentations et l'horloge, des fils ont été directement soudés sur le PCB. La figure 6.25 montre le PCB fabriqué.

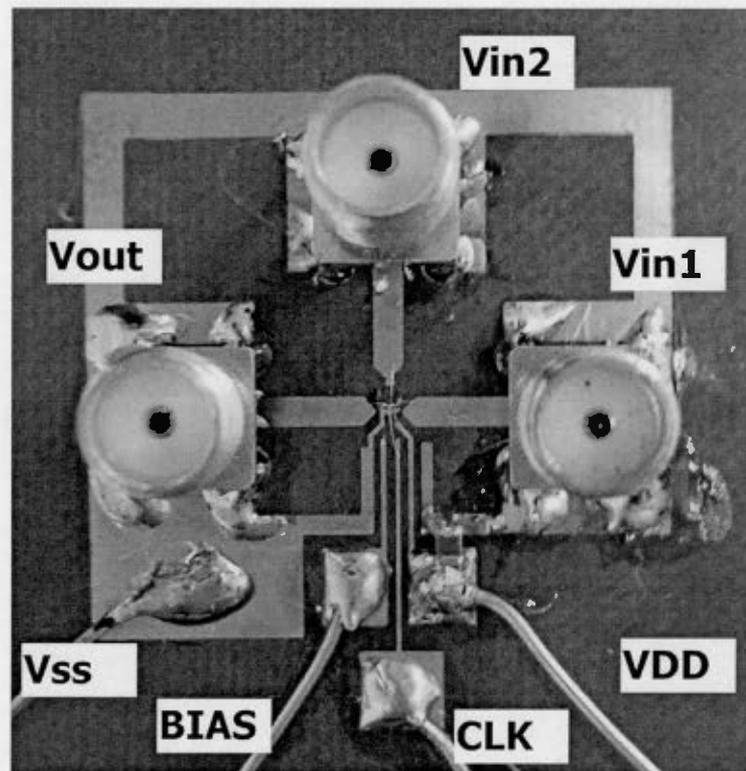
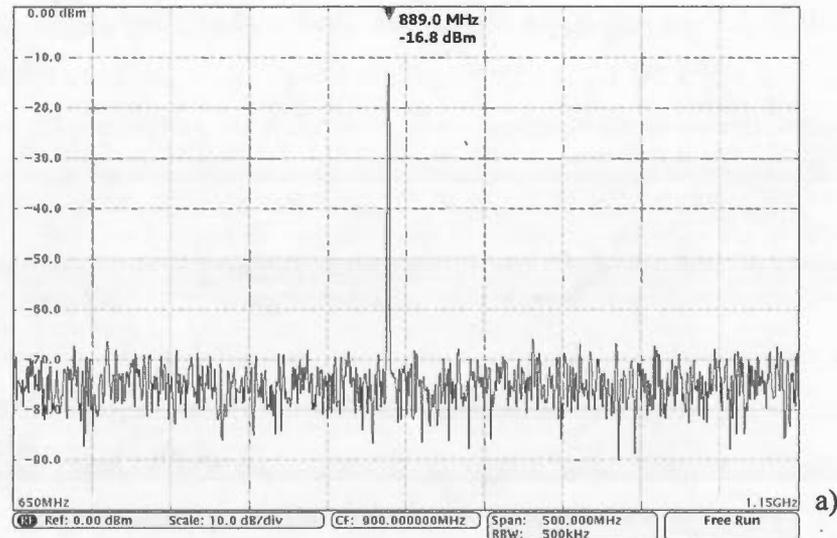
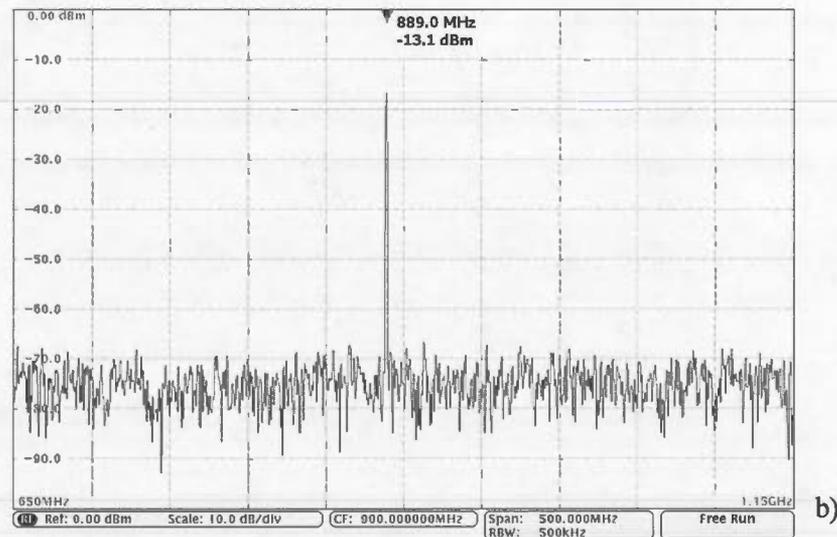


Figure 6.25 : PCB du circuit de test du système en boucle fermée avec le circuit intégré directement câblé sur le PCB.

La génération de l'horloge a été faite avec le générateur de signaux AFG 3252 de Tektronix. La génération des signaux de hautes fréquences a été faite avec le générateur de signaux AWG7082C Arbitrary Waveform Generator de Tektronix. Finalement, le signal de sortie a été mesuré avec l'oscilloscope MD04054-3 Mixed Domain de Tektronix.



a)



b)

Figure 6.26 : Mesure du signal de sortie pour le circuit de teste en boucle fermée.

A) Mesure lorsque l'horloge n'est pas active. B) Mesure obtenue à chaque coup d'horloge.

L'oscilloscope utilisé pour mesurer le signal de sortie a une impédance de 50Ω et joue donc le rôle de l'antenne 50Ω . Les valeurs des signaux d'entrée sont présentées au tableau 6.3.

Tableau 6.3 : Signaux d'entrée pour le banc de test du circuit en boucle fermée.

| Signal | Valeur |
|--------|--------------------------|
| Vin,1 | 900 MHz, 0° |
| Vin,2 | 900 MHz, 0° |
| VDD | 1.2 V (DC) |
| VSS | 0 V (DC) |
| CLK | 1 Hz (carrée), 0 à 1.2 V |

La figure 6.26 montre les résultats de mesures. Lorsque l'horloge n'est pas activée, le signal mesuré a une amplitude de -16.8 dBm. Puis, lorsque l'horloge est activée, la valeur de l'amplitude augmente et prend une valeur de -13.1 dBm. Cette valeur est mesurée de façon consécutive à chaque fois que le compteur est activé. En théorie, lorsque l'antenne a une impédance de 50Ω , le compteur devrait se stabiliser lorsqu'il atteint le compte de 8 puisque cette impédance se situe au centre de la région d'adaptation possible comme illustré à la figure 6.24 et à la figure 6.7. Or, en pratique, selon les résultats de mesures obtenus concernant la région d'adaptation possible présentée à la figure 6.24, l'impédance de 50Ω n'est pas dans la région d'adaptation possible. Donc, le circuit ne peut pas s'ajuster convenablement et reste désadapté. Ainsi, les résultats de mesures du circuit en boucle fermé obtenus sont cohérents. Aussi, malgré le fait qu'il y ait une divergence entre l'impédance de sortie mesurée et simulée, le circuit permet de corriger l'impédance de sorte à faire augmenter le signal de sortie d'environ 4 dBm. Finalement, la consommation de courant du circuit est de 300uA pour une tension de 1.2 V.

6.2.5 Discussion

La région d'adaptation possible mesurée est translatée vers les impédances positives de l'abaque de Smith par rapport à la région obtenue en simulation (figure 6.24). Cela peut venir de plusieurs sources :

- Variations de procédés. La valeur de l'inductance intégrée sur le circuit pour centrer la région d'adaptation possible autour de l'impédance de 50Ω peut être différente lorsque fabriquée.
- Inductances parasites. Le câblage, le PCB et le circuit intégré peuvent ajouter des inductances parasites.

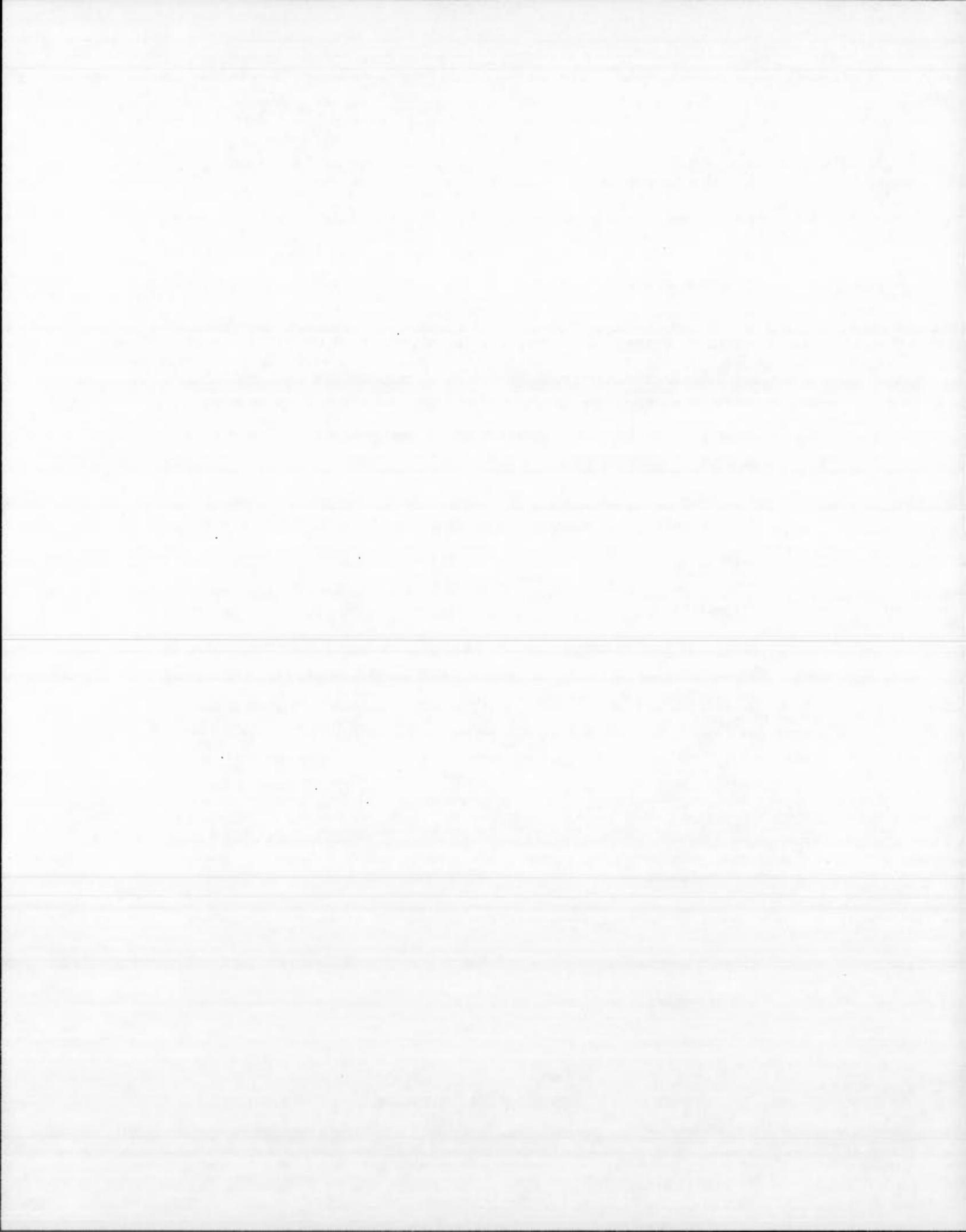
Il y a plusieurs possibilités pour augmenter l'efficacité du circuit. Tout d'abord, l'impédance pourrait être ajustée en ajoutant à la sortie un condensateur discret sur le PCB. De cette façon, il serait possible de recentrer la région d'adaptation possible. Si la possibilité d'ajouter des composants externes était envisagée, il pourrait être astucieux d'éliminer l'inductance intégrée sur le circuit servant à centrer la région. Cette opération pourrait être faite de façon complètement externe. Cela simplifierait le circuit et le rendrait encore plus compact. De plus, les inductances intégrées ont généralement des facteurs de qualité assez bas, ce qui affecte les performances du système.

Une autre possibilité serait de travailler à éliminer les incertitudes quant à la valeur des inductances parasitiques. Pour ce faire, on pourrait tout d'abord éliminer le câblage et utiliser une puce retournée. Les parasites des puces retournées sont mieux caractérisés et donc plus faciles à prendre en considération dans les simulations. Finalement, le dessin de masque pourrait être retravaillé dans l'optique de minimiser les parasites.

6.3 Comparaison

Le deuxième circuit détecte les variations d'impédance en utilisant un signal de référence. Cela a pour avantage d'éliminer la nécessité d'avoir les sondes de courant et de tension, l'inductance L_r ainsi que le déphaseur. Aussi la pompe de charges, ainsi que le circuit de comparaison sont complètement éliminés. Cela permet de diminuer la consommation de puissance et la taille du circuit et de simplifier le circuit. Toutefois, un DLL est nécessaire pour faire la calibration du signal de référence. Or, ce circuit n'est activé que pour une courte période de temps et ne fait donc pas augmenter la consommation de puissance significativement.

Le premier circuit, quoique plus complexe, permet d'avoir un signal en sortie plus stable. En effet, l'utilisation d'un varactor permet un ajustement beaucoup plus sensible de l'impédance et d'éliminer les oscillations entre deux états présents dans le deuxième circuit. Le varactor nécessite l'utilisation de la pompe de charges et augmente la complexité du circuit. Lorsqu'un ajustement précis de l'impédance est nécessaire, le premier circuit est plus avantageux. Dans le cas contraire, le deuxième circuit s'avère plus intéressant pour les raisons énumérées plus haut.



CHAPITRE VII

CONCLUSION

Dans ce mémoire de maîtrise, une étude de la transmission de puissance sans fils a été faite. Les solutions apportées permettent de mieux comprendre les LTPCR, de les rendre plus efficaces et autonomes, d'accélérer leur développement et de dépasser certains obstacles que cette technologie présente.

Il a été démontré que pour conserver une efficacité maximale d'un LTPCR, il est nécessaire d'ajuster le couplage inductif à la source et la charge lorsque la distance de transmission change afin que le couplage entre les résonateurs soit égal à l'inverse du facteur de qualité externe. De plus, parmi les résonateurs hélicoïdaux, spiraux et en forme d'anneaux, c'est ce dernier qui offre le plus d'avantages. En effet, les anneaux sont plus compacts, plus faciles à intégrer, et ont une efficacité comparable, voire supérieure aux autres, lorsqu'utilisés en combinaison avec un condensateur.

Le modèle théorique complet et le logiciel basé sur celui-ci qui ont été développés dans le cadre de ce travail sont des outils clefs pour le développement des LTPCR. En effet, le logiciel permet de simuler très précisément les LTPCR. De plus, certaines fonctionnalités comme le calcul automatisé des paramètres du LTPCR permettent de grandement diminuer le temps de développement nécessaire.

L'adaptation agile est un outil nécessaire pour rendre les LTPCR utilisables dans des applications grand public. En effet, seuls les LTPCR qui peuvent maximiser automatiquement l'efficacité de transmission lorsque la distance de transmission est modifiée peuvent réellement être utiles. Ainsi, deux circuits d'adaptation agile

ont été proposés. Le premier permet de faire un ajustement précis de l'impédance et d'avoir un signal en sortie plus stable. Par contre, il nécessite une pompe de charges et un circuit plus complexe. Le deuxième circuit utilise un signal de référence pour détecter les variations d'impédance, ce qui permet d'éliminer les sondes de courant et de tension, l'inductance L_r ainsi que le déphaseur. Finalement, puisqu'il n'utilise pas de varactor, la pompe de charges peut aussi être éliminée. Ainsi, lorsqu'un ajustement précis de l'impédance est nécessaire, le premier circuit est plus avantageux. Dans le cas contraire, le deuxième circuit s'avère plus intéressant pour les raisons énumérées plus haut.

Le deuxième circuit a été fabriqué et les résultats de mesures ont été présentés et discutés. On retient que la région d'adaptation possible mesurée est translatée vers les impédances positives de l'abaque de Smith par rapport à la région obtenue en simulation. Cela peut venir des variations de procédés et des inductances parasites. Dans un travail futur, ce problème pourra être résolu en ajustant l'impédance de sortie à l'aide de composants externes. À la lumière des résultats obtenus, cette approche semble la meilleure. Elle permet de simplifier le design, de le rendre plus robuste et plus performant.

La transmission de puissance sans fil par couplage résonant a un énorme potentiel. Elle permettra le développement d'une multitude de systèmes et de réseaux hautement intégrés et autonomes. Dans un futur proche, de plus en plus d'applications dans les domaines les plus différents auront recours à cette technologie qui les rendra possibles. Dans notre monde moderne, le désir et la nécessité, par exemple, de connecter des appareils des senseurs et une panoplie d'objets au réseau internet pour pouvoir les surveiller et récolter de l'information rendra cette technologie incontournable. Dans cette optique, le développement futur de cette technologie et des différentes facettes de celle-ci, qui ont été présentées dans ce travail, sont indispensables.

BIBLIOGRAPHIE

- Atia, A., et A. Williams. (1971). New types of waveguide bandpass filters for satellite transponders. *Comsat Tech. Review*, 1(1), 20-43.
- Beh, T. C., T. Imura, M. Kato et Y. Hori. (2010). *Basic study of improving efficiency of wireless power transfer via magnetic resonance coupling based on impedance matching: Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on.* IEEE, 2011-2016 p.
- Boyle, K. (2003). The performance of GSM 900 antennas in the presence of people and phantoms.
- Brown, W. C. (1969). Experiments involving a microwave beam to power and position a helicopter. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, (5), 692-702.
- Brown, W. C., et E. E. Eves. (1992). Beamed microwave power transmission and its application to space. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 40(6), 1239-1250.
- Cannon, B. L., J. F. Hoburg, D. D. Stancil et S. C. Goldstein. (2009). Magnetic resonant coupling as a potential means for wireless power transfer to multiple small receivers. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 24(7), 1819-1825.
- Catrysse, M., B. Hermans et R. Puers. (2004). An inductive power system with integrated bi-directional data-transmission. *Sensors and Actuators A: Physical*, 115(2), 221-229.
- Chen, L., S. Liu, Y. C. Zhou et T. J. Cui. (2013). An optimizable circuit structure for high-efficiency wireless power transfer. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 60(1), 339-349.
- Choi, B., J. Nho, H. Cha, T. Ahn et S. Choi. (2004). Design and implementation of low-profile contactless battery charger using planar printed circuit board windings as energy transfer device. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 51(1), 140-147.
- Chuan, B. T. (2010). Wireless Power Transfer System via Magnetic Resonant Coupling at Fixed Resonance Frequency—Power Transfer System Based

on Impedance Matching. *Proc. The 25th World Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium & Exhibition (EVS25)*.

- De Mingo, J., A. Valdovinos, A. Crespo, D. Navarro et P. Garcia. (2004). An RF electronically controlled impedance tuning network design and its application to an antenna input impedance automatic matching system. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 52(2), 489-497.
- Firrao, E. L., A.-J. Annema et B. Nauta. (2008). An automatic antenna tuning system using only RF signal amplitudes. *Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on*, 55(9), 833-837.
- Garnica, J., R. A. Chinga et J. Lin. (2013). Wireless power transmission: from far field to near field. *Proceedings of the IEEE*, 101(6), 1321-1331.
- Hill, M. J., R. W. Ziolkowski et J. Papapolymerou. (2000). Simulated and measured results from a Duroid-based planar MBG cavity resonator filter. *IEEE Microwave and guided wave letters*, 10(12), 528-530.
- Hong, J.-S. G., et M. J. Lancaster. 2004. *Microstrip filters for RF/microwave applications*: John Wiley & Sons p.
- Hu, A. P., et S. Hussmann. (2004). Improved power flow control for contactless moving sensor applications. *Power Electronics Letters, IEEE*, 2(4), 135-138.
- Jiseong, K., K. Jonghoon, K. Sunkyu, K. Hongseok, S. In-Soo, S. Nam Pyo, C. Dong-Ho, K. Joungho et A. Seungyoung. (2013). Coil Design and Shielding Methods for a Magnetic Resonant Wireless Power Transfer System. *Proceedings of the IEEE*, 101(6), 1332-1342.
- Jongmin, P., T. Youndo, K. Yoongoo, K. Youngwook et N. Sangwook. (2011). Investigation of Adaptive Matching Methods for Near-Field Wireless Power Transfer. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 59(5), 1769-1773.
- Kiani, M., et M. Ghovanloo. (2012). The circuit theory behind coupled-mode magnetic resonance-based wireless power transmission. *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, 59(9), 2065-2074.
- Kiani, M., J. Uei-Ming et M. Ghovanloo. (2011). Design and Optimization of a 3-Coil Inductive Link for Efficient Wireless Power Transmission. *Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, 5(6), 579-591.

- Kim, J., H.-C. Son, D.-H. Kim et Y.-J. Park. (2012). Optimal design of a wireless power transfer system with multiple self-resonators for an LED TV. *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, 58(3), 775-780.
- Knight, D. (2010). Practical continuous functions and formulae for the internal impedance of cylindrical conductors. <http://www.g3ynh.info/zdocs/comps/Zint.pdf>.
- Kurs, A., A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher et M. Soljačić. (2007). Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances. *Science*, 317(5834), 83-86.
- Low, Z. N., R. A. Chinga, R. Tseng et J. Lin. (2009). Design and test of a high-power high-efficiency loosely coupled planar wireless power transfer system. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 56(5), 1801-1812.
- Maymandi-Nejad, M., et M. Sachdev. (2003). A digitally programmable delay element: design and analysis. *Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, IEEE Transactions on*, 11(5), 871-878.
- Mizuno, T., S. Yachi, A. Kamiya et D. Yamamoto. (2011). Improvement in Efficiency of Wireless Power Transfer of Magnetic Resonant Coupling Using Magnetoplated Wire. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 47(10), 4445-4448.
- Nam Yoon, K., K. Ki Young, R. Young-Ho, C. Jinsung, K. Dong-Zo, Y. Changwook, P. Yun-Kwon et K. Sangwook. (2012). *Automated adaptive frequency tracking system for efficient mid-range wireless power transfer via magnetic resonanc coupling: Microwave Conference (EuMC), 2012 42nd European* (Oct. 29 2012-Nov. 1 2012). 221-224 p.
- Pantic, Z., et S. M. Lukic. (2012). Framework and Topology for Active Tuning of Parallel Compensated Receivers in Power Transfer Systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 27(11), 4503-4513.
- Paul, C. R. 2011. *Inductance: loop and partial*: John Wiley & Sons p.
- Ping, S., A. P. Hu, S. Malpas et D. Budgett. (2008). A Frequency Control Method for Regulating Wireless Power to Implantable Devices. *Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, 2(1), 22-29.
- Po, F. C. W., E. De Foucauld, D. Morche, P. Vincent et E. Kerherve. (2011). A Novel Method for Synthesizing an Automatic Matching Network and Its Control Unit. *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, 58(9), 2225-2236.

- RamRakhyani, A. K., S. Mirabbasi et M. Chiao. (2011). Design and optimization of resonance-based efficient wireless power delivery systems for biomedical implants. *Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, 5(1), 48-63.
- Robichaud, A., A. H. Alameh, F. Nabki et D. Deslandes. (2013). *An agile matching network using phase detection for antenna tuning: Electronics, Circuits, and Systems (ICECS), 2013 IEEE 20th International Conference on*. IEEE, 755-758 p.
- Robichaud, A., M. Boudreault et D. Deslandes. (2012). *Comparison between inductance topologies for resonant wireless power transmission applications: Microwave Conference Proceedings (APMC), 2012 Asia-Pacific*. IEEE, 397-399 p.
- Sample, A. P., D. A. Meyer et J. R. Smith. (2011). Analysis, Experimental Results, and Range Adaptation of Magnetically Coupled Resonators for Wireless Power Transfer. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 58(2), 544-554.
- Teck Chuan, B., M. Kato, T. Imura, O. Sehoon et Y. Hori. (2013). Automated Impedance Matching System for Robust Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 60(9), 3689-3698.
- Thompson, M., et J. Fidler. (2001). Application of the genetic algorithm and simulated annealing to LC filter tuning. *IEE Proceedings-Circuits, Devices and Systems*, 148(4), 177-182.
- Van Bezooijen, A., M. A. De Jongh, F. Van Straten, R. Mahmoudi et A. H. Van Roermund. (2010). Adaptive impedance-matching techniques for controlling L networks. *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, 57(2), 495-505.
- W.-S. Lee, H.-L. Lee, K.-S. Oh et a. J.-W. Yu. (2012). Switchable distance-based impedance matching networks for a tunable hf system. *Progress In Electromagnetics Research*, 128, 19-34.
- Wang, J., J. Li, S. Ho, W. Fu, Y. Li, H. Yu et M. Sun. (2012). Lateral and angular misalignments analysis of a new PCB circular spiral resonant wireless charger. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 48(11), 4522-4525.
- Wenzhen, F., Z. Bo et Q. Dongyuan. (2009). *Study on frequency-tracking wireless power transfer system by resonant coupling: Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International (17-20 May 2009)*. 2658-2663 p.

- Zhang, F., S. Hackworth, W. Fu, C. Li, Z. Mao et M. Sun. (2011). Relay effect of wireless power transfer using strongly coupled magnetic resonances. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 47(5), 1478-1481.
- Zhang, Y., Z. Zhao et K. Chen. (2014). Frequency decrease analysis of resonant wireless power transfer. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 29(3), 1058-1063.
- Zhen Ning, L., J. J. Casanova, P. H. Maier, J. A. Taylor, R. A. Chinga et L. Jenshan. (2010). Method of Load/Fault Detection for Loosely Coupled Planar Wireless Power Transfer System With Power Delivery Tracking. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(4), 1478-1486.