

**Titre:** Mise en oeuvre de bobines dédiées aux liens inductifs nécessaires  
Title: aux dispositifs médicaux implantables

**Auteur:** Mohamed Sehil  
Author:

**Date:** 2006

**Type:** Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

**Référence:** Sehil, M. (2006). Mise en oeuvre de bobines dédiées aux liens inductifs nécessaires aux dispositifs médicaux implantables [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/7913/>  
Citation:

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

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/7913/>  
PolyPublie URL:

**Directeurs de recherche:** Mohamad Sawan, & Abdelhakim Khouas  
Advisors:

**Programme:** Non spécifié  
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

MISE EN ŒUVRE DE BOBINES DÉDIÉES AUX LIENS INDUCTIFS  
NÉCESSAIRES AUX DISPOSITIFS MÉDICAUX IMPLANTABLES

MOHAMED SEHIL

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

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

Août 2006



Library and  
Archives Canada

Published Heritage  
Branch

395 Wellington Street  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

Bibliothèque et  
Archives Canada

Direction du  
Patrimoine de l'édition

395, rue Wellington  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

*Your file* *Votre référence*  
ISBN: 978-0-494-19332-7

*Our file* *Notre référence*  
ISBN: 978-0-494-19332-7

#### NOTICE:

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

#### AVIS:

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

\*\*  
Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

MISE EN ŒUVRE DE BOBINES DÉDIÉES AUX LIENS INDUCTIFS  
NÉCESSAIRES AUX DISPOSITIFS MÉDICAUX IMPLANTABLES

Présenté par : MOHAMED SEHIL

En vue de l'obtention du diplôme de : Maitre ès sciences appliquées

M. SAVARIA, Yvon, Ph. D., président

M. SAWAN, Mohamad, Ph. D., membre et directeur de recherche

M. KHOUAS, Abdelhakim Ph. D., membre et codirecteur de recherche

M. AUDET, Yves, Ph. D., membre

## REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier M. Mohamad Sawan, professeur au département de génie électrique de l'École Polytechnique de Montréal, de m'avoir accueilli au sein de son équipe de recherche Polystim et d'avoir accepté de diriger les travaux de ce mémoire. Je remercie également M. Abdelhakim Khouas, professeur au département de génie électrique de l'École Polytechnique de Montréal, de bien vouloir accepter de codiriger ma maitrise.

Je remercie M. Yvon Savaria, professeur au département de génie électrique de l'École Polytechnique de Montréal, d'avoir accepté de présider le jury de ce mémoire de maîtrise. J'adresse également mes remerciements à M. Yves Audet, professeur à l'École Polytechnique de Montréal, qui a accepté de faire partie de ce jury.

Je tiens à remercier mon collègue Mohamad Hajj Hassan de l'équipe Polystim qui s'est chargé de la fabrication des dispositifs.

Finalement, j'aimerais remercier la Société canadienne de microélectronique (CMC Microsystems) pour le support technique me permettant de mettre en œuvre le présent projet.

## RÉSUMÉ

Nous nous intéressons dans ce mémoire à un système de transfert d'énergie pour les implants alimentés par lien inductif. Différentes formes géométriques du récepteur sont comparées théoriquement et une attention particulière est portée aux bobines spirales circulaires, qui ne semblent pas présentement bien exploitées dans les divers systèmes implantables. Le lien inductif, ainsi proposé, peut être utilisable pour une panoplie d'implants, mais il est dédié aux implants de notre équipe Polystim. De plus, notre étude traite des problèmes de sensibilité du rendement énergétique qui sont essentiellement liés aux désalignements latéraux et angulaires de bobines.

Nous présentons les résultats de la mise en œuvre d'inductances intégrées sur silicium conçues pour transférer l'énergie à un système de stimulation électrique fonctionnelle (FES). Ce travail a nécessité la modélisation, l'optimisation et la fabrication d'inductances intégrées. Un modèle de lien inductif ayant un récepteur intégré sur silicium a été développé sur Matlab. Ce modèle est utilisé par la suite pour améliorer le rendement énergétique de ce type de liens. La modélisation, les simulations électromagnétiques et l'extraction des paramètres S, des bobines circulaires spirales, ont été effectuées pour valider le circuit proposé.

Nous avons conçu et fabriqué des inductances intégrées dans le but de réaliser des liens inductifs possédant un meilleur rendement énergétique. Les inductances ainsi fabriquées sont mises en œuvre sur un gaufre de silicium en utilisant un procédé de fabrication compatible au procédés CMOS standards. De plus, nous avons réalisé une nouvelle structure possédant quatre bobines, afin d'obtenir un lien inductif partiellement insensible au désalignement latéral et angulaire, et par le fait même éliminer le besoin d'une contre-réaction pour asservir l'énergie transmise. Cela consiste à relier les inductances du récepteur deux à deux. Pour cet implant, les bobines opposées sont connectées pour former une bobine unique. L'avantage principal de cette structure est la symétrie dans la réponse d'implant pour les deux canaux.

Les résultats expérimentaux obtenus avec des prototypes à épaisseur réduite démontrent l'intérêt des méthodes de conception proposées. Ainsi, cette première itération a servi à vérifier l'exactitude de la méthode de conception. Le lien inductif proposé fournit 20 mW avec un rendement énergétique maximal de 4 % à une distance de 1cm, ceci en utilisant un récepteur de 4mm de diamètre. La structure à quatre récepteurs proposée nous permet d'obtenir un rendement quasi-constant même avec un désalignement latéral de 1.5cm.

## ABSTRACT

In this Master thesis, we are interested in a system of energy transfer dedicated to implantable devices supplied by an inductive link. Different geometrical shapes of the receiver are compared theoretically and a specific care is paid to the circular spiral inductors, which do not seem well exploited in the present. The inductive link, thus suggested, can be usable for a midrange of implants, but it is dedicated to the implants of our Polystim team. Moreover, our study deals with problems of sensitivity of power efficiency which are primarily related to lateral and angular misalignments of the link's inductors.

This study presents the results of work done on the design of integrated inductors for use in biomedical telemetry systems, specifically for Functional Electrical Stimulation (FES). The project consists in the modeling, optimization and the fabrication of integrated inductances on silicon to power implants using inductive links. A model of an inductive link with an integrated receiver on silicon was developed on Matlab. This model is used thereafter to improve the energetic efficiency of this type of inductive links. Modeling, electromagnetic simulations and finally the extraction of the S parameters of these spiral coils were carried out to validate the proposed circuit.

We have designed and integrated receivers with implanted inductors and present here the results which improve in several ways over previous designs. We have also succeeded in implementing the receiver's inductor on a silicon wafer using a fabrication process compatible to the standard CMOS technologies. Moreover, we have conceived a novel four coil structure and that in order to obtain an inductive link partially insensitive to lateral and angular misalignment. Adding to that, this structure can eliminate the need for a negative feedback to control transmitted energy. That consists in connecting the receiver's inductors two by two. For this implant, the opposite coils are connected to form a single inductor. The main advantage of this structure is the symmetry in the implant response for both channels.

The experimental results obtained with prototypes having a reduced thickness show the interest of the suggested design methods. Thus, this first iteration was used to check the accuracy of the design method. The inductive link suggested provides 20mW with a maximum power efficiency of 4 % at a distance of 1cm and this by using a receiver having 4mm of diameter. The structure with four receivers proposed in this master thesis enables us to obtain a quasi-constant output even with a lateral misalignment of 1.5cm.

## TABLE DES MATIÈRES

<b>REMERCIEMENTS.....</b>	<b>iv</b>
<b>RÉSUMÉ .....</b>	<b>v</b>
<b>ABSTRACT .....</b>	<b>vii</b>
<b>LISTE DES FIGURES.....</b>	<b>xiii</b>
<b>LISTE DES TABLEAUX.....</b>	<b>xv</b>
<b>LISTE DES ANNEXES .....</b>	<b>xvi</b>
<b>INTRODUCTION GÉNÉRALE .....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE I APERÇU SUR LES IMPLANTS ET DES LIENS INDUCTIFS.....</b>	<b>4</b>
1.1 Introduction.....	4
1.2 Aperçu des implants électroniques implantables.....	4
1.3 Approvisionnement des implants en énergie électrique.....	6
1.3.1 Transfert d'énergie transcutané optique .....	6
1.3.2 Transfert d'énergie par lien inductif.....	7
1.4 Principe de fonctionnement d'un lien inductif.....	8
1.4.1 Modèle électromagnétique .....	8
1.4.2 Modèle du circuit .....	13
1.5 Amplificateurs à haut rendement.....	16
1.5.1 Amplificateurs de classe D .....	16
1.5.2 Amplificateurs de classe E.....	18
1.6 Différentes approches d'optimisation du lien inductif.....	20
1.6.1 Approche à large bande.....	20
1.6.2 Approche géométrique .....	22

1.7 Conclusion .....	23
<b>CHAPITRE II LES BOBINES INTÉGRÉES ET LES TECHNIQUES ASSOCIÉES.....</b>	<b>24</b>
2.1 Introduction.....	24
2.2 Généralités sur les bobines intégrées .....	24
2.2.1 Télécommunications .....	25
2.2.2 Instrumentation.....	28
2.3 Réalisations dédiées de faible puissance .....	31
2.3.1 Structure spirale.....	32
2.3.2 Forme toroïdale.....	34
2.3.3 Structure serpentin .....	35
2.4 Matériaux .....	36
2.4.1 Matériaux conducteurs.....	36
2.4.2 Matériaux isolants.....	37
2.4.3 Matériaux magnétiques .....	39
2.4.4. Discussion du choix de matériaux .....	39
2.5 Procédé de fabrication.....	40
2.5.1 Principe général .....	40
2.5.2 Électrochimie .....	41
2.6 Conclusion .....	42
<b>CHAPITRE III MODÉLISATION DES LIENS INDUCTIFS</b>	<b>44</b>
3.1 Introduction.....	44
3.2 Cahier des charges du lien inductif.....	44
3.3 Lien inductif .....	45
3.3.1 Pertinence du travail.....	45
3.3.2 Analyse théorique des liens inductifs .....	46
3.4 Caractérisation de la bobine intégrée .....	54

3.4.1 Calcul de la valeur d'inductance .....	56
3.4.2 Calcul des éléments parasites.....	59
3.5 Caractérisation de la bobine externe .....	62
3.5.1 Valeur d'inductance.....	62
3.5.2 Résistance série.....	62
3.6 Détermination de la mutuelle entre les bobines .....	63
3.7 Conclusion .....	64
<b>CHAPITRE IV MODÈLE COMPLET ET MISE EN ŒUVRE DU PROCÉDÉ DE FABRICATION .....</b>	<b>66</b>
4.1 Introduction.....	66
4.2 Modèle proposé pour l'optimisation des liens inductifs .....	66
4.3 Validation des résultats théoriques par la méthode des éléments finis.....	68
4.4 Utilité du nouveau modèle.....	70
4.5 Application : un lien inductif possédant plusieurs stimulateurs .....	71
4.6 Choix des matériaux .....	75
4.6.1 Couche d'accrochage .....	75
4.6.2 Résine photosensible SPR220-7 .....	77
4.6.3 Électrochimie .....	79
4.7 Procédé technologique complet .....	80
4.8 Conclusion .....	82
<b>CHAPITRE V PRINCIPAUX RÉSULTATS .....</b>	<b>83</b>
5.1 Introduction.....	83
5.2 Difficultés rencontrés et solutions proposées.....	83
5.2.1 Difficultés rencontrées .....	84
5.2.2 Solutions proposées .....	85
5.3 Procédure de test.....	88
5.3.1 Caractérisation électrique des composants .....	88
5.3.2 Principaux résultats expérimentaux (Stimulateurs à une inductance).....	89

<b>5.3.3 Principaux résultats expérimentaux (stimulateurs à 4 inductances) .....</b>	<b>94</b>
<b>5.4 Conclusion .....</b>	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
<b>CONCLUSION GÉNÉRALE .....</b>	<b>98</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>100</b>

## LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : Schéma bloc d'un système biomédical implantable (tiré de [13]) .....	5
Figure 1.2 : Lien inductif simplifié ayant deux cercles coaxiaux pour la représentation des inductances.....	10
Figure 1.3 : Modèle d'un lien inductif : a) circuit équivalent avec couplage faible; b) circuit avec un transformateur idéal et deux bobines non couplées.....	15
Figure 1.4 : Schéma électrique d'un amplificateur de puissance classe D .....	17
Figure 1.5 : Schéma électrique d'un amplificateur de puissance classe E.....	19
Figure 1.6 : Gain en fonction de la fréquence d'un lien inductif à large bande.....	21
Figure 1.7 : Vue 3D d'un lien inductif.....	22
Figure 2.1 : Inductances spirales utilisées en télécommunications.....	26
Figure 2.2 : Bobines pour applications HF. (a) principe; (b) réalisation (tiré de [7]).....	27
Figure 2.3 : Structure d'un capteur magnétique (tiré de [9]) .....	29
Figure 2.4 : Bobine spirale (a) Vue d'ensemble 3D; (b) Photographie de la réalisation (tiré de [57]) .....	32
Figure 2.5 : Bobine toroïdale : (a) Vue d'ensemble 3D ; (b) Photographie de la réalisation (tiré de [2]) .....	34
Figure 2.6 : Bobine serpentin : a) Vue d'ensemble 3D; b) Photographie de la réalisation .....	36
Figure 3.1 : Lien inductif : (a) Configuration cylindrique; (b) Configuration spirale (tiré de [32]).....	46
Figure 3.2 : Montage d'alimentation d'un dispositif médical implantable (tiré de [13]) .	47
Figure 3.3 : Lien inductif sans charge.....	48
Figure 3.5 : Lien inductif avec charge .....	52
Figure 3.6 : Inductance spirale (a) circuit électrique équivalent (b) vue 3D (tiré de [71])	56
Figure 3.7 : Illustration des bobines spirales sur Silicium.....	57

Figure 3.8 : Illustration du volume utile d'un matériau délimité par la profondeur de peau .....	61
Figure 4.1 : Modèle électrique utilisé pour le calcul du rendement.....	67
Figure 4.2 : Impédance de la bobine ADS Vs Matlab .....	69
Figure 4.3 : Rendement en fonction de l'épaisseur d'oxyde de Silicium .....	71
Figure 4.4 : Vue en 3D d'un lien inductif avec plusieurs récepteurs.....	72
Figure 4.5 : Schéma électrique équivalent du lien inductif avec plusieurs récepteurs ....	72
Figure 4.6 : Connexion des bobines.....	73
Figure 4.7 : Désensibilisation de la puissance reçue par rapport au désalignement latéral .....	74
Figure 4.8 : Étapes de micro-fabrication des inductances intégrées .....	81
Figure 5.1 : Premier jeu de masque dessiné.....	86
Figure 5.2 : Ajout des pistes conductrices (jeu de masque positif) .....	86
Figure 5.3 : Jeu de masque négatif utilisé avec les résines positives.....	87
Figure 5.4 : Photographie du lien inductif ayant une seule bobine de réception .....	90
Figure 5.5 : Diminution de la valeur de la résistance série en fonction de l'épaisseur ....	92
Figure 5.6 : Comparaison des résultats obtenus expérimentalement et théoriquement....	93
Figure 5.7 : Puissance et rendement énergétique en fonction de la distance .....	94
Figure5.8 : Photographie de la réalisation de lien inductif à quatre bobines de réception	95

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1 : Impédance d'entrée de différentes architectures de régulateurs .....	52
Tableau 5.2 : Dimensions géométriques et rendement énergétique théorique et expérimental des échantillons fabriqués (épaisseur=1 $\mu$ m) .....	91
Tableau 5.3 : Dimensions géométriques et rendement énergétique théorique des échantillons pour le cas d'un seul récepteur (épaisseur=20 $\mu$ m).....	92
Tableau 5.4 : Dimensions géométriques, le désalignement latéral permis et le rendement énergétique expérimental des échantillons fabriqués (épaisseur=1 $\mu$ m) .....	96
Tableau 5.5 : Dimensions géométriques et rendement énergétique des échantillons fabriqués pour le cas de plusieurs récepteurs (épaisseur=20 $\mu$ m).....	97

## **LISTE DES ANNEXES**

<b>ANNEXE A ARTICLE IFESS 2005.....</b>	<b>110</b>
<b>ANNEXE B RÉSUMÉ ISAB 2005.....</b>	<b>113</b>

## INTRODUCTION GÉNÉRALE

Profitant de la croissance rapide du secteur technologique de ces dernières années, le domaine des systèmes électroniques implantables, capteurs et neuro-stimulateurs biomédicaux intégrés, connaît un essor remarquable sans précédent. Ces systèmes trouvent un champ d'application très vaste et leur utilisation est en pleine expansion.

L'objectif premier des implants médicaux est de récupérer des sens, des mouvements ou encore des fonctions biologiques perdues. Comme illustration, on peut citer l'implant visuel qui connaît ses premières expérimentations chez l'humain. D'autres implants tentent de faire le lien entre les prothèses mécanisées et le système nerveux pour la motricité des membres. Plusieurs défis restent à relever afin de permettre la concrétisation de telles idées et ceci malgré la miniaturisation rendue possible grâce au développement rapide du secteur technologique. Un de ces défis est de rendre complètement portables et autonomes les systèmes implantables, c'est-à-dire utilisables dans la vie courante sans dépendance à des systèmes externes. Sans cette portabilité, plusieurs applications resteraient très peu intéressantes. Puisqu'il s'agit d'améliorer la qualité de vie de l'utilisateur de ce genre de dispositifs, la sécurité et le confort de l'hôte représentent un autre défi de taille à relever.

Les circuits électroniques de l'implant doivent être de taille réduite et consommer peu de puissance afin d'obtenir un système implantable portable et autonome. Ainsi, l'alimentation en énergie des implants est l'aspect le plus déterminant dans la conception des implants électroniques implantables dans le domaine biomédical. Comme les applications se complexifient, le besoin en énergie électrique est de plus en plus important. Malgré tous les efforts fournis par les concepteurs de ce genre de dispositifs afin d'avoir des circuits les plus économies dans leur consommation, la stimulation électrique nécessite une puissance qui peut difficilement être diminuée. C'est au niveau de l'implant que ce problème apparaît : l'utilisation d'une pile devient difficile car elle aurait une courte durée de vie. La réponse populaire à ce problème réside dans la

transmission de l'énergie sans fil, ou encore par lien inductif. La source d'énergie est alors une pile externe qui peut être rechargée facilement. La méthode ainsi proposée écarte tout risque d'infection au niveau de la peau grâce à la présence de fil métallique, ainsi que la nécessité de chirurgie pour un changement de pile. De plus, cette méthode permet d'obtenir un lien de communication avec le monde extérieur. En effet, un lien inductif peut être utilisé à la fois pour transmettre l'énergie nécessaire à l'alimentation et les données simultanément.

La nécessité de réaliser un grand nombre de fonctions sur une puce de silicium nous pousse surtout à nous préoccuper de l'intégration des composants passifs. Dans ce cas, les composants inductifs comme les transformateurs ou les bobines sont des éléments clés de l'électronique de puissance. Ce sont des composants bien connus et maîtrisés en ce qui concerne leur forme discrète, mais leur intégration sur des puces de silicium reste encore au stade de la recherche scientifique et est encore loin d'une grande commercialisation. Les efforts mis dans le développement des micro-technologies offrent aujourd'hui de nouvelles perspectives pour la fabrication de micro-bobines adaptées à ce type d'application.

Du fait de la limitation en surface et en volume, ces deux critères vont guider le dimensionnement des bobines intégrées. Le premier facteur rassemble la forme et les dimensions géométriques ou encore la topologie de la structure, le second est lié à la nature des matériaux utilisés pour la fabrication des différentes parties du composant. Ces deux critères vont agir sur la valeur d'inductance, les pertes dans le conducteur, ou encore sur le volume de la bobine et l'énergie collectée à travers le champ magnétique généré par le transmetteur. Toutes ces caractéristiques sont liées et impliquent de faire des compromis en fonction des applications visées.

Le premier chapitre fait en premier lieu un bref aperçu de l'architecture des implants ainsi que des différentes parties qui le constituent. Par la suite, différentes méthodes de transfert d'énergie sont présentées et le lien inductif est expliqué plus en détail. Ceci en mettant la lumière sur les différents modèles utilisés pour aborder une étude complète du

lien télémétrique. Finalement, quelques approches servant à l'optimisation des systèmes de transfert d'énergie utilisant les liens à couplage inductif sont exposées.

Le deuxième chapitre de ce mémoire effectue une synthèse de ce que l'on trouve dans la littérature scientifique concernant l'intégration de bobines dans différents domaines de l'électronique notamment les applications biomédicales. Nous abordons notamment les techniques de réalisation de ces dispositifs en détaillant les différents matériaux utilisés et les principes de base de la déposition de matériaux métalliques dans des moules en résine par le biais de l'électrochimie.

Le troisième chapitre définit les spécifications techniques du lien inductif dont nous avons besoin, ce qui constitue un point de départ pour le dimensionnement des composants passifs et plus particulièrement de la micro-bobine. Pour ceci, il faut travailler en parallèle sur les deux approches des liens inductifs : l'approche électrique et l'approche électromagnétique, afin de les agencer ensemble et trouver un modèle complet que nous utiliserons pour la détermination du rendement du lien. Ce modèle est par la suite raffiné en comptabilisant les pertes dues à l'intégration du récepteur sur silicium.

Dans le quatrième chapitre, nous présenterons le nouveau modèle qui consiste en une combinaison des deux approches. En premier lieu, l'application de cette approche à un simple lien inductif sera faite, pour ensuite l'adapter au cas des systèmes possédant plusieurs bobines réceptrices. La méthode de désensibilisation du rendement aux désalignements latéraux et angulaires sera également présentée. La deuxième partie de ce chapitre sera consacrée aux principes généraux de réalisation des micro-bobines et à la description des moyens technologiques dont nous disposons ainsi que les mises au point spécifiques nécessaires à la fabrication.

Le dernier chapitre du mémoire rapporte les différents tests effectués ainsi que les résultats obtenus. Aussi, une discussion est faite sur ces résultats, indiquant les points faibles et les points forts, ainsi que les améliorations possibles des systèmes présentés.

## CHAPITRE I

# APERÇU SUR LES IMPLANTS ET DES LIENS INDUCTIFS

### 1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons l'architecture principale des implants électroniques et nous survolons leurs principales fonctions. Ensuite, nous nous concentrerons à l'étude élaborée de techniques de transfert de l'énergie pour alimenter ces dispositifs implantables. Nous examinerons les circuits électromagnétiques impliqués et nous ferons une revue des principales caractéristiques de ces liens inductifs.

### 1.2 Aperçu des implants électroniques implantables

Une fois installé dans le corps humain, un dispositif électronique implantable est un appareil dédié à remplir des fonctions de stimulation électrique ou d'observation. Cette catégorie de systèmes, en pleine expansion, suscite de nos jours un grand intérêt dans le monde de la recherche scientifique. On peut trouver alors différentes applications ayant recours à ces systèmes. À titre d'exemples, on note la mesure de divers signaux physiologiques, la restauration des fonctions motrices d'organes affectés à la suite d'un accident ou d'une maladie, la stimulation des muscles et l'allègement des effets de certains types de maladies. De façon générale, on peut classer les applications de ces systèmes en deux grandes catégories :

- Le prélèvement et la transmission des signaux physiologiques utiles pour l'étude de certains types de maladies et la surveillance ou le suivi des malades.
- L'établissement (restauration totale ou partielle) des fonctions motrices de certains organes affectés par des paralysies.

Un système implantable (SEI) peut être défini par l'ensemble des composants essentiels au fonctionnement adéquat du système. Typiquement, un système électronique implantable est principalement composé d'une partie allant dans le corps humain (unité interne du SEI) et d'une unité de commande externe ou contrôleur externe comme le montre la figure 1.1. L'implant est placé sous la peau de l'utilisateur et est destiné à fonctionner d'une manière efficace et autonome durant de longues périodes (plusieurs années) pour ne pas avoir recours à différentes chirurgies de remplacement de l'implant ou des batteries d'alimentation.

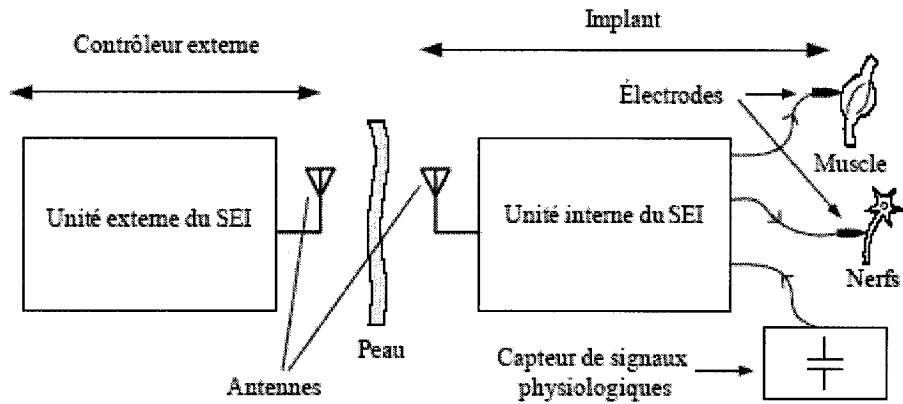


Figure 1.1 : Schéma bloc d'un système biomédical implantable (tiré de [13])

On peut noter que les principales fonctions d'un implant sont la stimulation électrique des nerfs ou des muscles, la détection et la mesure des différents signaux physiologiques. Quant à l'unité de commande, elle sert, d'une part, à la transmission de l'énergie ainsi que toutes les informations nécessaires à l'implant et à l'accomplissement des différentes tâches prévues. D'autre part, elle sert à la récupération et au traitement des données prélevées et transmises par l'interface de mesures comprise au sein de l'implant. Pour l'achèvement de ces différentes fonctions, la partie implantable du système nécessite une interface de transmission lui permettant ainsi de récupérer l'énergie et assurer l'échange de données avec l'unité de commande. Dans le cadre du présent travail, nous nous concentrerons sur l'étude du transfert d'énergie pour ce genre de dispositif.

### **1.3 Approvisionnement des implants en énergie électrique**

La portabilité et l'autonomie sont deux conditions obligatoires afin qu'un système implantable remplisse la tâche qui lui est dévolue. Ainsi, ces circuits doivent consommer peu d'énergie et être de taille réduite. Dès lors, l'alimentation en énergie des implants est l'aspect le plus important à considérer pour ce genre de dispositifs. Comme les applications se complexifient, le besoin en énergie électrique augmente. Même si les circuits peuvent être conçus pour être économies dans leur consommation, la stimulation électrique nécessite une puissance qui peut difficilement être réduite. Le problème intervient alors au niveau de l'implant : l'emploi d'une pile n'irradie pas complètement le problème car, malgré les progrès faits dans ce domaine, elle aurait une durée de vie limitée. Ainsi, la seule solution à ce genre de problème est la transmission d'énergie électrique sans fil. Étant donné que l'implant est placé sous la peau, différentes techniques de transfert d'énergie ont été développées afin d'assurer cet approvisionnement. À cet égard, le choix de la technique à utiliser s'avère très important vu son influence sur les performances et la durée de vie du système implantable. On présentera ci-dessous différentes techniques utilisées couramment pour l'alimentation de ce genre de dispositif : le transfert d'énergie par voie optique ou par voie électromagnétique.

#### **1.3.1 Transfert d'énergie transcutané optique**

Les ondes optiques peuvent se propager à travers la peau. De cette façon, le transfert d'énergie transcutanée optique peut s'effectuer en exploitant ce principe. Les systèmes, basés sur ce genre de transfert d'énergie, utilisent des sources de lumière (infrarouge ou laser) ainsi que des cellules photosensibles (phototransistors ou photodiodes). Les sources de lumière sont disposées du côté de l'unité de commande et leur fonction consiste à générer le signal optique qui permet le transfert d'énergie à l'implant. Quant aux cellules photosensibles, elles sont intégrées sur le même substrat que l'implant et elles sont

susceptibles de détecter l'énergie optique qui a été transmise par les sources de lumière et la convertir en énergie électrique. L'énergie électrique ainsi collectée est ensuite utilisée pour alimenter l'implant et recharger une batterie, si nécessaire. Afin d'améliorer le rendement énergétique de ce genre de dispositifs, on se doit de choisir des récepteurs avec un maximum de sensibilité de détection des photocellules qui devraient se retrouver dans la même plage de fréquence des ondes optiques de la source de lumière.

Les performances des systèmes optiques transcutanés sont déterminées, en grande partie, par le rendement de leurs cellules photosensibles. Ces cellules requièrent, généralement, de grandes surfaces d'intégration et leur rendement de conversion d'énergie optique en énergie électrique est très faible. Ce dernier point est une des causes de l'impopularité de ce genre de dispositifs puisqu'il affecte significativement les performances des systèmes transcutanés optiques et les rend peu utilisés. En fait, il y a eu très peu de travaux traitant de ce type de systèmes. Le peu d'études, qu'on peut rapporter, se limitent à des applications de très faible consommation de puissance [21],[42],[55].

### **1.3.2 Transfert d'énergie par lien inductif**

L'électromagnétisme est utilisé pour transférer de l'énergie à distance de deux façons différentes. La première se base sur les ondes électromagnétiques et est utilisée dans la gamme de fréquences radio (RF). Ainsi, un champ électromagnétique rayonné se propage sur de longues distances, et ce, à partir d'une certaine distance, avec une amplitude qui est inversement proportionnelle à la distance parcourue [22],[28]. La deuxième méthode consiste à utiliser exclusivement un champ magnétique statique. Ceci s'explique simplement par le fait qu'une première inductance émet un champ magnétique qui induira dans toute inductance de son entourage proche une tension qui oscille selon ce champ. L'amplitude de ce champ magnétique varie de façon inversement proportionnelle au cube de la distance [18]. On peut alors conclure que l'utilisation de l'induction magnétique est réservée au transfert d'énergie sur des courtes distances.

Le transfert d'énergie par lien inductif est présentement la solution la plus populaire pour résoudre le problème d'alimentation en énergie électrique des implants médicaux. Dans la section suivante, on essaiera de faire une couverture des éléments essentiels pour mener une étude complète d'un lien inductif.

## 1.4 Principe de fonctionnement d'un lien inductif

Le comportement d'un lien inductif comprenant un circuit primaire et un circuit secondaire peut être traité à deux niveaux d'abstraction différents : une description des champs électromagnétiques et une description au niveau circuit. Ces deux abstractions sont complémentaires, cependant il peut être difficile de faire le passage d'une à l'autre. La description électromagnétique est basée sur la géométrie et la composition physique des éléments de liaison, mais elle ne donne pas l'information directe sur la façon dont les signaux électriques se propagent dans le lien de transfert de puissance. Aussi, la description au niveau circuit peut être utilisée pour déduire les caractéristiques du lien, mais les paramètres clefs, c'est-à-dire les éléments composant le circuit comme les inductances, les éléments parasites et le coefficient de couplage magnétique, peuvent seulement être extraits de la description des champs électromagnétiques. Cette extraction de paramètres n'est pas toujours une tâche facile due à la complexité des équations découlant de différentes formes géométriques. Quelques procédures utiles seront décrites dans la section suivante. Dans cette section, nous nous concentrerons à l'étude des effets de quelques paramètres de ce circuit sur le facteur de performance important selon notre étude, à savoir le rendement en énergie.

### 1.4.1 Modèle électromagnétique

La complexité de la géométrie des bobines couplées dans les liens inductifs rend impossible l'extraction des expressions analytiques générales pour des caractéristiques importantes du lien comme le rendement en puissance ou encore la tension au secondaire.

Si nous supposons que l'on connaît le modèle équivalent de chaque côté de la liaison inductive, le seul paramètre qui doit être trouvé pour déterminer le comportement électrique est le coefficient de couplage  $k$ , ou encore l'inductance mutuelle  $M$ . En limitant la géométrie possible à quelques cas spéciaux, il est possible de tirer des expressions analytiques pour ces quantités.

#### 1.4.1.1 Calculs des champs

Comme point de départ pour les calculs de champs magnétiques créés par une bobine émettrice, nous pouvons utiliser la loi de Biot et Savart, dans sa forme intégrale:

$$B(r) = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \oint_C \frac{ds \cdot \vec{R}}{R^3} \quad (1.1)$$

Où  $I$  est le courant qui circule dans une boucle fermée  $C$ ,  $s$  est un vecteur unitaire le long du chemin actuel et  $R$  est le vecteur de l'élément de chemin au point de mesure. La tension induite dans un circuit secondaire peut être trouvée en utilisant la loi de Faraday d'induction, qui déclare que la tension  $U$  induite dans un circuit  $C$  en raison d'une induction magnétique  $B$  variant dans le temps peut être exprimée par :

$$U = -\frac{d}{dt} \oint_S B \cdot du \quad (1.2)$$

Où  $S$  est n'importe quelle surface liant le circuit et  $u$  est un vecteur unitaire normal à la surface. Nous suivons ici la convention d'appeler  $B$  l'induction magnétique, tandis que le terme champ magnétique est réservé pour le champ vectoriel  $\vec{H}$ .

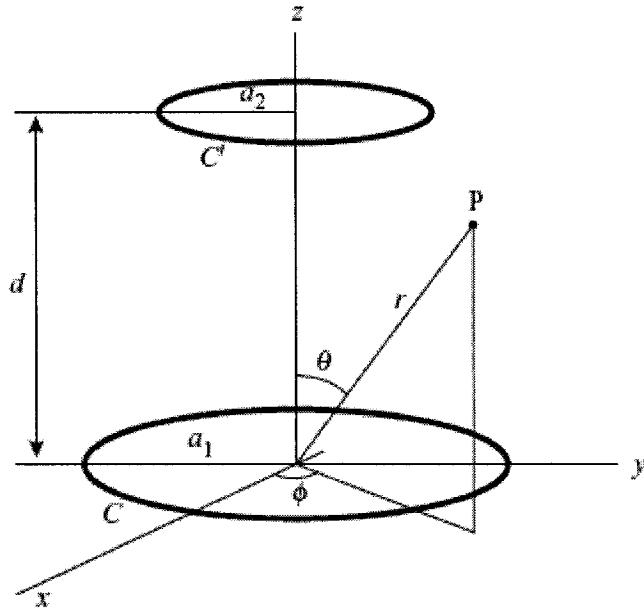


Figure 1.2 : Lien inductif simplifié ayant deux cercles coaxiaux pour la représentation des inductances

Il existe un cas spécial pour lequel la loi Biot-Savart peut être appliquée directement pour obtenir une expression exacte de l'induction magnétique. Sur l'axe d'une boucle circulaire de rayon  $a$  avec un courant  $I$  et à une distance  $r$  du plan de la boucle, le champ magnétique dirigé selon l'axe s'écrit alors :

$$B = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot a^2}{2(a^2 + r^2)^{3/2}} \quad (1.3)$$

Le choix du symbole  $r$  a été fait pour maintenir la cohérence avec d'autres résultats ci-dessous, lesquels sont présentés dans les coordonnées sphériques. L'intensité des champs dépend fortement de la distance. Ainsi, on peut voir que l'induction magnétique est inversement proportionnelle au cube de la distance ( $r$ ) à laquelle se trouve notre point d'intérêt. Pour cette raison, la gamme de distance pour lesquels on peut utiliser les liens inductifs est tout à fait limitée, du moins lorsque ces derniers sont utilisés pour le transfert de puissance. Le fait que la puissance soit inversement proportionnelle au cube de la

distance de séparation peut aussi causer des problèmes quand la distance de liaison est réduite, puisque la puissance transférée peut dépasser le niveau que le dispositif de réception peut supporter et le détruire par le fait même. Ceci souligne le fait que les liens inductifs doivent avoir un mécanisme robuste pour dissiper la puissance d'excès afin de les rendre robustes.

L'induction magnétique d'une boucle circulaire peut être calculée à un point arbitraire en utilisant (1.4), mais cela mène à une expression impliquant des intégrales elliptiques qui doivent être évaluées numériquement. Il y a quelques régions spécifiques dans l'espace autour de la boucle où la symétrie mène à une simplification de l'expression. Avec l'utilisation de coordonnées sphériques  $(r; \theta; \Phi)$  où  $\Phi$  est l'angle azimutal, on peut montrer [28] que l'induction magnétique près de l'axe d'une boucle ayant un rayon  $a$  peut être étendue comme la série :

$$B_r = \frac{\mu_0 I a^2 \cos \theta}{2(a^2 + r^2)^{3/2}} \left( 1 + \frac{15a^2 r^2 \sin^2 \theta}{8(a^2 + r^2)^2} + \dots \right) \quad (1.4)$$

La composante du champ azimutal  $B_\Phi$  est nulle à cause de la symétrie axiale. Les régions de l'espace où l'expression peut être simplifiée sont près de l'axe ( $\theta \ll 1$ ), près du centre de la boucle ( $r \ll a$ ) et loin de la boucle ( $r \gg a$ ). Le dernier cas est le plus intéressant ici, puisqu'il existe une expression exacte pour le champ, en plus des liens inductifs qui sont rarement utilisés avec deux bobines concentriques. Loin de la boucle, l'expression du champ se réduit à celle d'un dipôle magnétique  $m = \pi I a^2$ .

$$\begin{cases} B_r = \left( \frac{\mu_0 I a^2}{2} \right) \left( \frac{\cos \theta}{r^3} \right) \\ B_\theta = \left( \frac{\mu_0 I a^2}{4} \right) \left( \frac{\sin \theta}{r^3} \right) \end{cases} \quad (1.5)$$

Une dernière note sur le calcul des champs analytiques consiste à faire la différence des termes champ proche et champ lointain. L'expression de champ lointain dans des systèmes électromagnétiques est d'habitude réservée pour la région de radiation où la propagation de l'onde détermine le champ. À cet égard, tous les liens inductifs fonctionnent comme des antennes à champ proche, puisque la combinaison de la taille d'antenne et la fréquence d'exploitation signifie que les dimensions caractéristiques sont beaucoup plus petites que la longueur d'ondes. Pour cette raison, il est possible d'utiliser des approximations quasi-statiques pour la dérivation des expressions de quelques caractéristiques du lien. L'incertitude causée par cette approximation n'est pas plus grande que l'erreur causée par d'autres approximations dans ce traitement. À titre d'exemple, nous pouvons prendre le cas extrême de haute fréquence et des grandes dimensions de liaison. À une fréquence de 100 MHz, une distance de 10 cm correspond à  $1/30^{\text{ème}}$  d'une longueur d'ondes dans l'espace. Puisque la proportion de distance à la longueur d'ondes est très petite dans la plupart des cas, nous pouvons négliger alors les effets de radiation.

#### 1.4.1.2 L'effet de la géométrie sur le couplage

Le but des calculs de champ présentés dans les paragraphes précédents était de trouver un point de départ dans l'évaluation des effets de la géométrie du lien sur le couplage entre la bobine du primaire et celle du secondaire. Maintenant on va utiliser l'expression de l'induction magnétique d'une boucle circulaire, ensemble avec la loi d'induction de Faraday pour trouver la tension induite dans le circuit secondaire.

Le cas spécial de boucles circulaires coaxiales mérite d'être mentionné parce qu'il existe une expression analytique exacte pour la détermination théorique de l'inductance mutuelle [62]. L'inductance mutuelle est déterminée comme suit :

$$M_{12} = \frac{\mu_0 a_1 a_2}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos(\phi_2 - \phi_1) d\phi_2 d\phi_1}{\sqrt{d^2 + a_1^2 + a_2^2 - 2a_1 a_2 \cos(\phi_2 - \phi_1)}} \quad (1.6)$$

L'intégrale elliptique dans cette expression n'a pas de solution explicite. Nous devons par conséquent avoir recours à d'autres méthodes pour trouver une expression plus utile. Si nous supposons que les deux boucles sont approximativement coaxiales et parallèles, ce qui signifie que le changement axial est petit comparé à la séparation, nous pouvons utiliser (1.6) pour le champ au centre de la deuxième boucle. Si nous supposons en outre que l'angle recouvert par le secondaire vu du primaire est petit, ou de façon équivalente que le diamètre des secondaires est petit comparé à la séparation, nous obtenons le flux  $\Phi$  en multipliant le champ par la surface. Les petites rotations des secondaires peuvent être incluses en ajoutant un facteur de cosinus à l'expression de flux, puisqu'une définition de l'inductance mutuelle de deux boucles est le flux divisé par le courant dans l'autre bobine.

#### 1.4.2 Modèle du circuit

Dans cette section, on tentera de décortiquer l'ensemble des paramètres existant dans le modèle électrique équivalent d'un lien à couplage inductif. Le lien peut dans ce cas être traité comme un transformateur faiblement couplé [53]. Un modèle électrique équivalent a été introduit au début du siècle, ceci afin de faciliter la détermination de la propagation des signaux électriques à l'intérieur du lien. En utilisant les bons circuits de part et d'autre de la liaison, ceci doit permettre un bon fonctionnement même avec un couplage faible. De plus, il sera possible d'augmenter la tolérance à la variation du couplage. La première étape pour y arriver consiste en l'ajout de deux condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  au primaire et au secondaire respectivement pour mettre les deux parties du circuit en résonance. Les deux circuits du primaire et du secondaire doivent être accordés à la même fréquence d'exploitation désirée pour obtenir le meilleur rendement énergétique [15] [13] [31] [59]. La deuxième étape se résume à choisir le coefficient de couplage de telle sorte qu'il soit égal au couplage critique ( $k_{\text{crit}}$ ). Ce dernier est obtenu en dérivant l'expression du ratio de tension entre le secondaire et le primaire et en l'égalisant à zéro. Cette valeur sert donc à maximiser la puissance reçue à la charge. Finalement, ce

couplage critique ( $k_{crit}$ ) peut être écrit en fonction des facteurs de qualités  $Q_1$  et  $Q_2$  de circuits primaire et secondaire [31] [59] et il est donné par :

$$k_{crit} = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \quad (1.7)$$

Les facteurs de qualité des bobines primaire et secondaire sont définis comme suit :

$$\begin{cases} Q_1 = \frac{L_1 \omega}{R_1} \\ Q_2 = \frac{L_2 \omega}{R_2} \end{cases} \quad (1.8)$$

$L_1$  et  $L_2$  sont les valeurs d'inductance des deux bobines.

$R_1$  et  $R_2$  sont les valeurs des résistances série des bobines.

Finalement,  $\omega$  représente la pulsation.

On peut donc constater que les circuits ainsi obtenus correspondent à un transformateur doublement accordé. Les contributions aux pertes dans le transformateur peuvent provenir des résistances série des enroulements des deux bobines du primaire et du secondaire ou encore des pertes dues à la présence d'un noyau magnétique. Dans notre modélisation, on s'abstiendra de représenter les pertes dues à la présence d'un noyau magnétique car il n'y en aura pas. Ainsi, les pertes représentées par les résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont dues aux résistances des enroulements primaires et secondaires. Le circuit primaire est, dans la plupart des cas, accordé en série pour fournir une charge de basse impédance au transmetteur à la fréquence de résonance. Le secondaire est, d'autre part, presque généralement un circuit LC parallèle pour mieux alimenter une charge de redresseur non linéaire.

La figure 1.3(a) montre un modèle équivalent du lien avec les paramètres déjà mentionnés. Quand le circuit secondaire est analysé comme un circuit isolé, il peut être utile de transformer l'impédance de la charge qui est en parallèle avec le circuit du récepteur comme une charge parallèle équivalente avec une transformation de parallèle à série simple :

$$R_{2serie} = Z_L \cdot Q_2^2 \quad (1.9)$$

Une telle transformation est cependant seulement valable à une fréquence simple. Ainsi, pour maintenir cette généralité aussi longtemps que possible, nous nous abstenons de faire cette transformation.

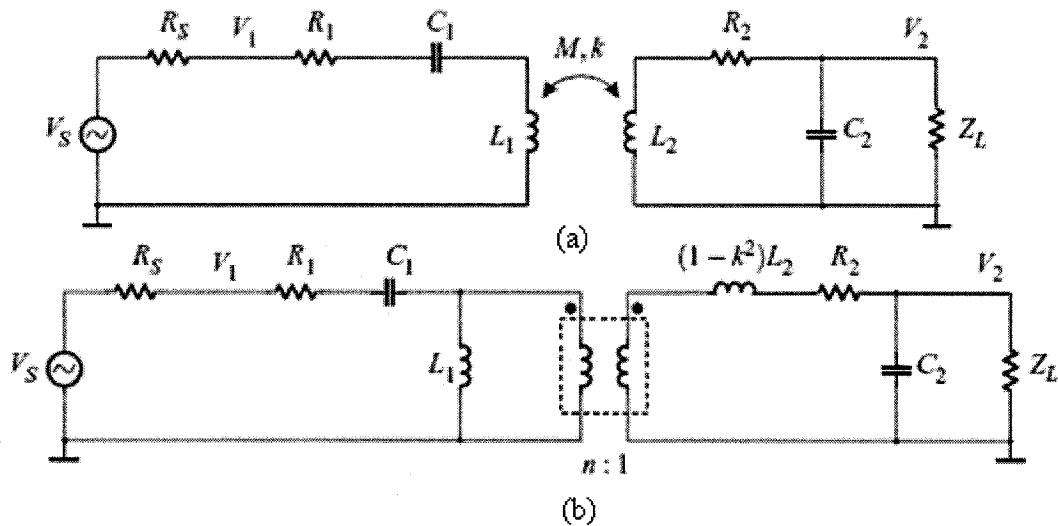


Figure 1.3 : Modèle d'un lien inductif : a) circuit équivalent avec couplage faible; b) circuit avec un transformateur idéal et deux bobines non couplées

La figure 1.3(b) montre cependant une transformation des deux inducteurs couplés dans un circuit magnétique équivalent [45]. Cette transformation est exacte en absence de pertes fondamentales, qui est évidemment le cas ici. Le rapport de nombre de tours peut être exprimé ainsi :

$$\alpha = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (1.10)$$

L'inductance mutuelle est un paramètre physique qui dépend des paramètres géométriques du lien, tandis que le coefficient de couplage est un paramètre de circuit qui exprime l'effet de l'inductance mutuelle dans l'abstraction au niveau circuit. La relation

entre le coefficient de couplage  $k$ , les inductances  $L_1$  et  $L_2$  et l'inductance mutuelle  $M$  est comme suit :

$$k = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (1.11)$$

Le circuit de résonance primaire fait partie de l'unité de commande. Dès lors, il est utilisé pour transférer l'énergie requise par l'implant. Cette énergie est délivrée par un amplificateur de puissance de haut rendement. Ce dernier fonctionne en mode de commutation et il est de la classe D [16] [26] [29] [31] ou de classe E [29] [31] [34] [41] [46]. Le circuit secondaire fait partie de l'implant et son rôle consiste à récupérer l'énergie transmise par le contrôleur externe par le moyen du lien inductif. L'énergie est transférée par ondes électromagnétiques à travers la peau en se servant des bobines ( $L_1$  et  $L_2$ ) des circuits primaire et secondaire. Dans la section suivante, on essaiera de faire une brève introduction aux amplificateurs de puissance utilisés dans ce genre d'application.

## 1.5 Amplificateurs à haut rendement

Deux principales architectures d'amplificateurs s'offrent à nous concernant le choix de l'amplificateur de puissance à utiliser. Les classes D et E sont les deux catégories les plus utilisées dans ce genre d'application. L'exploration de ces deux catégories permettrait alors un choix judicieux pour le reste de la conception.

### 1.5.1 Amplificateurs de classe D

Les amplificateurs de classe D sont les premiers à avoir eu une efficacité théorique de 100%. Leur simplicité ainsi que la facilité de leur réalisation pratique a fait de ce genre d'amplificateurs une architecture convoitée pour ce genre d'applications. La figure 1.4 illustre le schéma électrique d'un tel amplificateur. Le principe de ce circuit est bien simple. Le signal injecté dans la grille des transistors (BJT ou FET) par l'entremise d'un

transformateur contrôle la forme du signal de sortie. À la sortie, le transmetteur joue le rôle d'un filtre passe bande afin d'extraire la fréquence fondamentale du signal. Ainsi, l'énergie qui provient de l'alimentation  $VDD$  est envoyée à la charge résistive.

Chacun des transistors conduit alors pendant une moitié de la période du signal. Le rendement théorique de 100% peut être expliqué par le fait que les éléments actifs sont commutés uniquement lorsque la tension à leur borne est nulle ou que le courant est nul à la décharge de la grille.

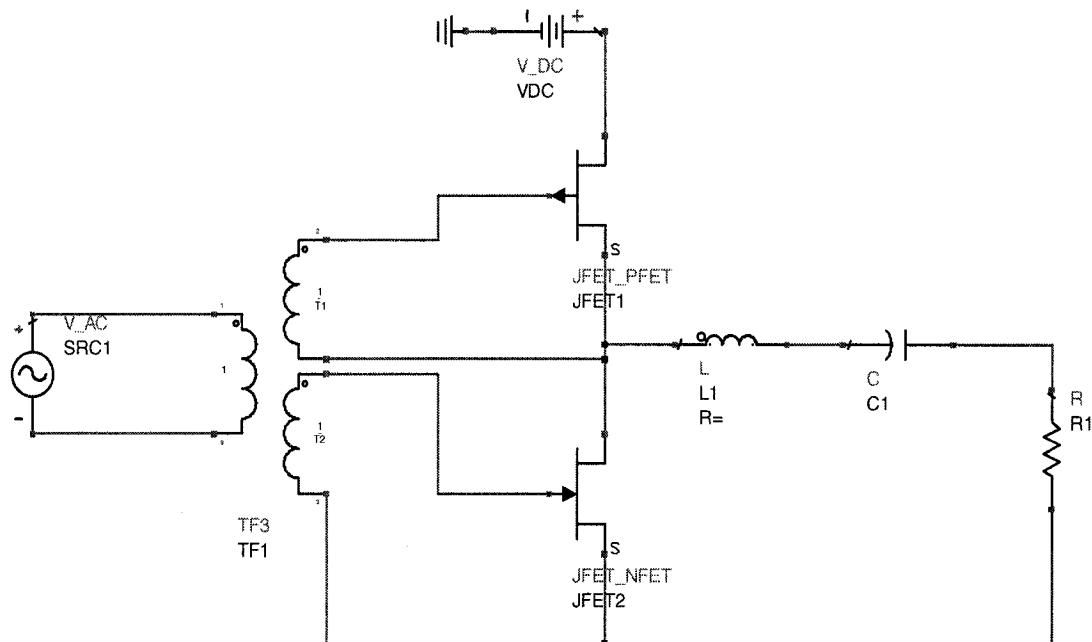


Figure 1.4 : Schéma électrique d'un amplificateur de puissance classe D

Il ne faut cependant pas oublier de mentionner que les pertes pour ce genre d'amplificateurs sont nombreuses. Tout d'abord, il y a les pertes par conduction simultanée des deux transistors. Ceci risque de se produire si les éléments actifs ont un temps de commutation trop long. La puissance dissipée à la grille peut aussi être un élément de perte à ne pas négliger. Ces pertes peuvent être déterminées comme suit :

$$P_{diss} = V_{grille}^2 \cdot C_{grille} \cdot f \quad (1.12)$$

À noter aussi qu'il y a toujours une certaine puissance qui est dissipée lors de la conduction : la tension de saturation d'un BJT ou la résistance du canal d'un FET ne sont jamais nuls. Cette puissance peut s'écrire de deux façons qui sont les suivantes :

$$\begin{aligned} P &= V_{sat} \cdot I_C \\ P &= R_{ON} \cdot I_{DS}^2 \end{aligned} \quad (1.13)$$

Les capacités parasites de la sortie des transistors constituent aussi une autre source de pertes d'énergie. Cette puissance peut s'écrire ainsi :

$$P = V^2 \cdot C_{parasite} \cdot f \quad (1.14)$$

Pour les fréquences d'opération nécessaires à ce genre de dispositif c'est à dire de 1 MHz à 20 MHz, la commutation simultanée peut difficilement être évitée sans utiliser des transistors rapides qui ont de grosses capacités parasites. Un choix judicieux s'impose dans ce cas pour la réussite de la conception et l'obtention de performances optimales.

### 1.5.2 Amplificateurs de classe E

L'amplificateur de classe E a été proposé pour la première fois en 1975 [54]. Il s'agit d'un circuit comprenant un seul élément actif fonctionnant en commutation comme l'amplificateur de classe D. Son efficacité théorique est de 100% puisque l'élément actif est commuté lorsque la tension est nulle. La différence entre la classe D et la classe E est la façon avec laquelle les pertes de commutation affectent l'efficacité. La figure 1.5 montre le circuit, composé de deux inductances et deux condensateurs, en plus de l'élément actif et de la charge. L'inductance  $L_2$  sert à filtrer les hautes fréquences en plus d'injecter un courant continu dans le reste du circuit. L'inductance  $L_1$  forme, avec les

deux condensateurs, un réseau ayant deux fréquences d'oscillation placées de part et d'autre de la fréquence de fonctionnement du circuit.

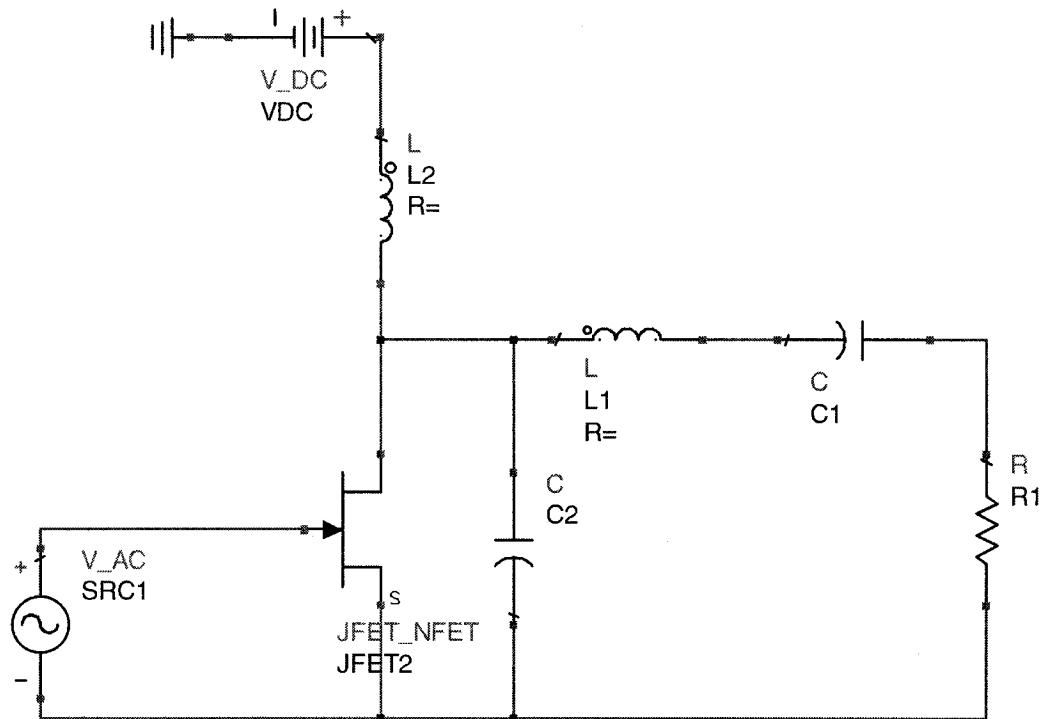


Figure 1.5 : Schéma électrique d'un amplificateur de puissance classe E

La variation des paramètres peut provoquer un fonctionnement hors de la zone optimale. Dans notre cas, la charge est souvent variable, puisque le couplage du lien inductif peut varier en fonction du déplacement des deux bobines. Ce problème peut être résolu en utilisant l'amplificateur en boucle fermée. La fréquence est alors asservie pour conserver l'amplificateur dans sa région optimale. Cependant, comme il faut avoir une fréquence fixe pour respecter les normes d'attribution du spectre, cette solution ne peut être adoptée. Ces amplificateurs ont cependant un inconvénient qui les rend moins appropriés pour l'utilisation dans un banc d'essai que leur contrepartie de classe D, à savoir que le réglage d'accord de charge est beaucoup plus complexe.

## 1.6 Différentes approches d'optimisation du lien inductif

Dans les deux dernières sections, on a pu rapporter les différentes parties du système de transfert d'énergie susceptibles d'influencer le rendement du lien inductif. Étant donné que l'asservissement des liens inductifs serait bien coûteux en termes d'espace ainsi que de complexité des circuits, il serait utile d'étudier les approches d'optimisation des systèmes de transfert d'énergie ne comportant pas un système d'asservissement. Même si les performances de ces dispositifs sont limitées par les variations des caractéristiques du lien inductif et de l'amplificateur de puissance citées ci-dessus, le gain acquis en termes d'espace et de complexité est considérable.

Deux méthodes d'amélioration des performances des liens inductifs ont été proposées pour le rendre peu sensibles aux variations du couplage ou de la fréquence de résonance du lien et de l'amplificateur de puissance. Dans la première approche, le lien inductif est caractérisé par une large bande passante. Quant à la deuxième approche, le lien inductif est basé sur une approche géométrique consistant à utiliser des antennes de différentes dimensions.

### 1.6.1 Approche à large bande

L'utilisation d'un lien inductif à large bande passante permet la réduction de la sensibilité du gain des systèmes de transfert d'énergie aux variations du coefficient de couplage  $k$  qui sont dues aux déplacements latéraux et verticaux des deux antennes [19]. Cette technique, qui permet d'avoir un gain constant dans une large bande passante ( $\Delta\omega_{lien}$ ), consiste à faire accorder les circuits primaire et secondaire à deux fréquences différentes ( $f_1 \neq f_2$ ). La figure 1.6 illustre un cas typique du gain obtenu par un lien à large bande. Comme on peut le constater, le gain du lien ( $G_{lien}$ ) du lien est atténué comparativement au cas où les circuits primaire et secondaire sont accordés à la même fréquence, mais il est relativement constant dans la plage de fréquences située au voisinage du centre de la

bande  $\Delta\omega_{lien}$ . De cette façon, on obtient un lien ayant un gain peu sensible aux variations des deux fréquences de résonance  $f_1$  et  $f_2$ , et de surcroît aux variations du coefficient  $k$  engendrées par le déplacement des antennes. Ceci relève du fait que  $f_1$  et  $f_2$  reflètent les changements du couplage  $k$  et les déplacements des antennes. Il ressort donc de ce constat qu'en fixant la fréquence d'entrée du lien au centre de la bande passante, on peut réduire la sensibilité du  $G_{lien}$  aux variations de  $k$ ,  $f_1$ ,  $f_2$  et aux déplacements des antennes  $L_1$  et  $L_2$ .

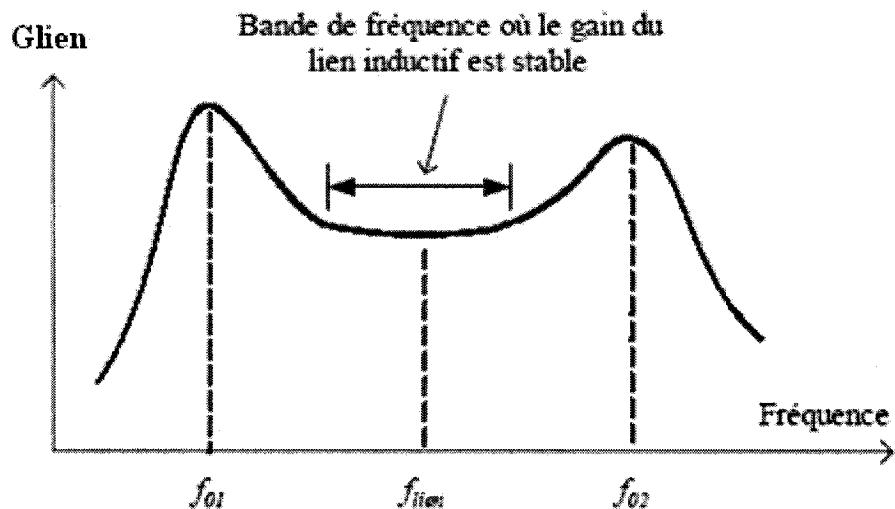


Figure 1.6 : Gain en fonction de la fréquence d'un lien inductif à large bande.

L'amélioration de la sensibilité du gain du lien n'est pas sans conséquences. Elle est obtenue au détriment d'une détérioration de la valeur du gain et du rendement du lien inductif. Comme on peut le constater, les deux fréquences de résonance  $f_1$  et  $f_2$  ne sont pas égales, le gain du lien inductif est faible. En plus, le rendement de ce genre de configuration est faible car la fréquence de commutation de l'amplificateur de puissance à l'entrée du lien inductif sera forcément différente de la fréquence d'opération du circuit primaire  $f_1$ .

### 1.6.2 Approche géométrique

Le but poursuivi par cette approche est de réduire la sensibilité du rendement du lien inductif aux variations du coefficient de couplage résultant des déplacements latéraux et verticaux des antennes du lien. Ainsi, cette réduction de sensibilité peut être obtenue par un arrangement bien spécifique des bobines des circuits transmetteur et récepteur. Plusieurs techniques ont été proposées [19],[25],[55],[72],[73]. Le lien inductif est formé de deux antennes spirales circulaires (Figure 1.7).

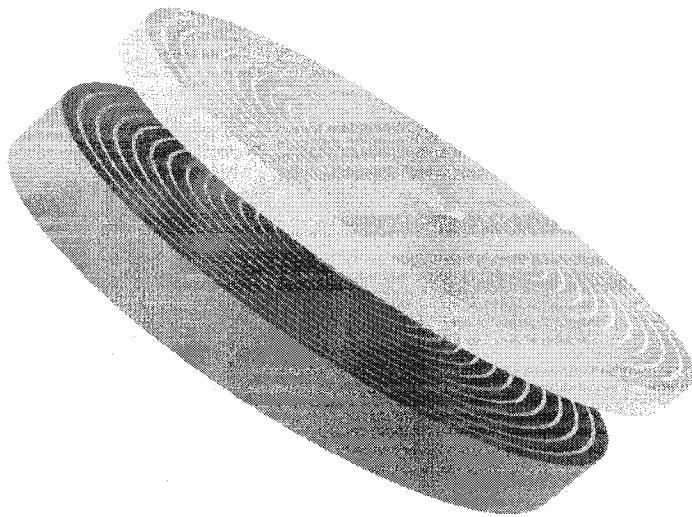


Figure 1.7 : Vue 3D d'un lien inductif

Une grande antenne externe est conçue pour envoyer le flux magnétique et couvrir tout l'espace de la petite antenne située sur le récepteur. Ces deux inductances sont centrées sur le même axe. Particulièrement, la surface couverte par l'antenne du circuit primaire  $L_1$  est plus large que celle du circuit secondaire  $L_2$ . Cet arrangement permet à l'antenne du secondaire de recevoir un flux magnétique constant en dépit des faibles déplacements relatifs des antennes. Par conséquent, le coefficient  $k$  est, dans ce cas, conservé presque constant lors des déplacements latéraux et verticaux des antennes  $L_1$  et  $L_2$ .

Cette méthode permet une grande stabilité du coefficient  $k$ , mais cet avantage obtenu l'est au détriment de la détérioration du gain du lien inductif. En fait, vu que les deux antennes sont de tailles différentes, le flux magnétique envoyé par la bobine émettrice ne sera pas reçu en totalité par la bobine réceptrice. Ceci nous amène à constater que les pertes énergétiques sont élevées et que l'énergie récupérée par le circuit secondaire est donc faible.

En dépit des inconvénients cités ci-haut, le lien inductif exploitant l'approche géométrique pourrait offrir une bonne stabilité du coefficient de couplage magnétique vis-à-vis les déplacements verticaux et latéraux des deux antennes. Cette technique de lien peut être choisie comme premier pas pour l'optimisation du rendement de ce genre de dispositif.

### 1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit de façon générale les systèmes d'implants électroniques. Le besoin de transfert d'énergie entre le contrôleur externe et l'implant a été encore une fois démontré. Ces éléments ont ensuite été détaillés, en commençant par l'explication de l'alimentation par induction pour ensuite survoler les différents niveaux d'abstraction nécessaires pour une compréhension complète du fonctionnement d'un lien inductif. Finalement, on a présenté différentes approches pour l'optimisation des systèmes de transfert d'énergie utilisant les liens à couplage inductif.

Dans le prochain chapitre, on présentera une revue des travaux effectués pour l'intégration de la bobine réceptrice nécessaire à une implantation complète du système sur une seule puce de silicium. Cette intégration représente l'objet principal de notre recherche.

## CHAPITRE II

# LES BOBINES INTÉGRÉES ET LES TECHNIQUES ASSOCIÉES

### 2.1 Introduction

A cause des limitations en surface et en volume, deux paramètres sont fondamentaux dans le dimensionnement des bobines intégrées. Le premier est la forme géométrique ou encore la topologie de la structure, le second est les matériaux choisis et utilisés pour la fabrication des différentes parties de la bobine. Ces paramètres vont influencer la valeur d'inductance, l'énergie emmagasinée, les pertes dans le noyau (dans le cas d'une bobine avec noyau), le choix des matériaux formant la bobine et finalement les perturbations générées par ce composant. Toutes ces caractéristiques sont inter-reliées et impliquent de faire des compromis dépendamment des applications visées, du coût et du temps de réalisation. Dans ce chapitre, nous ferons une synthèse de ce que l'on rencontre dans la littérature scientifique sur les bobines intégrées dans différents domaines de l'électronique. Nous verrons ensuite les techniques de réalisation de ces dispositifs.

### 2.2 Généralités sur les bobines intégrées

Plusieurs champs d'application de la microélectronique bénéficient au premier plan des progrès réalisés en ce qui a trait à une intégration de plus en plus poussée notamment les télécommunications et l'instrumentation.

En télécommunication, il est difficile pour les systèmes utilisés de fonctionner en hautes fréquences avec des circuits conçus au moyen de composants discrets, ceci pour des contraintes principalement électriques. L'éloignement des composants ou encore les problèmes reliés à la connectivité deviennent un grand handicap à l'évolution de ces

systèmes avec la croissance continue de la fréquence d'utilisation. Ceci a poussé les concepteurs à mettre en œuvre des systèmes de plus en plus miniatures afin d'éviter ce genre de problèmes.

L'instrumentation a également profité de ces avancées technologiques. En effet, les capteurs et les actionneurs sont miniaturisés afin de diminuer les perturbations qui sont liées à leur présence physique au sein d'un dispositif.

### 2.2.1 Télécommunications

Le domaine fréquentiel des télécommunications (GSM, AMPS, DCS-1800,...) est inclus dans la bande de radiofréquence (aux alentours de 1-2 GHz) pour laquelle la technologie à l'arsénium de gallium est communément utilisée comme substrat pour la réalisation des circuits intégrés. Toutefois, le développement continu des techniques de micro usinage ainsi que la miniaturisation des technologies CMOS permettent aujourd'hui d'obtenir des composants "micro-onde" sur silicium. Cette évolution ne se restreint pas seulement aux éléments actifs comme les diodes et les transistors mais également à développer des composants passifs comme les bobines et les condensateurs. Il est désormais possible de fabriquer des systèmes totalement intégrés sur une puce notamment pour des applications de téléphonie sans fil.

Les composants inductifs intégrés sont généralement des spirales métalliques, de technologie compatible avec les technologies standards (CMOS, BiCMOS,...), réalisées sur une couche isolante comme le montre la figure 2.1.

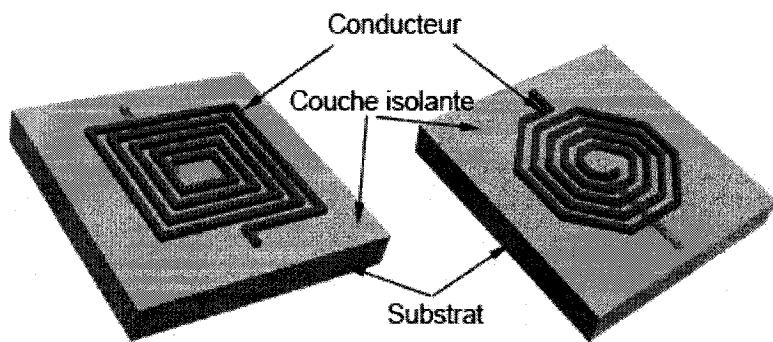


Figure 2.1 : Inductances spirales utilisées en télécommunications

La miniaturisation de ces composants n'amène pas que des avantages. Ainsi, certains phénomènes parasites deviennent prépondérants aux gammes de fréquences dans lesquelles ces circuits fonctionnent, ils doivent alors être pris en considération dès les premières étapes de conception.

Nous voyons ainsi apparaître des capacités parasites entre les brins de la spirale et entre la bobine et le substrat, ainsi que des phénomènes variés tel que l'effet de peau. Ces pertes moins importantes dans le cas des circuits discrets viennent alors affecter le facteur de qualité. Ce dernier est le paramètre qui caractérise ces composants puisqu'il détermine leur sélectivité ainsi que leur bande passante. Les paramètres clés de la conception peuvent être répartis en deux catégories. Dans la première catégorie, on peut distinguer les paramètres reliés à la géométrie des composants, comme la largeur des pistes, la longueur de la spirale, la surface occupée et l'espacement des brins. La deuxième catégorie comprend les paramètres physiques comme la résistivité du métal formant le conducteur ainsi que la constante diélectrique de la couche de l'isolant. La forme de la spirale peut également améliorer le facteur de qualité. Si on considère deux inductances avec des caractéristiques physiques égales par ailleurs (nombre de spires, espacement entre les spires, largeur de piste), la spirale ayant la forme circulaire ou polygonale aura un meilleur facteur de qualité (amélioration jusqu'à 10%) qu'une bobine à spires rectangulaires [36].

Les bobines utilisées dans des applications "haute fréquence" sont réalisées grâce à des procédés technologiques CMOS ou BiCMOS standards. Dans ces technologies, les niveaux de métal servent généralement à interconnecter des composants ou des sous-systèmes entre eux sur une même puce. Ici, les bobines sont obtenues par aménagement de ces niveaux de métal en forme de spirale. En choisissant une technologie bien particulière parmi cette panoplie, on s'impose une épaisseur fixe de la couche métallique, et un nombre maximal de niveaux de métal. L'épaisseur d'une couche métallique pour

ces technologies est de l'ordre de quelques micromètres. Il est toutefois possible de passer outre cette limitation en épaisseur en associant plusieurs niveaux de métal liés par des puits de conduction inter-couches pour augmenter la section du conducteur. Malgré cela, sachant que pour ce type de technologies nous pouvons avoir au maximum 8 niveaux de métal pour la technologie CMOS  $0.18 \mu\text{m}$  par exemple, il ne faut pas compter sur des épaisseurs totales supérieures dépassant une dizaine de  $\mu\text{m}$  de métal. Cette augmentation de l'épaisseur destinée à améliorer le facteur de qualité des inductances est contrebalancée par une augmentation de la longueur des traces du métal et donc d'une augmentation de la résistance. Joachim N. et al ont réalisé des bobines pour des applications haute fréquence de 1 MHz à 20 GHz [7]. La figure 2.2 (a) montre une coupe 3D de la bobine. Dans la figure 2.2 (b) on voit une photographie de la réalisation pratique [7]. Les abréviations utilisées ici ( $M_i$  et  $V_j$ ) représentent les  $i$  niveaux de métal et les  $j$  niveaux de puits conducteurs (ou via) inter-couches.

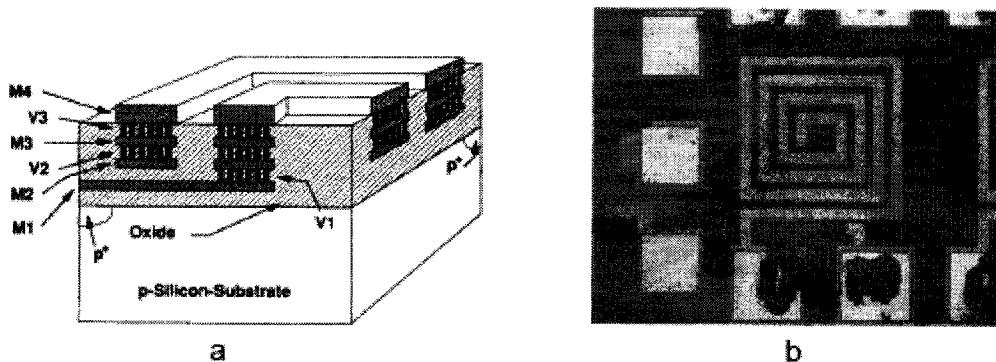


Figure 2.2 : Bobines pour applications HF. (a) principe; (b) réalisation (tiré de [7])

Long et Copeland présentent une méthode de caractérisation et d'optimisation d'inductances spirales réalisées sur silicium [36]. Des simulations en éléments finis 3D et des mesures expérimentales ont montré l'influence de l'épaisseur de la couche métallique sur le facteur de qualité.

Les travaux de Yue et Wong exposent une méthode servant à extraire les paramètres du schéma électrique équivalent des spirales réalisées en technologies CMOS et BiCMOS sur un substrat de silicium [71]. Dans la même lignée, il y a les travaux de Yuo Cao et Chenming qui exposent une autre méthode pour la détermination des paramètres parasites reliés à l'intégration des paramètres utilisant les procédés CMOS [référence].

Le micro-usinage du silicium a aussi contribué à l'amélioration des performances de ces dispositifs. Tilmans *et al* ainsi que López-Villegas *et al* ont montré qu'en aménageant une cavité sous les composants passifs on diminue ainsi les pertes capacitives dues à l'absence de la couche d'isolant en-dessous de la couche métallique [61], [38]. Dans le même cadre, Young *et al* ont présenté des bobines RF tridimensionnelles ayant des caractéristiques électriques très intéressantes [69].

L'absence de circuit magnétique fermé sur ce type de dispositifs ne permet pas la canalisation des lignes de champ qui peuvent ainsi perturber le fonctionnement des composants se trouvant à proximité. Caraninckx et Steyaert ont approfondi la recherche sur ce phénomène dans le cadre de l'intégration des inductances en technologie CMOS d'un VCO pour la téléphonie mobile [10]. Avec le même objectif de réduction des perturbations liées à la structure du composant, Yue et Wong ont proposé un blindage permettant la diminution de couplages parasites entre spirales adjacentes à travers le substrat [70]. Leur solution consiste à insérer un écran métallique relié à la masse entre la bobine et sa base. Une couche épaisse d'isolant sous le composant peut également être réalisée. Okabe *et al* ont obtenu des résultats comparables à ceux obtenus avec la technologie GaAs en utilisant des polyimides et des résines époxy pour des applications micro-ondes [43].

### 2.2.2 Instrumentation

Les progrès technologiques réalisés dans le domaine de la microélectronique ont permis la miniaturisation des dispositifs d'acquisition et de commande, permettant ainsi

d'intégrer un système en entier, parfois très hétérogène, sur une même gaufre de silicium. Les applications les plus intéressantes concernent surtout la micro-robotique et l'électronique dédiée aux dispositifs biomédicaux, l'application sur laquelle on va se concentrer. Nous allons mentionner quelques travaux sur les capteurs, les actionneurs intégrés ainsi que les liens inductifs comportant un récepteur intégré.

Le principe des capteurs magnétiques consiste à convertir une variation d'un flux magnétique au travers d'un bobinage en une force électromotrice qui va exister aux bornes de ce même bobinage. Ainsi, la différence de potentiel électrique aux bornes du bobinage est fonction de la variation du champ magnétique, cette grandeur est ainsi facile à extraire et à traiter. Afin d'accroître la sensibilité, les spires sont enroulées sur un noyau magnétique comme le montre la figure 2.3.

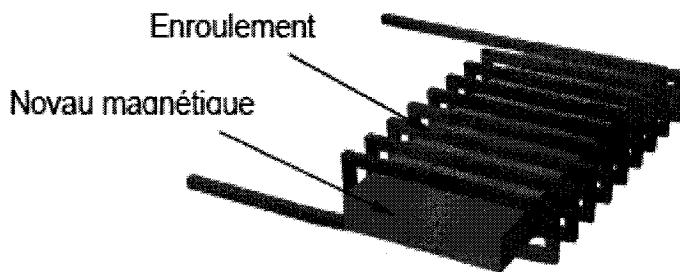


Figure 2.3 : Structure d'un capteur magnétique (tiré de [9])

Dans le domaine des capteurs, nous pouvons citer les travaux de Coutrot *et al* qui portent sur la mise au point de capteurs pour la RMN (Résonance Magnétique Nucléaire) composés d'une double spirale «face avant / face arrière» en cuivre, sans noyau magnétique [9].

Les composants magnétiques ont été également introduits pour réaliser des actionneurs qui convertissent l'énergie électromagnétique en énergie mécanique. Ce développement des micro-technologies a alors permis l'intégration de composants mécaniques associés à des circuits de commande et d'acquisition des données de mesure. Ce qui permet de réaliser des systèmes avec des fonctionnalités beaucoup plus complexes. Évidemment, la force et l'énergie mises en jeu sont très faibles. Ces dispositifs sont réservés à des applications spécifiques comme les micromoteurs qui sont utilisés en électronique

biomédicale, horlogerie, ou encore la micro-robotique. O'sullivan *et al* ont décrit les étapes de fabrication du micromoteur électromagnétique proposé [59]. Le principe de fonctionnement est basé sur la réalisation d'un rotor par électrodéposition de Nickel/Fer et d'un bobinage statorique toroïdal en cuivre enroulé autour de pôles en NiFe. Le couple ainsi développé atteint  $0,5 \mu\text{N m}$ . Dans le même cadre, un travail similaire a été accompli par Ahn *et al* avec une topologie de bobine de type serpentin. Cette topologie sera détaillée un peu plus loin dans ce chapitre [1]. Watanabe *et al* ont réussi la mise au point d'un micromoteur tournant à une vitesse de 10000tr/min, son bobinage statorique a été obtenu par électrochimie et son rotor en NdFeB par pulvérisation [64].

Dans le contexte des liens inductifs utilisés dans le domaine biomédical, Rangarajan et Najafi, ont fabriqué une bobine réceptrice rectangulaire occupant une superficie de  $2*8 \text{ mm}^2$ , pour leur système de stimulation FINESS, permettant à l'implant de recevoir  $10\text{mW}$  à une distance de  $1\text{cm}$  de séparation [48]. D'un coté, leur bobine n'utilise pas de noyau magnétique vu que les pertes dans le noyau augmentent avec la fréquence. D'un autre coté, ils ont proposé que le fait d'augmenter l'épaisseur de la couche de métal soit susceptible de doubler la puissance transférée. Doherty et Mintchev ont fait la modélisation d'un système ayant plusieurs bobines réceptrices en forme de carré faisant chacune  $16\text{mm}^2$  et permettant de délivrer  $80 \text{ mW}$  à la charge [14]. On peut récupérer quelques 90% de la puissance délivrée par le transmetteur lorsque la distance de séparation est plus petite que la taille de l'inductance intégrée. C'est dans cette lignée que Wu et Bernstein ont utilisé le lien inductif pour alimenter un système de prélèvement de propriétés chimiques « disposable chemical laboratory on chip» [67]. L'intérêt de l'étude s'étend au développement d'un modèle plus complet prenant en compte les pertes dues à l'intégration de la bobine réceptrice. Ainsi, le modèle électrique permettant de prédire le comportement des liens inductifs dans ce genre d'application est mieux adapté au contexte. Un procédé de fabrication permettant l'amélioration des performances de ce genre de dispositif a été décrit dans le cadre de cette étude.

### 2.3 Réalisations dédiées de faible puissance

Dépendamment des niveaux d'énergie nécessaire à l'application, nous pouvons trouver des systèmes de conversion d'énergie qui peuvent être réalisés en technologie monolithique. On peut alors constater que le niveau d'énergie demandée, le coût et l'encombrement sont les facteurs déterminants dans le choix de la technologie à employer.

Le concept de fabrication des microstructures a été révolutionné par le développement des procédés de réalisation 3D compatibles avec les technologies d'intégration sur silicium, comme nous l'avons abordé précédemment dans la section 2.2.2, ouvrant ainsi de nouvelles voies, notamment pour la miniaturisation des composants passifs comme les inductances et les condensateurs. Nous pouvons ainsi envisager la réalisation de noyaux et de spires de quelques dizaines à quelques centaines de microns d'épaisseur et de largeur. De plus, ces techniques de fabrication utilisent des procédés à basse température, les rendant ainsi compatibles avec des technologies conventionnelles de production de composants actifs. Cela permet d'envisager l'intégration de dispositifs associant semi-conducteurs et composants passifs, comme c'est le cas dans les micro-convertisseurs.

Les différentes topologies de bobines et de transformateurs rencontrées dans la littérature pour des applications de conversion DC-DC, ou de transfert de puissance usant ainsi du principe du lien inductif, peuvent être classées en trois grandes familles : les spirales, les structures toroïdales (dites aussi solénoïdales) et les structures en forme de serpentin. Nous allons donner quelques exemples relatifs à chaque famille, et décrire les principales étapes des procédés de fabrication. Notons que, particulièrement pour les applications de la microélectronique, il est impératif de réduire la résistance des conducteurs, d'augmenter la valeur de l'inductance pour une surface donnée, et de canaliser les lignes de champ pour limiter les perturbations sur les composants voisins.

### 2.3.1 Structure spirale

Comme nous l'avons vu précédemment, les spirales simples sont très répandues dans le domaine des radiofréquences pour réaliser des valeurs de quelques dizaines de nH. Afin de les adapter aux applications nécessitant de faibles puissances, on doit augmenter la section du conducteur pour réduire sa résistance. La solution la plus répandue pour augmenter la valeur d'inductance par unité de surface utilisée dans le cas des transformateurs et des convertisseurs DC-DC, est d'emprisonner le conducteur entre deux couches de matériaux magnétiques. Pour bien caractériser un lien inductif, il est impératif de déterminer la valeur de l'inductance avec exactitude, pour ceci on doit prendre en compte le coefficient d'inductance mutuelle entre les spires, ce qui conduit à une expression assez complexe en comparaison avec le tore simple [57]. La figure 2.4 montre (a) une vue en perspective d'une bobine spirale et (b) une photographie de la réalisation prise à l'aide d'un microscope électronique.

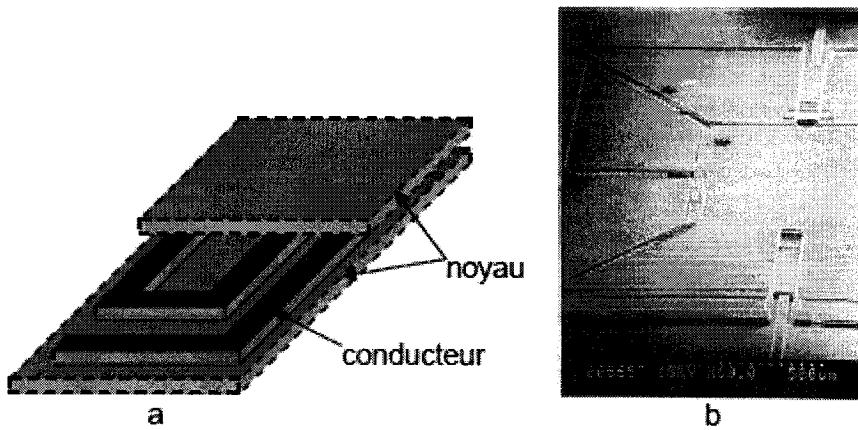


Figure 2.4 : Bobine spirale (a) Vue d'ensemble 3D; (b) Photographie de la réalisation  
(tiré de [57])

Citons comme exemple les travaux de Sugahara *et al* qui ont développé une spirale en cuivre ayant une épaisseur de 27 $\mu$ m prise en sandwich entre deux films magnétiques (Co-Hf-Ta-Pd) de 3  $\mu$ m [57]. Ce composant a été employé dans un dévolteur (convertisseur

abaisseur de tension) fournissant une puissance de 0,5 W et fonctionnant à 1 MHz avec un rendement de 85%.

Utilisant une architecture basée sur la prise en sandwich du conducteur entre deux couches de matériau magnétique permet de limiter les problèmes d'interférences en plus d'accroître la valeur de l'inductance. Ahn et Allen ont constaté une augmentation d'un facteur 4 à 5 de la valeur de l'inductance en présence de matériau magnétique par rapport à une spirale sans noyau [1]. Une étude faite par Daniel *et al*, de ce type de bobines, met en évidence que le rendement et la densité de puissance sont plus importants que pour les autres topologies [12]. Ainsi, la bobine utilisée dans ce convertisseur dévolteur ayant une densité de puissance de  $12,8\text{W/cm}^2$ , une puissance de 5 W et fonctionnant à 5 MHz permet un rendement de 94%. Le conducteur fait en cuivre est déposé par électrochimie et le noyau est de type laminé, formé de couches en Nickel/Fer (80/20%) de 1,3  $\mu\text{m}$  d'épaisseur déposées par «sputtering». Le conducteur et les couches de matériau magnétique sont séparés par des couches en  $\text{SiO}_2$  de 0,3  $\mu\text{m}$  d'épaisseur obtenues par LPCVD. Cette technique est destinée à limiter les pertes dans le noyau.

Des applications intéressantes ont été réalisées dans le domaine biomédical. Arx et Najafi, utilisant une bobine de forme rectangulaire de  $2*10\text{ mm}^2$  en technologie BICMOS dotée d'un noyau magnétique en Ni/Fe déposé avec la même technique décrite précédemment, ont mis au point un lien intégré capable de délivrer 15 mW à une distance de 3cm [4]. Wu et Bernshtein, proposent d'incorporer des modifications sur les procédés standards servant à planter les bobines sur silicium dans le but de diminuer la résistance de la structure métallique [68]. Avec une bobine de forme spirale carrée ayant 10 mm de coté externe et 8mm de coté interne, cette équipe a pu délivrer 20 mW à la charge, ceci à une distance de 1cm de séparation. Hamici et Champier proposent d'utiliser un système d'asservissement pour le lien inductif utilisé dans ce genre d'application, ceci en modulant la charge entre deux valeurs, ce qui permet de contrôler la valeur du courant au primaire [25]. En plus, vu que le coefficient de modulation dépend du couplage, on peut alors déterminer la position exacte à laquelle doit être disposée l'antenne externe pour obtenir le coefficient de couplage critique. Ils rapportent

avoir trouvé un rendement de 40% à une distance de séparation de 2cm, ceci en utilisant une spirale circulaire de 20mm de diamètre externe. Notons que les dispositifs comprenant des noyaux magnétiques sont réalisés avec des techniques utilisées dans l'industrie des têtes magnétiques (dépôt électrochimique de cuivre, noyau magnétique en NiFe), car elles sont bien adaptées à la haute fréquence et la haute densité d'intégration.

### 2.3.2 Forme toroïdale

Le principe de base des bobines toroïdales conventionnelles consiste à enrouler les spires conductrices autour d'un noyau magnétique fermé. C'est ainsi qu'on assure un faible flux de fuite et on minimise les interférences électromagnétiques. Par conséquent, trois couches de matériaux sont nécessaires pour fabriquer ce type de bobines. Le calcul de l'inductance est assez simple et le nombre de spires par unité de longueur peut être élevé [2]. La figure 2.5 montre (a) la topologie de ce type de bobine et (b) une photographie à l'aide d'un microscope électronique d'une réalisation de transformateur utilisant cette topologie.

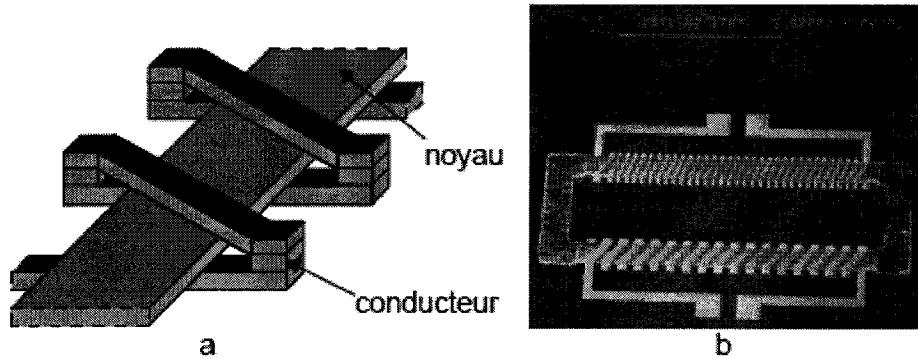


Figure 2.5 : Bobine toroïdale : (a) Vue d'ensemble 3D ; (b) Photographie de la réalisation (tiré de [2])

Des études ont été réalisées par Ahn et Allen, sur des micro-convertisseurs intégrés DC/DC (type survolteur) qui utilisent ces micro-bobines. Cependant, Ils ont obtenu une

tension de sortie de 6V à partir d'une source de 3V avec une fréquence de fonctionnement de 300 kHz [2].

Pour obtenir un transformateur à partir de l'architecture de ce genre de bobines, il suffit d'aménager un deuxième enroulement autour du noyau (Figure 2.6.b). Les étapes technologiques restent les mêmes. Mino *et al* ont mis au point un tel composant pour un convertisseur fonctionnant à 32 MHz, en déposant les matériaux conducteurs et le noyau par "sputtering" [40]. Lotfi *et al* ont utilisé ces dispositifs comme transformateurs d'impulsions pour un isolement galvanique à 500 kHz [37].

### 2.3.3 Structure serpentin

La seule différence entre ce type de bobines et celles décrites dans la section 2.3.2 est la permutation faite à l'emplacement du conducteur avec celui du noyau. Par conséquent, le conducteur monocouche est aménagé en forme de serpentin, alors que le noyau se trouve réparti sur trois niveaux pour envelopper le conducteur. Cette structure a pour objectif de réduire considérablement les résistances de contact le long du conducteur, permettant ainsi une montée en puissance par rapport au composant de forme toroïdale, sans risque de pertes excessives. La valeur d'inductance est calculée de façon identique à celle de la bobine précédente. Finalement, vu que la longueur moyenne du noyau est plus importante, ceci a pour conséquence d'augmenter la réluctance du circuit magnétique et ainsi de diminuer la valeur de l'inductance. La figure 2.6 montre (a) la topologie de ce type de bobine et (b) une photographie M.E.B. d'une réalisation.

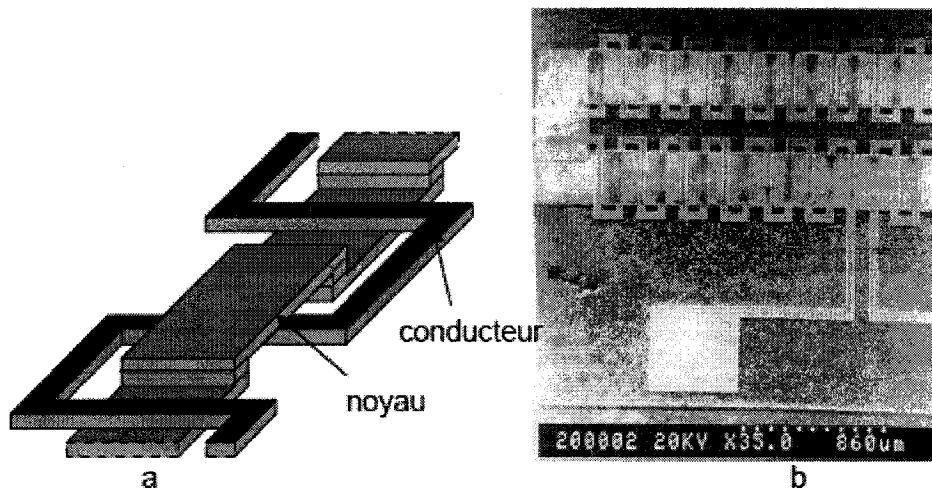


Figure 2.6 : Bobine serpentin : a) Vue d'ensemble 3D; b) Photographie de la réalisation (tiré de [--])

## 2.4 Matériaux

L'intégration d'une bobine nécessite l'utilisation principalement de trois types de matériaux : un matériau conducteur, un matériau isolant et un matériau magnétique dans le cas des bobines avec un noyau. L'isolant permet d'éviter le contact entre les différentes spires du conducteur et le substrat, ceci afin de ne pas provoquer de court-circuit au niveau de l'enroulement lors de l'empilement des couches de matériaux ou du substrat. Sa permittivité électrique influe grandement sur les capacités parasites inter-spires au niveau du bobinage et entre le bobinage et le substrat.

### 2.4.1 Matériaux conducteurs

Les matériaux conducteurs sont l'élément primordial pour la fabrication de l'enroulement de la bobine. Leur composition influence notamment la résistance électrique totale du

bobinage, le comportement vis-à-vis de l'oxydation, la résistance mécanique ainsi que les difficultés de réalisation.

Tableau 2.1 : Propriétés et méthode de dépôts des métaux

Métal	Cuivre	Or	Aluminium
Résistivité ( $\mu\Omega\cdot\text{cm}$ )	1.75	2.3	2.9
Méthode de Déposition	Dépôt électrochimique	Dépôt électrochimique	Pulvérisation en courant continu
Référence	[12]	[39]	[1]

Il existe principalement trois principaux métaux conducteurs utilisés dans la littérature : l'or, l'aluminium et le cuivre. Le cuivre présente une résistivité inférieure aux deux autres. En examinant les différents procédés de fabrication disponibles dans le monde de la microélectronique, il est clair que le cuivre reste le métal le plus utilisé pour la réalisation des micro-bobines, des micro-actionneurs et des micro-transformateurs. Les propriétés électriques intéressantes de ce métal ainsi que la diversité des procédés permettant de le déposer font de son utilisation un choix pratique. Il peut ainsi être déposé par évaporation, pulvérisation ou électrochimie dépendamment de l'épaisseur de la couche recherchée ainsi que de la précision désirée.

Les techniques de dépôt de ces matériaux peuvent influencer légèrement la valeur de la résistivité électrique, c'est pour cela qu'il faut majorer cette valeur dépendamment de la méthode utilisée. En effet, ces valeurs correspondent à des matériaux massifs. Les méthodes et conditions de dépôt peuvent générer des imperfections dans la matière qui auront tendance à modifier cette résistivité.

#### 2.4.2 Matériaux isolants

Les isolants permettent de dissocier électriquement le bobinage du substrat ou du noyau magnétique dans le cas d'une bobine avec noyau. Les matériaux isolants couramment

utilisés sont : l’oxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ), des polymères de type résines photosensibles ou polyimides, les nitrures de silicium et l’oxyde d’aluminium ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ). L’utilisation de chacun de ces isolants dépend des procédés de fabrication ainsi que des objectifs à atteindre. Ce choix peut être fait dépendamment des éléments de la bobine que l’on désire isoler, sans aller jusqu’à la prise en compte de la permittivité du diélectrique.

Dans la plupart des cas, les oxydes et nitrures de silicium sont utilisés pour isoler le substrat du composant. Dans ce cas, cette couche d’isolation sera la première étape de fabrication de la micro-bobine [61],[59]. Les oxydes sont aussi utilisés comme isolant entre le bobinage et le noyau dans certaines exceptions, comme c’est le cas des travaux de Wende *et al* [65]. Cette technique est utilisée lors de la fabrication de leurs capteurs magnétiques. Les épaisseurs d’oxydes pouvant être réalisés varient de 0.1 à 1 $\mu\text{m}$ . Dans le cas d’un besoin de couches d’isolant plus épaisses, ce qui est le cas pour les structures dissipant beaucoup d’énergie, les polymères représentent un meilleur choix. Les polymères employés comme isolants électriques doivent résister à des contraintes de température durant la durée de vie du dispositif. Ceux qui sont le plus couramment utilisés sont les polyimides, les polyimides photosensibles ou les résines photosensibles.

Les polyimides sont réputés dans la réalisation des dispositifs inductifs de puissance, de MEMS (MicroElectroMechanical System) ou encore d’actionneurs [1]. Ces polyimides possèdent des propriétés chimiques intéressantes, comme par exemple de bonnes tenues dans le temps et en température. Il est à noter aussi que ces derniers offrent une facilité d’utilisation comparable à celles des résines classiques. Après leur dépôt sur la gaufre, les polyimides sont traités par gravure anisotropique au travers d’un masque métallique de protection pour former les moules. Certaines sortes de polyimides possèdent des propriétés photosensibles leur permettant d’être mis en oeuvre comme les résines photosensibles courantes.

Toutefois, certaines résines ont également des caractéristiques physico-chimiques toutes aussi intéressantes que les polyimides pour le domaine d’application qui nous intéresse.

Les travaux de Basset et Buchaillot montrent la possibilité que ce polymère (la famille SU) soit utilisé comme isolant et moule [62]. En effet, les polyimides, comme les résines, permettent également, en plus du rôle d'isolant, de structurer la croissance des matériaux déposés par électrochimie en faisant office de moule. Enfin, Tilmans *et al* aménagent une cavité d'air entre le substrat et le conducteur de leur bobine [61]. Cette technique utilise une résine photosensible positive pour croître les dépôts métalliques, par la suite la résine est enlevée en ayant recours à un solvant, laissant ainsi le bobinage en suspension dans l'air.

#### 2.4.3 Matériaux magnétiques

L'utilisation d'un noyau magnétique dans une bobine permet d'augmenter la valeur de son inductance, d'emmagasiner de l'énergie ou de la transmettre, et de canaliser le flux magnétique. Les caractéristiques recherchées dans le matériau pour le rôle de noyau sont: une perméabilité relative élevée, ainsi qu'une résistivité électrique élevée pour limiter les pertes fer par courants de Foucault. L'autre problème qui se pose est que dans les applications biomédicales, certains matériaux ne peuvent être utilisés à cause des problèmes de biocompatibilité.

Les ferrites sont les matériaux magnétiques les plus utilisés dans la réalisation des liens inductifs et des transformateurs fonctionnant à hautes fréquences du fait de leur résistivité élevée. Par contre, elles sont difficilement compatibles avec les procédés de fabrication de la microélectronique. En effet, ces matériaux requièrent des recuits à haute température qui ne sont pas conciliables avec les technologies à base de silicium [2]. Les matériaux couramment utilisés sont :

**NiFe** par électrochimie  $\mu_r$  de 100 à 5000 en fonction des conditions de dépôt [59].

**NiFe/SiO<sub>2</sub>** dépôt par pulvérisation  $\mu_r$  de 2000 [58].

$\mu_r$  étant la perméabilité relative.

#### 2.4.4. Discussion du choix de matériaux

Le choix des caractéristiques des matériaux conducteurs, isolants et magnétiques représente une étape cruciale pour le succès de la conception des micro-bobines. Outre ce choix se pose le problème de la mise en œuvre de ces matériaux ensemble pour avoir les performances désirées. Cette mise en œuvre doit être compatible avec les technologies microélectroniques de fabrication des autres composants présents sur la puce. Finalement, le coût de fabrication ainsi que les délais de fabrication de ces dispositifs sont les facteurs dont nous devons tenir compte lors de notre analyse.

Par conséquent, et aux vues des publications recensées pour ces travaux sur les micro-bobines, il semble intéressant, dans un premier temps, d'orienter nos travaux vers le cuivre pour le bobinage. En fait, l'emploi du cuivre nécessite l'emploi du procédé d'électrochimie, facilement accessible d'un point de vue technologique, et qui permet d'obtenir l'épaisseur désirée comparée à d'autres procédés comme l'évaporation ou la pulvérisation. En plus, l'électrochimie semble plus adaptée aux dimensions de notre structure visée par l'application. Il en découle également le type d'isolant qu'il faudra utiliser et qui servira à la fois de moule pour la croissance électrochimique et d'isolant électrique. Dans la section suivante, on introduira le procédé d'électrochimie qui servira pour le dépôt de cuivre.

## 2.5 Procédé de fabrication

### 2.5.1 Principe général

Notre structure de micro-bobine représente un ensemble de couches planes uniformes et d'épaisseur variable et qui sont empilées l'une par-dessus l'autre. Cet empilement des couches de matériaux différents forme au final, par un jeu de liaisons inter couches, une structure ayant les mêmes caractéristiques qu'un composant inductif classique.

Ces couches sont alors formées d'un polymère servant à la fois de moule et d'isolant dans lequel on vient faire croître des matériaux métalliques par électrochimie. Ces moules sont capables d'atteindre des épaisseurs comprises entre quelques  $\mu\text{m}$  et une centaine de  $\mu\text{m}$ . Par exemple, pour réaliser une micro-bobine ayant un noyau magnétique, il nous faut procéder à l'empilement de cinq couches de matériau.

On voit donc que la fabrication de tels composants passifs nécessite une maîtrise des procédés ainsi qu'une mise en œuvre de résines épaisses, de leur empilement, et des techniques relatives à l'électrochimie.

### 2.5.2 Électrochimie

L'électrochimie est un procédé permettant le dépôt contrôlé d'un métal en une solution [50]. Cette solution contient un sel dissout du métal que l'on veut déposer. Une contre-électrode, composée du même métal que celui qui va être déposé, sert de matière première au dépôt. La circulation d'un courant engendre l'arrachement d'ions métalliques de la structure cristalline de la contre-électrode qui vont se dissoudre dans la solution et la restructuration d'ions métalliques de la solution sous forme de structure cristalline au niveau de l'électrode de travail (électrode que l'on veut recouvrir de métal). Il existe un grand nombre de métaux pouvant être déposés par électrochimie à partir d'une solution aqueuse : Cr, Fe, Co, Ni et Cu. Seuls quelques-uns sont effectivement utilisés pour les microsystèmes. La plupart des procédés d'électrolyse à base de solutions aqueuses s'opèrent à des températures comprises entre 10°C et 100°C. Les dépôts électrochimiques les plus fréquents dans les secteurs de l'électronique sont : Cu, Cr et le NiFe. Le cuivre et le chrome sont principalement utilisés comme conducteurs alors que NiFe et autres combinaisons avec alliages métalliques de transition servent de matériaux magnétiques, notamment pour les têtes d'enregistrement.

### 2.5.3 Détermination de l'épaisseur de la couche déposée

La loi de Faraday établit que le nombre de réactions électrochimiques qui se produisent à une électrode est proportionnel à la quantité de charge électrique  $Q$  traversant l'électrode. Donc, si la masse d'un produit d'électrolyse est  $w$ , alors d'après la loi de Faraday :

$$W = ZQ \quad (2.1)$$

Où  $Z$  représente une constante de proportionnalité et  $Q$  étant la charge totale qui passe durant la période de dépôt. La constante  $Z$  est le lien entre la quantité de charge qui traverse l'électrode et le poids du matériau qui est déposé. Elle dépend de la masse atomique du matériau ( $A_m$  en  $\text{g.Mol}^{-1}$ ), du nombre d'électrons  $N$  nécessaires pour réduire l'ion du matériau, et enfin de la constante de Faraday  $F$  ( $F=N_A$ ,  $N_A=6,0225*10^{23} \text{ Mol}^{-1}$ ,  $e=1,6021*10^{-19} \text{ C}$  d'où  $F=96487 \text{ C.Mol}^{-1}$ ) qui détermine la charge électrique du nombre d'électrons. La masse finale du matériau déposé sera :

$$W = \frac{A_m}{NF} It \quad (2.2)$$

Ainsi  $W$  grammes de matériau de masse atomique  $A_m$  et de  $N$  degré d'ionisation, aura été déposé sous un courant  $I$  pendant la période  $t$ . Il reste seulement à connaître la densité  $d$  du matériau déposé, il est alors possible de déterminer une hauteur moyenne  $h$  de croissance du matériau sur une surface  $a$  en fonction du temps :

$$h = \frac{w}{ad} \quad (2.3)$$

Pour utiliser cette équation, il faut connaître le rendement en courant soit par calcul analytique si l'on connaît tous les phénomènes dans la réaction, soit expérimentalement.

### 2.6 Conclusion

Nous avons fait dans ce chapitre un survol en termes de réalisation de micro-bobines. Nous avons constaté que les micro-bobines sont présentes dans différents domaines,

notamment la microélectronique, comme les capteurs, les micromoteurs, les hyperfréquences, ou l'électronique de puissance. À la suite de cette étude bibliographique, on voit une disparité d'avancées dans ces différents domaines. Il apparaît cependant un déficit en termes de développement pour les applications faisant intervenir de faibles niveaux d'énergie. Des travaux ont fait avancer l'étude de ces composants dans ce domaine et on peut distinguer la famille des micro-bobines spirales qui pourrait être utilisée dans des applications telles que le transfert d'énergie aux implants biomédicaux. Toutefois, pour le moment, l'utilisation de ce genre de composant reste assez restreinte. Ceci est dû à la difficulté de mise en œuvre des procédés technologiques utilisés dans l'élaboration de ces composants.

## CHAPITRE III

# MODÉLISATION DES LIENS INDUCTIFS

### 3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons fait un survol de la littérature scientifique en termes de micro-bobines. Nous allons, dans ce chapitre, recentrer notre étude sur nos besoins et sur les applications visées. Afin de résoudre le problème qui se présente devant nous, il nous faut un moyen pour transformer le problème d'un point de vue physique (dimensions géométriques) en un circuit électrique qu'on pourra par la suite optimiser. Pour ceci, nous travaillerons sur les deux approches des liens inductifs : l'approche électrique et l'approche électromagnétique, afin de les agencer ensemble et trouver donc un modèle complet que nous utiliserons pour déterminer le rendement du lien. Par la suite, ce modèle doit être raffiné en intégrant les pertes dues à l'intégration du récepteur sur silicium.

### 3.2 Cahier des charges du lien inductif

La micro-bobine que nous recherchons s'inscrit dans une orientation générale tendant vers la miniaturisation et l'intégration totale des systèmes électroniques. Notre étude nécessite des circuits électroniques de faible puissance et plus particulièrement un moyen de transfert d'énergie. Dès lors, nous nous intéressons au lien inductif dédié aux dispositifs biomédicaux implantables. La micro-bobine que nous cherchons à fabriquer sera ainsi dimensionnée pour ce type d'application. Dans notre application, le lien doit fournir une puissance les 50 milliwatts nécessaire au bon fonctionnement de l'implant, ceci à une distance de séparation de 1cm. Afin de ne pas recharger souvent la pile alimentant le lien, un rendement énergétique optimal est dans ce cas obligatoire. D'un

autre coté, la circuiterie des implants développée par l'équipe Polystim, dont nous sommes membre, est implanté en technologie CMOS  $0.18\mu\text{m}$ , nécessitant ainsi une tension continue de 3.3V. Finalement, comme premier essai afin de réduire les dimensions géométriques de la bobine réceptrice nous allons permettre une superficie pouvant atteindre  $5*5\text{ mm}^2$ .

En récapitulation, le cahier des charges souhaité est :

- Rendement énergétique maximal.
- Une puissance disponible à la sortie de 50 milliwatts.
- Une distance de séparation de 1cm.
- Le récepteur est fabriqué sur un substrat en silicium de  $5*5\text{ mm}^2$ .
- Une tension de sortie DC de 3.3 Volts.

### 3.3 Lien inductif

#### 3.3.1 Pertinence du travail

Dans un rapport préliminaire sur la caractérisation du lien inductif utilisé par l'équipe GRAMS de l'Université de Sherbrooke, Poirier [32] a démontré que la configuration conventionnelle des bobines (figure 3.1(a)), généralement faite de façon cylindrique pouvait être efficacement remplacée par une configuration en spirale Archimède (figure 3.1(b)). Cette configuration spirale d'Archimède permet ainsi une optimisation au niveau des bobines elles-mêmes (facteur de qualité et couplage inductif).

Le choix de la configuration cylindrique donne de bons facteurs de qualité et présente l'avantage de permettre une modélisation théorique simple et fiable de la valeur de l'inductance propre ainsi que de la résistance de perte. Cependant, les bobines cylindriques ne sont pas idéales pour optimiser le rendement des liens inductifs pour l'application visée. Un meilleur couplage et de meilleures valeurs de facteur de qualité pourraient être obtenus lorsque tous les tours de la bobine sont sur un même plan (configuration spirale), d'après Zierhofer [72],[73]. Ceci implique qu'il serait judicieux

d'utiliser les bobines en spirale. Malheureusement, l'analyse de ces dernières s'avère très complexe [8],[45],[47],[51].

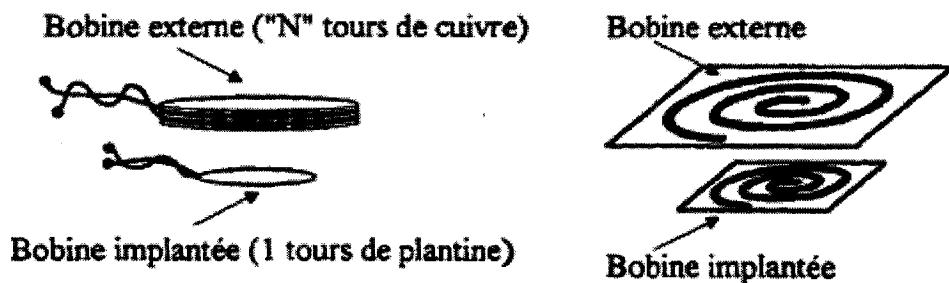


Figure 3.1 : Lien inductif : (a) Configuration cylindrique; (b) Configuration spirale (tiré de [32])

Une étude plus poussée est donc nécessaire pour obtenir les meilleurs paramètres géométriques, soit le rayon interne, le rayon externe, l'espacement entre les tours et la largeur de piste. Les études précédemment effectuées au sein de notre équipe Polystim pourraient constituer un bon point de départ. Ainsi, les conclusions tirées pour les bobines cylindriques peuvent être appliquées puisqu'elles sont basées sur l'analyse d'une seule boucle conductrice et qu'une bobine en spirale peut être approximée par plusieurs anneaux concentriques.

### 3.3.2 Analyse théorique des liens inductifs

Dans la conception de liens inductifs destinés au transfert d'énergie utilisés dans les dispositifs implantables, les caractéristiques les plus importantes à considérer sont le rapport de tension de sortie par rapport à la tension d'entrée, le rendement, la largeur de bande, la puissance délivrée par l'amplificateur de puissance externe et finalement la charge que représente l'implant pour le lien. Dans le cadre de notre étude, nous focaliserons sur l'aspect énergétique. La tension alternative à la sortie du lien se doit d'être élevée pour ainsi permettre au régulateur de tension d'extraire la tension continue

nécessaire au bon fonctionnement du dispositif implantable (figure 3.2). Basées sur les contraintes mentionnées plus tôt, les sections restantes de ce chapitre seront consacrées à la détermination des caractéristiques électriques des liens inductifs. Nous étudierons en premier lieu un lien inductif sans charge semblable à la figure 3.3 pour inclure par la suite les effets dus à la présence de la charge que représente l'implant.

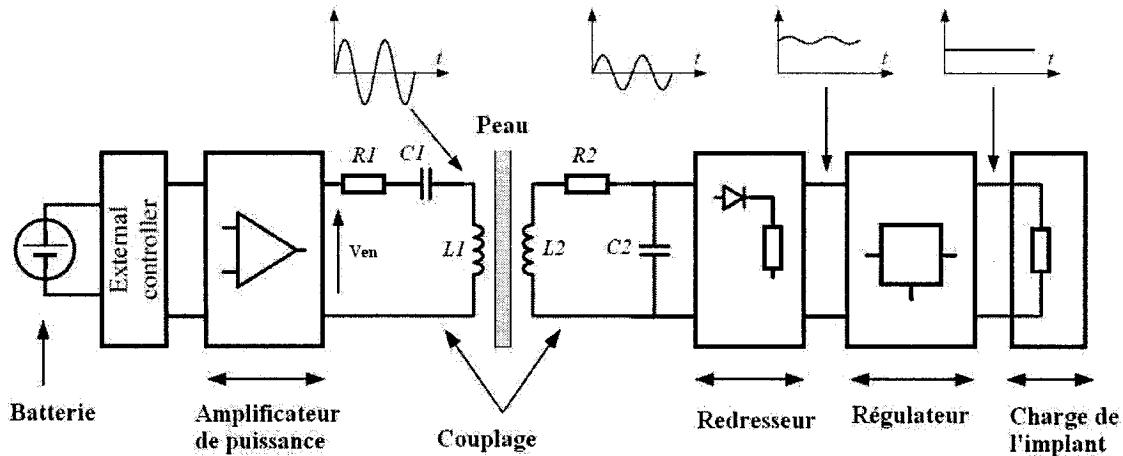


Figure 3.2 : Montage d'alimentation d'un dispositif médical implantable (tiré de [13])

#### • Fonction de transfert et rendement sans charge

En appliquant la loi des mailles au circuit de couplage inductif de la figure 3.3 on obtient les équations suivantes :

$$V_{EN} = Z_1 I_1 + j\omega M I_2 \quad (3.1)$$

$$0 = Z_2 I_2 + j\omega M I_1 \quad (3.2)$$

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} \quad (3.3)$$

$V_{EN}$  étant la tension à l'entrée du lien.  $Z_1$  et  $Z_2$  sont les impédances du circuit primaire et secondaire et sont définies comme suit :

$$Z_1 = R_1 + j(L_1\omega - \frac{1}{C_1\omega}) \quad (3.4)$$

$$Z_2 = R_2 + j(L_2\omega - \frac{1}{C_2\omega}) \quad (3.5)$$

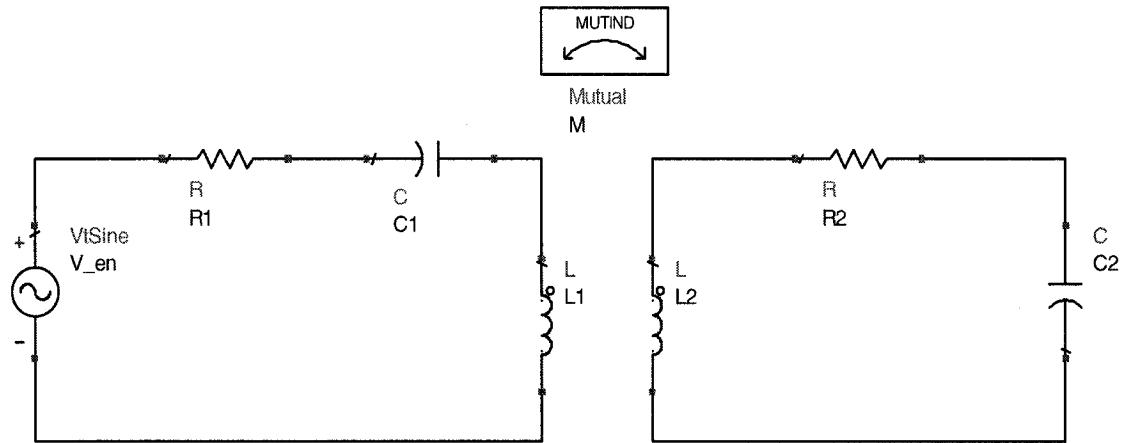


Figure 3.3 : Lien inductif sans charge

Or, comme nous l'avons mentionné auparavant, les liens inductifs sont utilisés à la résonance, ce qui implique que les composants des circuits primaire et secondaire sont choisis de telle sorte à obtenir la même fréquence de résonance  $f_0$ .

$$f_0 = \frac{1}{\sqrt{2\pi L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi L_2 C_2}} \quad (3.6)$$

En arrangeant les équations (3.1) et (3.2) nous obtenons le rapport entre la tension de sortie développée aux bornes de la capacité  $C_2$  par rapport à la tension d'entrée  $V_{en}$  comme décrit dans [60]. Ce rapport est donné par l'équation (3.7).

$$\frac{V_{SOR}}{V_{EN}} = -\frac{1}{\gamma^2} \frac{k\sqrt{L_2/L_1}}{k^2 + \frac{1}{Q_1 Q_2} - h^2 + jh\left(\frac{1}{Q_1} + \frac{1}{Q_2}\right)} \quad (3.7)$$

$$\left| \frac{V_{SOR}}{V_{EN}} \right| = \frac{1}{\gamma^2} \frac{k\sqrt{L_2/L_1}}{\sqrt{(k^2 + \frac{1}{Q_1 Q_2} - h^2)^2 + h^2\left(\frac{1}{Q_1} + \frac{1}{Q_2}\right)^2}} \quad (3.8)$$

$$\gamma = \frac{f}{f_0} \quad (3.9)$$

$$h = 1 - \frac{1}{\gamma^2} \quad (3.10)$$

$Q_1$  et  $Q_2$  sont les facteurs de qualité de  $L_1$  et  $L_2$  respectivement. La fréquence de fonctionnement du circuit est représentée par  $f$ . La variation de  $|V_{SOR}/V_{EN}|$  pour différentes valeurs du coefficient de couplage est présentée dans la figure 3.4. Il est à mentionner qu'à la fréquence de résonance  $f_0$ ,  $\gamma$  et  $h$  égalent un et zéro respectivement.

D'après la figure 3.4, nous constatons que le rapport  $|V_{SOR}/V_{EN}|$  atteint un maximum, ceci pour un coefficient de couplage critique ou optimal ( $k_C$ ) qui est déterminé théoriquement en dérivant l'équation par rapport au couplage  $k$  et en égalant le numérateur à zéro. Le facteur de couplage critique  $k_C$  peut ainsi être exprimé [48],[60] :

$$k_C = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \quad (3.11)$$

Une impédance réfléchie  $Z_{REF}$  du secondaire vers le primaire vient affecter le ratio des tensions. Cette impédance réfléchie peut alors s'écrire d'après [60] :

$$Z_{REF} = \frac{(\omega M)^2}{Z_2} \quad (3.12)$$

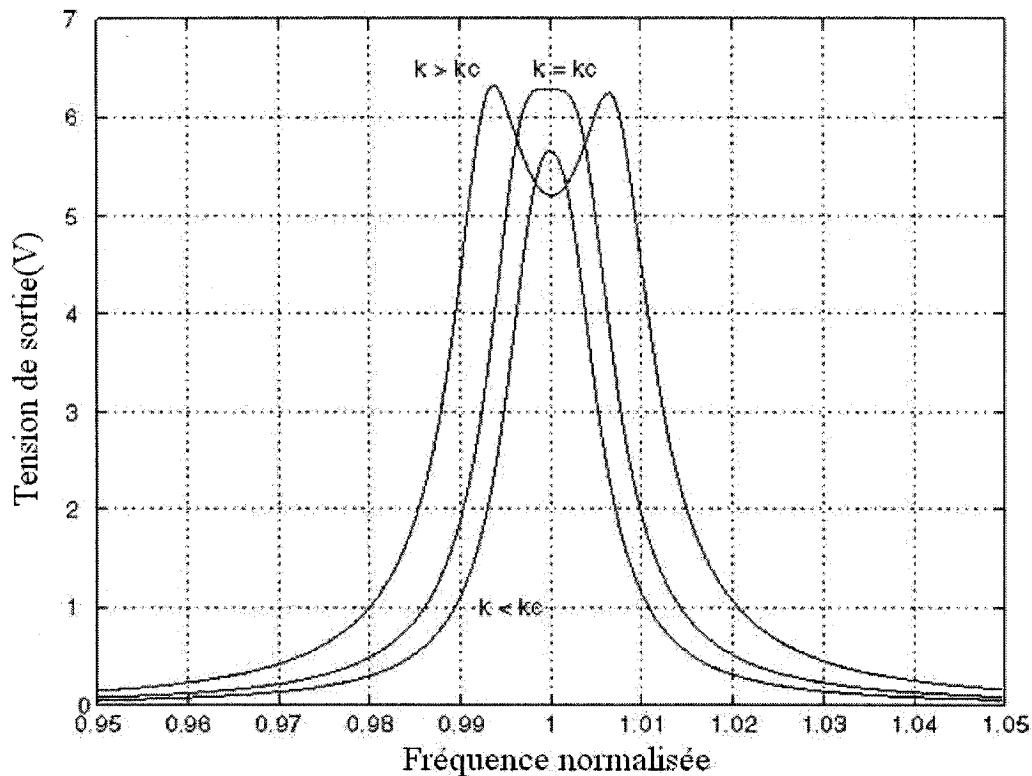


Figure 3.4 : Tension de sortie aux bornes de la capacité en fonction de la valeur du coefficient de couplage

Cette impédance réfléchie du secondaire vient se mettre en série. Puisque notre étude se base sur l'hypothèse que les deux circuits sont opérés à leur fréquence de résonance,  $Z_{REF}$  peut alors s'écrire :

$$Z_{REF} = \frac{(\omega M)^2}{R_2} \quad (3.13)$$

$$k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} = \frac{M}{L_1 L_2} \quad (3.14)$$

En combinant (3.3), (3.4) et (3.10) on obtient :

$$\omega M = \sqrt{R_1 R_2} \quad (3.15)$$

Donc

$$Z_{REF} = R_1 \quad (3.16)$$

Dans ce cas, l'impédance réfléchie au primaire est purement résistive et est égale à  $R_1$ . Ainsi, on obtient le courant secondaire maximal  $I_2$  et, par conséquent, le ratio de tension  $|V_{SOR}/V_{EN}|$  maximal tel que décrit dans [48],[60] :

$$\left| \frac{V_{SOR}}{V_{EN}} \right| = \frac{\sqrt{Q_1 Q_2}}{2} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (3.17)$$

On peut alors déterminer la puissance dissipée  $P_{EN}$  au primaire ainsi que ( $\eta$ ) le rendement énergétique :

$$P_{EN} = \frac{V_{EN}^2}{R_1 + Z_{REF}} = \frac{V_{EN}^2}{2R_1} \Rightarrow \eta = 1/2 \quad (3.18)$$

La valeur du rendement optimale déterminée par l'équation (3.18) ne peut être obtenue qu'en respectant les conditions consistant à opérer les circuits primaire et secondaire du lien inductif sans charge à la fréquence de résonance  $f_0$  et d'avoir un coefficient de couplage égale à  $k_C$ .

#### • Fonction de transfert et rendement avec charge

Si on suppose que la charge DC de l'implant est  $R_{DC}$  et que le redresseur est idéal, la charge AC ( $R_{AC}$ ) vue par le lien inductif est l'impédance DC du lien multipliée par un facteur qui dépend de la topologie du redresseur de tension employé. Le tableau 3.1 montre les caractéristiques pertinentes des différents redresseurs à diodes.

Pour le reste de cette étude, nous emploierons un redresseur demi-onde tel que déterminé dans [31] et par conséquent :

$$R_{AC} = \frac{R_{DC}}{2} \quad (3.19)$$

Tableau 3.1 : Impédance d'entrée de différentes architectures de régulateurs

	Demi-onde	Pleine onde	Doubleur
Circuit			
Nombre de diodes	1	4	2
Amplitude à la charge	A	A	2A
Résistance équivalente AC	$\frac{R_{DC}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2} R_{DC}$	$\frac{R_{DC}}{8}$

En se basant sur cette hypothèse, un circuit semblable au circuit présenté dans la figure 3.1 peut être obtenu et la résistance  $R_{AC}$  agit comme charge pour le lien inductif.

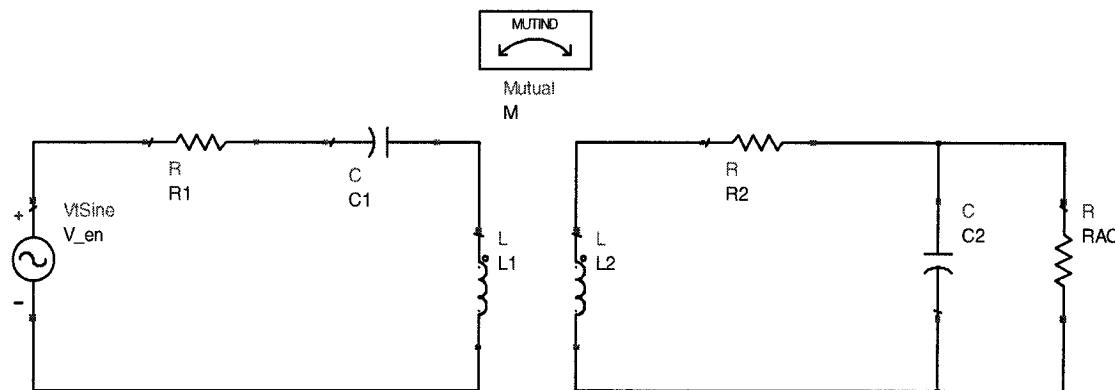


Figure 3.5 : Lien inductif avec charge

L'impédance du côté secondaire du lien inductif s'écrit :

$$Z_2 = \frac{R_{AC}/j\omega C_2}{R_{AC} + 1/j\omega C_2} + j\omega L_2 + R_2 \quad (3.20)$$

Après avoir effectué quelques manipulations à l'équation, nous obtenons :

$$Z_2 = (R_2 + \frac{R_{AC}}{(R_{AC}C_2\omega)^2 + 1}) + j(\omega L_2 - \frac{R_{AC}^2 C_2 \omega}{(R_{AC}C_2\omega)^2 + 1}) \quad (3.21)$$

$$|Z_2| = \sqrt{(R_2 + \frac{R_{AC}}{(R_{AC}C_2\omega)^2 + 1})^2 + (\omega L_2 - \frac{R_{AC}^2 C_2 \omega}{(R_{AC}C_2\omega)^2 + 1})^2} \quad (3.22)$$

Or, d'après l'équation (3.2) nous pouvons écrire :

$$|I_2| = \frac{|I_1| \cdot M\omega}{|Z_2|} \quad (3.23)$$

L'impédance du secondaire étant définie par l'expression suivante :

$$|Z_s| = R_2 + \frac{(\omega L_2)^2}{R_{AC}} \quad (3.24)$$

En utilisant l'équation (3.12), nous obtenons la nouvelle expression de l'impédance réfléchie au primaire :

$$|Z_{REF}| = \frac{(\omega M)^2}{R_2 + \frac{(\omega L_2)^2}{R_{AC}}} \quad (3.25)$$

Or, pour obtenir l'expression de  $|I_1|$  il faudra déterminer l'impédance du secondaire vu du primaire. Nous pouvons alors écrire :

$$|I_1| = \frac{|V_1|}{|R_1 + Z_{REF}|} \quad (3.26)$$

D'où nous obtenons :

$$|I_2| = \frac{|I_1| \cdot M\omega}{\sqrt{\left(R_2 + \frac{R_{AC}}{(R_{AC}C_2\omega)^2 + 1}\right)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{R_{AC}^2 C_2 \omega}{(R_{AC}C_2\omega)^2 + 1}\right)^2}} \quad (3.27)$$

La tension à la charge équivaut à :

$$|V_{load}| = |I_2| \cdot \sqrt{\left(\frac{R_{AC}}{(R_{AC}C_2\omega)^2 + 1}\right)^2 + \left(\frac{R_{AC}^2 C_2 \omega}{(R_{AC}C_2\omega)^2 + 1}\right)^2} \quad (3.28)$$

La puissance dissipée dans la charge peut s'exprimer par:

$$P_{load} = 0.5 \cdot \frac{(V_{load})^2}{R_{AC}} \quad (3.29)$$

La puissance à l'entrée du lien s'écrit alors:

$$P_{IN} = 0.5 \cdot |V_1| \cdot |I_1| \quad (3.30)$$

En utilisant les équations (3.29) et (3.30), nous pouvons calculer alors le rendement du lien inductif :

$$\eta = \frac{P_{load}}{P_{IN}} \quad (3.31)$$

### 3.4 Caractérisation de la bobine intégrée

Les composants passifs sont des éléments cruciaux pour la conception de tout type de circuits intégrés. Leur principale caractéristique, à savoir le facteur de qualité, détermine en grande partie les performances globales du circuit en termes de consommation.

D'une manière générale, une bonne inductance se définit par :

- une valeur d'inductance suffisante
- une faible résistance série
- une superficie réduite

- de faibles pertes par le substrat
- une fréquence de résonance suffisamment élevée
- un facteur de qualité maximum à la fréquence de travail

Une faible résistance série associée à des pertes réduites dans le substrat améliorent le facteur de qualité. Une superficie optimisée permet de réduire le coût (celui-ci étant directement lié à la surface de silicium utilisée), en plus de diminuer les éléments parasites dus au substrat car ces derniers sont proportionnels à la surface. L'obtention d'une inductance optimale est un problème complexe qui dépend de la technologie et de la structure de l'inductance. La technologie CMOS standard n'offre pas la possibilité d'effectuer des procédés spécifiques tels que le creusage du substrat sous l'inductance et l'utilisation d'une couche métallique épaisse.

Nous présentons dans cette section la méthode de caractérisation employée pour les quadripôles passifs implantés en configuration deux ports. Puis, nous présenterons ensuite les résultats obtenus pour des inductances circulaires. La caractérisation d'un composant se divise en plusieurs parties : le choix du modèle et la détermination des valeurs des éléments du modèle. La mesure consiste à obtenir sous pointes l'impédance du composant et de l'adapter à un certain modèle. Le choix du modèle s'appuie sur la structure même du composant. Il s'avère que la plupart des composants ont une forme dite en « PI ». Une fois la topologie du modèle fixée, la matrice de paramètres  $[S]$  mesurée est transformée en d'autres matrices plus efficaces pour isoler chaque élément constitutif du modèle. Les matrices  $[Y]$  et  $[Z]$  sont alors essentiellement utilisés.

Dans cette étude, nous nous restreindrons au modèle d'inductances intégrées présenté dans la figure 3.6(a). En plus de la valeur d'inductance et de la résistance série de la bobine, ce modèle comporte les pertes liées au substrat et qui sont représentées par la capacité d'oxyde  $C_{ox}$  ainsi que les pertes capacitives et résistives dans le substrat en silicium  $C_{Si}$  et  $R_{Si}$  respectivement. La figure 3.6(b) montre une coupe en 3D de l'inductance spirale sur substrat en silicium.

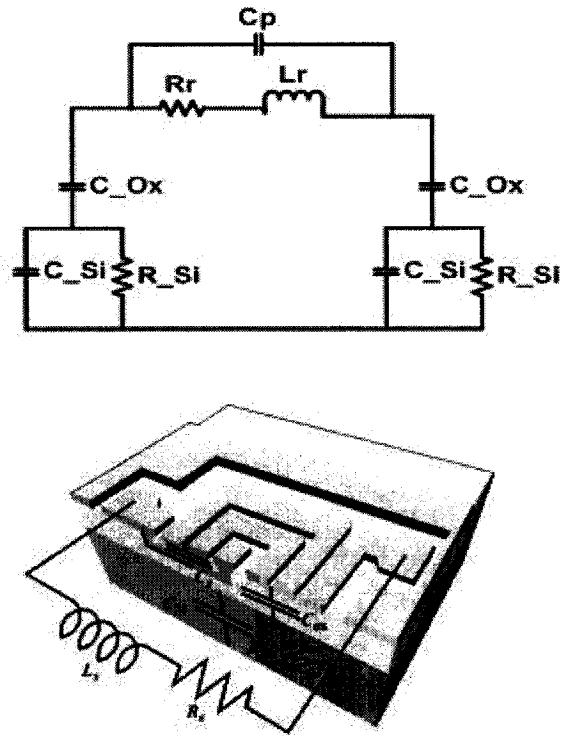


Figure 3.6 : Inductance spirale (a) circuit électrique équivalent (b) vue 3D (tiré de [71])

### 3.4.1 Calcul de la valeur d'inductance

L'intégration des éléments passifs dans les circuits intégrés nous permet de réduire la taille physique d'un circuit. Pour qu'une telle intégration soit réussie, un modèle précis pouvant représenter les différents effets parasites doit être utilisé, permettant ainsi d'analyser différentes configurations géométriques de notre composant. Plusieurs configurations de micro-inductance ont été utilisées dans la conception de circuits actifs et passifs [3],[11]. Bien que l'on ait proposé des formules simples pour l'analyse et la conception de ces éléments (par exemple [7],[8],[9]), la prédiction exacte de la valeur

d'inductance pose toujours de grands problèmes pour la conception des circuits RF surtout si l'effet de la structure sous-jacente doit être entièrement représenté. Greenhouse a fourni des formules empiriques [23], basé sur le travail précédent de Grover [24] et Terman [60], afin de calculer l'inductance mutuelle d'une bande droite en termes de sa largeur et épaisseur ainsi que l'inductance mutuelle entre deux bandes parallèles de suite séparées par un espacement donné. D'autres formules ont été présentées plus récemment par Pettenpaul *et al.* [44]. Ces derniers considèrent les deux cas de bobines rectangulaires aussi bien que les circulaires ayant une multi tournure.

Le calcul de la valeur d'inductance de bobines spirales circulaires sur une configuration à plusieurs couches est basé sur le travail fait par Mahmoud et Beyne [27]. L'approximation utilisée pour faciliter l'étude des bobines spirales circulaires est de les considérer comme étant des anneaux concentriques sur une structure à plusieurs couches comme indiqué dans la figure 3.7.

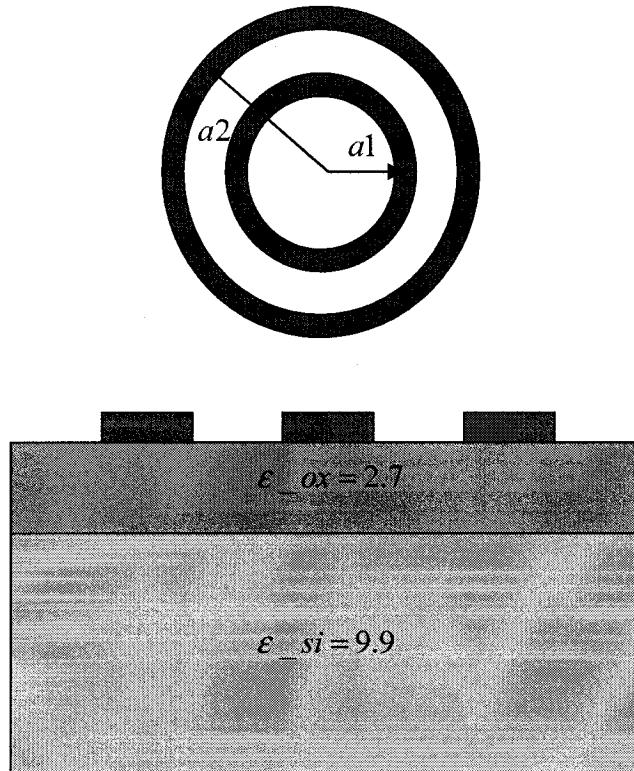


Figure 3.7 : Illustration des bobines spirales sur silicium

La valeur de l'inductance totale d'une bobine représente la somme des inductances propres de chaque anneau et les inductances mutuelles entre les différents anneaux constituants la bobine. En effet, l'inductance propre  $L_p$  d'un anneau plat simple ayant un rayon moyen  $a$ , une largeur de conducteur  $W$  (tel que  $W \ll a$ ) dans l'espace libre est d'abord déterminé. L'épaisseur du conducteur est négligée. Dans un système de coordonnées cylindriques  $(r, \varphi, z)$  nous assumons une densité de courant électrique  $J$  (A/m) variant dans le temps comme  $\exp(j \cdot \omega \cdot t)$  avec  $\omega$  étant la pulsation en (rad/s).

$$J(r) = \begin{cases} \frac{I}{W} f(r), & (a - \frac{W}{2}) \leq r \leq (a + \frac{W}{2}) \\ 0, & \text{autrement} \end{cases} \quad (3.32)$$

Où  $I$  est le courant total et  $f(r)$  la distribution radiale tel que  $\int f(r) = W$ . Les champs électromagnétiques associés à ce courant peuvent être exprimés en termes d'un potentiel électrique vectoriel qui satisfait les équations d'onde vague dans l'espace libre [5]. Cette expression ensemble combinée avec le flux magnétique d'un anneau, permet d'écrire l'inductance propre de l'anneau dans l'espace libre comme étant :

$$L_p(a) = \pi \mu_0 a \int_0^\infty \frac{x}{\sqrt{x^2 - k_0^2 a^2}} J_1^2(x) J_0(x \bar{W}) dx \quad (3.33)$$

Avec  $x = \lambda a$ ,  $\lambda$  le nombre d'onde ( $m^{-1}$ ),  $\bar{W} = W/2a$ ,  $J_0$  et  $J_1$  étant les fonctions de Bessel d'ordre zéro et un respectivement,  $K_0$  étant défini de la manière suivante  $K_0 = \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ . Finalement  $\epsilon_0$  et  $\mu_0$  étant la permittivité et la perméabilité du vide respectivement. Le terme en dessous de la racine carré dans l'équation (3.33) devient imaginaire pour  $0 < x < 1$ , rapportant ainsi une valeur  $L_p$  complexe. La partie imaginaire de  $L_p$  représente la résistance de radiation de l'anneau. Cette partie de l'équation peut alors être négligée quand le rayon de l'anneau est beaucoup moins important que la longueur d'ondes dans l'espace libre (c'est-à-dire quand  $k_0 a \ll 1$  ce qui est généralement le cas permettant ainsi de réécrire l'équation (3.33) sous la forme suivante :

$$L_p(a) = \pi \mu_0 a \int_0^\infty J_1^2(x) J_0(x \bar{W}) dx \quad (3.34)$$

En plus de l'inductance propre de chaque anneau, l'inductance mutuelle  $|Ma_1a_2|$  entre deux anneaux plats concentriques ayant des rayons moyens  $a_1$  et  $a_2$  (tel que  $a_1 < a_2$  et  $W \ll a_1, a_2$  et  $(a_2-a_1)$ ).

$$Ma_1a_2 = \pi\mu_0\sqrt{a_1a_2} \left( \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{a_1}{a_2}} \right) \left[ K\left(\frac{a_2}{a_1}\right) - E\left(\frac{a_2}{a_1}\right) \right] \quad (3.35)$$

Tel que  $K$  et  $E$  étant les intégrales elliptiques du premier et second ordre. La valeur d'inductance totale de la bobine est déterminée en faisant la sommation des inductances propres et des mutuelles entre les différents anneaux constituant la bobine.

### 3.4.2 Calcul des éléments parasites

Pour une modélisation réussie de ce genre de composants passifs que sont les inductances spirales sur silicium, les éléments parasites doivent être pris en considération. Il existe trois éléments de pertes.  $C_{OX}$ ,  $C_{SI}$ ,  $R_{SI}$  pertes capacitatives dans l'oxyde, le silicium et les pertes résistives dans le silicium respectivement. Les caractéristiques de ces structures sur substrat de silicium ont été examinées largement [36],[38],[43],[71]. En général, une structure de microbande de MOS peut être modélisée par un réseau à trois éléments. L'origine physique de  $R_{SI}$  est la conductivité du silicium, cette dernière est principalement fixée par la concentration des transporteurs de charges majoritaires.  $C_{OX}$  et  $C_{SI}$  modélisent les effets capacitifs de hautes fréquences arrivant dans le semi-conducteur. Pour des bobines en spirale sur silicium, les dimensions latérales sont beaucoup plus grandes que l'épaisseur d'oxyde et sont comparable avec l'épaisseur de silicium. En conséquence, la capacité de substrat et la résistance sont approximativement proportionnelles au secteur occupé par la bobine et peuvent être évaluées par :

$$C_{OX} = \frac{1}{2} lw \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad (3.36)$$

$$C_{SI} = \frac{1}{2} lw C_{SUB} \quad (3.37)$$

$$R_{SI} = \frac{2}{lwG_{SUB}} \quad (3.38)$$

$C_{SUB}$  et  $G_{SUB}$  sont la capacitance et la conductance par unité de surface.  $\epsilon_{ox}$  et  $t_{ox}$  sont la constante diélectrique et l'épaisseur d'oxyde entre le substrat et le métal respectivement. La superficie occupée par l'inductance peut être obtenue en multipliant la longueur de la spirale par la largeur de piste. Le facteur de 0.5 qu'on retrouve dans ces expressions est dû au fait qu'on suppose que les parasites du substrat sont également distribués entre les deux extrémités de la bobine.

### 3.4.3 Calcul de la résistance

Le courant circulant dans l'inductance évolue au fur et à mesure que la fréquence augmente. À des très basses fréquences, le courant occupe l'intégralité de la section de la piste et la résistance série est égale à celle précédemment calculée (résistance DC). Lorsque la fréquence s'élève, le courant se concentre sur les bords de la section de la piste et sa distribution varie en fonction de l'épaisseur de peau  $\delta$ .

Concrètement, afin de ne pas perdre en volume utile de matériau métallique, le matériau conducteur doit avoir une épaisseur inférieure à  $2\delta$ . L'illustration sur la figure 3.8 représente la section d'un barreau métallique subissant une excitation d'une fréquence suffisante pour faire apparaître le phénomène d'effet de peau. La partie claire à l'intérieur est désertée par les lignes de champ qui se concentrent en périphérie (partie foncée). Ainsi, pour que la section totale d'un barreau magnétique soit utilisée, il faut que  $a < 2\delta$  ou  $b < 2\delta$ .

Soit  $P$  la profondeur par rapport à la périphérie de la section. Lorsque la profondeur  $P$  s'accroît de  $\delta$ , l'amplitude du champ électrique, du champ magnétique et de la densité de courant se trouvent divisées par le nombre  $e$  égal à 2,718 :

- à  $P = \delta$  le courant est divisé par  $e$
- à  $P = 2\delta$  le courant est divisé par  $e^2$
- à  $P = 3\delta$  le courant est divisé par  $e^3$

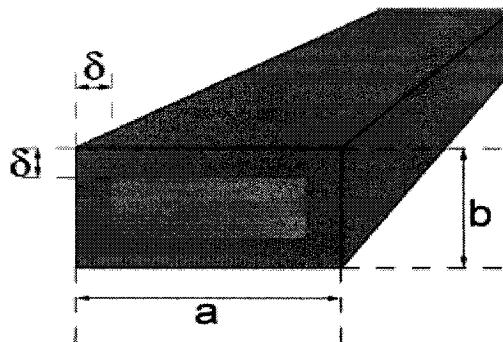


Figure 3.8 : Illustration du volume utile d'un matériau délimité par la profondeur de peau

Le courant se concentre donc pratiquement près de la surface, dans une couche dont l'épaisseur est égale à  $\delta$ . Pour un conducteur droit de section circulaire, le calcul analytique conduit à la formulation littérale de l'épaisseur de peau suivante :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu_0}} \approx 500 \sqrt{\frac{\rho}{f}} \quad (3.39)$$

Où  $\rho$  est la résistivité du conducteur associée à sa section,  $f$  est la fréquence et  $\mu_0$  est la perméabilité de l'espace libre égale à  $4 \cdot 10^{-7}$  H/m.

Dans notre contexte, la section de la piste métallique n'est pas circulaire mais rectangulaire. Le calcul analytique associé à une section rectangulaire est considéré comme pratiquement impossible. Une étude empirique a permis d'aboutir à une formule littérale de la résistance série ( $R_s$ ) en fonction de la fréquence [33] :

$$R_s \approx \frac{l \cdot \rho}{w \cdot \delta \cdot (1 - e^{-h/\delta})} \quad (3.40)$$

Où  $l$  est la longueur de la piste,  $w$  est la largeur de la piste,  $h$  est la hauteur de la piste. L'effet de peau a directement pour conséquence d'augmenter la résistance série effective générée à travers l'inductance aux fréquences radio à cause du confinement du courant dans la zone périphérique de la piste. Dans un conducteur droit, au fur et à mesure que la fréquence augmente, les porteurs se rapprochent de la périphérie. Ceci indique clairement qu'augmenter la largeur de la piste pour diminuer la résistance à ses limites. A la

fréquence de fonctionnement de notre lien inductif c'est-à-dire 13.56 MHz, on obtient une profondeur de pénétration de  $14\mu\text{m}$ . Une telle épaisseur de métal est réalisable avec les techniques précédemment décrites tel que l'électrochimie.

### 3.5 Caractérisation de la bobine externe

En ce qui concerne la modélisation de la bobine externe, nous utiliserons le modèle conventionnel qui consiste en une inductance en série avec la résistance du conducteur.

#### 3.5.1 Valeur d'inductance

La bobine du transmetteur est aussi assimilée à des anneaux concentriques, mais cette fois ayant une section transversale de forme circulaire. Comme dans le cas de la bobine réceptrice, nous commençons tout d'abord par déterminer l'inductance propre  $L_p$  d'un anneau simple ayant un rayon moyen  $b$ , un rayon de fil  $R$  (tel que  $R \ll b$ ) dans l'espace libre. L'inductance propre de chacun des anneaux est déterminée par l'équation d'après [73] :

$$L_p(b) = \mu_0 b \left( \ln\left(\frac{8b}{R}\right) - 2 \right) \quad (3.41)$$

La détermination de l'inductance mutuelle entre les anneaux de la bobine du transmetteur se fait de la même manière que dans le cas de la bobine réceptrice (équation (3.35)). Comme nous l'avons mentionné dans la section précédente, la valeur d'inductance totale de la bobine est déterminée en faisant la sommation des inductances propres et des mutuelles entre les différents anneaux constituant la bobine.

#### 3.5.2 Résistance série

La bobine du transmetteur est aussi assimilée à des anneaux concentriques, mais cette fois ayant une section transversale de forme circulaire. Le calcul de la résistance ne se fait pas de la même façon. Pour un conducteur de section circulaire, la résistance peut être

déterminée de la façon suivante d'après [20]. D'après l'équation (3.42), le fil conducteur formant la bobine est assimilée à un cylindre découpé en un grand nombre de réseau de circuits équivalents LR parallèles. La sommation permet alors de déterminer la résistance du fil conducteur de la bobine externe.

$$\left\{ \begin{array}{l} R_l(\omega) = \frac{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{R_k}{R_k^2 + \omega^2 L^2}}{\left( \sum_{k=1}^{\infty} \frac{R_k}{R_k^2 + \omega^2 L^2} \right)^2 + \omega^2 \left( \sum_{k=1}^{\infty} \frac{L}{R_k^2 + \omega^2 L^2} \right)^2} \\ R_k = \frac{\xi_k^2}{4\pi\sigma R^2} \\ L = \frac{\mu_0 \mu_r}{4\pi} \\ \xi_k = \frac{(2k-1)\pi}{2} + \frac{\pi}{4} \end{array} \right. \quad (3.42)$$

$\sigma$  étant la conductivité du métal formant les tours de la bobine

### 3.6 Détermination de la mutuelle entre les bobines

Le lien forme un transformateur faiblement couplé. Puisque les bobines ne sont pas fixées entre elles, les performances du lien deviennent sensibles à l'alignement des bobines émettrice et réceptrice. Dans l'approche géométrique traditionnellement utilisée, la tendance était d'accepter une perte d'efficacité en échange d'une insensibilisation du lien, le tout étant effectué au moyen de considérations géométriques. Cette approche consiste à utiliser une bobine externe de dimensions supérieures à celles de la bobine implantée. Tant que cette dernière, plus petite, demeure à l'intérieur de la bobine externe, le nombre de lignes de flux traversant le récepteur reste à peu près constant ("near field"). L'analyse du couplage au niveau du circuit est bien connue [55],[73]. Le couplage entre deux bobines dépend de la forme, des dimensions géométriques de ces dernières et finalement de leur disposition dans l'espace (désalignement latéral et angulaire). La figure 3.10

présente les cas où il y a un désalignement. Il est donc intéressant de calculer le couplage entre les deux antennes selon les équations présentées dans [55], [73].

Comme nous pouvons le constater dans l'équation (3.41), il faut résoudre des intégrales elliptiques qui sont connues comme étant non résolubles analytiquement, les calculs doivent être numériques. D'où, le choix des dimensions géométriques des deux bobines afin d'optimiser le couplage n'est pas simple vu la complexité de résoudre ce genre de fonctions.

$$M(a, b, \Delta, d) = \pi \mu_0 \sqrt{ab} \int_0^\infty J_1\left(x \sqrt{\frac{a}{b}}\right) \cdot J_1\left(x \sqrt{\frac{b}{a}}\right) \cdot J_0\left(x \frac{\Delta}{\sqrt{ab}}\right) \cdot \exp\left(-x \frac{d}{\sqrt{ab}}\right) dx \quad (3.43)$$

$\Delta$  et  $d$  étant le désalignement latéral, et la distance de séparation des deux antennes respectivement.

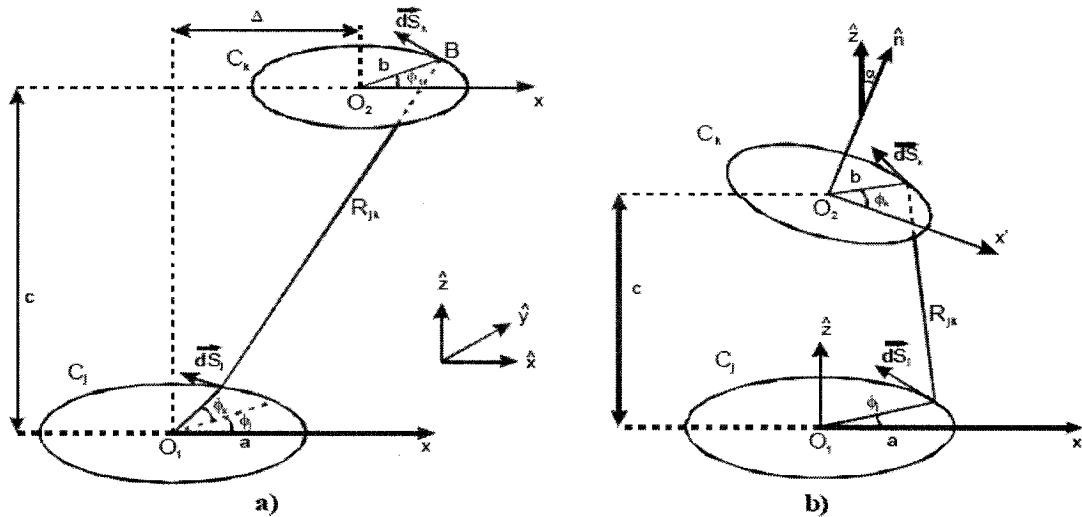


Figure 3.10 : Bobines avec désalignement : (a) latéral, (b) angulaire (tiré de [55])

### 3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les enjeux des liens inductifs. En premier lieu, nous avons utilisé l'approche circuit électrique et nous avons montré les points pertinents pour le calcul du rendement des liens inductifs, ceci en se basant sur le modèle électrique conventionnel. Ensuite, nous avons employé l'approche électromagnétique qui nous

permet, à partir de dimensions géométriques, d'obtenir les valeurs des composants électriques qui rentrent en jeu dans le modèle. Ainsi, nous avons divisé le système en trois parties : la bobine réceptrice, la bobine émettrice et finalement le calcul de la mutuelle.

# CHAPITRE IV

## MODÈLE COMPLET ET MISE EN ŒUVRE DU PROCÉDÉ DE FABRICATION

### 4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons travaillé avec les deux approches électrique et électromagnétique afin de rendre le modèle plus complet, ceci en tenant compte des pertes dans le substrat. Nous présenterons dans ce chapitre le nouveau modèle qui consiste en une combinaison des deux approches. En premier lieu, nous l'appliquerons à un simple lien inductif. Par la suite, nous présenterons les changements à apporter au modèle afin de l'adapter au cas des systèmes possédant plusieurs bobines réceptrices. Nous présenterons également une méthode de désensibilisation du rendement aux désalignements latéraux et angulaires. Finalement, nous sélectionnerons les matériaux qui seront utilisés pour la réalisation de la micro bobine. En tenant compte des caractéristiques électriques des matériaux choisis, nous évaluerons les contraintes géométriques du composant. Ces contraintes géométriques sont les relations liant la fréquence de fonctionnement, le couplage et le facteur de qualité des bobines avec la valeur du rendement.

### 4.2 Modèle proposé pour l'optimisation des liens inductifs

Dans les sections 3.4, 3.5 et 3.6, nous avons présenté les expressions des différents paramètres entrant en jeu dans le calcul du rendement du lien inductif. Les effets parasites mentionnés sont intégrés dans le modèle conventionnel du lien inductif afin de

lui donner plus de précision. En intégrant ces pertes dans le modèle, nous obtenons le schéma électrique de la figure 4.1.

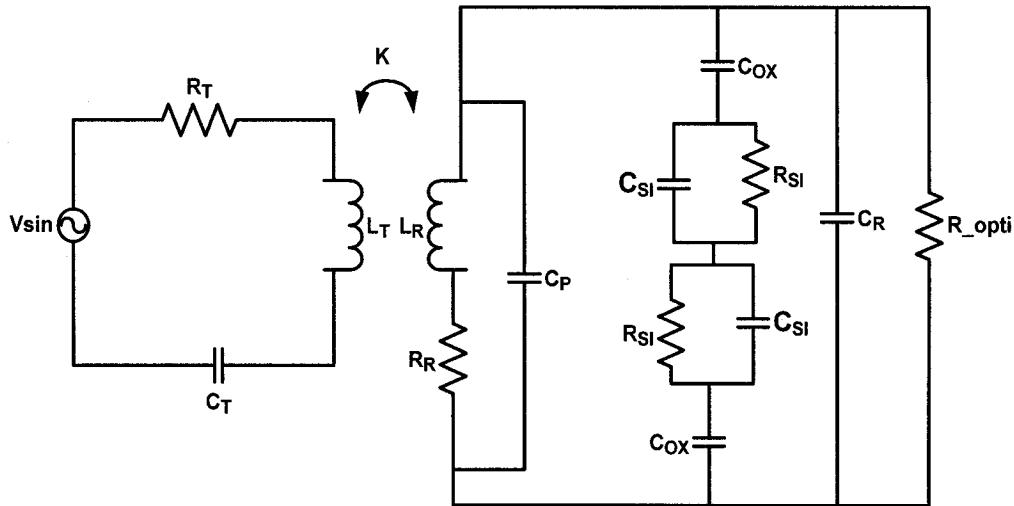


Figure 4.1 : Modèle électrique utilisé pour le calcul du rendement

Afin de ne pas refaire les calculs permettant d'obtenir le rendement du lien dès le début, nous nous baserons sur l'étude théorique effectuée dans la section 3.3.2. Nous proposons alors de rentrer les modifications sur les expressions de la résistance série de l'inductance, ainsi que la valeur de la capacité nécessaire pour l'obtention de la résonance.

Les parasites du substrat sont alors considérés comme étant une charge supplémentaire pour le lien. L'impédance de cette nouvelle charge  $Z_{Sub//}$  peut être exprimée comme suit :

$$Z_{Sub//} = 2 \left( \frac{1}{j\omega C_{ox}} + \frac{R_{SI}}{1 + jR_{SI}\omega C_{SI}} \right) \quad (4.1)$$

Pour transformer cette charge supplémentaire en une charge série, nous utilisons l'équation (1.9) et on obtient alors :

$$Z_{Sub\_S} = \frac{(\omega \cdot L_2)^2}{2 \left( \frac{1}{j\omega C_{ox}} + \frac{R_{SI}}{1 + jR_{SI}\omega C_{SI}} \right)} \quad (4.2)$$

La nouvelle expression de la résistance série s'écrit alors :

$$R_{22} = R_2 + \text{real}(Z_{Sub\_S}) \quad (4.3)$$

$$Z = j\omega L_2 + \text{imag}(Z_{\text{Sub\_S}}) \quad (4.4)$$

Vu que le lien opère à la résonance, la nouvelle expression de la capacité s'écrit comme suit :

$$C_{22} = \frac{1}{\omega|Z|} \quad (4.5)$$

En remplaçant  $R_2$  et  $C_2$  par  $R_{22}$  et  $C_{22}$  déterminés par les équations (4.1) et (4.2), nous pouvons aisément déterminer le rendement et ainsi obtenir les dimensions géométriques permettant d'obtenir un rendement optimal.

#### 4.3 Validation des résultats théoriques par la méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est un outil de discréétisation. Il consiste en un découpage d'un système à étudier en un ensemble de parties qui, sous certaines conditions, seront régies par des lois plus simples. Nous obtenons ainsi une simplification des calculs au prix d'une augmentation du nombre de parties à considérer. Tout d'abord, même s'il est possible de déterminer un ensemble de lois régissant un phénomène, il est en général impossible de les résoudre dans un cas complexe. Nous devons en général se contenter de cas prototypes, qui sont des simplifications exagérées. La simulation numérique couplée à la méthode des éléments finis permet d'obtenir des solutions théoriques approximatives. Outre les outils de schématique et de dessin de masque qui doivent gérer des objets en trois dimensions, la brique de base d'un outil de CAO en radiofréquence est le moteur de simulation électromagnétique en deux ou trois dimensions. C'est avec ces outils que nous extrayons les paramètres S d'un circuit avec précision, et c'est avec ces logiciels que les concepteurs de circuits RF travaillent désormais couramment.

Cette technique puissante a été utilisée dans le cadre de notre travail comme moyen de vérification des calculs d'impédance effectués. L'outil de dessin de masque Momentum (Agilent Design System) est un outil permettant de rentrer tous les paramètres physiques afin de bâtir notre propre technologie. Une fois que la structure que nous désirons tester ainsi que les paramètres technologiques du procédé de fabrication sont en place, nous

effectuons les simulations électromagnétiques pour déterminer les paramètres S de la structure et enfin faire la transformation pour obtenir l'impédance de l'inductance intégrée.

Nous avons choisi de tester une bobine intégrée spirale circulaire sur silicium ayant un diamètre externe  $D_e=4\text{mm}$ , un diamètre interne  $D_i=1.2\text{mm}$ , un espacement entre les spires  $\text{esp}=40\mu\text{m}$  et finalement une largeur de piste  $w=100\mu\text{m}$ . Dans notre cas, nous cherchons à extraire l'évolution de l'impédance du récepteur en fonction de la fréquence. Comme nous pouvons l'observer sur la figure 4.2, nous obtenons une bonne concordance entre les résultats théoriques obtenus par le modèle proposé et ceux des simulations électromagnétiques. Les résultats en pointillés sont les résultats de l'extraction à l'aide de Momentum (ADS), ceux en continu sont les résultats obtenus à l'aide du modèle réalisé sur Matlab.

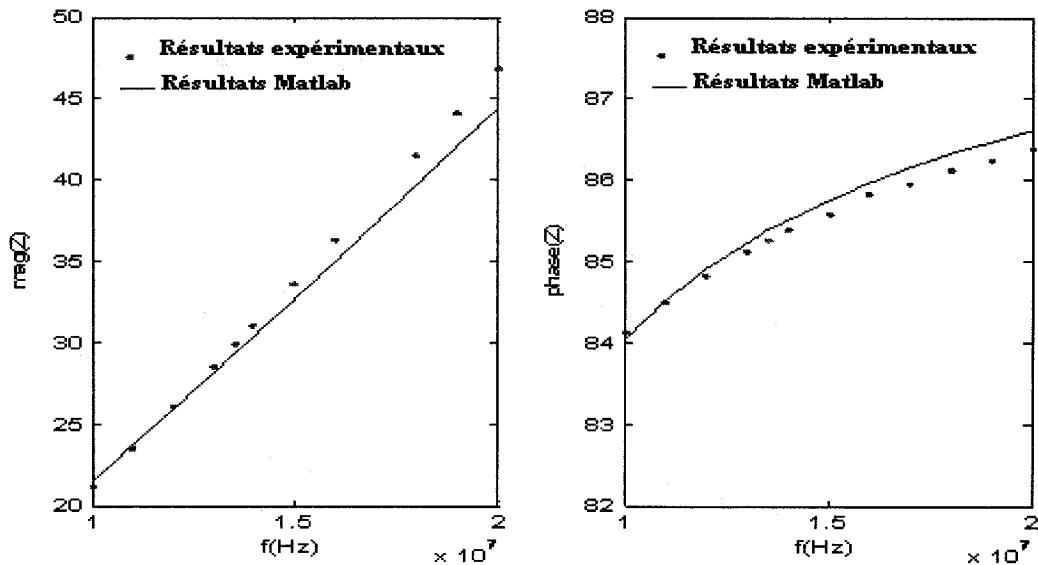


Figure 4.2 : Impédance de la bobine ADS Vs Matlab

Ainsi, les impédances des bobines formant le lien, obtenu à l'aide du modèle théorique présenté dans la section précédente, ont été vérifiées à l'aide des simulations à éléments

finis afin de s'assurer de la validité des calculs dans une première étape. Le calcul de l'inductance mutuelle entre les bobines du lien a été vérifié quant à lui à partir de données expérimentales recueillies dans la littérature scientifique [17] [73]. Ces deux dernières études utilisent exclusivement la méthode des éléments finis.

Il est bien connu que les simulations électromagnétiques sont des outils puissants permettant d'obtenir d'excellents résultats, mais leur inconvénient majeur réside dans le temps que peut prendre ce genre de simulation. C'est pour cette raison que, dans le cadre de notre travail, nous avons choisi de les utiliser seulement pour des fins de vérification. Ainsi, notre modèle présente une bonne optimisation en matière de temps de simulations, surtout que le lien inductif présente un grand nombre de paramètres géométriques tel que mentionné auparavant.

#### 4.4 Utilité du nouveau modèle

L'optimisation des liens inductifs ayant des récepteurs intégrés sur silicium passe en premier par une bonne caractérisation électrique de ces composants passifs. C'est pourquoi l'ajout des parasites liés au substrat est essentiel pour mieux prédire le rendement énergétique que pourrait avoir ce genre de dispositif.

Comme nous l'avons mentionné précédemment, le modèle nous permet de choisir les dimensions géométriques intervenant dans la modélisation afin de correspondre à la contrainte de limitation en superficie. Ceci implique que l'obtention d'un lien performant est étroitement liée à la limitation des effets nuisibles du substrat. Cette limitation se traduit par un choix judicieux des dimensions pour les différentes couches ainsi que des matériaux qui les constituent.

La figure 4.3 montre différentes courbes de rendement en énergie d'un lien inductif pour différentes épaisseurs de la couche d'oxyde. Nous regarderons le rendement produit par le modèle proposé et le modèle du circuit conventionnel à une distance de 1 cm qui représente notre cas. Nous pouvons aisément remarquer que le modèle circuit qui ne tient

pas compte des pertes dans l'oxyde surestime le rendement du lien. Ce qui est le plus pertinent maintenant dans notre étude est de pouvoir dimensionner le lien de telle sorte que nous puissions avoir les plus petites dimensions géométriques des bobines ainsi que de choisir les différents matériaux afin de faciliter le procédé de fabrication par la suite.

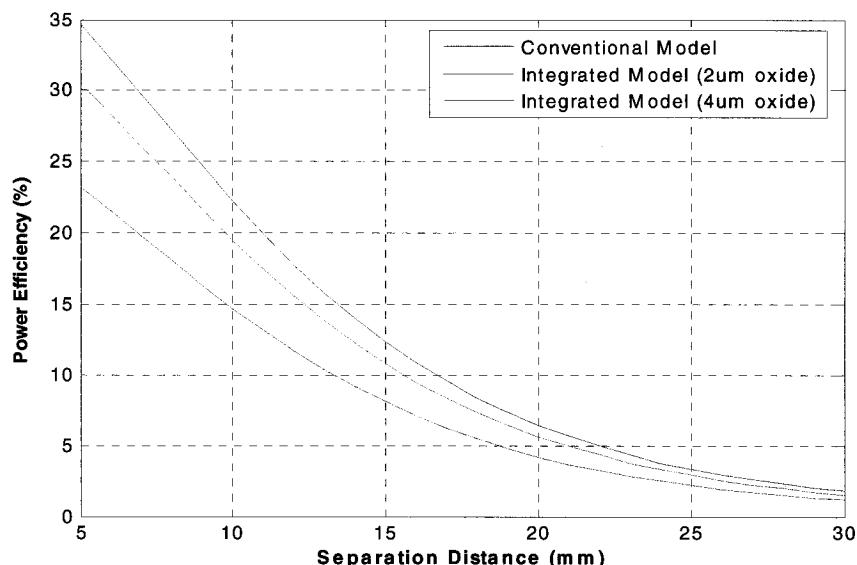


Figure 4.3 : Rendement en fonction de l'épaisseur d'oxyde de silicium

#### 4.5 Application : un lien inductif possédant plusieurs stimulateurs

Pour que le modèle soit le plus général possible, nous avons décidé de prendre en considération le cas où la bobine primaire alimente une matrice de bobines réceptrices qui sont disposées à la même distance de l'axe central de la bobine primaire comme le montre la vue en 3D (figure 4.4).

Une vue du circuit équivalent employé pour l'étude du rendement de ce type de lien est montrée à la figure 4.5.

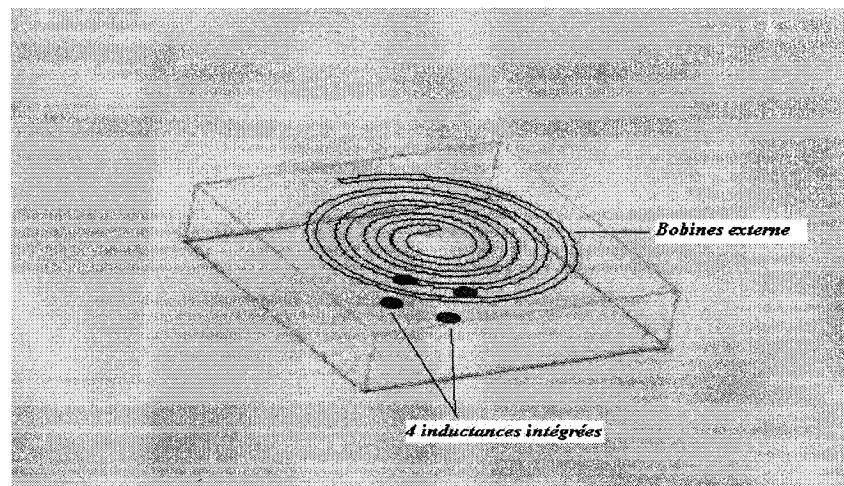


Figure 4.4 : Vue en 3D d'un lien inductif avec plusieurs récepteurs

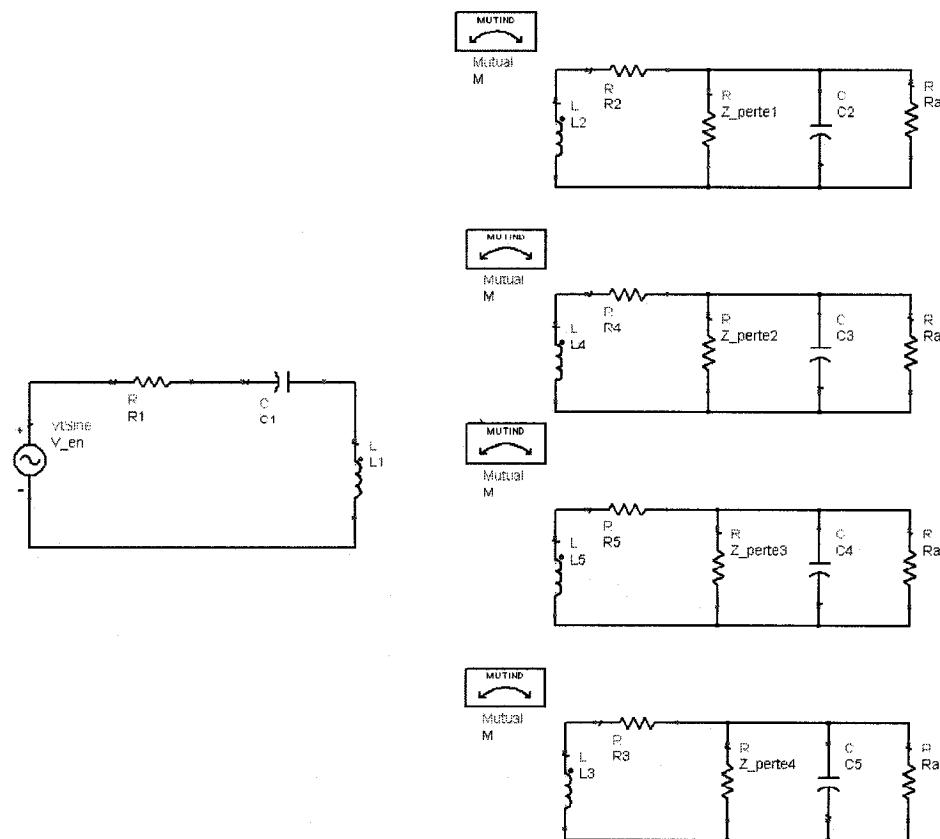


Figure 4.5 : Schéma électrique équivalent du lien inductif avec plusieurs récepteurs

Afin de déterminer le courant au primaire et aux différents récepteurs, nous écrivons alors le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_1 = Z_1 I_1 + j\omega M I_2 + j\omega M I_3 + j\omega M I_4 + j\omega M I_5 \\ 0 = Z_2 I_2 + j\omega M I_1 \\ 0 = Z_3 I_3 + j\omega M I_1 \\ 0 = Z_4 I_4 + j\omega M I_1 \\ 0 = Z_5 I_5 + j\omega M I_1 \end{cases} \quad (4.6)$$

$$|I_1| = \frac{|V_1|}{R_1 + \frac{(\omega M)^2}{Z_2} + \frac{(\omega M)^2}{Z_3} + \frac{(\omega M)^2}{Z_4} + \frac{(\omega M)^2}{Z_5}} \quad (4.7)$$

Le couplage maximal est réalisé lorsque les deux bobines sont coaxiales. Dans les applications où le désalignement entre le dispositif implanté (bobine du récepteur) et la bobine de commande peut être très important, l'énergie reçue au secondaire peut varier et ainsi affecter le bon fonctionnement du dispositif puisque le facteur de couplage dépend du désalignement axial entre les deux antennes, comme le montre l'équation (3.41). En reliant les bobines, disposées en diagonal, en série comme le montre la figure 4.6, cette configuration offre un net avantage comparé au cas avec un seul récepteur qui est représenté par la symétrie du montage.

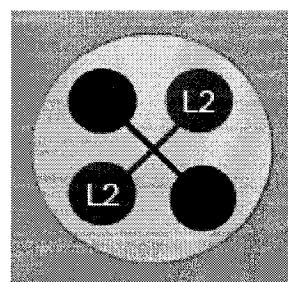


Figure 4.6 : Connexion des bobines

Ainsi, lorsqu'un désalignement se produit, l'énergie reçue par une des moitiés de la bobine réceptrice ( $L_1$ ) va augmenter tandis que dans l'autre moitié la puissance va diminuer et vice versa. De cette façon, on désensibilise le lien inductif aux effets du désalignement latéral. La même chose se produit pour le récepteur ( $L_2$ ). En plus de désensibiliser le rendement du lien face aux désalignements latéraux, cette configuration nous permet aussi de désensibiliser le rendement face aux désalignements angulaires de la même manière. La figure 4.7 illustre bien comment se fait la compensation de l'énergie reçue par les récepteurs dans le cas d'un désalignement latéral. Comme nous pouvons le remarquer le courant de stimulation disponible au secondaire est constant même avec un désalignement de 5mm.

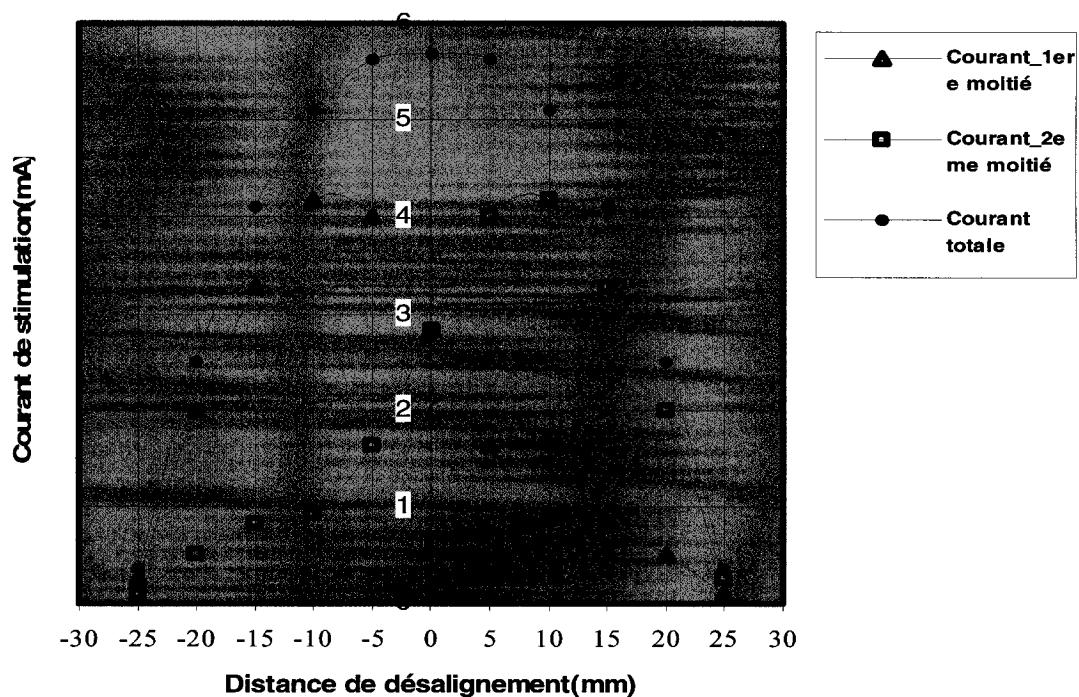


Figure 4.7 : Désensibilisation de la puissance reçue par rapport au désalignement latéral

## 4.6 Choix des matériaux

Le choix des matériaux que nous allons utiliser dépend de plusieurs paramètres. Les caractéristiques électriques et physiques en sont les facteurs les plus déterminants dans nos choix ainsi que les méthodes de dépôt de ces matériaux. La vitesse de croissance, la reproductibilité, le coût et la compatibilité avec les technologies microélectroniques et MEMS doivent également être pris en compte pour le choix des matériaux et méthodes de dépôt.

Dans cette section, nous présenterons les principes généraux de réalisation des micro-bobines que nous avons élaborés. Nous présenterons également les moyens technologiques dont nous disposons ainsi que les mises au point spécifiques pour la fabrication des micro-bobines. Ces moyens sont l'électrochimie de matériaux et la photolithographie de résines épaisses. Nous présenterons ainsi le procédé de fabrication permettant d'obtenir les performances désirées. Il est à mentionner que toutes ces structures ont été calculées et simulées à l'aide du modèle des liens inductifs développé dans le chapitre 3, afin de répondre aux spécifications du lien inductif désiré.

### 4.6.1 Couche d'accrochage

La couche d'accrochage a un double rôle dans notre application. Elle permet, entre autres, de maintenir ou de faire l'interface entre le substrat et le matériau déposé par électrochimie, et de répartir les courants vers l'ensemble des motifs. Ainsi, nous allons voir quels sont les matériaux les mieux adaptés à la réalisation de nos structures. Dans cette section relative aux structures, nous étudierons la forme à donner à cette couche d'accrochage afin d'améliorer la répartition des courants lors de l'électrodepositio de matériaux. De ce fait, un choix minutieux s'impose à nous afin d'avoir une bonne adhérence ainsi qu'une réussite au niveau de l'étape d'électrochimie du cuivre.

Nous avons choisi, lors des dépôts, une couche d'accrochage Cr/Cu. Pour la couche d'accrochage qui est directement en contact avec le substrat, nous avons alors

implémenté une couche de Cr/Cu (100Å/5000Å). La disponibilité du chrome et sa bonne adhérence sur différents types de substrat font de lui un bon candidat pour remplir la tâche de matériaux intermédiaire entre l'isolant et la couche conductrice. Quant au deuxième matériau qu'est le cuivre, d'une épaisseur de 5000Å, il adhère parfaitement sur le chrome et pourrait être déposé avec différents procédés. Vu sa conductivité élevée ainsi que pour des questions d'homogénéité pour le reste du procédé, le cuivre déposé par évaporation constitue un matériau très intéressant pour former les traces métalliques nécessaires à la phase d'électrochimie.

La nature du substrat est prédominante sur l'adhérence de la couche d'accrochage. Le substrat en silicium doit être isolé électriquement afin de ne pas créer de court-circuit sur le composant, et l'adhérence de la couche de chrome dépendra du type de passivation utilisé pour recouvrir le substrat en silicium. Plusieurs possibilités sont envisagées : une fine couche de résine ou encore l'oxyde de silicium.

Le choix de la couche de passivation représente l'un des choix les plus primordiaux pour le succès de notre conception. Cette couche étant la première à être déposée sur le substrat, ce qui implique que cette couche doit répondre à deux exigences. La première condition étant de faire une bonne adhérence avec la couche du niveau supérieur. La seconde consiste au fait que cette couche puisse résister aux différents agents chimiques ainsi qu'aux étapes restantes du procédé de fabrication.

Une bonne adhérence a été obtenue par l'utilisation d'une fine épaisseur de résine (2µm) comme couche de passivation en plus de son faible coût. En effet, la couche de passivation en résine est suffisamment fine pour ne pas engendrer de fortes contraintes internes et donc de décollement. L'adhérence du chrome sur la couche de passivation en résine est bonne. Sauf qu'on a remarqué un décollement de la couche de passivation lors de la gravure de la couche de chrome à la fin du procédé. C'est l'oxyde de silicium qui sera retenu comme couche de passivation. Ceci nous permettra aussi de s'approcher de plus en plus d'une technologie silicium standard.

Une autre alternative d'isolant, qui pourrait être utilisé, consiste à utiliser un polymère (Parylène C). Ce dernier est un matériau isolant très inerte et qui ne sera pas attaqué durant les autres étapes de fabrication.

#### 4.6.2 Résine photosensible SPR220-7

Comme nous l'avons vu, la réalisation des structures proposées est basée sur la croissance de matériau dans des moules. Les spécifications du matériau constitutif de ces moules doivent répondre aux critères suivants :

- Une mise en œuvre par photolithographie.
  - Procédés de fabrication par technologie froide.
  - Forte épaisseur par couche ( $20\mu\text{m}$ ) et flancs droits
  - Résistance aux agressions chimiques (bains électrolytiques).
  - Stabilité chimique.

Des publications scientifiques concernant les applications de type MEMS (MicroElectroMechanical Systems) fournissent des informations sur les différents matériaux utilisés pour la réalisation de structure à fortes épaisseurs. Shaw et al, B. Loechel [52],[35],[6]. Brunet et al, Aaron et al ont comparé plusieurs types de résines de forte épaisseur utilisées dans la fabrication de microsystèmes [66]. Leurs investigations ont porté sur des résines positives (SPR220, AZ4562, AZ9260, ma-P100), négative (SU-8).

Plusieurs résines peuvent répondre à nos besoins, entre autres la résine négative SU8. En effet, cette résine est déposée par un procédé de photolithographie, et permet d'obtenir de grandes épaisseurs de matériau (jusqu'à 200µm) en une seule couche avec un fort rapport de forme. De plus, elle est chimiquement et thermiquement stable [52]. Le photoinitiateur est sensible dans la gamme d'onde de l'ultraviolet (365nm-436nm). Dans cette plage d'onde, la SU-8 absorbe très peu d'énergie : ceci lui confère la potentialité d'atteindre de forte épaisseur tout en conservant un très bon rapport de forme pouvant atteindre des valeurs de 20 à 50 et des flancs proches de la verticale [52]. A priori, cette

résine paraît convenir à nos besoins, elle n'en reste pas moins délicate à mettre en œuvre. En effet, la réticulation du polymère entraîne un important «stress» interne qui induit des craquelures et des décollements de la résine. Une difficulté majeure dans ce travail réside dans l'approvisionnement de ce type de produit. En effet, chaque nouveau lot de résine appartient généralement à une génération dont les performances sont supérieures à la précédente mais qui nécessite à chaque fois une nouvelle mise au point pour son traitement. Les trois générations de SU-8 sont : SU-8 ; SU-8 série 2000 ; SU-8 Série 2000 Flex. Mais le plus grand obstacle reste que le fournisseur distribue ce produit dans des bouteilles de 0.5 L, ce qui dépasse de très loin les besoins de notre recherche et constitue une dépense inutile vue l'existence de solutions de rechange.

La SPR220-7, qui est une résine positive, représente une bonne alternative de rechange et est déposée par un procédé de photolithographie. Cette dernière permet d'atteindre de grandes épaisseurs (jusqu'à 60 $\mu$ m), ce qui est amplement suffisant pour notre application, en une seule couche avec un fort rapport de forme. Cette résine a aussi l'avantage de pouvoir être enlevée aisément, contrairement aux résines négatives. Nous avons mis au point les procédés technologiques de photolithographie de cette résine à partir des procédés standards fournis par le fabricant (Rohm and Hass Corp.) et avec les informations recueillies dans la littérature scientifique [30] [66].

Ainsi, pour atteindre une épaisseur de 20 $\mu$ m avec cette résine, il faut déposer 4ml de résine et fixer la vitesse de rotation à 1000RPM durant 40s. Ensuite, nous passons à l'étape de cuisson post-enduction. Pour ceci, les gaufres avec la résine déposée par-dessus doivent aller dans un four pendant 60s à une température de 90°C. Suite à cette étape, nous appliquons le masque en exposant la résine à une lampe UV d'une puissance de 16mW/cm<sup>2</sup>. L'étape de développement consiste à enlever la partie qui a été exposée aux rayons UV et elle dure trois minutes dans une solution de développement de la résine SPR220. Après la phase de l'électrochimie de cuivre, nous passons à l'étape de cuisson post-insolation. Cette dernière étape dure 180 minutes à une température de 80°C. Une fois que cette dernière étape est terminée, nous pouvons alors procéder à l'enlèvement de la résine restante, ceci en immergeant la gaufre de silicium dans une solution de solvants

organiques (Microposit Remover 1165). Enfin, il est important de signaler que dans le choix de la solution qui nous permettra d'enlever la résine, il faut prendre en considération que cette dernière ne devrait pas attaquer le cuivre déjà déposé.

Lors de la conception des motifs servant à la caractérisation des matériaux déposés par électrochimie, nous avons pensé à une simplification des étapes de fabrication. Le principe consiste à faire croître les matériaux au travers de moules directement déposés sur une métallisation recouvrant toute la surface du wafer. Ainsi, nous avons été amenés à tester l'accroche des moules (SPR220) de résines sur du métal et en particulier le chrome. De bons résultats ont été obtenus à ce sujet.

#### 4.6.3 Électrochimie

Afin de réduire au maximum les pertes dans le conducteur, il nous faudra concevoir des dispositifs dont le conducteur aura une section utile la plus grande possible. De ce fait, l'utilisation de fortes épaisseurs de matériau sera nécessaire. La méthode la plus adaptée pour l'obtention de forte épaisseur est l'électrochimie. Cette technique permet à la fois une croissance rapide de matériau et une localisation des sites de croissance au moyen d'un jeu d'électrode et de moules. L'électrochimie permet d'obtenir des épaisseurs de plusieurs dizaines de micromètres comparée aux autres techniques de dépôt, comme l'évaporation ou la pulvérisation, qui sont plus adaptées à des croissances de métaux sur des épaisseurs de l'ordre du micromètre.

Pour l'enroulement de la bobine, il apparaît par comparaison avec d'autres conducteurs présentés dans le chapitre précédent, que le cuivre sera le matériau optimal en termes de résistivité, de dépôt et de coût. En effet, il est possible de faire croître du cuivre par différentes méthodes : évaporation, pulvérisation et en particulier par électrochimie.

Le dépôt de cuivre est réalisé à partir du bain électrochimique LPFK Contact-II proposé par la société APPC. Le tableau 4-1 présente un résumé des conditions de l'expérience c'est-à-dire la composition du bain électrochimique, les conditions de dépôt du cuivre et finalement le résultat du test effectué.

Tableau 4.1 : Composition et conditions de dépôt du bain d'électrochimie de cuivre

<i>Composition du bain</i>	
Sulfate de cuivre 5H <sub>2</sub> O	70 g/l
Cubath Satin	4 ml/l
Acide Sulfurique	180 g/l
Chlorure de Sodium	100 mg/l
Eau dé-ionisé	Complément jusqu'au volume désiré
<i>Conditions de dépôt</i>	
Température	25
Densité de courant	1 à 3.5 A/dm <sup>2</sup>
<i>Résultat de dépôt</i>	
Temps de dépôt	60 min
Vitesse de dépôt	0.3 µm/min
Épaisseur à atteindre	18 µm

#### 4.7 Procédé technologique complet

Comme nous l'avons présenté précédemment, l'originalité de ce travail réside dans le fait de partir d'un certain modèle théorique, de trouver les dimensions géométriques de la micro-bobine pour arriver finalement à proposer les matériaux ainsi que l'agencement des étapes technologiques de fabrication. En effet, la micro-bobine de type spirale est agencée sur deux niveaux de matériaux (la couche métallique formée par la bobine et le substrat formé par le dépôt d'une couche d'oxyde par-dessus la gaufre de silicium). Les difficultés principales qui ont été rencontrées résident essentiellement dans la compatibilité des matériaux dans le bain d'électrochimie ou avec la solution de gravure du chrome. La figure 4.8 présente les étapes de micro fabrication de la micro-bobine.

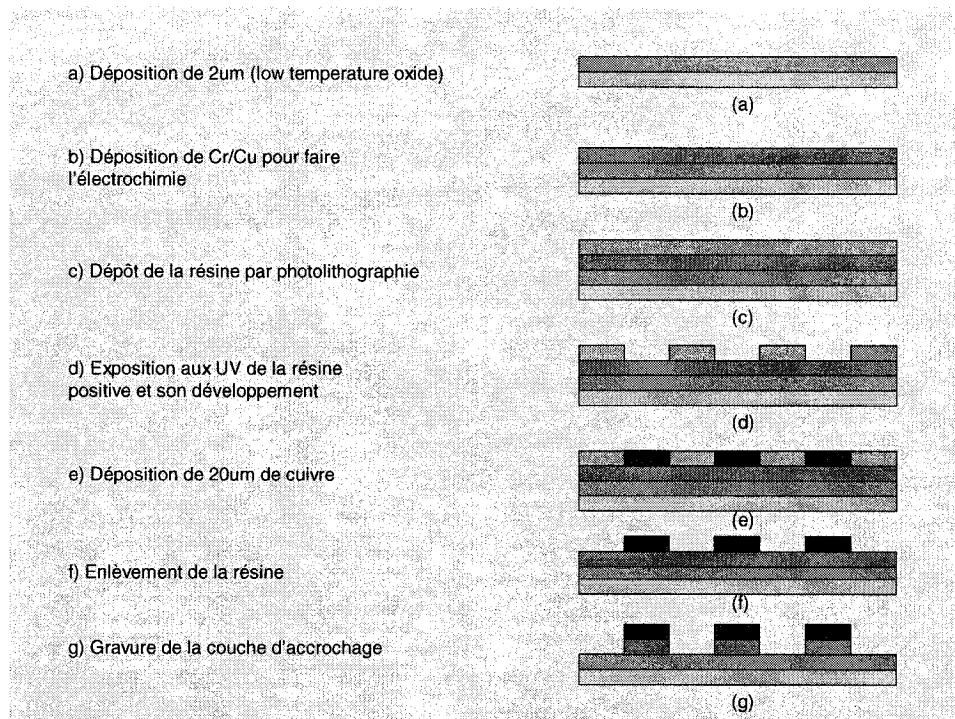


Figure 4.8 : Étapes de micro-fabrication des inductances intégrées

Dans un premier temps, on isole un substrat silicium par une couche de passivation (figure 4.8.a), ceci en déposant une couche d'oxyde de silicium. Nous déposons ensuite, sur toute la superficie de la gaufre, par pulvérisation une couche d'accrochage métallique Cr/Cu (100/5000Å) qui jouera le rôle d'interface d'accrochage entre matériaux lors du dépôt du cuivre (figure 4.8.b). On dépose sur ce conducteur la résine épaisse SPR220-7 (figure 4.8.c). Après l'exposition aux rayons UV et le développement du motif (figure 4.8.d), nous pouvons commencer l'étape d'électrochimie du cuivre (figure 4.8.e). Le cuivre étant déposé seulement dans la moule de résine, nous pouvons maintenant enlever cette dernière (figure 4.8.f). Et pour finir, nous gravons la couche de chrome pour éviter d'avoir un court circuit (figure 4.8.g).

#### 4.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le nouveau modèle ainsi que son application à des systèmes possédant plusieurs bobines réceptrices. Nous avons présenté aussi la façon de connecter les bobines réceptrices afin de désensibiliser le rendement aux désalignements latéraux et angulaires. Finalement, nous avons discuté des problèmes entourant notre choix de matériaux qui seront utilisés pour la réalisation de la micro bobine. Dans le prochain chapitre, nous montrerons les résultats de simulations ainsi que leur comparaison avec les résultats obtenus par l'expérimentation.

## CHAPITRE V

# PRINCIPAUX RÉSULTATS

### 5.1 Introduction

Pour les liens inductifs ayant une bobine intégrée, l'expérimentation est une étape cruciale. Par conséquent, il est difficile de faire une simulation qui prend en compte tous les facteurs pouvant influencer les performances. Il en est ainsi à cause de l'importance des variations des paramètres physiques des matériaux durant les différentes étapes de la micro-fabrication et aux erreurs d'approximation introduits par certaines hypothèses facilitant la détermination du facteur de couplage entre les deux inductances.

Les prototypes qu'on a fabriqués pour la validation de la méthode de conception et du modèle décrits aux deux derniers chapitres ont été testés, principalement pour connaître les performances de transfert d'énergie obtenues. Ce chapitre rapporte les différents tests effectués ainsi que les résultats obtenus. Aussi, une discussion est faite sur ces résultats, indiquant les points faibles et les points forts, ainsi que les améliorations possibles des systèmes présentés.

### 5.2 Difficultés rencontrés et solutions proposées

Pour réaliser cette structure, trois jeux de masques ont été nécessaires. Chaque jeu de masque apporte des solutions et des améliorations face aux problèmes rencontrés lors des tentatives de réalisation avec les masques précédents. Les tests et mises au point de résine et de dépôts électrolytiques ont été faits avec les masques positifs et négatifs qu'on va ainsi présenter.

La gaufre de silicium étant de forme circulaire tel que représenté à la figure 5.1. Le rectangle plein est le contact permettant de conduire le courant afin de permettre la réalisation des micro-bobines dans les moules de résines. Huit inductances figurent au

milieu de la gaufre, ces échantillons sont les bobines avec les dimensions géométriques choisies pour tester le cas du récepteur ayant une seule inductance. Les quatre structures du haut du bas et sur les cotés sont les échantillons ainsi choisies pour valider le modèle de lien inductif ayant plusieurs inductances de réception.

Cette structure ayant été la première étudiée, les solutions apportées afin de surmonter les difficultés lors de la mise au point de la fabrication de cette structure, ont profité à l'élaboration de la seconde structure.

### 5.2.1 Difficultés rencontrées

Nous avons rencontré et solutionné des problèmes tout au long des réalisations du jeu de masque et de la fabrication des échantillons. Aussi, nous allons suivre l'ordre des jeux de masques afin de montrer les difficultés rencontrées et les solutions proposées pour y remédier. Nous sommes partis du jeu de masque réalisé pour commencer notre étude et qui est présenté à la figure 5.1.

Nous n'aborderons ici que les problèmes liés à la conception et au test des micro-bobines. Les difficultés de mise au point des résines et des bains électrolytiques ont été présentées dans les paragraphes précédents. Ainsi, Lors de la conception des micro-bobines, les difficultés que nous avons rencontrées concernent deux aspects de la fabrication :

- Homogénéité des dépôts électrochimiques.
- Création de contact pour tester les inductances.

Du fait de la mauvaise répartition du courant entre les micro-bobines sur un même quart de plaquette, les plots de répartitions de courant (figure 5.1) les plus proches du contact d'amenées de courant et ainsi bénéficiant des plus fortes densités de courant vont s'arracher les uns après les autres, par un phénomène d'avalanche. Le courant imposé par le générateur de courant étant constant, à chaque arrachement de plot, le courant est d'autant réparti sur les autres plots et donc avec une densité à chaque fois supérieure. De plus, le courant minimal fourni par le générateur intégré dans le bain d'électrochimie du bain électrochimique (LPFK Contact-II) étant de 1A. D'après les informations collectées

dans le manuel du bain et afin de réaliser l'étape de dépôt de cuivre dans les conditions optimales, il faudrait considérer une densité de courant de  $1A/100cm^2$ . Or, la surface occupée par les micro-bobines sur la gaufre de silicium est de  $64cm^2$ .

La seconde difficulté à surmonter provient du fait qu'il faut connecter la micro-bobine à d'autres composants électriques afin de permettre le test du lien inductif. Il est donc impératif de trouver une solution pour la connexion de fil électrique aux bornes du composant.

### 5.2.2 Solutions proposées

Pour parvenir à surmonter la difficulté d'obtenir une couche de métal ayant une épaisseur constante pour tous les récepteurs existants sur la gaufre, il faut améliorer la répartition du courant entre chaque micro-bobine, afin qu'aucune micro-bobine ne soit favorisée. La façon la plus simple pour résoudre le problème est de rajouter des pistes conductrices. D'un coté, ces pistes sont utilisées pour amener le courant nécessaire au dépôt de cuivre et donc la réalisation des micro-bobines. D'un autre coté, cette méthode nous permet d'augmenter la superficie afin d'utiliser le bain dans les conditions optimales tel que mentionné dans le manuel d'utilisateurs. C'est cette modification dont a profité le deuxième jeu de masque de la figure 5.2. Ce dernier a été utilisé dans nos essais visant à réaliser les dépôts de cuivre dans des moules de résines négatives. Le jeu de masque négatif présenté à la figure 5.3 a été utilisé avec la résine positive SPR220-7.

Pour surmonter la difficulté de connexion des micro-bobines aux autres composants électriques requis pour réaliser un lien inductif nous allons utiliser l'époxy. Ainsi, ce dernier est adéquatement conditionné pour des réparations de précision et des collages conducteurs. Cet époxy conducteur à l'argent offre une excellente conductivité électrique et peut être utilisée pour réparer des tracés défectueux pour les applications PCB. Dans notre cas, l'époxy servira de liaisons électriques entre les deux bornes de notre micro-bobine et les fils conducteurs permettant de tester notre composant. Ces colles sont

vendues généralement sous la forme de deux seringues, une de ces seringues contient 7g de colle, l'autre contenant 7g d'une solution d'argent.

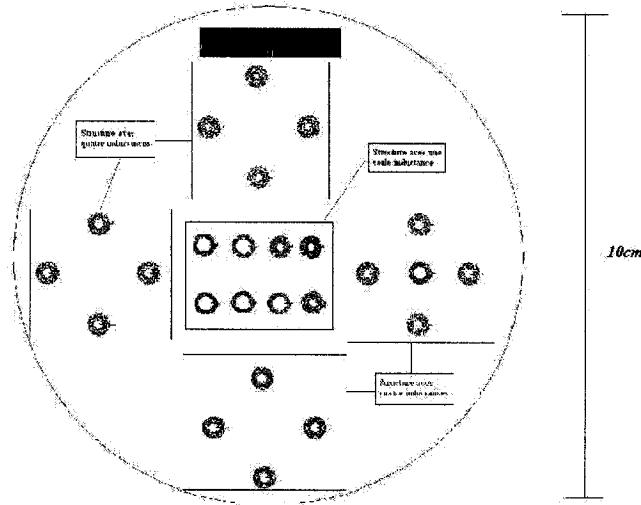


Figure 5.1 : Premier jeu de masque dessiné

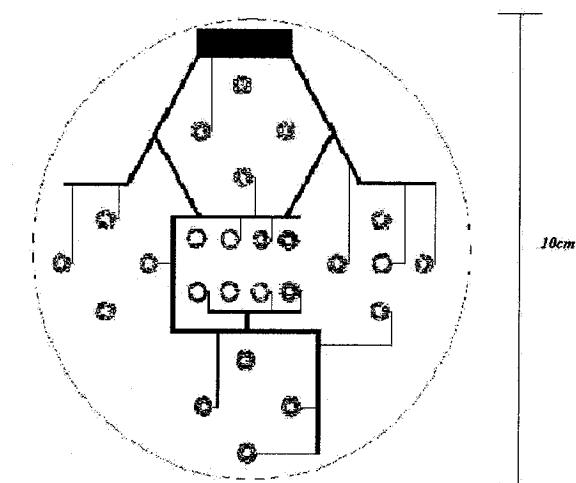


Figure 5.2 : Ajout des pistes conductrices (jeu de masque positif)

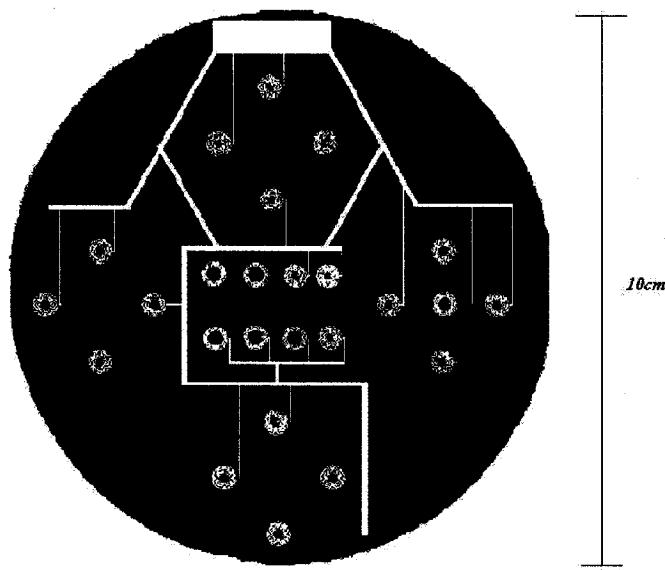


Figure 5.3 : Jeu de masque négatif utilisé avec les résines positives

C'est en mélangeant le contenu des deux seringues qu'on obtient l'époxy conducteur en argent. Il suffit d'appliquer un peu de colle sur les deux parties à coller c'est-à-dire les fils électriques d'un coté et les PAD pour obtenir une bonne liaison. Finalement, il faut attendre 10 minutes approximativement avant que la liaison ne soit assez solide.

En plus d'obtenir de bons résultats, cette solution offre une simplicité de mise en œuvre ainsi qu'un coût économique très avantageux.

Pour nos premiers essais, nous avons décidé d'augmenter la distance de séparation entre les différents composants. De plus, pour simplifier la procédure de test de nos premiers échantillons, nous avons choisi de mettre des PAD de  $100\mu\text{m}$  de largeur. Finalement, afin d'éviter d'avoir recours à la réalisation de ponts et donc réaliser les micro-bobines sur deux couches de métal, nous avons décidé d'avoir un PAD à l'intérieur de la spirale et un autre à l'extérieur de cette dernière, ceci vu que les rayons internes des spirales sont très supérieurs aux dimensions des PADs.

### 5.3 Procédure de test

Nous avons réussi à fabriquer des prototypes des deux types de structure avec un simple récepteur et la structure possédant quatre bobines évoquées dans le chapitre IV, ceci en utilisant le procédé technologique de fabrication précédemment décrit. Nous présentons ici les premiers résultats obtenus sur des prototypes d'épaisseur réduite. Même si ce ne sont pas les composants finaux que nous envisageons réaliser, ces prototypes permettent de valider l'enchaînement des étapes technologiques de fabrication de chacune des deux topologies ainsi que la validation du modèle théorique décrit dans le chapitre III.

#### 5.3.1 Caractérisation électrique des composants

Après modification des masques, nous avons pu réaliser des prototypes de la topologie spirale atteignant une épaisseur de 1  $\mu\text{m}$  de métal. La caractérisation électrique a été effectuée au moyen d'un analyseur d'impédance de type Agilent 4294A. Le 4294A d'Agilent peut mesurer des impédances sur un intervalle de fréquence allant de 40Hz jusqu'à 110MHz. La tolérance des mesures est autour de 0.8%. L'affichage graphique est fourni pour permettre l'analyse des fréquences de résonance et des valeurs d'impédance utilisant des fonctions de repère. On peut comparer les valeurs mesurées aux valeurs dérivées de jusqu'à cinq modèles de circuit équivalent.

Dans une première étape, il faut mesurer l'impédance de l'inductance spirale externe servant d'émetteur afin de l'assimiler à une inductance en série avec une résistance représentant les éléments de pertes. Après la détermination de l'impédance de l'émetteur on calcule analytiquement le condensateur qu'on devrait ajouter au circuit afin de mettre ce dernier dans le cas de résonance. C'est en utilisant la même procédure que nous procérons avec les échantillons fabriqués sur silicium à l'exception qu'on devrait extraire la valeur des parasites dues au substrat et à l'oxyde ainsi que la valeur de l'inductance et de la résistance série. Pour ceci, nous utilisons le modèle des inductances intégrées

présentés à la figure 3.6a. Les mesures d'impédances sont faites dans une gamme de fréquence contenant notre fréquence de fonctionnement désirée c'est-à-dire 13.56MHz.

Une fois que nous avons sélectionné les condensateurs permettant de mettre les circuits primaire et secondaire en mode résonance, nous pouvons alors procéder au test du lien inductif ainsi réalisé. La procédure de test consiste à mesurer la puissance délivrée à une charge de valeur connue et ceci en faisant varier la distance de séparation entre les deux bobines. Finalement, à partir de la puissance mesurée à la charge et la puissance fournie par le générateur à l'émetteur on peut déduire le rendement énergétique du lien et le couplage.

Pour les systèmes à plusieurs récepteurs il suffit de faire la caractérisation électrique d'une seule inductance car les stimulateurs possèdent les mêmes dimensions géométriques et donc les mêmes éléments parasites et valeur d'inductance. En plus du test du rendement énergétique, on va déterminer l'influence du désalignement latéral sur le rendement afin de déterminer à quel point cette méthode nous permet d'annuler les effets indésirables d'un tel phénomène.

### **5.3.2 Principaux résultats expérimentaux (Stimulateurs à une inductance)**

La figure 5.4 montre une photographie de notre bobine spirale miniature intégrée sur silicium et qui peut être utilisé afin d'alimenter la circuiterie électronique des implants biomédicaux. Cette micro-bobine a un diamètre de 4mm et est optimisé pour obtenir un rendement optimal nous permettant de résoudre les problèmes d'alimentation des implants électroniques.

Le tableau 5.2 présente une compilation des résultats expérimentaux obtenus dans le cas de lien inductif ayant un seul récepteur. Ainsi, dans ce tableau, on présente les dimensions géométriques ainsi que les rendements énergétiques déterminés théoriquement à l'aide du modèle et ceux déduits à partir des mesures effectués.



Figure 5.4 : Photographie du lien inductif ayant une seule bobine de réception

Les résultats ainsi obtenus à l'aide des mesures expérimentales concordent bien avec ceux déterminés avec le modèle précédemment décrit. Vu que les échantillons que nous avons fabriqués ont une épaisseur réduite ceci a causé une chute importante de la valeur du rendement que nous comptions obtenir avant la réalisation expérimentale.

Les résultats théoriques pour des échantillons ayant les mêmes dimensions géométriques mais possédant une épaisseur de métal égale à  $20\mu\text{m}$  est présentée dans le tableau 5.3. Nous n'avons pas pu effectuer les mesures avec les échantillons 2 et 8 car ils présentent une résistance très grande ceci est du à un circuit ouvert (une partie dans la spire de la bobine ou il n'y pas eu dépôt de cuivre).

Tableau 5.2 : Dimensions géométriques et rendement énergétique théorique et expérimental des échantillons fabriqués (épaisseur=1 $\mu\text{m}$ )

Stimulateurs à une inductance						
	N	Largeur ( $\mu\text{m}$ )	Espacement ( $\mu\text{m}$ )	Rayon interne (mm)	Rendement théorique (%)	Rendement expérimental (%)
<b>Échantillon1</b>	15	70	30	0.6	3.42	2.56
<b>Échantillon2</b>	10	70	20	1.2	3.87	N/A
<b>Échantillon3</b>	13	70	50	0.6	3.09	3.24
<b>Échantillon4</b>	10	70	40	1.0	3.18	2.71
<b>Échantillon5</b>	12	100	30	0.6	4.18	N/A
<b>Échantillon6</b>	8	100	10	1.2	4.38	4.00
<b>Échantillon7</b>	11	100	40	0.6	3.71	3.48
<b>Échantillon8</b>	8	100	40	1	3.74	N/A

L'échantillon 5 quant à lui présente une résistance trop faible comparée aux autres échantillons et par conséquent il y a eu chevauchement entre les spires de la bobine. Ceci a été causé par des traces noirs collés sur le masque de telle sorte à empêcher les rayons UV de durcir les moules de la résine. La figure 5.5 montre la diminution de la valeur de la résistance série lorsqu'on augmente l'épaisseur des pistes de métal. Cette grande différence s'explique assez facilement par le fait que la résistance série due à l'effet de peau devient très importante lorsque l'épaisseur du métal est réduite de 20 à 1 $\mu\text{m}$ . Dans notre cas c'est-à-dire à 1 $\mu\text{m}$  d'épaisseur la résistance est supérieure à 35 $\Omega$ . Tandis que cette valeur pourrait être réduite à moins de 5 $\Omega$  si on augmente l'épaisseur de la couche de métal à 20 $\mu\text{m}$ .

Tableau 5.3 : Dimensions géométriques et rendement énergétique théorique des échantillons pour le cas d'un seul récepteur (épaisseur=20 $\mu$ m)

Stimulateurs à une inductance					
	N	Largeur ( $\mu$ m)	Espacement ( $\mu$ m)	Rayon interne (mm)	Rendement théorique (%)
Échantillon1	15	70	30	0.6	21.70
Échantillon2	10	70	20	1.2	26.65
Échantillon3	13	70	50	0.6	23.64
Échantillon4	10	70	40	1.0	25.03
Échantillon5	12	100	30	0.6	25.78
Échantillon6	8	100	10	1.2	29.12
Échantillon7	11	100	40	0.6	25.95
Échantillon8	8	100	40	1	27.66

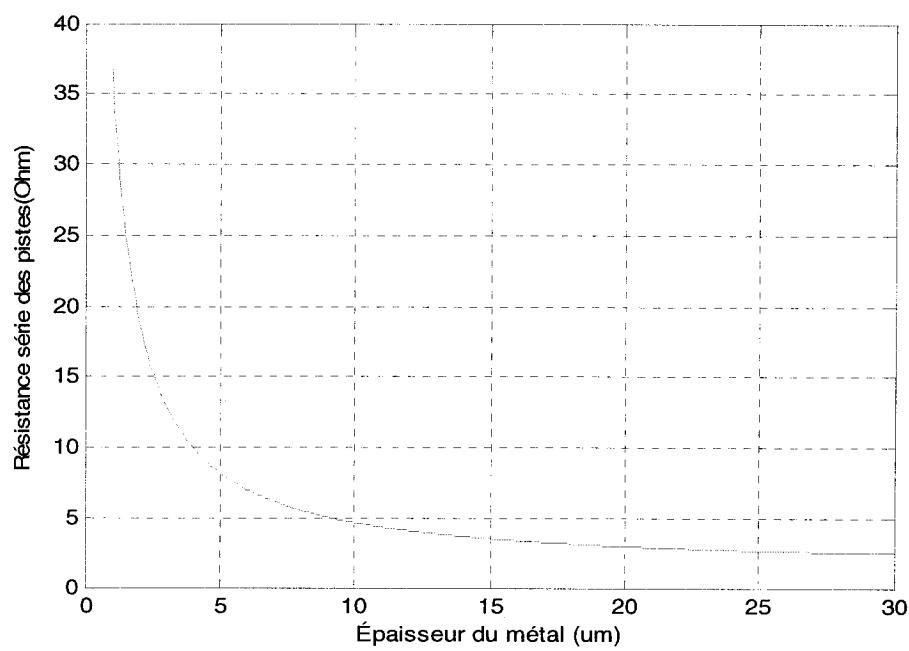


Figure 5.5 : Diminution de la valeur de la résistance série en fonction de l'épaisseur

Ainsi, d'après la figure 5.5, afin d'avoir un compromis entre la réduction de cet élément parasite et une réalisation facile des micro-bobines nous suggérons une épaisseur de métal de  $10\mu\text{m}$ .

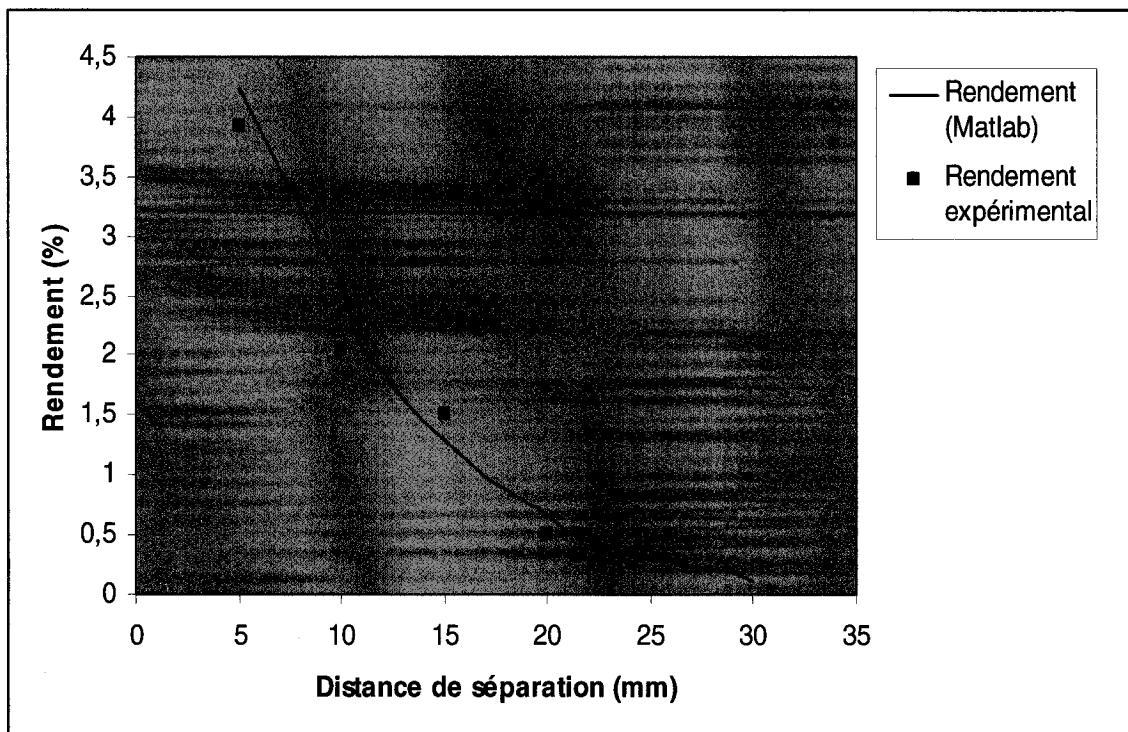


Figure 5.6 : Comparaison des résultats obtenus expérimentalement et théoriquement

Cette première étape vers l'intégration des micro-bobines nous a permis de valider le modèle théorique développé au cours de ce travail. Ainsi, maintenant que nous avons vérifié l'accord entre les résultats expérimentaux et ceux du modèle sur Matlab tel que démontré à la figure 5.6, nous allons montrer que si on réussit à obtenir une épaisseur de  $20\mu\text{m}$  de métal nous pouvons rencontrer les objectifs que nous nous sommes fixés au début de ce projet.

Ainsi, d'après la figure 5.7, on voit bien qu'à une distance de 1cm le lien peut délivrer une puissance de  $50\text{mW}$  à la charge ceci avec un rendement optimal de 18%. Ce rendement peut être considéré comme étant une très bonne performance comparé aux liens inductifs ayant un récepteur intégré actuellement utilisés.

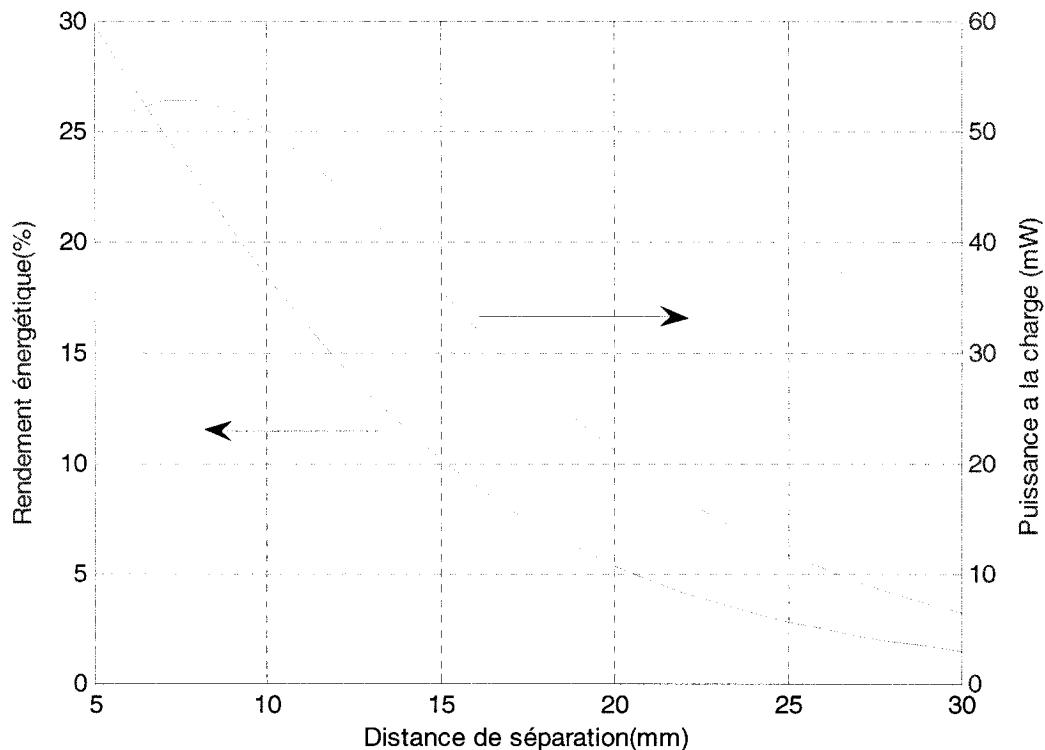


Figure 5.7 : Puissance et rendement énergétique en fonction de la distance

Le grand problème qui reste alors à résoudre concerne les désalignements latéraux ou angulaires qui peuvent arriver lorsque la bobine réceptrice bouge. Dans la prochaine partie de ce mémoire on va essayer de vérifier si la solution proposée reméde à ce problème partiellement ou complètement.

### 5.3.3 Principaux résultats expérimentaux (stimulateurs à 4 inductances)

La figure 5.8 montre une photographie de notre stimulateur composé de quatre bobines spirales miniatures intégrées sur silicium et qui peut être utilisé afin d'alimenter la circuiterie électronique des implants biomédicaux. Les micro-bobines ont toutes les mêmes dimensions géométriques. Le diamètre externe de chacune des inductances est de 4mm. Finalement, à l'aide de ces composants qui sont optimisés pour obtenir un

rendement stable avec un désalignement latéral ou angulaire pour permettre d'éliminer une des faiblesses de ce type de système.

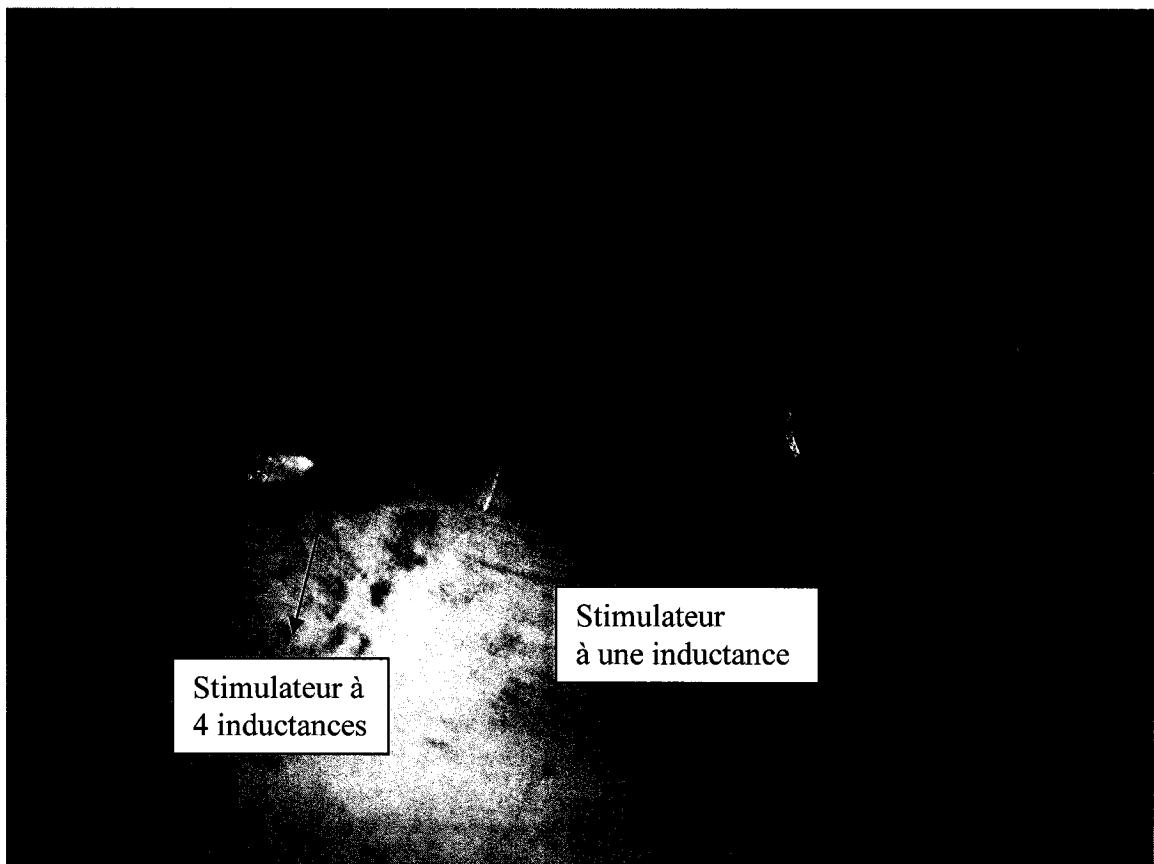


Figure5.8 : Photographie de la réalisation de lien inductif à quatre bobines de réception

Le tableau 5.4 présente une compilation des résultats expérimentaux obtenus dans le cas de lien inductif ayant plusieurs récepteurs. Ainsi, dans ce tableau on présente les dimensions géométriques, les rendements énergétiques mesurés pour chacune des structures. Les résultats ainsi obtenus à l'aide des mesures expérimentales concordent bien avec ceux déterminés avec le modèle précédemment décrit. Vu que les échantillons que nous avons fabriqués ont une épaisseur réduite ceci a causé une chute importante de la valeur du rendement que nous comptions obtenir avant la réalisation expérimentale. La colonne du tableau intitulée désalignement latéral représente la distance de désalignement

qu'on pourrait avoir sans que le fonctionnement du lien ne soit influencé. Dans notre cas, nous pouvons constater qu'on a réussi à stabiliser le rendement même avec un désalignement de 1.5cm ce qui représente une bonne performance.

Tableau 5.4 : Dimensions géométriques, le désalignement latéral permis et le rendement énergétique expérimental des échantillons fabriqués (épaisseur=1µm)

Stimulateurs à 4 inductances						
	N	Largeur (µm)	Espacement (µm)	Rayon interne (mm)	Désalignement latéral	Rendement expérimental (%)
<b>Échantillon1</b>	23	50	10	0.6	1	5.18
<b>Échantillon2</b>	20	50	10	0.8	1.5	4.44
<b>Échantillon3</b>	20	80	10	0.2	N/A	N/A
<b>Échantillon4</b>	13	80	10	0.8	N/A	N/A

Les résultats théoriques pour des échantillons ayant les mêmes dimensions géométriques mais possédant une épaisseur de métal égale à 20µm est présentée dans le tableau 5.5. Nous n'avons pas pu effectuer les mesures avec les échantillons 3 et 4 vu qu'il existe plusieurs bobines qui présentent des valeurs de résistance très grande. Ceci est du à un circuit ouvert (une partie dans la spire de la bobine où il n'y a pas eu dépôt de cuivre). L'explication qu'on a avancée pour expliquer la différence des résultats théoriques pour le cas de bobines ayant une épaisseur de 20µm et ceux mesurés expérimentalement tient encore une fois.

#### 5.4 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons d'abord présenté les problèmes rencontrés dans la réalisation physique ainsi que les solutions proposées pour y remédier. Par la suite, nous avons présenté le travail expérimental sur les micro-bobines réalisées. Dès lors nous avons élaboré une procédure pour tester les différents échantillons. Les performances des

différents blocs ont ensuite été données, en commençant par les liens inductifs possédant un seul stimulateur. Ainsi, les prototypes qu'on a fabriqués pour ce cas présentent des rendements aux alentours de 4%. Pour ce qui est de la solution proposée afin de remédier au problème de diminution du rendement en fonction du désalignement latéral, nous avons pu partiellement résoudre le problème. En proposant la nouvelle structure avec plusieurs stimulateurs, nous avons obtenu une désensibilisation partielle du rendement du lien face aux désalignements latéraux et angulaires.

Tableau 5.5 : Dimensions géométriques et rendement énergétique des échantillons fabriqués pour le cas de plusieurs récepteurs (épaisseur=20 $\mu$ m)

Stimulateurs à 4 inductances						
	N	Largeur ( $\mu$ m)	Espacement ( $\mu$ m)	Rayon interne (mm)	Désalignement latéral	Rendement théorique (%)
Échantillon1	23	50	10	0.6	1.5	28.40
Échantillon2	20	50	10	0.8	1	29.32
Échantillon3	20	80	10	0.2	1.5	24.70
Échantillon4	13	80	10	0.8	1.5	21.90

Finalement, une critique des systèmes proposés et réalisés est faite au fur et à mesure que nous présentons nos résultats expérimentaux, expliquant ainsi les performances obtenues lors de cette première itération.

## CONCLUSION GÉNÉRALE

Les travaux présentés dans ce mémoire avaient comme objectif la réalisation d'un système de transfert d'énergie performant et efficace pour les implants alimentés par lien inductif. Ainsi, plusieurs formes géométriques des composants formant le lien inductif ont été envisagées et simulées afin de trouver l'architecture qui correspond le mieux aux besoins de notre application. Cependant, plusieurs prototypes intégrés de micro-stimulateurs ont été fabriqués pour valider les performances obtenus lors de la simulation du système.

Les contributions présentées dans ce mémoire consiste en : le développement d'un modèle théorique permettant d'évaluer avec précision les performances en termes de rendement énergétique du lien inductif. A partir de ce modèle ainsi établi, nous avons pu déterminer les dimensions géométriques des bobines formant le lien. La seconde contribution consiste en la proposition d'une nouvelle structure de micro-bobines permettant de désensibiliser le lien aux désalignements latéraux et angulaires.

Comme point de départ de notre étude, nous avons choisi le cahier des charges d'un lien inductif, destiné au domaine des applications biomédicales, spécifiquement le cas d'alimentation utilisant le principe des liens inductifs. Ces systèmes nécessitent le transfert d'énergie sur des faibles distances pour alimenter la circuiterie des implants. La seconde partie de notre travail a consisté tout d'abord, à partir des conditions de fonctionnement de ce système et à effectuer le dimensionnement des composants passifs et plus particulièrement celui de la micro-bobine. Nous avons défini la géométrie permettant de répondre aux contraintes du cahier des charges. Au moyen de simulations réalisées sur ADS, nous avons mis en évidence les phénomènes parasites liés au fonctionnement à la fréquence désirée. Le modèle proposé est par la suite raffiné afin de prendre en considération les différentes pertes pouvant nuire à l'obtention d'un rendement optimal pour un tel système (pertes dans l'oxyde et silicium). Ce modèle est étendu pour couvrir le cas des stimulateurs possédant quatre inductances de réception. Ainsi, lorsqu'un désalignement se produit, l'énergie reçue par une des moitiés de la

bobine réceptrice va augmenter tandis que dans l'autre moitié la puissance va diminuer et vice versa. Donc, en reliant les inductances en diagonale, cette configuration présente une véritable solution aux problèmes de désalignement latéraux et angulaires.

Ensuite nous avons présenté les premiers prototypes de deux topologies de micro-bobines fabriquées et ceci en limitant à  $1\mu\text{m}$  les épaisseurs de matériaux, afin de réduire les effets des contraintes dues aux fortes épaisseurs de matériau. Ceci nous a permis de valider l'enchaînement des étapes de fabrication de ces structures et d'effectuer les premières caractérisations électriques des dispositifs de faibles épaisseurs. Ces caractérisations nous ont confirmé que cette structure est adaptée à l'application de transfert d'énergie visée. Une bonne concordance entre les résultats obtenus lors de notre expérimentation et les résultats des simulations a été obtenue. Nous pouvons alors affirmer que cette expérimentation nous a permis de valider le modèle qu'on a établi. De plus, cela a conduit à des suggestions pour les futurs travaux de l'équipe.

Comme nous l'avons mentionné au cours chapitre V, la fabrication de bobines ayant une épaisseur de  $10\mu\text{m}$  ou plus permettrait d'obtenir une nette amélioration des performances en termes de rendement énergétique.

Nous pensons aussi que la technique qui combine le transfert d'énergie électromagnétique et la transmission optique (Infrarouge ou Laser) de données représente une importante piste à explorer. Cette technique permet de réduire la complexité du système de transfert d'énergie et d'optimiser les performances de l'amplificateur de puissance en évitant de varier ses paramètres caractéristiques pour effectuer la modulation de la tension (ou le courant) du lien inductif pendant la transmission de données.

En parallèle, nous pourrons aussi explorer de nouvelles pistes en vue d'intégrer les micro-stimulateurs avec le reste des systèmes dans une technologie compatible avec la technologie CMOS.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] AHN C.H., ALLEN M.G., A planar micromachined spiral inductor for integrated magnetic microactuator applications, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, Volume 3, Number 2, pp. 37-44, 1993.
- [2] AHN C.H., ALLEN M.G., A comparison of two micromachined inductors (bar- and meander-type) for fully integrated boost DC/DC power converters, *Power Electronics, IEEE Transactions on* Volume 11, Issue 2, pp. 239-245, March 1996.
- [3] ARNOLD R. G., PEDDER D. J., Microwave characterization of microstrip lines and spiral inductors in MCM-D technology, *IEEE Trans. Comp., Hybrids, Manufact. Technol.*, vol. 15, pp. 1038-1045, December 1992.
- [4] ARX V., KHALIL NAJAFI, A Wireless Single-Chip Telemetry-Powered Neural Stimulation System, *Solid-State Circuits Conference, 1999. Digest of Technical Papers. ISSCC 1999 IEEE International*, pp. 214 - 215, 15-17 February 1999.
- [5] BROWN J. AND SALMONS S., Percutaneous Switching of an Implantable Muscle Stimulator via an Optical Link, *Journal of Biomedical Engineering*, Vol. 3, pp. 206-208, 1981.
- [6] BRUNET M., O'DONNELL T., O'Brien J., McCloskey P., Mathuna S. C., Thick photoresist development for the fabrication of high aspect ratio magnetic coils, *Journal of Micromechanical and Microengineering*, Vol. 12, pp. 444-449, 2002.
- [7] BURGHARTZ J. N., Microwave inductors and capacitors in standard multilevel interconnect silicon technology, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol 44, N° 1, Jan 1996.
- [8] CARBUNARU R., DURAND D. M., Toroidal coil models for transcutaneous magnetic simulation of nerves, *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on* 48, pp. 434-441, 2001.
- [9] COUTROT L., COPPER M., micromoulding process for NMR microinductors realization, *Sensors and Actuators A*, p. 49, 2002.

- [10] CRANINCKX, STEYAERT, A 1.8-GHz Low-Phase-Noise CMOS VCO Using Optimized Hollow Spiral Inductors, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol 32, N° 5, May 1997.
- [11] DALY D. A., KNIGHT S. P., CAULTON M., Lumped elements in microwave integrated circuits, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-15, pp. 713-721, December 1967.
- [12] DANIEL L., SULLIVAN C.R., SANDERS S.R., Design of microfabricated inductors, Power Electronics, IEEE Transactions on Volume 14, Issue 4, pp. 709-723, July 1999.
- [13] DJEMOUAI A. AND SAWAN M., Prosthetic Power Supplies, Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, J. G. Webster, John Wiley and Sons, Vol.17, pp. 413-421, 1999.
- [14] DOHERTY J.A., JULLIEN G.A., MINTCHEV M.P, Transcutaneous powering of implantable micro-stimulators for functional restoration of impaired gastrointestinal motility, Engineering in Medicine and Biology Society, 2003. Proceedings of the 25th Annual International Conference of the IEEE Volume 2, pp. 1575-1578, 17-21 Sept. 2003.
- [15] DONALDSON N. DE N., AND PERKINS T.A., Analysis of Resonant Coupled Coils in the Design of Radio Frequency Transcutaneous Links, Medical & Biological Engineering & Computing, Vol. 21, pp. 612-627, 1983.
- [16] EL-HAMAMSY SAYED-AMR, Design of High-Efficiency RF Class-D Power Amplifier, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, No. 3, pp. 297-308, May 1994.
- [17] FERNANDEZ C., GARCIA O., PRIETO R., COBOS J.A., GABRIELS S., VAN DER BORGHT G., Design Issues of a Core-less Transformer for a Contactless Application, IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC) Dallas (EEUU), March 2002.

- [18] FLICK B. B., AND ORGLMEISTER R., A portable microsystem-based telemetric pressure and temperature measurement unit, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 47, No.1, pp. 12 -16, January 2000.
- [19] GALBRAITH D. C., SOMA M., AND WHITE R. L., A Wide-Band Efficient Inductive Transdermal Power and Data Link with Coupling Insensitive Gain, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. BME-34, No. 4, pp. 265-275, April 1987.
- [20] GATOUS O. M. O., PISSOLATO J., Frequency-dependent skin-effect formulation for resistance and internal inductance of a solid cylindrical conductor, *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings -Volume 151*, Issue 3, pp. 212 - 216, 21 June 2004.
- [21] GOTO K, NAKAGAWA T., NAKAMURA O., AND KAWATA S., An Implantable Power Supply with an Optically Rechargeable Lithium Battery, *IEEE Transactions on BME*, Vol. 48, No. 7, pp. 830-833, April 2001.
- [22] GREATBATCH W. AND HOLMES C. F., History of Implantable Devices, *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*, Vol. 10, No.3, pp. 38-41, September 1991.
- [23] GREENHOUSE H. M., Design of planar rectangular microelectronic inductors, *IEEE Trans. Parts, Hybrids, Packag.*, vol. PHP-10, 1974.
- [24] GROVER F. W., *Inductance Calculations*. New York: Van Nostrand, 1962.
- [25] HAMICI Z., ITTI R., CHAMPIER J., A high efficiency power and data transmission system for biomedical implanted electronic devices, *Measurement Science and Technology*, Volume 7, Issue 2, pp. 192-201, 1996.
- [26] HANCOCK JOHN, A Class D Amplifier Using MOSFETs with Reduced Minority Carrier Lifetime, *Journal of Audio Engineering Society*, Vol. 39, No. 9, pp. 650-661, September 1991.
- [27] INGALLS M., BEYNE P., Inductance and Quality-Factor Evaluation of Planar Lumped Inductors in a Multilayer Configuration, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 45, No. 6, June 1997.

- [28] JACKSON. J. D., Classical electrodynamics, 2nd edition, Wiley, 1975.
- [29] KAZIMIERCZUK M., PUCZKO K., Exact Analysis of Class E Tuned Power Amplifier at any Q and Swith Duty Cycle, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. CAS-34, No. 2, pp. 149-159, Feb. 1987.
- [30] KIM D., LEE S., JIN Y., DESTA Y., BRYANT M. D., GOETTERT J., Micro gas bearings fabricated by deep X-ray lithography, Microsystem Technologies 10, pp. 456-461, 2004.
- [31] KO WEN H., LIANG SHEAU P., AND FUNG CLIFF D. F., Design of Radio-Frequency Powered Coils for Implant Instruments, Medical & Biological Engineering & Computing, Vol. 15, pp. 634-640, 1977.
- [32] LECLAIR M., Caractérisarion d'un lien inductif destiné a transmettre courant et données à des neurostimulateurs implantables, Sherbrooke, mémoire de maîtrise, p.149.
- [33] LEE T. H., The design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits, Cambridge University Press 1998.
- [34] LERNER ERIC J., RF Radiation: Biological Effects - Sharp Controversy over the Effects of Electromagnetic Radiation May Subside in the Wake of New Understanding and Modified Standards, IEEE Spectrum, pp. 51-59, 1980.
- [35] LOECHEL B., Thick-layer resists for surface micromachining, Journal of Micromech.Microeng., Vol. 10, pp. 108-115, 2000.
- [36] LONG AND COPELAND, The Modeling, Characterization and Design of Monolithic Inductors for Silicon RF IC's, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol 32, N°3, March 1997.
- [37] LOTFI A., VAN DOVER R.B., SCHNEEMEYER L., STEIGERWALD M., Micro-Transformer Devices Using Thin-Film Electroplated Deposition, Power Electronics Specialists Conference, 1998, PESC 98 Record 29th Annual IEEE, Volume 2, pp. 1511 – 1515, 17-22 May 1998.

- [38] LÓPEZ-VILLEGAS, Study of integrated RF passive components performed using CMOS and Si micromachining technologies, *Journal of Micromachining and Microengineering*, N 7, pp. 162-164, 1997.
- [39] LÖCHEL B., Microcoils fabricated by UV depth lithography and galvanoplating, *Sensors and Actuators*, 1996.
- [40] MINO M., YACHI T., TAGO A., A new planar microtransformer for use in micro-switching converters, *Magnetics, IEEE Transactions on* Volume 28, Issue 4, pp. 1969 - 1973, July 1992.
- [41] MOHSENI P., NAGARAJAN K., ZIAIE B., NAJAFI K., CRARY S. B., An ultralight biotelemetry backpack for recording EMG signals in moths, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 48, No. 6, pp. 734 -737, June 2001.
- [42] MOONEY V., SCHWARTZ S. A., ROTH A. M., AND GORNIWSKY M. J., Percutaneous Implantable Devices, *Annals of Biomedical Engineering*, Vol. 5, pp. 34-46, 1977.
- [43] OKABE H. YAMADA H., Characterization of a Planar Spiral Inductor on a Composite-Resin Low-Impedance Substrate and Its Application to Microwave Circuits, *IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology - Part B*, vol 21, N° 3, August 1998.
- [44] PETTENPAUL E., KAPUSTA H., WEISGERBER A., CAD models of lumped elements on GaAs up to 18 GHz, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, pp. 294-304, February 1988.
- [45] PIETER L. D., Design of RF and microwave amplifiers and oscillators, Artech House, 1999.
- [46] POLK C., POSTOW E., Introduction (Dielectric Properties of Tissues), *Handbook of Biological Effects of Electromagnetic Fields*, CRC Press, pp. 1-24, 1986.
- [47] RAAD A., KAN S., Multi-turn, printed surface coil inductance, and Q optimization, *Magnetic Resonance in Medicine* 29, pp. 396-7, 1993.

[48] RANGARAJAN R., NAJAFI K., Fully Integrated Neural Stimulation System (FINESS), Proceeding, 43rd IEEE Midwest Symposium on Circuts and Systems, Lansing MI, Aug 8-11, 2000.

[49] SCHIEBER H., On the inductance of printed spiral coils, Archiv für Elektrotechnik 68, pp. 155-9, 1985.

[50] SCHLESINGER M., Paunovic M., Modern Electroplating, Electrochemical Society Series.

IL FAUT AJOUTER LES REFERENCES DE TES ARTICLES ICI !!!

[51] SHAH M. R., PHILLIPS R. P., NORMANN R. A., A study of printed spiral coils for neuroprosthetic transcranial telemetry applications, Biomedical Engineering, IEEE Transactions on 45, pp. 867-876, 1998.

[52] SHAW J. M., GELORME J. D., LABIANCA N. C., CONLEY W. E., HOLMES S. J., Negative photoresists for optical lithography, IBM J. Res. Develop., Vol. 41, pp. 33-39, 1997.

[53] SMITH. J., Modern communication circuits, McGraw-Hill, 1986.

[54] SOKAL N. O., SOKAL A. D., Class E - A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers, Solid-State Circuits, IEEE Journal of SC-10, pp.168-176, 1975.

[55] SOMA M., GALBRAITH D. C., AND WHITE R. L., Radio-Frequency Coils in Implantable Devices: Misalignment Analysis and Design Procedure, IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. BME-34, No. 4, pp. 276-282, April 1987.

[56] STUCHLY M A.,GRANSOLFO M., MICHOELSON S. M., RINDI A., Biological Effects and Dosimetry of Nonionizing Radiation, Fundamentals of the Interactions of Radio-Frequency and Microwave Energies with Matter, Plenum Press, pp. 75-93, 1981.

[57] SUGAHARA S., EDO M., SATO T., The optimum chip size of a thin film reactor for a high-efficiency operation of a micro DC-DC converter, Power Electronics

- Specialists Conference, PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Volume 2, pp. 1499 - 1503, 17-22 May 1998.
- [58] SULLIVAN C.R., SANDERS S.R., Measured Performance of a High-Power-Density Microfabricated Transformer in a DC-DC Converter, Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record, 27<sup>th</sup> Annual IEEE, Volume 1, pp. 287-294 vol.1, 23-27 June 1996.
- [59] SULLIVAN D., Integrated variable-reluctance magnetic minimotor, IBM Journal of Research and Development, vol 42, N° 5, Sept 1998.
- [60] TERMAN F. E., Radio Engineers Handbook, New York: McGraw-Hill, pp. 135-172, 1943.
- [61] TILMANS A., CMOS foundry-based micromachining, Journal of Micromachining and Microengineering, N 6, pp. 122-127, 1996.
- [62] VAN DER LINDE D., BOON C.A.M., KLAASSENS J.B., Design of a high-frequency planar power transformer in multilayer technology, Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume 38, Issue 2, pp. 135 - 141, April 1991.
- [63] WANGSNESS R. K., Electromagnetic fields, 2nd edition, Wiley, 1986.
- [64] WATANABE Y., EDO M., A new fabrication process of a planar coil using photosensitive polyimide and electroplating, Sensors and Actuators A, 54, 1996.
- [65] WENDE L., Planar fluxgate sensors: experimental data and theoretical analysis, Sensors and Actuators A, 61, 1997.
- [66] WHEELER A. R., SOONWOO C., REBECCA J. W., RICHARD N. Z., Poly(dimethylsiloxane) microfluidic flow cells for surface plasmon resonance spectroscopy, Sensors and Actuators B 98, pp. 208-214, 2004.
- [67] WU J., DUBHASHI S., BERNSTEIN G. H, Inductive generation of arbitrary waveforms for electrical stimulation using implantable microcoils, Journal of Micromechanics and Microengineering, Volume 14, Number 7, pp. 1012-1021, July 2004.

- [68] WU J., QUINN V., BERNSTEIN G.H., Powering efficiency of inductive links with inlaid electroplated microcoils, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, Volume 14, Number 4, pp. 576-586, April 2004.
- [69] YOUNG, D.J., MALBA, V., OU, J.-J., BERNHARDT, A.F., BOSEN, B.E., *Electron Devices Meeting, 1997, Technical Digest*, pp. 67-70, International 7-10, December 1997.
- [70] YUE C.P., WONG S.S., On-Chip Spiral Inductors with Patterned Ground Shields for Si-Based RF IC's, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol 33, N° 5, May 1998.
- [71] YUE C.P., WONG, S.S., Physical modeling of spiral inductors on silicon. *Electron Devices, IEEE Transactions on* Volume 47, N 3, pp. 560-568, March 2000.
- [72] ZIERHOFER C. M., HOCHMAIR E. S., Coil design for improved power transfer efficiency in inductive links, *Engineering in Medicine and Biology Society, Bridging Disciplines for Biomedicine, Proceedings of the 18<sup>th</sup> Annual International Conference of the IEEE*, pp. 1538-1539, 1996.
- [73] ZIERHOFER C.M., HOCHMAIR E.S., Geometric approach for coupling enhancement of magnetically coupled coils, *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on* Volume 43, Issue 7, pp. 708 - 714, July 1996.

## **ANNEXE A**

### **ARTICLE IFESS 2005**

## Modeling Efficient Inductive Power Transfer Required To Supply Implantable Devices

**Mohamed Sehil, Mohamad Sawan, Abdelhakim Khouas**

Polystim Neurotechnologies Laboratory, Department of Electrical Engineering  
 École Polytechnique de Montréal, Montréal (Québec) Canada  
 mohamed.sehil@polymtl.ca

### Abstract

*This paper presents a model for inductively coupled links with an integrated receiver on silicon. To be accurate, this model includes losses related to the integration of the receiver. The modelling technique of the receiver coil has been verified using Agilent Momentum Electro-Magnetic simulations. This comprehensive model is employed to obtain maximum power efficiency by performing a discrete optimization of the geometric dimensions of the link coils. The optimized link can deliver 50mW to a visual cortical stimulator and monitoring devices with an efficiency of 21% at a distance of 1cm. The receiver has 4mm of diameter.*

### 1. INTRODUCTION

Miniaturisation and long term use of implanted electronic systems for medical applications have resulted in a growing need of highly efficient methods for energy and data transfer. Among the existing techniques dedicated for implantable electronic devices, inductive links remain the most popular solution to wirelessly send power and data from an external transmitter to implantable biomedical devices such as visual prosthesis [1].

In biomedical applications, an inductively coupled link should have high power efficiency since it is desirable for the transmitters to be powered from lightweight battery.

Integrated spiral inductor on silicon is one of the more complicated passive components with respect to control and prediction of parasitic effects and behaviour. This kind of inductor is necessary to incorporate the receiver to the implant. Moreover, designers have traditionally determined a set of design issues for the enhancement of coupling factor through geometric approach [2] or finite element analysis [3]. The coupling factor can be enhanced if the turns of the coils are distributed across the radii. However, this distribution does

not guarantee optimal power efficiency due to unloaded quality factor degradation.

Because successful design of wireless devices relies on accurate characterization of the electrical behaviour of every part of the system especially integrated spiral inductor, the lack of an accurate model for inductive links with an integrated receiver is one of the challenging problems for RF designers. In this paper we present a new methodology for efficiency enhancement of inductively coupled links. Initially, the system's behaviour can be very well predicted by establishing a model applicable to any geometrical combination. In order to avoid studying the effect of every dimension parameter on coupling and quality factors of the link coils, we propose to combine an accurate modeling and discrete optimization of geometric parameters of the link, so that we can find the optimal set of spirals providing the maximum power efficiency. The proposed model allows us to obtain optimal system efficiency for a set of coils with the smallest possible area.

### 2. METHODS

#### 2.1. Receiver Modelling

Due to the large number of parameters involved (conductor width  $W$ , conductor spacing  $S$ , number of turns  $N$ , internal and outer radius, etc), the characterization and optimization of the receiver and of the whole system becomes quite complex. This is because all geometrical parameters are inter-related and different combinations may lead to the same inductance value but with different quality factors and then to different power efficiency factors.

To take into account for losses in metal, oxide and silicon layers the integrated inductor is modeled using the lumped physical model circuit, presented in figure 1 as described in [4]. The inductance and resistance of the spiral are represented by the inductance, ( $L_R$ ), and the series resistance, ( $R_R$ ), respectively. ( $C_P$ ) represents the capacitive coupling between

equiplanar conductors on top of the multilayer structure.

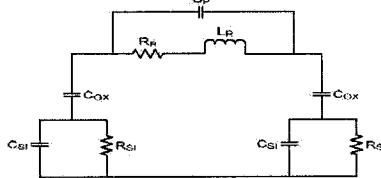


Figure 1: The lumped physical model of a spiral inductor on silicon [4]

The oxide capacitance between spiral and silicon substrate is modeled by  $C_{ox}$ . The capacitance and resistance of silicon substrate are modeled by  $C_{si}$  and  $R_{si}$  respectively.  $C_{ox}$ ,  $C_{si}$  and  $R_R$  are calculated using formulas presented in [4]. The total inductance  $L_R$ , capacitive coupling between turns  $C_P$  and resistive losses in metal layer  $R_R$  are calculated as described in [5].

## 2.2. Inductive Link Modelling

A model of the inductive link has been proposed in [6], which is suitable for the case of discrete receiver coil. To accurately model the link, we incorporate the lumped physical model of the receiver spiral inductor described above in the conventional electrical model. The new electrical circuit is presented in figure 2. In this circuit, the tanks formed by  $(L_T, C_T)$  and  $(L_R, C_R)$  are tuned to resonate at the frequency of the voltage source (13.56MHz).  $R_{opti}$  is the load resistance determined to obtain maximum power transfer.

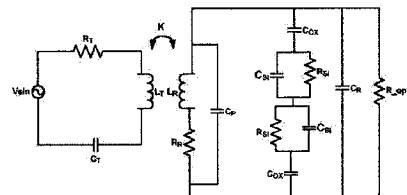


Figure 2: Electrical model used to calculate power efficiency

The transmitter spiral inductor  $L_T$  is calculated using formulas presented in [2]. The resistive losses  $R_T$  due to skin-effect in a cylindrical conductor are determined using well known techniques. Coupling factor  $K$  between coils is determined using equation (1).

$$K = \frac{M}{L_T L_R} \quad (1)$$

Where  $M$  is the mutual inductance and is determined using formulas presented in [2].

In order to maximize the power efficiency  $\eta$  of the circuit of figure 2, the  $\frac{d\eta}{d(R_{load})}$  should equal zero. In such conditions, the corresponding optimal load resistance can be expressed by:

$$R_{opti} = \frac{Q_R^2 R_R}{\sqrt{1 + K^2 Q_T Q_R}} \quad (2.a)$$

Where  $Q_R$  and  $Q_T$  are the quality factors of the receiver and the transmitter respectively:

$$Q_R = \frac{\text{Im}(Z)}{\text{Re}(Z)} \quad (2.b)$$

and

$$Q_T = \frac{\omega L_T}{R_T} \quad (2.c)$$

The set of chosen coils should have an optimal maximum power transfer and  $R_{opti}$  almost equalizes the AC load seen by the link.

## 3. RESULTS

The inductive link designed should deliver a maximum of 50mW to the visual implant presented in [1], at a DC voltage of 3.3V and separation distance of 1cm. Using the modelling technique described above and a discrete optimization of the different geometric dimensions of the two coils reveals that a transmitter with 4 turns, 4.5cm in diameter and with spacing of 2mm between conductors will have a 1 $\mu$ H. Minimum value of spacing has been set to 2mm during optimization to facilitate manual fabrication process, increase inductance value and consequently the quality factor and the power efficiency.

Several simulations have been done to reduce external coil's outer diameter (OD), e.g for OD(cm)=(2.5;4.5;6.5) the power efficiency  $\eta\%=(15.53;21.22;21.66)$  respectively. So, it can be deduced that for a coil having an outer diameter superior to 4.5cm, the power efficiency enhancement is not worth the area increase. The integrated receiver, fabricated from electroplated cooper, has an outer diameter of 4mm, 7 turns of 100 $\mu$ m of track-width, 20 $\mu$ m of metal thickness and has a proper inductance of 0.25 $\mu$ H. Chosen value for track width is a compromise between increasing number of turns to enhance coupling and reducing resistive losses. For metal thickness superior to 20 $\mu$ m, the decrease of resistive

losses in the receiver is insignificant at the working frequency. Simulations and extraction of S parameters of the planar circular inductors were done using Agilent Momentum Electromagnetic Simulations (E.M) and converted to Z (inductor's impedance). Comparison between the results obtained from E.M simulations and receiver model used shows good agreement as shown in figure3.

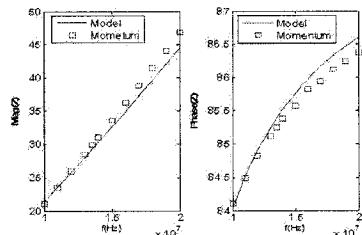


Figure 3: Magnitude and phase of inductor's Impedance

With geometric dimensions, there is also the load which affects the efficiency and delivered power. From equation (2.a), it is possible to determine the optimal load resistance for the geometric shapes of the two coils such as to provide the maximum power efficiency and necessary power to the implant (160 ohms in our case when delivering a 50mW) as seen in figure4.

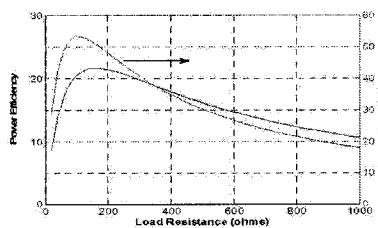


Figure 4: Power and transfer efficiency as a function of load resistance

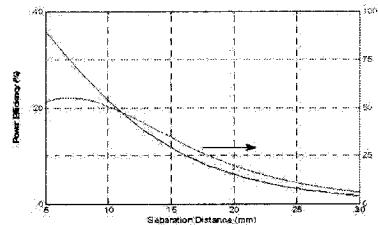


Figure 5: Power and transfer efficiency as a function of distance using optimal Load

Coupling between the two coils varies also with separation distance between the transmitter and the receiver, so do efficiency and delivered power as shown in figure5. Thus, the inductive link can deliver the required power (50mW) for the load at the expected separation distance (1cm) with a power efficiency of 21%.

#### 4. DISCUSSION AND CONCLUSIONS

An improved model of an inductively coupled link has been developed which accounts for the losses due to the micro-fabricated receiver. Characterization of coils has been validated through the use of finite element analysis. Coupling factor predicted with equation (1) and data from literature [2]-[3], are in very good agreement. By combining the model and a discrete optimization of the different geometric dimensions we can avoid studying the effect of every dimension parameter on the coupling and quality factors of the coils and guarantee optimal power transfer. An inductive link capable to deliver a 50mW with a maximum power efficiency of 21.22% at a separation distance of 1cm was obtained. Fabrication of the micro-receiver and testing of the whole system are being undertaken.

#### References

- [1] M. Sawan, "Wireless smart implants dedicated to multichannel monitoring and microstimulation," *Pervasive Services*, 2004. ICPS 2004. Proceedings. The IEEE/ACS International Conference, 19-23 July 2004, pp.21 - 26.
- [2] C. M. Zierhofer, "Geometric approach for coupling enhancement of magnetically coupled coils," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 43, pp.708-714, July 1996.
- [3] C. Fernandez, O. Garcia, R. Prieto, J.A. Cobos, S. Gabriels, G. Van Der Borght, "Design Issues of a Core-less Transformer for a Contact-less Application," *IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC) Dallas (EEUU)*, march 2002
- [4] C. Patrick Yue and S. Simon Wong, "Physical Modeling of Spiral Inductors on Silicon," March 2000, *IEEE Transaction on Electron Devices*, vol. 47, no. 3, pp. 560 – 568.
- [5] P. Pieters and E. Beyne, "Spiral inductors integrated in MCM-D technology using the design space concept," in *Proc. 1998 Int. Conf. Multichip Modules and High Density Packaging*, pp. 478-483.
- [6] W. H. Ko, Liang, S. P., Fung, C. D., "Design of radiofrequency powered coils for implant instruments" *Med. & Biol. Eng. & Comput.*, vol. 15, pp. 634-640, 1977.

#### Acknowledgements

The authors would like to acknowledge the NSERC for the financial support, the CMC and ReSMiQ for the design facilities.

## ANNEXE B

### RÉSUMÉ ISAB 2005

## Modeling Inductive Power Transfer Required To Supply Implantable devices

Lecture

Mohamed Sehil  
Polystim Neurotechnology Laboratory  
Ecole Polytechnique de Montreal  
Mohamed.Sehil@polymtl.ca

Mohamad Sawan (Director)  
Abdelhakim Khouas (Co-Director)

Among the existing power transfer techniques dedicated for implantable electronic devices, inductively coupled links based systems remain the most popular solution for contact-less transfer of energy even with a moderate efficiency and bandwidth. Since the receiver coil is small due to its location inside the body, there is a size constraint that limits the coupling factor. Also, it is desirable for the transmitters to be powered from lightweight battery.

Efficiency of such links depends on the load impedance and the geometric shapes of the two spiral coils forming the inductive link. Designers have traditionally determined a set of design issues for the enhancement of coupling factor through geometric approach or finite element analysis. But increasing the coupling factor does not guarantee an optimal efficiency factor due to unloaded quality factor degradation of the coils. Moreover, there was no special care given to the matching between the load and the RF link.

We present in this paper a global methodology for efficiency's enhancement of these inductively coupled links by adding a matching network between the load and the RF link to provide the maximum power efficiency. Using a geometric approach we can determine with a good accuracy the proper inductance, the parasitic capacitor, resistor and coupling factor between the two circular coils. Simulations and extraction of S parameters of the planar circular inductor were also done using Agilent momentum and converted to Z parameters. Comparison between the results obtained from momentum electro-magnetic simulations and the model proposed shows good agreement. Using the proposed model allows

obtaining the optimal system efficiency for a set of coils with the smallest possible area. Simulations show that an efficiency enhancement of about 4% is possible by adding a simple impedance network matching so we can obtain an efficiency of about 20% for the whole RF link (with a separation distance of 1cm). Experimental validation in printed circuit board based coils is undertaken, and modelling of integrated coils on silicon is our upcoming goal.