



République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche  
Scientifique

Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed  
Boudiaf

Faculté de Génie Electrique

Département Electrotechnique

# MÉMOIRE

En vue de l'obtention du  
Diplôme de Magistère

---

Présenté et Soutenu par :  
*Boudjeroua Mohammed*

Intitulé

---

Conception et caractérisation d'une  
inductance intégrée

---

**Département** : *Génie électrique*  
**Spécialité** : *Electrotechnique*  
**Option** : *Conception électrique*

Le jury est composé de :

ALLALI Ahmed  
HAMID Azzedine  
OUIDDIR Rabah  
TAHRI Ali

Président                      Professeur, USTO-MB  
Rapporteur                    Professeur, USTO-MB  
Examineur                    Professeur, USTO-MB  
Examineur                    Maître de Conférences A, USTO-MB

Année Universitaire 2015 / 2016

# Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail :*

*À mes chers parents qui m'ont toujours soutenu et encouragé.*

*À tous les membres de l'équipe I E P M.*

*Mr BOUDJEROUA  
MOHAMMED*

## *Remerciements*

*Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers DIEU pour m'avoir donné le courage et la patience durant toutes ces années d'études.*

*Je tiens à assurer ma sincère reconnaissance, mon plus grand respect et ma totale gratitude à mon encadreur le Professeur A.HAMID, pour tous les efforts, l'aide, le soutien et les encouragements qu'il a montré tout au long de ce travail.*

*Mes remerciements s'adressent également au président de jury le professeur A. ALLALI ainsi qu'aux examinateurs le Professeur R. Ouiddir et le Docteur A. TAHRI qui ont accepté de m'honorer de leur présence et de juger mon travail.*

*Enfin, je tiens à remercier toutes les personnes ayant contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail, pour leur aide précieuse et pour avoir mis à ma disposition leur expérience.*

## ***Résumé :***

Ce mémoire se place dans le contexte d'alimentation des systèmes électroniques fonctionnant sous faible tension et faible courant. Un dimensionnement d'éléments passif a été mené pour cibler nos besoins. Ce travail présente la conception et la modélisation d'une micro-bobine planaire spirale carrée intégrée dans un micro-convertisseur DC/DC Buck. Premièrement, on définit la géométrie de la micro-bobine tout en choisissant le matériau magnétique adapté et la fréquence de fonctionnement nécessaire; ensuite, on vérifie la tension de sortie du micro-convertisseur pour calculer son rendement et on étudie l'influence des paramètres géométrique et électriques sur la valeur de la micro-bobine, et à la fin on étudie le procédé de fabrication de la micro-bobine.

## ***Mots clés :***

Composant passives, intégration hybrides, intégration monolithiques, cahier de charge, convertisseur DC/DC Buck, micro-bobine, procédé de fabrication.

# **TABLES DES MATIERES**

<b>INTRODUCTION GÉNÉRALE</b>	1
<b>CHAPITRE I</b>	
<b>ÉTAT DE L'ART SUR LES INDUCTANCES INTEGRÉES</b>	
<b>1- Introduction</b>	5
<b>2- Etat de l'art sur les composants passifs</b>	5
2-1 Éléments inductifs	5
2-2 Éléments capacitifs	9
2-3 Éléments résistifs	11
<b>3- L'intégration des composants passifs</b>	13
3-1 Définition d'un composant passif intégré	13
3-2 Exemple d'intégration des composants passifs	13
3-3 Avantages de l'intégration en électronique de puissance	14
3-4 Technologies d'intégration	14
3-4-1 L'intégration hybride	14
1. Empilement de fonctions	15
A) Principe	15
B) Concept hybride PIAC	15
C) Concept hybride emPIC	16
2. Regroupement de fonctions	17
A) Principe	17
B) Concept IPEM	17
C) Les technologies PCB	18
D) La technologies LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics)	18
3-4-2 L'intégration monolithique	19
1. Introduction à l'intégration sur silicium	19
2. Principe	19
3. Les techniques de dépôt	19
A) L'électrodéposition	20
B) Le dépôt CVD (Chemical Vapor Deposition)	20
C) La technique de dépôt PVD (Physical Vapor Deposition)	20
3-5 Différentes topologies d'intégration d'une bobine	21
3-5-1 Structure spirale	21
3-5-2 Forme toroïdale	23
3-5-3 Structure serpentín	23
<b>4- Matériaux utilisés pour la fabrication de la bobine intégrée</b>	24
4-1 Matériaux conducteurs	24
4-2 Matériaux magnétiques	25
4-3 Matériaux isolants	28
<b>5- Conclusion</b>	29

## CHAPITRE II

### DIMENSIONNEMENT DE LA MICRO-BOBINE

<b>1- Introduction</b>	31
<b>2- Présentation du micro-convertisseur DC-DC</b>	31
<b>3- Le montage du micro-convertisseur DC-DC Buck</b>	31
<b>4- Formes d'onde du montage dévolteur</b>	32
4-1 Expression de l'ondulation de courant dans la bobine en régime de conduction critique	33
<b>5- Le cahier de charge du micro-convertisseur</b>	34
<b>6- Calcul de la valeur d'inductance de la micro-bobine</b>	35
6-1 Calcul de l'ondulation de courant dans la bobine en régime de conduction critique	36
6-2 Calcul de l'énergie stockée	36
6-3 Calcul de la densité volumique d'énergie stockée	37
6-4 Le Calcul du volume	37
<b>7- Dimensionnement de la micro-bobine</b>	37
7-1 Calcul des paramètres géométriques de la micro-bobine	37
7-1-1 Calcul du nombre de spires $n$	38
7-1-2 La largeur $w$ et l'épaisseurs du conducteur $t$	39
7-1-3 Calcul de l'inter spire	41
7-1-4 Calcul de la longueur totale du conducteur	41
7-1-5 L'organigramme du calcul des paramètres géométrique de la micro-bobine	41
7-1-6 Résultats du calcul des paramètres géométriques de la micro-bobine	43
7-2 Calcul des paramètres électriques de la micro-bobine	44
7-2-1 La résistance série $R_s$	45
7-2-2 La capacité de couplage $C_s$	46
7-2-3 La résistance et la capacité du substrat $R_{sub}$ et $C_{sub}$	46
7-2-4 La capacité de l'oxyde $C_{ox}$	47
7-2-5 L'organigramme du calcul des paramètres électrique de la micro-bobine	48
7-2-6 Résultats du calcul des paramètres électriques de la micro-bobine	49
<b>8- Conclusion</b>	49

## CHAPITRE III

### INFLUENCE DES PARAMETRES ELECTRIQUES ET GEOMETRIQUES SUR LA MICRO-BOBINE

<b>1- Introduction</b>	51
<b>2- Paramètres géométriques</b>	51

<b>3- Influence des paramètres géométriques sur la micro-bobine spirale carrée</b>	51
3-1 Influence de la fréquence sur la valeur de l'inductance $L=f(f)$	52
A) Pour différentes valeurs du nombre de spires	52
B) Pour différentes valeurs de la largeur du conducteur	53
C) Pour différentes valeurs de l'espace inter spires « s »	54
D) Pour différentes valeurs du diamètre de la micro-bobine	54
3-2 Influence du nombre de tours sur la valeur de l'inductance $L=f(n)$	55
A) Pour différentes valeurs de l'espace inter-spires	56
B) Pour différentes valeurs de la largeur du conducteur	56
C) Influence du rapport c sur l'inductance	57
3-3 Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série	57
A) Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série avec différent de largeur du conducteur w	58
B) Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série avec différent de nombre du tour n	59
C) Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série avec différent d'inter-spires s	59
3-4 Influence de l'inter-spire sur la valeur de la capacité série entre les spires $C_s$	60
A) Influence de l'inter-spire sur la valeur de la capacité série $C_s$ avec différentes valeurs du nombre de tours n	61
3-5 Variation de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence	61
3-6 Le facteur de qualité Q	62
3-6-1 Expression de Q pour une inductance intégrée	62
3-6-2 Influence de la fréquence sur le facteur de qualité	64
3-6-3 Influence de la fréquence sur le facteur de qualité pour différentes valeurs de la largeur du conducteur	65
<b>4- CONCLUSION</b>	66

## CHAPITRE IV

### PROCEDES DE FABRICATION D'UNE INDUCTANCE INTEGREE

<b>1- INTRODUCTION</b>	68
<b>2- PROCESSUS DE FABRICATION D'UNE INDUCTANCE INTEGREE</b>	68
2-1 Usinage et caractérisation du NiFe massive	69
2-1-1 Collage-sciage	69
2-1-2 Rodage	70
2-1-3 Polissage	70
2-2 Dépôt de cuivre par pulvérisation cathodique RF	71
2-2-1 Principe du dépôt	71
2-2-2 Paramètres du dépôt	72
2-3 La photolithographie (étapes salle blanche)	72
2-3-1 Masque	72

2-3-2 Étapes de photolithographie	72
A. Nettoyage des substrats	73
B. Dépôt de la résine photosensible	74
C. Recuit 1	74
D. Insolation	74
E. Recuit 2	75
F. Développement	75
G. Recuit 3	75
2-4 Gravure	75
2-4-1 Gravure sèche	76
2-4-2 Gravure humide	76
2-4-3 Réalisation de la spirale plus le plan de masse	76
2-5 Connexion du plot central au plot extérieur	76
2-5-1 Connexion par bonding	77
2-5-2 Connexion par via horizontal	77
A. Isolement de la spirale	77
B. Dépôt de cuivre	78
C. Réalisation du via	78
2-6 Réalisation de l'inductance	78
<b>3- ÉTAPES DE LA REALISATION</b>	<b>79</b>
<b>4- ETUDE PARAMETRIQUE DE NOTRE INDUCTANCE REALISEE</b>	<b>79</b>
4-1 Exploitation de la géométrie de l'inductance réalisée	79
4-2 Présentation des différentes mesures	80
4-3 Résultats expérimentaux	81
4-3-1 Variation de l'inductance en fonction de la fréquence pour différents gaps	81
4-3-2 Variation de l'inductance en fonction du gap	82
<b>5- COMPARAISON DE NOS RESULTATS AVEC INDUCTANCE REALISEE SUR SUBSTRAT DE VERRE</b>	<b>83</b>
<b>6- CONCLUSION</b>	<b>85</b>
 <b>CONCLUSION GENERALE</b>	 <b>86</b>
<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES</b>	<b>90</b>

# **LISTES DES FIGURES**

## CHAPITRE I

### ÉTAT DE L'ART SUR LES COMPOSANTS PASSIVES

<b>Figure. I.1</b>	Modèle d'une bobine	6
<b>Figure. I.2</b>	Modèle d'une bobine réelle	6
<b>Figure. I.3</b>	Illustration de l'épaisseur de peau dans un conducteur.	8
<b>Figure. I.4</b>	schéma équivalent d'un condensateur	10
<b>Figure. I.5</b>	schéma équivalent d'un condensateur en haute fréquence	11
<b>Figure. I.6</b>	schéma équivalent d'une résistance en haute fréquence.	12
<b>Figure. I.7</b>	Définition d'un composant passif intégré	13
<b>Figure. I.8</b>	Exemple d'application des composants passifs intégrés	13
<b>Figure. I.9</b>	Concepts d'intégration d'une structure PIAC	15
<b>Figure. I.10</b>	Prototype d'une structure complète intégrée	16
<b>Figure. I.11</b>	Principe et exemple d'un convertisseur emPIC développé par J.A.Ferreira	17
<b>Figure. I.12</b>	Principe et exemple d'un module d'intégration « Passive IPEM »	17
<b>Figure. I.13</b>	Différentes technologies d'intégration de composants passifs sur PCB	18
<b>Figure. I.14</b>	Inductance intégrée réalisée par la technique LTCC. Le bobinage et le noyau magnétique sont cofrittés à basse température.	18
<b>Figure. I.15</b>	Intégration monolithique	19
<b>Figure. I.16</b>	Intégration monolithique d'une inductance	19
<b>Figure. I.17</b>	Principe de l'électrodéposition	20
<b>Figure. I.18</b>	Principe du dépôt par pulvérisation cathodique	21
<b>Figure. I.19</b>	Exemples d'inductances spirales; (a) Photographie de la réalisation (b) Vue d'ensemble 3D	22
<b>Figure. I.20</b>	Différentes topologies planaire	22
<b>Figure. I.21</b>	Bobine toroïdale (a)Principe d'une inductance toroïdale ; (b) Vue d'ensemble 3D; (c) Photographie de la réalisation	23
<b>Figure. I.22</b>	Bobine serpentín (a) Principe de la structure Serpentin ; (b) Vue d'ensemble 3D; (c) Photographie de la réalisation	24
<b>Figure. I.23</b>	Différents types de feuilletage proposé par Sullivan et Sanders	26

## CHAPITRE II

### DIMENSIONNEMENT DE LA MICRO-BOBINE

<b>Figure. II.1</b>	Schéma de principe d'un micro-convertisseur DC-DC	31
<b>Figure. II.2</b>	Schémas de principe d'un micro-convertisseur continu-continu Buck	32
<b>Figure. II.3</b>	Les deux configurations d'un convertisseur Buck suivant l'état de l'interrupteur S	32
<b>Figure. II.4</b>	Les formes d'onde du courant et de tension Buck	33
<b>Figure. II.5</b>	l'ondulation de courant dans la bobine	33
<b>Figure. II.6</b>	Photographie MEB d'une micro-bobine planaire spirale carrée	35
<b>Figure. II.7</b>	Les niveaux de métallisation (spires et underpass) ainsi que deux vias	35
<b>Figure. II.8</b>	Les différents paramètres constituant la micro-bobine planaire spirale carré	38
<b>Figure. II.9</b>	Décroissance de la densité de courant à l'intérieur d'un conducteur rectangulaire	40
<b>Figure. II.10</b>	L'organigramme du calcul général des paramètres géométriques constituant la micro-bobine	43
<b>Figure. II.11</b>	Le modèle en $\pi$ pour les inductances spirale développés par (a) Nguyen et Meyer (b) Ashby et autres et (c) Yue et Wong	44
<b>Figure. II.12</b>	Section transversale de la micro-bobine avec une couche de matériaux	45

	magnétique	
<b>Figure. II.13</b>	Section transversale d'une inductance planaire spirale carrée.	45
<b>Figure. II.14</b>	Représentation de l'épaisseur effective $t_{eff}$ d'un conducteur avec une épaisseur infinie.	46
<b>Figure. II.15</b>	Substrat bloc et circuit équivalent	47
<b>Figure. II.16</b>	L'organigramme du calcul général des paramètres électriques constituant la micro-bobine	48

### CHAPITRE III

#### INFLUENCE DES PARAMETRES ELECTRIQUE ET GEOMETRIQUE SUR LA MICRO-BOBINE

<b>Figure. III.1</b>	Variation de l'inductance en fonction de la fréquence de découpage	52
<b>Figure. III.2</b>	Variation de l'inductance en fonction de fréquence avec différents nombre de tours n	52
<b>Figure. III.3</b>	Variation de l'inductance en fonction de fréquence avec différents largeur w	53
<b>Figure. III.4</b>	Variation de l'inductance en fonction de fréquence avec différents inter-spices S	54
<b>Figure. III.5</b>	Variation de l'inductance en fonction de fréquence avec différents diamètres de l'inductance	54
<b>Figure. III.6</b>	Variation de l'inductance en fonction de nombre de tours n	55
<b>Figure. III.7</b>	Variation de l'inductance en fonction du nombre de tours pour différents inter spires S	56
<b>Figure. III.8</b>	Variation de l'inductance en fonction du nombre de tours n pour différentes largeurs du conducteur w	56
<b>Figure. III.9</b>	Variation de l'inductance L en fonction de rapport c	57
<b>Figure. III.10</b>	Variation de la résistance série en fonction de la fréquence	57
<b>Figure. III.11</b>	Variation de la résistance série en fonction de la fréquence avec différent largeur de conducteur w	58
<b>Figure. III.12</b>	Variation de la résistance série Rs en fonction de la fréquence avec différent nombre de tours n	59
<b>Figure. III.13</b>	Variation de la résistance série en fonction de la fréquence avec différent inter-spices S	60
<b>Figure. III.14</b>	Variation de la capacité série Cs en fonction de l'inter-spire s	60
<b>Figure. III.15</b>	La valeur de la capacité série Cs en fonction d'inter-spices avec différent nombre de tours n	61
<b>Figure. III.16</b>	Variation de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence.	61
<b>Figure. III.17</b>	Modèle équivalent d'une inductance intégrée dont une extrémité est à la masse. $C_{ox}$ , $C_{sub}$ et $R_{sub}$ sont substitués par $C_p$ et $R_p$ .	63
<b>Figure. III.18</b>	Courants de Foucault et courant de déplacement dans le substrat induits par le flux de courant dans l'inductance.	64
<b>Figure. III.19</b>	Variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence de fonctionnement	65
<b>Figure. III.20</b>	Variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur du conducteur	65

### CHAPITRE IV

#### PROCEDES DE FABRICATION D'UNE INDUCTANCE INTEGREE

<b>Figure. IV.1</b>	Schémas des inductances a°) une couche de NiFe b°) deux couches de NiFe	68
<b>Figure. IV.2</b>	Plan de sciage	69
<b>Figure. IV.3</b>	Rodeuse automatique	70

<b>Figure. IV.4</b>	Polisseuse automatique	71
<b>Figure. IV.5</b>	Principe de pulvérisation Radio Fréquence.	72
<b>Figure. IV.6</b>	Définition de la spirale carrée plus le plan de masse	76
<b>Figure. IV.7</b>	Connexion du plot central au le plot extérieur	76
<b>Figure. IV.8</b>	Connexion du plot central au plot extérieur par bonding	77
<b>Figure. IV.9</b>	Inductance avec via horizontal ; a°) vue de dessus, b°) vue en coupe 1/4	77
<b>Figure. IV.10</b>	Masque pour via ; a°) coffrage pour plot, b°) via horizontal	78
<b>Figure. IV.11</b>	inductance a une couche de matériaux magnétique	78
<b>Figure. IV.12</b>	Photo de notre inductance réalisée	80
<b>Figure. IV.13</b>	Variation de l'inductance en fonction de la fréquence pour différents gaps (a, b, c, d, e, f)	81
<b>Figure. IV.14</b>	La variation de l'inductance pour chaque gap en fonction de la fréquence	82
<b>Figure IV.15</b>	Variation de l'inductance en fonction du gap	82
<b>Figure IV.16</b>	Images de micro inductances (a) la nôtre, (b) Inductance réalisée sur substrat de verre	83
<b>Figure IV.17</b>	Évolution de notre inductance en fonction de la fréquence	84
<b>Figure IV.18</b>	Évolution de la résistance de notre inductance en fonction de la fréquence	84

# **LISTE DES TABLEAUX**

## CHAPITRE II MODÉLISATION ÉLECTRIQUE DE LA MICRO-BOBINE

<b>Tableaux. II.1</b>	Valeurs des coefficients $K_1$ et $K_2$ utilisés dans la méthode de Wheeler	38
<b>Tableaux. II.2</b>	Valeurs géométriques de la micro-bobine	44
<b>Tableaux. II.3</b>	Permittivités électriques utilisés ( $\epsilon_0$ du vide, $\epsilon_{ox}$ de l'oxyde et $\epsilon_{sub}$ du substrat)	45
<b>Tableaux. II.4</b>	Paramètres électriques de la micro-bobine	49

## CHAPITRE III INFLUENCE DES PARAMETRES ELECTRIQUE ET GEOMETRIQUE SUR LA MICR-BOBINE

<b>Tableaux. III.1</b>	Paramètres géométriques caractérisant la micro-bobine	51
------------------------	---	----

## CHAPITRE IV PROCEDES DE FABRICATION D'UNE INDUCTANCE INTEGREE

<b>Tableaux. IV.1</b>	Les différentes étapes de fabrication micro technologiques	73
<b>Tableaux. IV.2</b>	Synthèse de la réalisation d'une inductance une couche	79
<b>Tableaux. IV.3</b>	Caractéristiques géométriques de notre micro inductance	80
<b>Tableaux. IV.4</b>	Caractéristiques géométriques de l'inductance dans l'air	83

# **INTRODUCTION GENERALE**

## INTRODUCTION

Ces dernières années le marché de l'électronique de puissance a connu une forte demande de la part des constructeurs d'équipements portables. Ces systèmes électroniques en pleine augmentation trouvent leurs applications dans les matériels de communication tels que les téléphones et les ordinateurs portables.

L'intégration de ces systèmes électroniques s'applique bien évidemment au marché des équipements électroniques portables et embarqués et plus particulièrement aux dispositifs de conversion de l'énergie électrique en particulier les convertisseurs DC/DC qui sont devenus un sujet de recherche d'actualité dans le domaine de l'électronique de puissance. Cette intégration présente un enjeu important afin de diminuer le coût de fabrication d'un côté, l'encombrement et le poids d'un autre côté. Ainsi, la nécessité de réaliser un maximum de fonctions sur une même puce nous pousse à nous préoccuper de l'intégration des composants passifs.

Les composants passifs tels que les bobines, les capacités et les résistances ou les transformateurs sont des éléments clés de l'électronique de puissance. Ce sont des composants bien connus et maîtrisés en ce qui concerne leur forme discrète. Le développement des micro-technologies offre aujourd'hui de nouvelles perspectives pour la fabrication de micro-bobines.

Les pertes libérées sous forme de chaleur au sein de ces systèmes électroniques deviennent une préoccupation majeure pour les concepteurs. Cela est d'autant plus vrai que les surfaces d'échanges avec l'extérieur sont réduites et que la densité de pertes est le plus souvent augmentée. La réduction du volume des éléments passifs passe par une montée en fréquence de fonctionnement mais cette augmentation de la fréquence entraîne un accroissement des pertes (pertes en commutation).

La première partie de notre travail est consacrée à la présentation des éléments passifs et leurs caractéristiques. Nous abordons notamment l'importance de l'intégration en électronique de puissance et les bénéfices que l'on peut tirer ainsi que les différentes technologies d'intégration.

Au second chapitre, à partir d'un cahier des charges, nous définissons les spécifications du micro-convertisseur qui constitue le point de départ pour le dimensionnement de la micro-bobine. Ce dimensionnement a concerné la détermination des paramètres géométriques et électriques de notre bobine intégrée.

## INTRODUCTION GENERALE

---

Le troisième chapitre présente l'influence de ces paramètres sur le comportement de l'inductance. Ces résultats concernent également le facteur de qualité qui constitue un indicateur de performance de la bobine intégrée. Les simulations ont été effectuées sous Matlab.

Le dernier chapitre est consacré aux procédés de fabrication de notre bobine intégrée ainsi qu'à sa caractérisation géométriques et électriques.

**CHAPITRE I**

**ETAT DE L'ART**

**SUR LES**

**COMPOSANTS**

**PASSIFS**

## 1- INTRODUCTION

Le monde de l'électronique va dans le sens toujours croissant de la miniaturisation et de l'intégration. Dans le domaine de la microélectronique, l'intégration des systèmes s'applique bien évidemment au marché des équipements électroniques portables et embarqués et plus particulièrement aux dispositifs de conversion de l'énergie électrique de très faible puissance. Il est habituel de remarquer que la majorité du volume d'un convertisseur d'électronique de puissance est occupée par les composants passifs. Les modifications actuelles que connaît l'électronique de puissance marchent donc dans le sens d'une meilleure occupation de l'espace grâce aux techniques de réalisation permettant une meilleure intégration des composants passifs et une meilleure maîtrise de l'environnement.

## 2- ÉTAT DE L'ART SUR LES COMPOSANTS PASSIFS

Les composants passifs sont très présents dans les structures de conversion pour aider à convertir l'énergie électrique à travers les filtres d'entrée et de sortie des alimentations à découpage mais aussi certains étages intermédiaires et certaines fonctions telles que les circuits de commande pour la commutation d'interrupteur de découpage pour configurer plusieurs mode de fonctionnement de conversion d'énergie.

### 2-1 Éléments inductifs (la bobine)

Une bobine est un composant courant en électrotechnique et électronique qui appartient aux familles des composants passifs, il est constitué d'un bobinage ou enroulement d'un fil conducteur éventuellement autour d'un noyau en matériau ferromagnétique et peut être employée pour diverses fonctions :

- lisser les courants continus ou contrôler la croissance des courants dans les dispositifs d'électronique de puissance
- créer un filtre pour une fréquence ou une bande de fréquences particulière

- stocker de l'énergie électrique

Le rôle important des bobines est de stocker une énergie électrique sous forme magnétique, puis de la restituer, elles sont utilisées essentiellement dans des applications de filtrage, de conversion d'énergie (alimentations à découpage...), et d'interrupteur magnétique.

- Caractéristiques électriques

L'inductance d'un circuit électrique est un coefficient qui traduit le fait qu'un courant le traversant crée un champ magnétique à travers la section entourée par ce circuit. Le calcul de l'inductance dans le cas d'une bobine avec noyau est donné par :

$$L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S \cdot n^2}{l} \quad (\text{I-1})$$

$L$  : inductance en henry [H]

$\mu_0$  : constante magnétique =  $4\pi \cdot 10^{-7}$  [Hm<sup>-1</sup>]

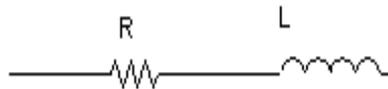
$\mu_r$  : perméabilité relative effective du matériau magnétique

$n$  : nombre de spires

$S$  : section effective du noyau magnétique en mètres carrés [m<sup>2</sup>]

$l$  : longueur effective du noyau magnétique en mètres [m]

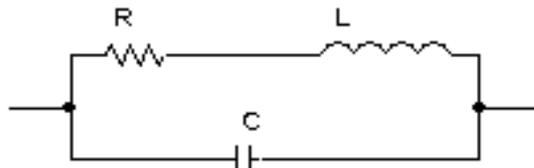
En fait, une bobine réelle est modélisable par l'association d'une résistance en série avec une inductance lorsque l'on travaille en basse fréquence.



**Figure I.1** : Modèle d'une bobine

- Schéma équivalent d'une inductance en haute fréquence

Si on augmente la fréquence de travail, alors la bobine est modélisable par :



**Figure I.2** : Modèle d'une bobine réelle

Les performances d'une inductance, d'impédance  $Z$ , se mesurent par le facteur de qualité  $Q$ , défini par :

$$Q = \frac{\text{Energie stockée}}{\text{Energie dissipée}} \quad ; \quad Q = \frac{\text{Imag}(Z)}{\text{Réel}(Z)} \quad (\text{I-2})$$

La quantité d'énergie emmagasinée dans une bobine est donnée par la formule :

$$E = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 \quad (\text{I-3})$$

- L'impédance de la bobine

L'impédance d'une bobine dépend de la fréquence du courant qui la traverse et de son inductance :

$$Z = 2 \cdot \pi \cdot L \cdot f = L \cdot \omega \quad (\text{I-4})$$

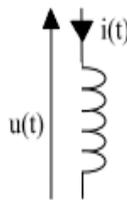
Avec  $f$  : fréquence et  $\omega$  : pulsation du courant.

La tension aux bornes de la bobine

$$U = j \cdot L \omega \cdot I \quad (\text{I-5})$$

(Le symbole  $j$  représente la partie imaginaire d'un nombre complexe et ici signifie que la tension est déphasée (décalée) de  $+90^\circ$  (en avance) par rapport à l'intensité)

Dans un circuit électrique, on représente une bobine sous la forme suivante :



- Propriétés des bobines:

Le Flux magnétique total embrassé par la bobine est donnée par :

$$\varphi(t) = L i(t) \quad (\text{I-6})$$

La loi de Faraday est définie par :

$$u(t) = d\varphi(t)/dt \quad (\text{I-7})$$

D'où :

$$u(t) = L \cdot di(t)/dt \quad (\text{I-8})$$

Dans une bobine idéale il n'y a pas de dissipation d'énergie comme dans le cas de la résistance par effet joule (chaleur). Elle emmagasine de l'énergie

électromagnétique et la restitue un laps de temps plus tard. L'inductance d'une bobine dépend de la forme de la bobine, de sa section et du carré du nombre de ses spires. Les grandeurs électromagnétiques sont :

- H (à ne pas mélanger avec le H de l'unité des bobines, le Henry) est l'excitation magnétique ou bien le champ magnétique d'une bobine mesurée en ampère-mètres (A.m) pour les fils rectilignes et en ampères-tours (A.t) pour les bobines.
- B est l'induction magnétique du champ mesurée en Tesla (1 Tesla = 10.000 Gauss). B est la valeur de l'excitation H agissant sur une surface plane et perpendiculaire à ses lignes force.
- $\mu$  (lettre grecque mu) est la perméabilité, c'est à dire la disposition d'un matériau (ou d'un milieu) à guider les champs magnétiques.  $\mu$  est mesuré en H/m (Henry par mètre) et est donné par le rapport B / H.
- $\Phi$  (lettre grecque phi majuscule) est le flux d'induction magnétique mesuré en weber (Wb).  $\Phi$  est la force électromagnétique créant aux bornes de la bobine une force électromotrice de 1 volt pendant 1 seconde.

### L'effet de peau

Ce phénomène d'origine électromagnétique existe pour tous les conducteurs parcourus par des courants alternatifs. Le courant qui parcourt un conducteur crée un champ magnétique à l'intérieur de lui-même. À partir d'une certaine fréquence, le courant résultant de ce champ n'est plus négligeable et il se superpose au courant initial. Le courant a alors tendance à se concentrer sur la périphérie du conducteur. Un effet de pellicule apparaît comme le montre la Figure I.1. Plus la fréquence augmente, plus cet effet est marqué. L'épaisseur équivalente sur laquelle se répartit le courant, appelée épaisseur de peau, est donnée par (I-3) :

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\omega \cdot \mu}} \quad (\text{I-9})$$

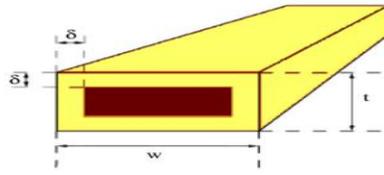
D'où :

$\rho$  : Résistivité du matériau.

$\mu_0$  : Perméabilité du vide.

$f$  : Fréquence du courant.

$\mu_r$  : Perméabilité du matériau.



**Figure I.3 :** Illustration de l'épaisseur de peau dans un conducteur.

### Effet de proximité

La circulation d'un courant dans un conducteur va générer un champ magnétique de fuite pouvant venir perturber les conducteurs à proximité de ce premier. Ceci peut se traduire, selon le sens des courants, par une tendance des courants à circuler seulement sur les parties en vis-à-vis des conducteurs. Pour atténuer cet effet venant s'ajouter à l'effet de peau, il peut être intéressant d'écarter les conducteurs au risque d'augmenter le volume du produit final. Ceci va donc à l'encontre de l'idée d'intégration.

On englobe, sous l'expression d'effet de proximité, trois phénomènes voisins qu'ils nous paraient nécessaire de dissocier pour plus de clarté malgré leurs similitudes :

- **Effet de proximité direct**

Influence mutuelle sur les densités de courant respectives dans des conducteurs rapprochés, parcourus par des courants de même sens.

- **Effet de proximité inverse**

Influence mutuelle sur les densités de courant respectives dans des conducteurs rapprochés, parcourus par des courants de sens inverse.

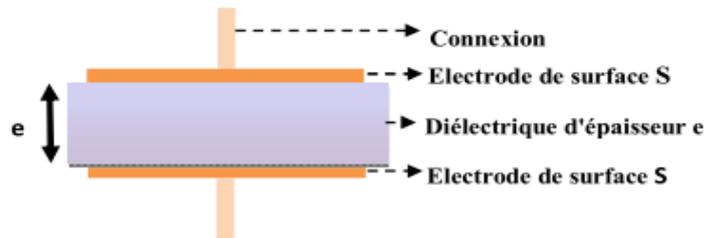
- **Effet de proximité induit**

Caractérise les phénomènes associés entre le courant circulant dans un conducteur et les courants de circulation qu'il induit dans des pièces métalliques situées à proximité.

## 2-2 Éléments capacitifs (le condensateur)

Un condensateur est constitué d'un matériau diélectrique entouré par deux électrodes métalliques appelées armatures. Quand on impose une différence de potentiel entre les deux armatures, il apparaît une polarisation au sein du diélectrique et, en conséquence, un mouvement de charges dans les armatures. Ce mouvement de charge se traduit, dans les connexions reliées aux armatures et dans le circuit électrique extérieur, à l'apparition d'un courant. On classe les condensateurs en fonction du

diélectrique employé (condensateurs tout film, condensateurs céramique) mais aussi du type d'armatures (métallisées, armatures débordantes) ou d'autres constituants (condensateurs électrolytiques).



**Figure I.4** : schéma équivalent d'un condensateur

- Caractéristiques électriques

La capacité d'un condensateur mesure son aptitude à emmagasiner (ou stocker) des charges électriques sur ces armatures. Elle est caractérisé par la propriété de conserver une tension à ses bornes après avoir déplacé une certaine quantité de charges électriques présentes dans les électrodes, soit :

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S}{d} \quad (\text{I-10})$$

D'où

$\epsilon$  : Permittivité absolue [F/m]

$s$  : Surface commune aux deux électrodes conductrices [m<sup>2</sup>]

$d$  : Distance séparant les électrodes [m] (épaisseur du diélectrique)

$\epsilon_0$  : Permittivité du vide (ou air)  $8,86 \cdot 10^{-12}$  [F/m]

$\epsilon_r$  : Permittivité relative du diélectrique [sans unité]

Pour obtenir des condensateurs de grande capacité, il est indispensable de disposer d'une grande surface commune aux deux électrodes avec une faible distance entre elles et d'un diélectrique à haute permittivité relative. Ce qui pose des contraintes de résistance à l'isolation (rigidité diélectrique) et d'encombrement.

La quantité de charge stockée par la capacité

$$q(t) = C u(t) \quad (\text{I-11})$$

$q$  : Quantité d'électricité déplacée.

$u$  : Tension à ses bornes.

Ce phénomène est une accumulation locale d'énergie qui n'est pas dissipée en chaleur comme dans une résistance, mais qui peut au contraire être restituée. La valeur nominale de la capacité dépend essentiellement des dimensions des surfaces, de la distance les séparant ainsi que de la nature du matériau isolant (diélectrique) utilisé. Traduit en formules, nous obtenons :

- Propriétés des condensateurs

La Quantité de charge stockée par la capacité).

$$q(t) = C u(t) \quad (\text{I-12})$$

La définition du courant

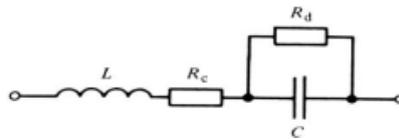
$$i(t) = dq(t)/dt \quad (\text{I-13})$$

D'où

$$i(t) = C \cdot du(t)/dt \quad (\text{I-14})$$

- Schéma équivalent d'un condensateur en haute fréquence

Si nous observons d'un peu plus près le comportement d'un condensateur dans un circuit électronique, nous obtenons un schéma équivalent plus complet. Le mode de fabrication et la présence inévitable des fils de connexions entraînent l'apparition d'une composante inductive propre  $L$ .  $R_C$  représente les résistances de connexions,  $R_d$  la valeur équivalente due aux pertes dans le diélectrique et  $C$  la valeur de la capacité admise idéale.



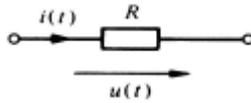
**Figure I.5** : schéma équivalent d'un condensateur en haute fréquence

### 2-3 Éléments résistifs

L'effet principal d'une résistance est son opposition au courant électrique, ce qui entraîne obligatoirement une chute de tension à ses bornes. Nous pouvons dire que la résistance est un dipôle pour lequel la relation entre la tension et le courant est de type (loi d'Ohm) :

$$u(t) = R \cdot i(t) \quad (\text{I-15})$$

$u(t)$  : est la valeur instantanée de la tension aux bornes du composant et  $i(t)$  la valeur instantanée du courant traversant le composant.



- Caractéristiques électriques

Pour un conducteur homogène, à une température donnée, il existe une relation permettant de calculer sa résistance en fonction du matériau qui le constitue et de ses dimensions :

$$R = \rho \frac{l}{s} = \frac{l}{\sigma \cdot s} \tag{I-16}$$

D'où

- $\rho$  : étant la résistivité [ $\Omega\text{m}$ ].
- $s$  : La section [ $\text{m}^2$ ].
- $l$  : La longueur [ $\text{m}$ ].
- $\sigma$  : La conductivité [ $\Omega\cdot\text{m}$ ]<sup>-1</sup>.

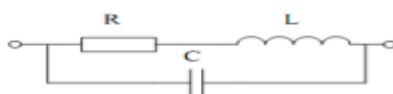
La résistance est aussi coupable d'une dissipation d'énergie sous forme de chaleur. Cette propriété porte le nom de l'effet Joule. Cette production de chaleur est parfois un effet souhaité (résistances de chauffage). Un des problèmes majeurs est que la conductivité, et son inverse (la résistivité) dépendent fortement de la température. Lorsqu'un dipôle est traversé par un courant électrique, sa résistance provoque un échauffement qui modifie sa température, et par suite sa résistance. La résistance d'un dipôle dépend donc fortement des conditions d'utilisation.

$$P = R \cdot I^2 \tag{I-17}$$

- $I$  : Etant l'intensité du courant, en ampères, traversant la résistance
- $R$  : La valeur de la résistance en ohm.

- Schéma équivalent en haute fréquence

Les concepteurs de circuits doivent tenir compte de contraintes des caractéristiques générales. Le mode de fabrication et la présence inévitable des fils de connexions entraînent l'apparition d'une composante inductive propre  $L$ . Chaque paire de conducteurs auxquels est appliquée une différence de potentiel présente des courants capacitifs. Cet effet parasite est plus prononcé dans les bobinages et se nomme capacité propre  $C$ .



**Figure I.6** : schéma équivalent d'une résistance en haute fréquence.

Pour les faibles valeurs  $<30 \Omega$ , les résistances sont inductives.

Pour les fortes valeurs  $>3 \text{ k}\Omega$ , elles sont capacitive.

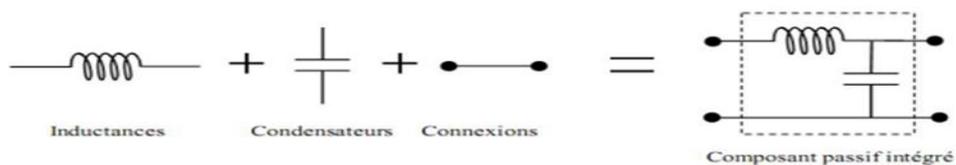
### 3- L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS

L'amélioration des performances (rendement, compacité, fiabilité, etc.) en électronique de puissance passe par l'intégration qui constitue aujourd'hui le moteur de la recherche industrielle et scientifique.

De nombreuses techniques sont aujourd'hui à l'étude afin de réduire l'encombrement, simplifier la mise en œuvre et multi fonctionnaliser les composants passifs. Hier, et aujourd'hui encore, ces composants étaient conçus et réalisés indépendamment puis implantés dans le circuit définitif. Demain cette méthodologie devra être profondément revue en intégrant la conception des composants passifs très rapidement dans les choix technologiques de réalisation afin d'optimiser l'ensemble "connectique, passifs et actifs".

#### 3-1 Définition d'un composant passif intégré

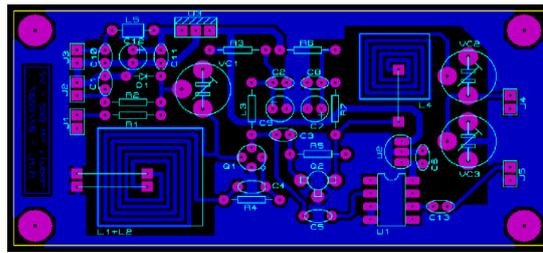
Un composant passif intégré est l'association de plusieurs composants passifs (inductances et condensateurs) intégrés dans un même boîtier (Figure I.5). Bien sûr, il faut penser à rajouter des connexions internes, des bornes de sortie, un boîtier.



**Figure I.7 :** Définition d'un composant passif intégré

#### 3-2 Exemple d'intégration des composants passifs

Prenons un exemple moins volontairement simpliste que celui de la figure I.6 : la figure I.6 représente une carte pour lequel les composants passifs ont été regroupés (intégrés) au sein d'un même module.



**Figure I.8 :** Exemple d'application des composants passifs intégrés

### 3-3 Avantages de l'intégration en électronique de puissance

Les bénéfices que l'on peut retirer d'une telle structure sont d'abord ceux que l'on retrouve dans toute phase d'intégration en électronique de puissance par exemple - à savoir :

- La simplification du câblage : c'est limiter le nombre d'interconnexions externes, c'est aussi limiter fortement les causes de défaillances, les tâches de maintenance et donc augmenter la fiabilité et la disponibilité d'un système.
- La modularité et la régularisation : L'objectif est d'arriver à proposer des briques élémentaires ou modules, chacune réalisant une fonction complète, qu'il suffit d'assembler pour obtenir le système désiré.
- Une plus grande densité : L'argument prend toute sa valeur quand on rêve à la place très importante que prennent les composants passifs dans un convertisseur statique.
- Fabrication en un nombre réduit d'étapes : L'intégration nécessite forcément l'adaptation des processus de fabrication afin de permettre aisément de combiner les composants entre eux.
- La diminution des perturbations électromagnétiques : Cette amélioration est envisageable d'abord par la réduction du nombre de connexions électriques et par la diminution des longueurs de connexion.

### 3-4 Technologies d'intégration

Lorsque le dispositif répond aux critères d'intégration, se pose alors le choix du type d'intégration car l'approche est différente suivant les niveaux de puissance et les contraintes à supporter. Pour cela, deux niveaux d'intégration existent monolithique ou hybride visant à réaliser. Donc le niveau de puissance demandée l'encombrement et le coût sont des facteurs déterminants dans le choix de la technologie.

### 3-4-1 L'intégration hybride [1] [2] [3]

L'intégration hybride consiste à associer différents matériaux de telle manière à réaliser plusieurs fonctions dans un seul bloc, soit par empilement, soit par regroupement de fonctions. Ce type d'intégration permet technologiquement d'envisager la réalisation de convertisseurs de plus ou moins fortes puissances. Ces différentes techniques sont d'avantage explicitées dans les paragraphes suivants :

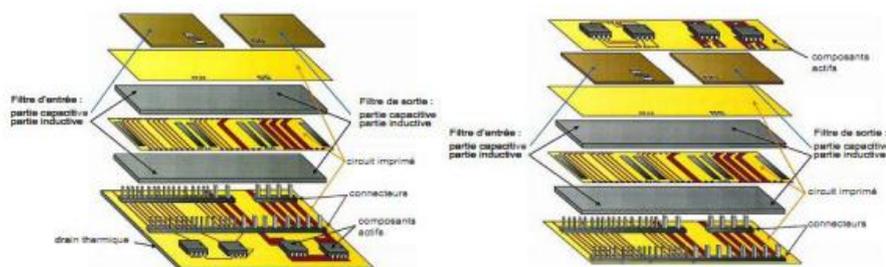
#### 1. Empilement de fonctions

##### A) Principe

Cette technique consiste à intégrer chacune des fonctions passives séparément et ensuite les empiler de manière à former un seul bloc comprenant plusieurs fonctions. Au préalable cette technique a fait l'objet de simple empilement de deux fonctions de manière à obtenir un filtre CEM (Compatibilité Electro Magnétique) intégrée. Elle a été étendue ensuite au convertisseur complet. En effet l'aboutissement d'une telle idée est de pouvoir rassembler l'intégralité d'un convertisseur dans un même bloc de manière à condenser celui-ci et à obtenir une plus grande puissance volumique.

##### B) Concept hybride PIAC [4][1][5][6]

Un exemple Figure I.12 présente cette approche concernant l'intégration d'une structure complète étudiée au laboratoire SATIE en accumulant chacune des fonctions intégrées individuellement. Celle-ci se nomme la structure PIAC (structure Passive Intégrée obtenue par Assemblage, Complète) et permet notamment de cacher les éléments inductifs mais aussi capacitifs dans un circuit imprimé.

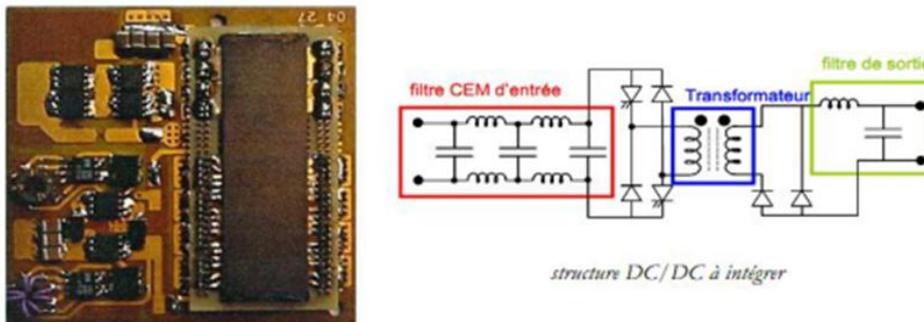


**Figure I.9 :** Concepts d'intégration d'une structure PIAC [1].

Cet empilement est composé de différentes couches de différents matériaux nécessaires à la réalisation des diverses fonctions. Il dispose de parties inductives remplissant le

rôle d'élément magnétique, autour duquel on peut retrouver des circuits imprimés disposant de pistes conductrices permettant la réalisation d'enroulements pour construire soit une inductance soit un transformateur. La capacité est reportée sur le dessus du dispositif. Nous obtenons au final un circuit multicouche composé par différents matériaux, auxquels la partie «composants actifs» peut également être ajoutée. En effet, il est facile d'empiler un nouveau circuit imprimé intégrant les composants actifs et leurs connexions, ou alors de montrer l'un des circuits imprimés déjà mis en œuvre pour placer ces éléments. Cette deuxième solution présente l'inconvénient de montrer la surface du dispositif, mais en contrepartie la surface d'échange thermique est plus importante et permet ainsi une meilleure évacuation de la chaleur. Il reste à établir les connexions entre les différents étages en les réalisant par l'intermédiaire de trous métallisés.

Pour réaliser un convertisseur DC/DC en appliquant l'intégration de la structure PIAC, l'intégration de la capacité de sortie ou encore du filtre CEM au sein de l'empilement de fonction reste impossible et sont introduits à l'extérieur du dispositif. Néanmoins un travail conséquent a été fait pour mettre en œuvre cette réalisation qui au final utilise la technologie planar pour l'intégration du transformateur et de l'inductance de sortie. Ce dispositif LT est implanté sur un circuit imprimé sur lequel se trouve la partie composant de puissance et de commande non intégrée (Fig. I.10).

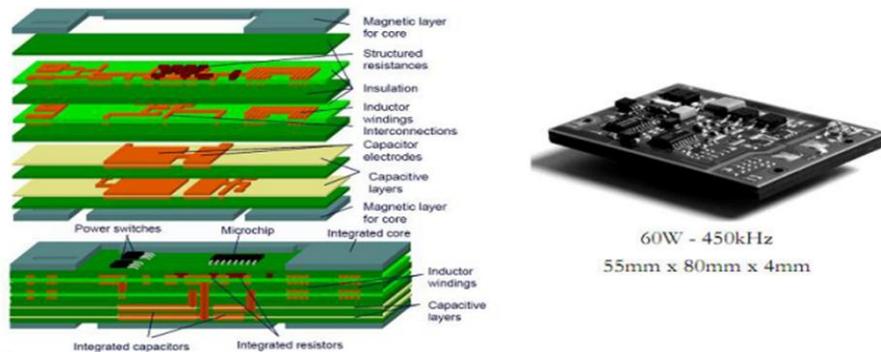


**Figure I.10** : Prototype d'une structure complète intégrée [1].

### C) Concept hybride emPIC

La figure I.11 présente le principe d'un exemple d'intégration hybride d'un convertisseur nommé emPIC (Embedded passives integrated circuits) développé à l'University of Technology, Delft, Hollande, par l'équipe de J.A. Ferreira. Ce concept permet d'intégrer plusieurs fonctions passives conçues par différents matériaux qui se retrouvent imbriquées les unes sur les autres pour former un seul bloc. Le

convertisseur réalisé s'appuie sur une topologie à résonance série avec isolation galvanique.



**Figure I.11 :** Principe et exemple d'un convertisseur emPIC développé par J.A.Ferreira [1]

## 2. Regroupement de fonctions

### A) Principe

La philosophie reste la même à savoir rassembler des fonctions passives. Toutefois le concept technologique est différent dans le sens où l'intégration des différentes parties est abordée dans l'ensemble et non pas individuellement. Le principe est d'utiliser les parasites et les fuites qui peuvent être engendrées par le dispositif d'empilement de matériaux de natures différentes. En effet les circuits multicouches, de par la superposition, permettent d'obtenir des capacités parasites pouvant être plus ou moins importantes.

### B) Concept IPEM [1][5][7]

Ce concept issu des nombreux travaux réalisé par l'équipe de J.D. van Wyk (CPES Virginia Polytechnic Institute and State University) est défini comme un module intégré d'électronique de puissance IPEM (Integrated Power Electronic Module).

La figure (I.10) présente un exemple d'intégration de composants passifs au sein d'un module IPEM pour une application de convertisseur résonnant comprenant une capacité et une inductance en série pour la résonance avec deux transformateurs dans ce cas précis.

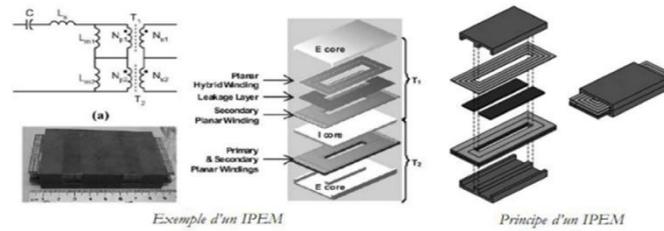


Figure I.12 : Principe et exemple d'un module d'intégration « Passive IPEM »

### C) Les technologies PCB [4][1][8]

Les progrès importants faits par l'industrie du circuit imprimé grâce à l'avènement des matériaux fins flexibles (Flex) ont permis, dans un premier temps, l'intégration dans le circuit imprimé (PCB pour Printed Circuit Board) les bobinages des composants inductifs. En effet l'usage de matériaux fins permet ainsi d'empiler le grand nombre de couches conductrices et isolantes que nécessite ce type de composants tout en gardant un encombrement réduit.

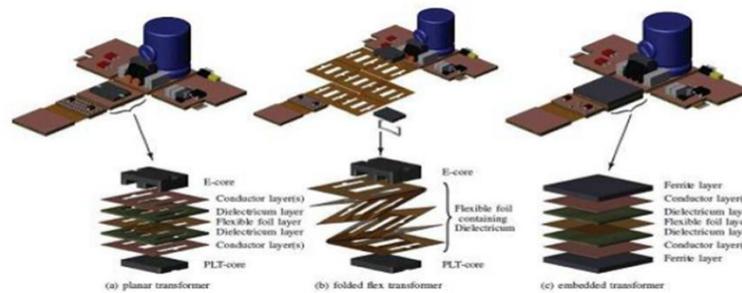
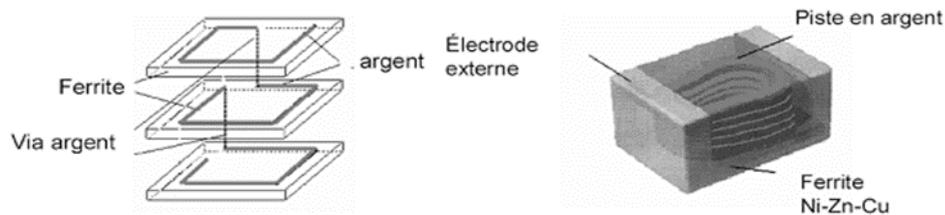


Figure I.13 : Différentes technologies d'intégration de composants passifs sur PCB [1].

### D) La technologies LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics) [5]

Autrefois cantonnée aux usages des circuits RF, la technique LTCC est maintenant accessible pour des réalisations en électronique de puissance. Ainsi, la société Thales propose des ferrites réalisées par un alliage de NiZnCu permettant d'abaisser leur température de frittage aux alentours de 900 °C. Grâce à cette innovation, la réalisation de circuits multicouches mariant trois types de matériaux : de l'argent pour la réalisation des conducteurs, des ferrites NiZnCu et des céramiques diélectriques du type BaTiO3 le tout empilé et cofritté à basse température par la technique LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics) devient envisageable figure I.12.

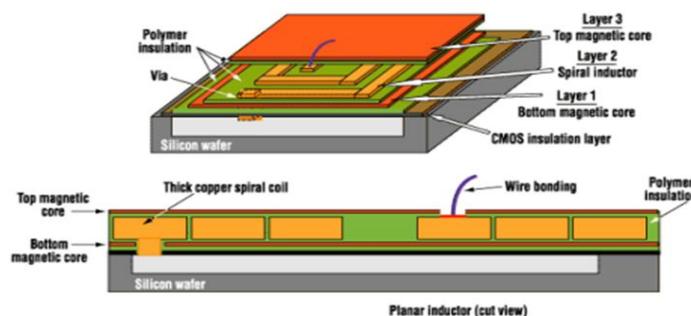


**Figure I.14 :** Inductance intégrée réalisée par la technique LTCC. Le bobinage et le noyau magnétique sont cofrittés à basse température.

### 3-4-2 L'intégration monolithique

#### 1. Introduction à l'intégration sur silicium

L'intégration monolithique, plus appropriée pour les convertisseurs de faible à très faible puissance, est apparue grâce à l'évolution faite sur les procédés de gravure et de dépôt de matériau sur le support substrat ferrite. L'intégration de composants passifs par ce procédé fut alors envisageable et réalisable. L'avantage de cette technique est de permettre la réalisation des parties actives et passives d'un convertisseur ainsi que leurs interconnexions sur un même substrat de ferrite conduisant à des réalisations de très faible encombrement pour les très faibles puissances.



**Figure I.15 :** Intégration monolithique [1].

#### 2. Principe [1][5][9]

L'intégration monolithique consiste à faire réaliser sur un même substrat diélectrique semi-conducteur des fonctions spécifiques de puissance (bras d'onduleur par exemple) et des circuits ou systèmes classiques qui réalisent les fonctions de filtrage, de protection et même de commande ainsi que leurs interconnexions [1].

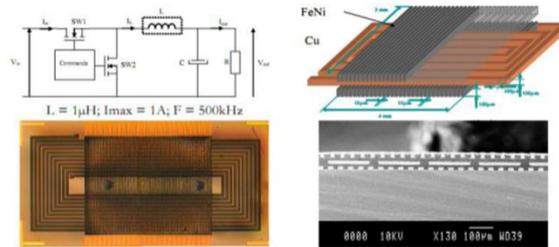


Figure I.16 : Intégration monolithique d'une inductance.

### 3. Les techniques de dépôt [9][10]

Un des points délicats pour la mise en œuvre de cette technique est la difficulté que représente le dépôt de matériaux divers (matériaux magnétiques, isolants, conducteurs) de bonne qualité sur un substrat silicium. Plusieurs techniques développées en salle blanche permettent de faire ces dépôts et sont à choisir en fonction des caractéristiques physiques des matériaux à déposer et des caractéristiques des dépôts à réaliser. Les plus courantes vont être énumérées dans la suite :

#### A) L'électrodéposition

Permet de déposer uniquement des matériaux conducteurs mais autorise des épaisseurs importantes (quelques 10 Dm) grâce à des vitesses de dépôt conséquentes (300nm/min) [1].

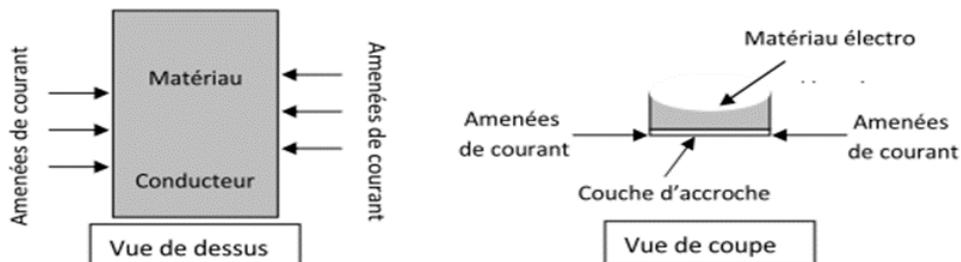


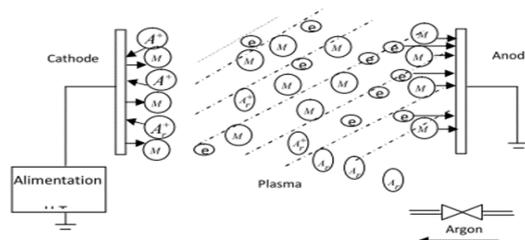
Figure I.17 : Principe de l'électrodéposition [1].

#### B) Le dépôt CVD (Chemical Vapor Deposition)

Consiste à utiliser une réaction chimique entre le substrat sur lequel on souhaite faire le dépôt et le matériau en phase vapeur, permet de déposer une grande variété de matériaux. En revanche la mise en œuvre est relativement complexe et sensible.

### C) La technique de dépôt PVD (Physical Vapor Deposition)

Appelé également sputtering présente l'avantage d'être plus simple à mettre en œuvre. Le principe est basé sur le bombardement d'une cible constituée du matériau à déposer à l'aide d'ions par l'intermédiaire d'un faisceau à vitesse relativement importante. On détache ainsi de la matière de la cible qui va venir se déposer, entre autre, à l'endroit où doit être réalisé le dépôt. Un masquage du support est nécessaire de manière à dessiner la forme voulue. Cette technique s'applique à tout type de matériau mais sa vitesse de dépôt est extrêmement lente (6nm/min), ce qui limite l'épaisseur de dépôt envisageable [1].



**Figure I.18 :** Principe du dépôt par pulvérisation cathodique [1].

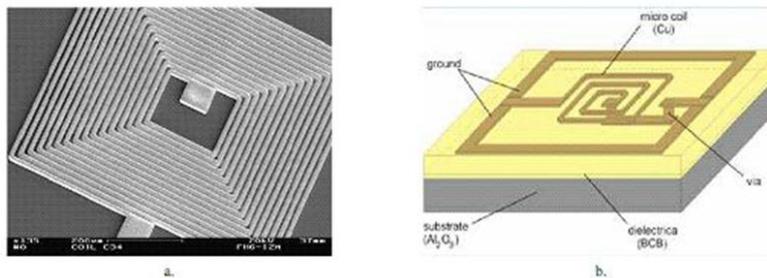
### 3-5 Différentes topologies d'intégration

Les différentes topologies de bobines et de transformateurs rencontrées dans la littérature pour des applications de conversion DC-DC, peuvent être classées en trois grandes familles : les spirales, les structures toroïdales (dites aussi solénoïdales ou "en barreau"), et les structures en forme de serpent (ou "en méandre"). 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 l'électronique de puissance, 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.

#### 3-5-1 Structure spirale [1][11][12][13][14]

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 La figure I.17 (b) montre une vue en perspective d'une bobine spirale et (a) une photographie de la réalisation prise à l'aide d'un microscope électronique.

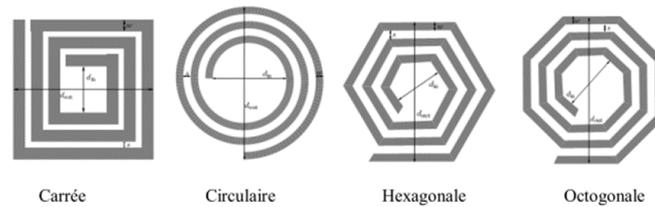


**Figure I.19 :** Exemples d'inductances spirales; (a) Photographie de la réalisation (b) Vue d'ensemble 3D

Citons comme exemple les travaux de Sugahara et al qui ont développé une spirale en cuivre ayant une épaisseur de  $27\mu\text{m}$  prise en sandwich entre deux films magnétiques (Co-Hf-Ta-Pd) de  $3\mu\text{m}$ . Ce composant a été employé dans un dévolteur (convertisseur abaisseur de tension) fournissant une puissance de  $0,5\text{ W}$  et fonctionnant à  $1\text{ MHz}$  avec un rendement de  $85\%$ .

L'utilisation d'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. 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 Ainsi, la bobine utilisée dans ce convertisseur dévolteur ayant une densité de puissance de  $12,8\text{W}/\text{cm}^2$ , une puissance de  $5\text{W}$  et fonctionnant à  $5\text{ MHz}$  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.

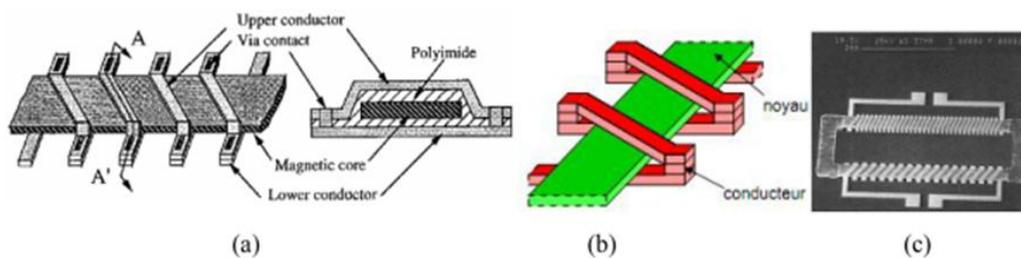
Pour ce types de structure, il existe plusieurs modèles topologiques se représentant soit en carrées, hexagonale ou polygonales.



**Figure I.20 :** Différentes topologies planaire [1].

### 3-5-2 Forme toroïdale [1][9][12][15]

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. La figure I.19 (a) et (b) montre la topologie de ce type de bobine et (c) une photographie à l'aide d'un microscope électronique d'une réalisation de transformateur utilisant cette topologie.



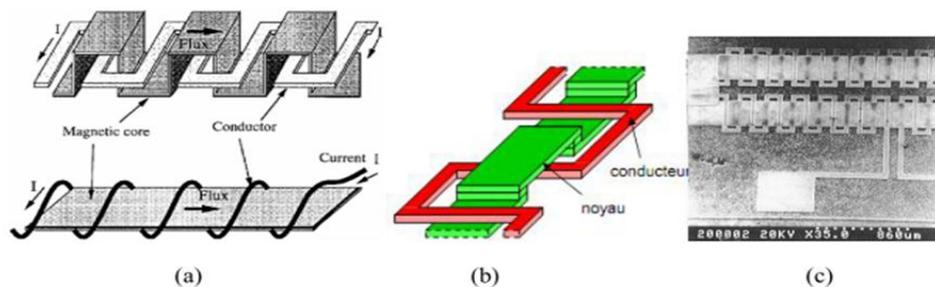
**Figure I.21 :** Bobine toroïdale [1]  
(a)Principe d'une inductance toroïdale ; (b) Vue d'ensemble 3D; (c) Photographie de la réalisation

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 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 I.19.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". Lotfi et al ont utilisé ces dispositifs comme transformateurs d'impulsions pour un isolement galvanique à 500 kHz.

### 3-5-3 Structure serpentin [1][15][14]

L'origine de réalisation est semblable à celui du type toroïdal. Il suffit de permuter l'emplacement du conducteur avec celui du noyau. Par conséquent, le conducteur monocouche est aménagée 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 I.20 (a) et (b) montre la topologie de ce type de bobine et (c) représente une photographie M.E.B. d'une réalisation.



**Figure I.22 :** Bobine serpentin [1]

(a) Principe de la structure Serpentin ; (b) Vue d'ensemble 3D; (c) Photographie de la réalisation

## 4-MATERIAUX UTILISES POUR LA FABRICATION DE LA BOBINE INTEGREE

L'intégration d'une bobine nécessite l'utilisation principalement de trois types de matériau. Ces matériaux sont :

- un matériau conducteur
- un matériau magnétique
- un matériau isolant

Les deux premiers matériaux sont implicites et entrent dans la composition respectivement du bobinage et du noyau magnétique. L'isolant quant à lui évite le contact entre les matériaux magnétique et conducteur, 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 pourra également influencer sur les capacités parasites inter-spire au niveau du bobinage et entre le bobinage et le substrat.

#### 4-1 Matériaux conducteurs

Les matériaux conducteurs entrent dans la composition de l'enroulement de la bobine. Leur composition va notamment intervenir dans la résistance électrique totale du bobinage, son comportement vis-à-vis de l'oxydation, sa résistance mécanique ainsi que les difficultés de réalisation.

Les trois principaux métaux conducteurs utilisés dans la littérature sont : L'or, l'aluminium et le cuivre. Ce dernier présente une résistivité inférieure aux deux autres. L'or, de faible résistivité, a une bonne résistance à l'oxydation mais est sujet à la « peste pourpre » (composé intermétallique Al/Au poreux fragile et non-conducteur apparaissant à des températures de l'ordre de 200°C).

En définitive, il apparaît que le cuivre reste le métal le plus utilisé pour la réalisation de micro bobines, micro actionneurs, micro transformateurs ou têtes magnétiques, ceci en raison de ses propriétés électriques très intéressantes, et des différentes possibilités pour le déposer (évaporation, pulvérisation ou électrochimie).

Cu :

- Résistivité d'environ 1,75  $\mu\Omega$ .cm
- Méthode de dépôt électrochimique [16][17][18][19][20][21][22][2]

Al :

- Résistivité d'environ 2,9  $\mu\Omega$ .cm
- Méthode de dépôt par pulvérisation en courant continu [24][19]

Au :

- Résistivité d'environ 2,3  $\mu\Omega$ .cm
- Méthode de dépôt électrochimique [25]

Ces valeurs de résistivité doivent être légèrement majorées en fonction des techniques de dépôt de ces matériaux. 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.

#### 4-2 Matériaux magnétiques

La présence d'un noyau magnétique dans une bobine permet d'accroître la valeur de son inductance, de canaliser le flux magnétique, d'emmagasiner de l'énergie ou de la transmettre. Les caractéristiques optimales du matériau constituant ce noyau sont :

une perméabilité relative élevée permettant une augmentation significative de l'inductance, un niveau d'induction à saturation et une résistivité électrique élevés afin de limiter les "pertes fer" par courants de Foucault. Il n'existe pas de matériau parfait et tout est affaire de compromis.

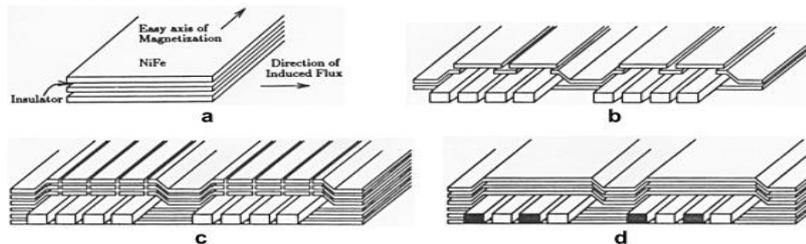
Les ferrites sont les matériaux magnétiques les plus utilisés dans la réalisation de transformateur haute fréquence du fait de leur résistivité élevée. Par contre, elles sont difficilement compatibles avec les procédés de fabrication de la microélectronique. En effet, ces matériaux requièrent des recuits à haute température qui ne sont pas conciliables avec la technologie silicium [1]. Aussi nous nous tournerons vers d'autres matériaux ayant de bonnes propriétés magnétiques, comme les alliages magnétiques, sachant que les pertes par courants de Foucault peuvent être réduites grâce à une technique de feuilletage.

### Les principaux matériaux magnétiques utilisés [26]

- **NiFe** par électrochimie.  $\mu_r$  de 100 à 5000 en fonction des conditions de dépôt (croissance avec ou sans champ magnétique) [23][20][19][22][24][16][17][21][25][26]
- **NiFe/SiO<sub>2</sub>** [32] (dépôt par pulvérisation  $\mu_r = 2000$ )
- **CoHfTaPd** par pulvérisation. [18]
- **CoZrRe** par pulvérisation. [17][27]
- **MnZn** par pulvérisation, puis traitement thermique (ferrite). [28][17][29] (poudre) [30][26]
- **CoFeCu** par électrochimie.
- **NiZn** par poudre.
- **NiFeMo** par électrochimie.
- **FeCoB** ruban de matériau  $\mu_r$  de 400 à 800 suivant traitement. [31]
- **CoNbZr** par pulvérisation. [17][26]
- **FeHfO** par pulvérisation. [32][33]

Le problème majeur à résoudre au niveau du noyau est celui des pertes. Ainsi les courants de Foucault peuvent être limités en utilisant des structures à noyau feuilleté [17]. Ceci a pour effet de diminuer la circulation des courants induits dans le matériau si le feuilletage est réalisé dans la direction du champ magnétique variable. Ainsi, en restreignant les mouvements des charges dans le matériau, nous réduisons également la possibilité au champ magnétique d'accélérer et donc de fournir de l'énergie à ces charges. Ci-dessous, quelques exemples de noyaux feuilletés adaptés à des bobines de type spiral. Sur la figure 1-21 (a) le principe de base du feuilletage du noyau ; sur les

figure 1-21 (b), (c) et (d) des noyaux feuilletés combinant à la fois l'utilité première de réduction des courants de Foucault et la présence d'entrefer permettant d'emmagasiner de l'énergie magnétique dans l'air (ou dans l'isolant du feuilletage) [17]



**Figure I.23** : différents types de feuilletage proposé par Sullivan et Sanders [17]

Le matériau magnétique le plus utilisé dans la conception des noyaux magnétiques est l'alliage fer-nickel avec une proportion d'environ 80% de nickel pour 20% de fer. Il peut se déposer par électrochimie. De plus, la basse température de fabrication permet de ne pas endommager les autres dispositifs éventuellement présents sur la puce lors de l'élaboration de la micro bobine. Les valeurs de perméabilité relative  $\mu_r$  du NiFe sont très disparates et peuvent aller de 100 à 5000 suivant la qualité des bains et la méthode de dépôt du matériau. Typiquement cette valeur est aux environs de 800 pour un dépôt électrochimique classique. A. Ferro et al ont montré dans leurs travaux [34] qu'il est possible de contrôler les valeurs de perméabilité magnétique de l'alliage magnétique NiFe en combinant des champs magnétiques et des traitements thermiques sur les dépôts. C. H. Ahn et al ont également mis en avant ce phénomène [19]. Toutefois, comme pour les ferrites, les traitements thermiques peuvent être difficiles à adapter aux procédés standards de réalisation de la microélectronique. Les noyaux intégrés sont souvent des films magnétiques obtenus par pulvérisation cathodique ou électrochimie.

Des problèmes liés aux propriétés physiques de ces matériaux peuvent apparaître, comme par exemple la variation de la perméabilité magnétique en fonction de la fréquence, étudiée par Huijbregtse et al [29] pour Fe-Hf-O et par Turtelli et al [32] pour Fe-Co-B. Par ailleurs, le caractère non linéaire et le cycle d'hystérésis de la caractéristique  $B(H)$  nécessitent une interprétation adéquate des résultats de mesure. Wende et al [33] ont travaillé sur l'optimisation de la linéarité, et une modélisation de l'hystérésis a été proposée par Rousseau et al [35].

### 4-3 Matériaux isolants

Les isolants permettent de dissocier électriquement le bobinage du noyau magnétique ou du substrat. Dans les publications, les matériaux isolants couramment utilisés sont : l'oxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ), l'oxyde d'aluminium ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ), les nitrures de silicium et des polymères de type résines photosensibles ou polyimides. Tous ces isolants ne sont pas employés dans les mêmes circonstances. En effet, sans aller jusqu'à la prise en compte de la permittivité du diélectrique, la nature des isolants dépend des éléments de la bobine que l'on désire isoler.

Les oxydes et nitrures de silicium servent la plupart du temps à isoler le substrat du composant. C'est la couche de passivation qui sera la première étape de fabrication de la micro bobine [43][23] [18][16][33][21][36][26]. Certains dispositifs utilisent les oxydes comme isolant entre le bobinage et le noyau, comme c'est le cas dans les travaux de U. Wende et al [33] qui utilisent cette technique pour leurs capteurs magnétiques. Les oxydes rentrent également dans la conception de noyaux feuilletés. R. Sullivan et al [17] se servent des oxydes de silicium ou d'aluminium comme diélectrique pour le feuilletage de leurs noyaux magnétiques. L. Daniel et al élaborent leurs noyaux magnétiques sur le même principe [16]. Les épaisseurs d'oxydes sont de l'ordre de quelques dixièmes de  $\mu\text{m}$  à quelques  $\mu\text{m}$ .

Dans le cas d'un besoin d'isolant d'épaisseur plus conséquente, ce qui est souvent le cas pour les structures de "puissance", les polymères sont plus appropriés. Les polymères utilisés comme isolants électriques doivent répondre à des contraintes de tenue dans le temps et en température. Les plus couramment utilisés sont les polyimides, les polyimides photosensibles ou les résines époxy photosensibles.

Parmi ces polymères, nous retrouvons le plus fréquemment dans la littérature l'utilisation des polyimides pour la réalisation de dispositif inductif de puissance, de MEMS (Micro Electro Mechanical System) ou encore d'actionneurs [20][12][19][15][22][18][24][21][36]. Leurs propriétés chimiques leur confèrent de bonnes tenues dans le temps et en température, ainsi qu'une facilité d'utilisation comparable à celles des résines classiques. Les polyimides sont façonnés, après dépôt sur la plaquette, par gravure anisotropique au travers d'un masque métallique de protection. Certains types de polyimides contiennent des agents photosensibles leur attribuant la même facilité de mise en œuvre que 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 E. J. O'Sullivan et al [23.], de L. Daniel et al [16] ou C. R. Sullivan montrent les possibilités de ces polymères utilisés comme isolant et moule.

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, B. Löchel et al [25] séparent noyau et conducteur de leur bobine par de l'air. Cette technique utilise une résine photosensible positive pour faire croître les dépôts métalliques puis la résine est retirée au moyen d'un solvant, laissant ainsi le noyau et le bobinage en suspension dans l'air.

## **5- CONCLUSION**

Nous avons présenté dans ce chapitre un état de l'art en termes de réalisation de micro bobine. Nous avons vu que les micros bobines sont présentes dans des domaines aussi variés de l'électronique de puissance. Des travaux ont malgré tout fait avancé l'étude de ces composants dans ce domaine et on peut distinguer trois familles de micro bobines dédiées aux applications pour les petites puissances : spirale, toroïdale et en serpent. Toutefois pour le moment, nous sommes loin d'une industrialisation massive de ce type de dispositifs. Ceci est dû à la difficulté de mise en œuvre des procédés technologiques utilisés dans l'élaboration de ces composants (résine épaisse, empilement, électrochimie...).

En plus le choix des caractéristiques des matériaux conducteur et magnétique, se pose le problème de leur mise en œuvre qui doit être compatible avec les technologies microélectronique de fabrication des autres composants présents sur la puce. De plus, le coût de fabrication de ces dispositifs doit être en phase avec une certaine réalité des contraintes industrielles.

# **CHAPITRE II**

## **Modélisation électrique de la micro-bobine**

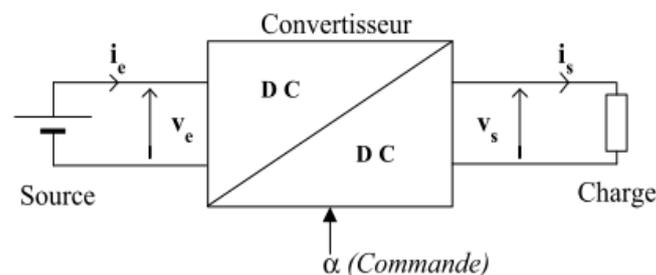
## 1- INTRODUCTION

Dans le domaine des alimentations à découpage, les composants bobinés sont des composants indispensables dans tous les types de convertisseurs statiques.

La démarche de ce chapitre débutera avec la première partie qui sera consacré à l'étude d'un convertisseur DC-DC BUCK abaisseur de tension. Le choix de ce convertisseur est guidé par le niveau de puissance et le besoin de forts courants en sortie. Ce convertisseur sera analysé et dimensionné. À partir des conditions de fonctionnement de ce système, nous estimerons les valeurs requises pour le dimensionnement des composants passifs nécessaires. Cela nous conduira à la deuxième partie qui sera consacré à l'étude de la bobine intégré dans ce dispositif de puissance, et la détermination de ses différents paramètres physiques et géométriques et électriques.

## 2- PRESENTATION DU MICRO-CONVERTISSEUR DC-DC

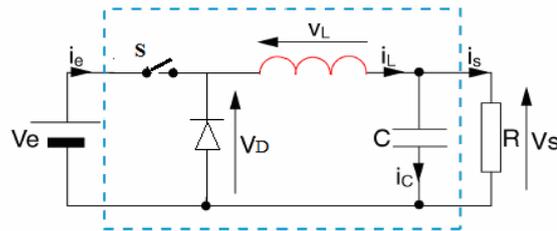
L'industrie des micro-convertisseurs a connu une croissance forte ces dernières années avec le marketing des composants intégrant de plus en plus fonctionnalités, en de plus en plus volumes réduits. Ce progrès est rendu possible par progrès indicatif dans la conception sur la puce des circuits électroniques.



**Figure II.1** : schéma de principe d'un micro-convertisseur DC-DC.

## 3- LE MONTAGE DU MICRO-CONVERTISSEUR DC-DC BUCK [38]

Le circuit de convertisseur abaisseur convertit une tension d'entrée DC plus élevée en tension de sortie DC inférieure. La topologie de base de convertisseur DC-DC abaisseur de tension est montrée dans figure II.2. Elle se compose un commutateur contrôlé S et un commutateur non contrôlé D (diode), une inductance L, un condensateur C, et une résistance de charge R.



**Figure II.2** : Schémas de principe d'un micro-convertisseur continu-continu Buck

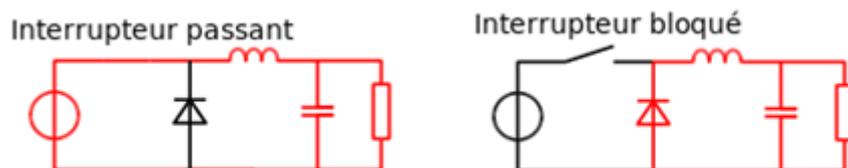
Le convertisseur DC-DC peut avoir deux modes de fonctionnement différents :

Mode de conduction continu (CCM) et mode de conduction discontinu (DCM). Dans la pratique, le convertisseur peut fonctionner en les deux modes, qui ont des caractéristiques sensiblement différentes. Dans cette partie nous allons traiter le problème de dimensionnement d'une micro bobine planaire spirale carrée intégrée dans un micro convertisseur continu-continu abaisseur de tension, à conduction continue (conduction critique) dans le but de définir ses paramètres géométriques de la bobine.

#### 4- FORMES D'ONDE DU MICRO-CONVERTISSEUR DC-DC BUCK [39]

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck peut être divisé en deux configurations suivant l'état de l'interrupteur S (voir figure II.3) :

- Dans l'état passant, l'interrupteur S (voir figure II.3) est fermé, la tension aux bornes de l'inductance vaut  $V_L = V_e - V_s$ . Le courant traversant l'inductance augmente linéairement. La tension aux bornes de la diode étant négative, aucun courant ne la traverse.
- Dans l'état bloqué, l'interrupteur est ouvert. La diode devient passante afin d'assurer la continuité du courant dans l'inductance. La tension aux bornes de l'inductance vaut  $V_L = -V_s$ . Le courant traversant l'inductance décroît.



**Figure II.3** : Les deux configurations d'un convertisseur Buck suivant l'état de l'interrupteur S

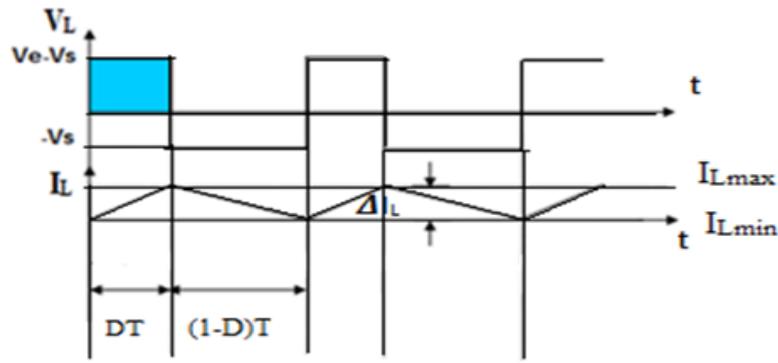


Figure II.4 : Les formes d'onde du courant et de tension Buck

### 4-1 Expression de l'ondulation de courant dans la bobine en régime de conduction critique

Quand le commutateur S est fermé ; D est bloquée, la dynamique de courant de  $I_L$  d'inductance est donnée dans la figure II.5

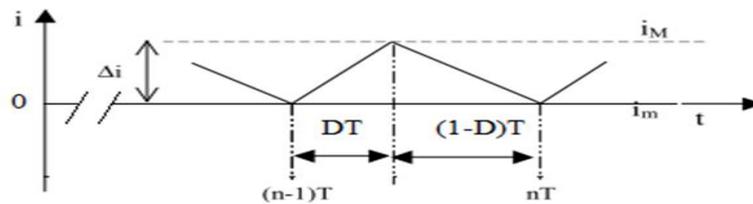


Figure II.5 : l'ondulation de courant dans la bobine

Sur une période quelconque  $[ (n-1)T \ nT ]$  nous avons, sur l'intervalle où l'interrupteur est fermé et où le courant croît

$$I_{max} = I_{min} + \frac{V_e - V_s}{L} DT \tag{II-1}$$

D'où :

$$\Delta I = I_{max} - I_{min} = \frac{V_e - V_s}{L} DT \tag{II-2}$$

Par ailleurs

Les conditions faites au point du fonctionnement du convertisseur sont comme suit :

- Les composants sont idéals
- Le circuit fonctionne dans la conduction critique ( $I_{Lmin}=0$ )
- La tension moyenne à la borne d'inductance est égale à 0

Propriété de la tension moyenne aux bornes de l'inductance sur une période de découpage

$$\begin{aligned} u(t)_{\text{moy}} &= \frac{1}{T} \int_{t-T}^t u(\tau) d\tau = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t L \frac{di}{d\tau} d\tau = \frac{L}{T} [i(\tau)]_{t-T}^t \\ &= \frac{L}{T} (i(t) - i(t - \tau)) \end{aligned} \quad (\text{II-3})$$

Si  $i(t)$  est périodique  $(i(t) - i(t - \tau)) = 0$

« La valeur moyenne de la tension aux bornes d'une inductance parcourue par un courant périodique est nulle »

- Le courant moyen à la borne de condensateur est égal à 0

Propriété du courant moyen traversant un condensateur sur une période de découpage

$$\begin{aligned} i(t)_{\text{moy}} &= \frac{1}{T} \int_{t-T}^t i(\tau) d\tau = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t C \frac{du}{d\tau} d\tau = \frac{C}{T} [u(\tau)]_{t-T}^t \\ &= \frac{C}{T} (u(t) - u(t - \tau)) \end{aligned} \quad (\text{II-4})$$

Si  $u(t)$  est périodique  $(u(t) - u(t - \tau)) = 0$

« La valeur moyenne du courant traversant un condensateur soumis à une tension périodique est nul. »

$$\int_0^T V_L dt = \int_0^{DT} V_L dt + \int_0^{(1-D)T} V_L dt = 0 \quad (\text{II-5})$$

$$(V_e - V_s) * DT + (-V_s)(1 - D)T = 0$$

$$V_s = DV_e \quad (\text{II-6})$$

En remplaçant dans (1) il vient :

$$\Delta I = \frac{DT \cdot (1 - D)}{L} V_e = \frac{D \cdot (1 - D)}{Lf} V_e \quad (\text{II-7})$$

$f$  Étant la fréquence du circuit ( $= 1/T$ ).

Cette ondulation est maximale pour  $D = 1/2$  est égale à

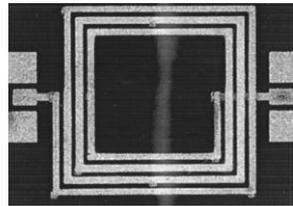
$$\frac{V_e}{4Lf}$$

## 5- LE CAHIER DE CHARGE DU MICRO-CONVERTISSEUR

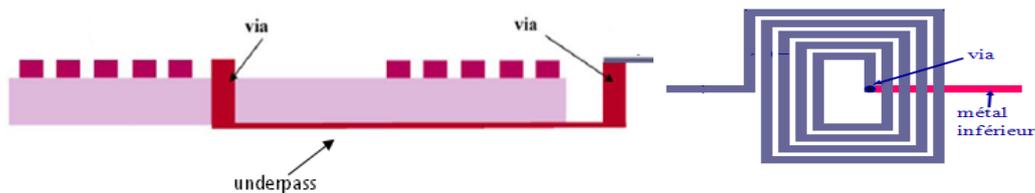
Le micro-convertisseur constitue le point de départ pour le dimensionnement des composants passifs et plus particulièrement de la micro-bobine de type planaire spirale carrée (figure II.6). Elle est sous la forme d'un enroulement concentrique d'un ruban conducteur. Il impose une self de surface assez importante. De façon plus générale, nous

rappelons qu'une bobine est caractérisée par son inductance (liée au nombre de tours), par sa résistance et par ses capacités parasites. Pour la réalisation technologique de cette inductance, deux niveaux de métallisation (spires et underpass) ainsi que deux vias sont requis (figure II.7). L'intérêt d'une forme spirale est de bénéficier d'effets de mutuelles positives entre les spires voisines. [40]. Pour élaborer cette dernière, nous allons choisir le cahier de charge suivant :

- Une tension d'entrée :  $V_e = 5 V$
- Une tension de sortie :  $V_s = 2,5 V$
- Une Puissance de sortie :  $P_s = 1 W$
- Une fréquence de fonctionnement :  $f = 500 KHZ$
- Le rapport cyclique :  $D = \frac{V_s}{V_e} = 0.5$



**Figure II.6 :** Photographie MEB d'une micro-bobine planaire spirale carrée



**Figure II.7 :** Les niveaux de métallisation (spires et underpass) ainsi que deux vias

## 6- CALCUL DE LA VALEUR D'INDUCTANCE DE LA MICRO-BOBINE

La valeur de l'inductance nécessaire pour la réalisation du micro convertisseur est déduite à partir des formules suivantes :

La variation du courant à la borne de l'inductance est

$$\Delta I = \frac{D \cdot (1 - D)}{L f} V_e \quad (\text{II-8})$$

Pour le mode de conduction critique, l'amplitude crête de courant  $(\Delta I)_{max}$  traversant la bobine sera  $I_{max} - I_{min}$  avec  $I_{min} = 0A$

De la sorte que :

$$(\Delta I)_{max} = I_{max} \quad (\text{II-9})$$

### 6-1 Calcul de l'ondulation de courant dans la bobine en régime critique

D'après la figure II.2 ; nous pouvons écrire la loi des nœuds pour le courant de sortie  $I_s$

$$I_s = I_L - I_C \quad (\text{II-10})$$

Sachant que le courant moyen à la borne de condensateur est égal à 0 implique que :

$$I_{smoy} = I_{Lmoy} = \frac{I_{max} + I_{min}}{2} = \frac{I_{max}}{2} \quad (I_{min} = 0A \text{ conduction critique}) \quad (\text{II-11})$$

De sorte que :

$$I_{smoy} = I_{Lmoy} = \frac{I_{max}}{2} \quad (\text{II-12})$$

Ainsi :

$$(\Delta I)_{max} = I_{max} = 2 \cdot I_{smoy} = 2 \cdot \frac{P_{smoy}}{V_{smoy}} \quad (\text{II-13})$$

Après le calcul mathématique :

$$(\Delta I)_{max} = 0.8 A \quad (\text{II-14})$$

L'ondulation en courant est maximale pour  $D=1/2$ . Donc l'ondulation en courant a pour expression :

$$(\Delta I)_{max} = \frac{1}{4 \cdot L f} V_e \quad (\text{II-15})$$

Connaissant les valeurs de  $f$  et  $V_e$  ( $f=500\text{KHz}$  et  $V_e=5\text{V}$ ), nous pouvons en tirer la valeur de l'inductance de notre bobine :

$$L = \frac{1}{4 \cdot (\Delta I)_{max} f} V_e \quad (\text{II-16})$$

De ce fait, nous nécessitons réaliser une bobine duquel l'inductance aura une valeur de

$$L = 3.125 \mu H$$

### 6-2 Calcul de l'énergie stockée

L'énergie stockée dans l'inductance est donnée par :

$$W = \frac{1}{2} L I_{max}^2 \quad (\text{II-17})$$

Sachant que :

$$I_{max} = 2 \cdot I_{smoy} = 2 \cdot \frac{P_{smoy}}{V_{smoy}} \quad (\text{II-18})$$

Connaissant les valeurs de  $L$  et  $I_{max}$  ( $L = 3.125 \mu H$  et  $I_{max}=0.8A$ ), nous pouvons en tirer la valeur de l'énergie stockée de notre bobine :  $W = 1 \mu J$

### 6-3 Calcul de la densité volumique d'énergie stockée

Une inductance est composée d'un circuit magnétique chargé de canaliser le flux dans un entrefer, lieu de stockage de l'énergie. Le volume nécessaire pour stocker l'énergie va donc être fixé par :

- $B_{max}$ : champ magnétique maximal que peut supporter le matériau,
- $\mu_r$ : la perméabilité relative du matériau.

Pour un matériau magnétique **NiFe** et sans entrefer dont les caractéristiques sont :

- Induction magnétique  $B_{max}=0.6$  Tesla
- Perméabilité relative  $\mu_r = 800$

En effet, l'énergie volumique stockable dans un milieu de perméabilité  $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$  vaut :

$$W_{V,max} = \frac{B_{max}^2}{2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r} = \frac{(0.6)^2}{2 \times 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \times 800} \quad (\text{II-19})$$

$$W_{V,max} = 179.05 \text{ J} \cdot \text{m}^{-3}$$

### 6-4 Le Calcul du volume

$$V = \frac{W}{W_{V,max}} ; V = \frac{1 \times 10^{-6}}{179.05} = 5.60 \text{ mm}^3 \quad \text{de NiFe} \quad (\text{II-20})$$

Soit 5.60 mm<sup>3</sup> de Nife pour stocker 1μJ. Notons ici que plus la perméabilité magnétique  $\mu_r$  sera élevée plus le volume du circuit magnétique sera important, pour une induction maximale donnée.

Nous allons opter pour une superficie du noyau de (1.7x1.7) mm, afin d'obtenir une épaisseur de 1.93mm.

## 7- DIMENSIONNEMENT DE LA MICRO-BOBINE

À partir d'un cahier des charges en se basant sur la méthode de Wheeler modifiée, nous allons dimensionner l'inductance spirale planaire carrée, sous un objectif de la dimensionnement avec un minimum de pertes.

### 7-1 Calcul des paramètres géométriques de la micro-bobine

La bobine planaire spirale carrée est géométriquement décrite par sept paramètres (figure II.8). Nous avons ainsi la largeur  $w$ , l'épaisseur des conducteurs  $t$ , l'espacement  $s$ , la longueur total du conducteur  $l_t$ , aussi le nombre de tours  $n$  ; Son diamètre extérieur  $d_{out}$  et intérieur  $d_{in}$ , doivent être choisi afin d'optimiser le rapport entre la valeur d'inductance et la surface occupée sur le circuit.

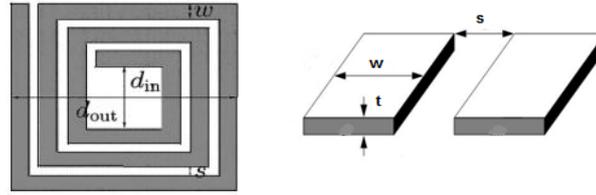


Figure II.8 : Les différents paramètres constituant la micro-bobine planaire spirale carrée

### 7-1-1 Calcul du nombre de spires n

En se basant sur la méthode de Wheeler, on calcule le nombre de spires n à partir de la relation suivante:

$$L = K_1 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{n^2 \cdot d_{avg}}{1 + K_2 \cdot \rho} \tag{II-21}$$

Dans laquelle  $d_{avg}$ ,  $\rho$  est le facteur de forme, défini par :

$\rho = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}}$  ;  $d_{avg} = \frac{d_{out} + d_{in}}{2}$ ,  $K_1$  et  $K_2$  deux coefficients en fonction de la forme géométrique utilisée. Les valeurs de ces deux coefficients pour la forme carrée sont données dans le tableau II.5.

Forme	$K_1$	$K_2$
Carré	2.34	2.75
Hexagonal	2.33	3.82
Octogonal	2.25	3.55

Tableau II.1 : Valeurs des coefficients  $K_1$  et  $K_2$  utilisés dans la méthode de Wheeler

Avec un diamètre extérieur  $d_{out} = 600 [\mu m]$ , un diamètre interne  $d_{in} = 162.12 [\mu m]$ ,  $K_1 = 2.34$  et  $K_2 = 2.75$

Implique que :  $c = \frac{d_{in}}{d_{out}} = 0.2702$

De sorte que :

$$n = \sqrt{\frac{2 \cdot L \cdot [(1 + c) + K_2(1 - c)]}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot K_1 \cdot d_{out} \cdot (1 + c)^2}} \tag{II-22}$$

On trouve :  $n = 3$  spires

### 7-1-2 La largeur $w$ et l'épaisseurs du conducteur $t$

Le calcul de ces deux paramètres dépend de l'épaisseur de peau, l'effet de peau est un phénomène électromagnétique qui fait que, à fréquence élevée, le courant a tendance à ne circuler qu'en surface des conducteurs. Ce phénomène d'origine électromagnétique existe pour tous les conducteurs parcourus par des courants alternatifs. Il provoque la décroissance de la densité de courant à mesure que l'on s'éloigne de la périphérie du conducteur. Il en résulte une augmentation de la résistance du conducteur, pour contourner ce problème, nous allons calculer la largeur  $w$  et l'épaisseur  $t$  du conducteur en fonction de l'épaisseur de peau et de la densité de courant qui circule dans ce dernier. Elles sont données par les formules suivantes :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu f}} \quad (\text{II-23})$$

Avec :  $\rho_{\text{cuivre}} = 1.7 \times 10^{-8} \Omega m$  ,  $\mu_r = 1 H/m$  ,  $\mu_0 = 4 \times \pi \times 10^{-7} H/m$  ,  $\mu = \mu_0 \times \mu_r$   
 et  $f = 500 \text{KHZ}$

Après le calcul :

$$\delta = 92.84 \times 10^{-6} m$$

De sorte que le courant entre dans le conducteur entier, il est nécessaire qu'une des conditions suivantes soit remplie :

$$w \leq 2. \delta \text{ ou } t \leq 2. \delta$$

Nous imposons une des deux valeurs  $t$  ou  $W$  ; il est préférable de poser la valeur  $t$  d'épaisseur du conducteur, parce que la largeur  $W$  dépend d'autres paramètres. En mettant  $t=100\mu m$ , nous pouvons calculer la largeur  $w$ . Pour qu'un courant moyen  $I_{L\text{moy}} = 0.8 \text{ A}$  puisse entrer dans le conducteur d'enroulement, il est nécessaire que la section  $S$  de ce conducteur rencontre la condition (1) :

$$I_{L\text{moy}} = S_C \cdot j_{\text{moy}} \quad (\text{II-24})$$

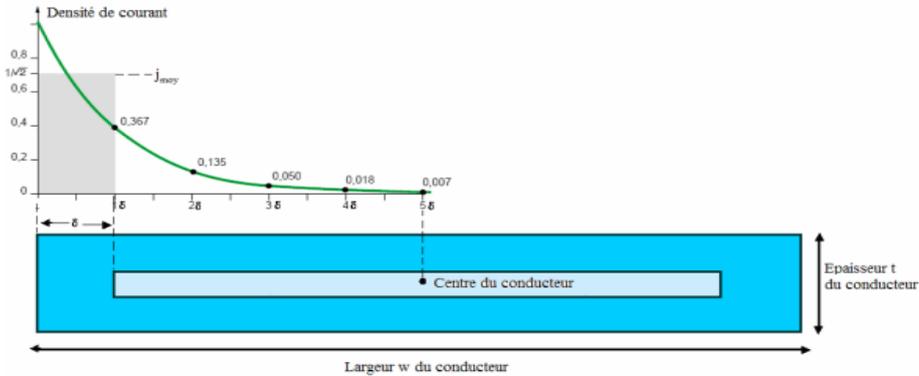
Au  $S_C = w \times t$  Surface du conducteur

La densité de courant surfacique dans un conducteur rectangulaire est donnée par les relations :

$$j(x) = j_0 \cdot e^{-\frac{x}{\delta}} \cdot e^{-\frac{x}{\delta}} \quad (\text{II-25})$$

Et

$$\|j(x)\| = j_0 e^{-\frac{x}{\delta}} \tag{II-26}$$



**Figure II.9:** Décroissance de la densité de courant à l'intérieur d'un conducteur rectangulaire [38].

Pour contourner le problème de l'effet de peau, nous avons établi une méthode qui nous permet de calculer la largeur  $w$  et l'épaisseur  $t$  du conducteur en fonction de deux variables  $j(x)$  et  $\delta$ . La variable  $x$  est définie comme étant la distance entre l'une des périphéries du ruban conducteur et son centre (voir figure II.9). Donc on peut faire varier  $x$  soit de 0 à  $w/2$  ou bien de 0 à  $t/2$  [38].

La décroissance de la densité de courant se fait suivant l'épaisseur  $t$  et la largeur  $w$  du conducteur. Nous avons le libre choix de remplacer la variable  $x$  dans l'expression (II.25) soit par  $t$  ou par  $w$ . Si nous considérons la décroissance suivant l'axe de la largeur  $w$ , la valeur moyenne de la densité du courant surfacique sera décrite par l'équation (II.25) [38].

$$J_{moy} = \frac{1}{\delta} \int_0^{\delta} \|J(w)\| dw = \frac{1}{\delta} \int_0^{\delta} j_0 e^{-\frac{w}{\delta}} dw = j_0 (1 - e^{-1}) = 0.632 j_0 \tag{II-27}$$

Avec

$$\delta = 92.84 \times 10^{-6} \text{ m}$$

Il est à noter que la densité de courant admissible dans une micro-bobine est supérieure à celle dans les grandes bobines car les pertes par effet Joule qui échauffent le conducteur sont proportionnelles à son volume.

Dans la plupart des cas, les micro-conducteurs sont en contact avec de substrat (Si) ayant des bonnes propriétés de conduction de température.

Ce qui nous permet de poser comme conditions aux limites :  $j_0 = 10^9 [A/m^2]$

Donc :

$$I_{Lmoy} = S_C \cdot j_{moy} \Rightarrow S_C = \frac{I_{Lmoy}}{j_{moy}} \Rightarrow w = \frac{I_{Lmoy}}{t \times j_{moy}} \quad (\text{II-28})$$

Après le calcul :

$$w = 63.29 \mu m$$

### 7-1-3 Calcul de l'inter spires

À partir de la forme géométrique carrée de l'inductance, on établit la formule suivante :

$$S = \left[ \frac{d_{out} - d_{in} - 2\omega n}{2 \cdot (n - 1)} \right] \quad (\text{II-29})$$

$$S = 14.53 \mu m$$

### 7-1-4 Calcul de la longueur totale du conducteur

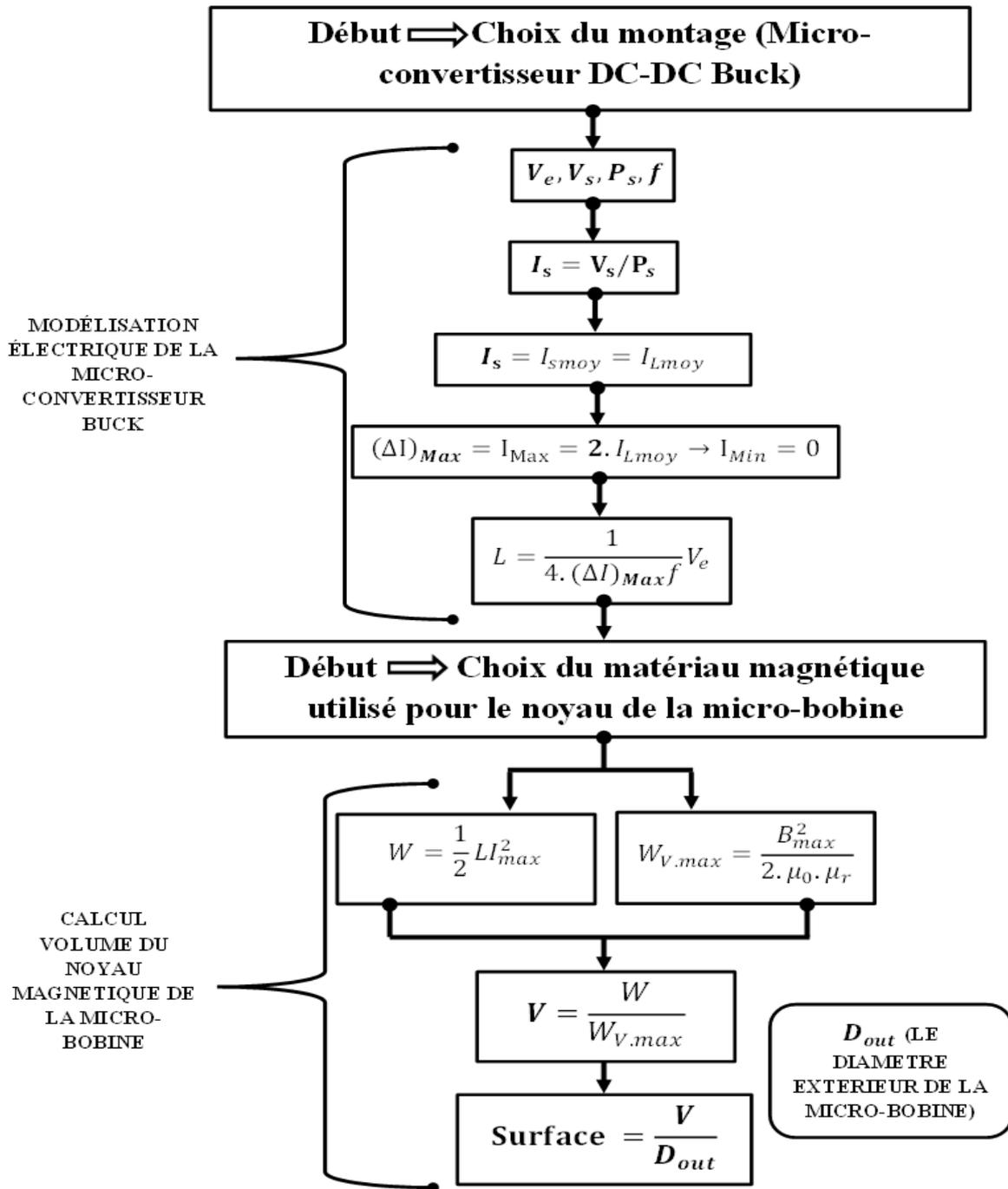
La longueur moyenne du conducteur dans une inductance spirale carrée est déterminée à partir de la formule :

$$l_t = (4 \cdot n) \cdot d_{out} - (4 \cdot n)^2 \cdot \omega - (2 \cdot n - 1)^2 \cdot S \quad (\text{II-30})$$

$$l_t = 4.55831 \text{ mm}$$

### 7-1-5 L'organigramme du calcul des paramètres géométrique de la micro-bobine

D'après la modélisation électrique du micro-convertisseur Buck, à partir du choix du matériau magnétique utilisé pour le noyau de la micro-bobine et le choix de la géométrie de la micro-bobine on peut citer l'organigramme du calcul des paramètres géométriques de la micro bobine comme indique la figure (II.10)



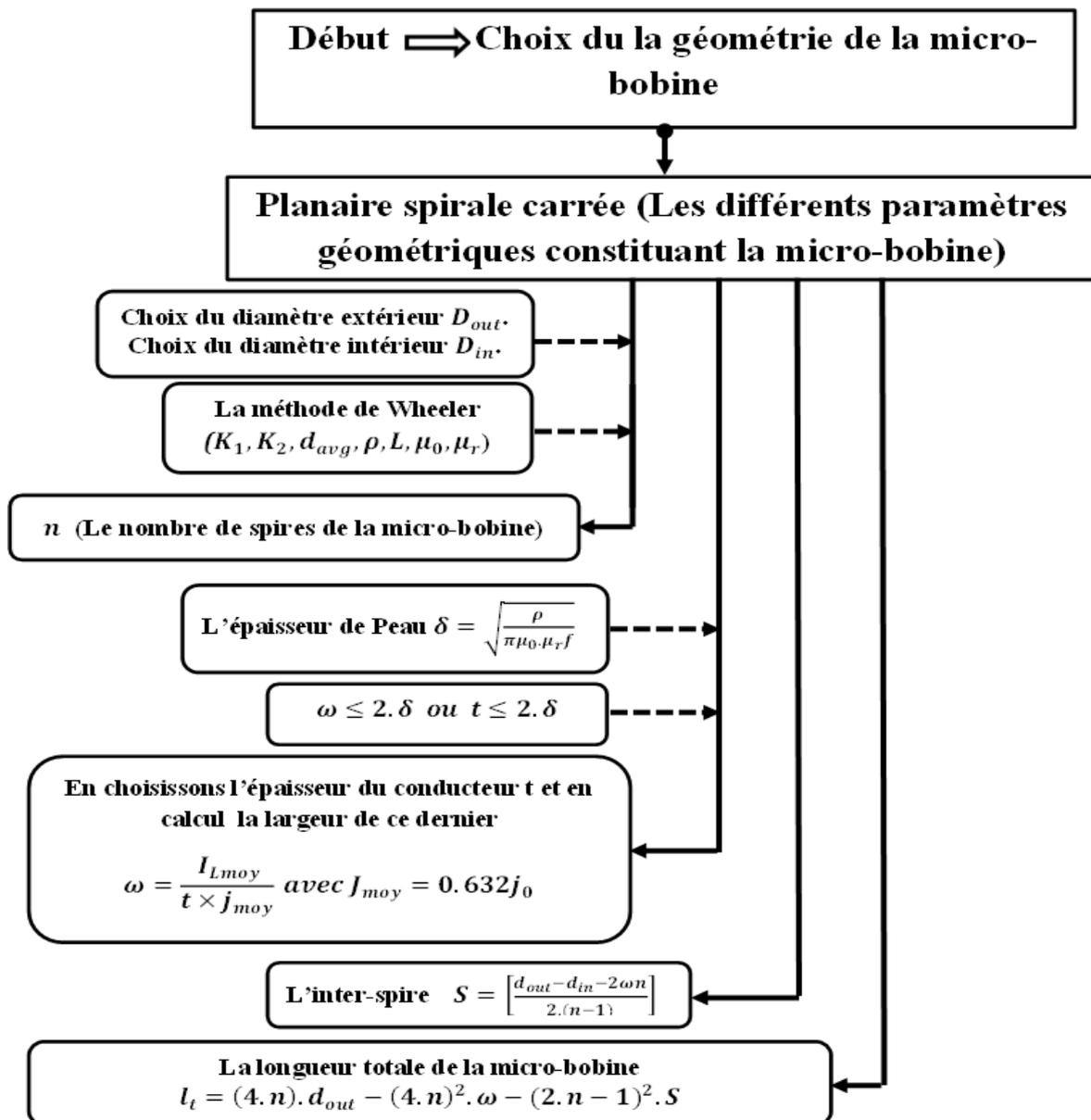


Figure II.10 : L'organigramme du calcul général des paramètres géométriques constituant la micro-bobine

### 7-1-6 Résultats du calcul des paramètres géométriques de la micro-bobine

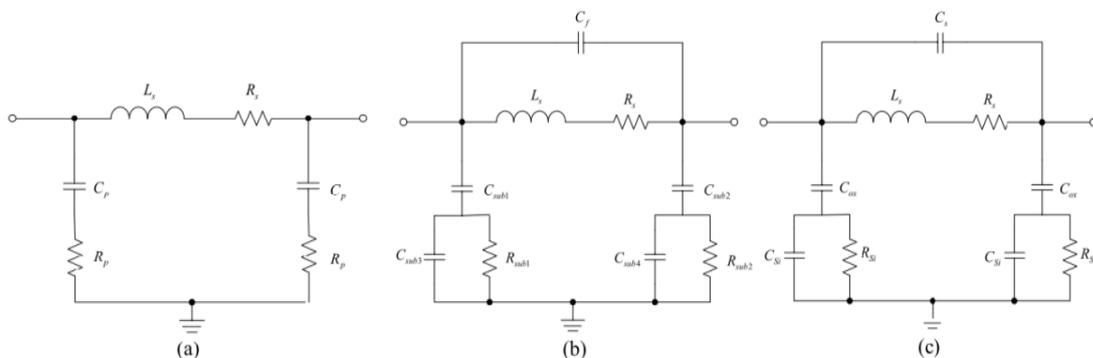
Tous les paramètres qui rentrent dans le dimensionnement de la micro-bobine sont représentés dans le tableau récapitulatif suivant ; ce jeu de dimensions nous a servi de base pour la réalisation de l'inductance intégrée.

L( $\mu H$ )	n	$D_{out}$ ( $\mu m$ )	$D_{in}$ ( $\mu m$ )	$l_t$ (mm)	S( $\mu m$ )	$\omega$ ( $\mu m$ )	t ( $\mu m$ )
3.125	3	600	162.12	4.55831	14.53	63.29	100

**Tableau II.2 :** Valeurs géométriques de la micro-bobine

### 7-2 Calcul des paramètres électriques de la micro-bobine

Après que Nguyen et Meyer en 1990 [40]. Qui étaient les premiers à proposer un modèle simple «  $\pi$  » pour décrire le comportement d’une inductance planaire intégré sur le silicium, un modèle amélioré ont été développés plus tard par Ashby et Al [41]. Malgré cela les paramètres de la nécessité modèle d’être ajusté à partir des courbes expérimentales. Plus récemment actuel de Yue et de Yong [43] un modèle semblable (fig. II.11.B) mais avec des paramètres plus justes à la géométrie de l’inductance. Le diagramme électrique d’une inductance planaire spirale carrée est déduit à partir de sa section transversale (fig. II.11.A).



**Figure II.11 :** Le modèle en  $\pi$  pour les inductances spirale développés par (a) Nguyen et Meyer (b) Ashby et autres et (c) Yue et Wong [46].

Plus récemment Yue et Yong, ont rapporté un modèle similaire (Fig.II.11.c) mais avec des paramètres plus appropriés à la géométrie de l’inductance. Nous allons considérer l’inductance planaire carrée et le modèle de Yue et Yong comme un repère pour discuter des questions importantes associées à un tel dispositif incluant l’inductance série propre ( $L_s$ ), les résistances ( $R_s$ , et  $R_{sub}$ ), les capacités ( $C_p$ ,  $C_{sub}$  et  $C_{ox}$ ), le facteur de qualité et les pertes substrat.

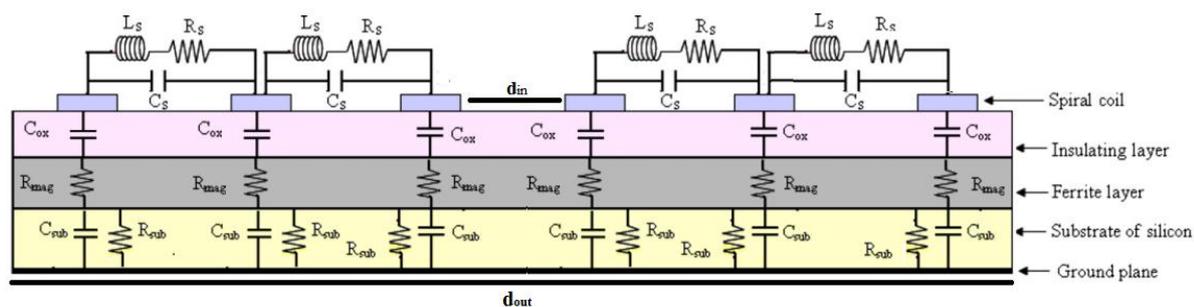


Figure II.12 : Section transversale de la micro-bobine avec une couche de matériaux magnétique [37].

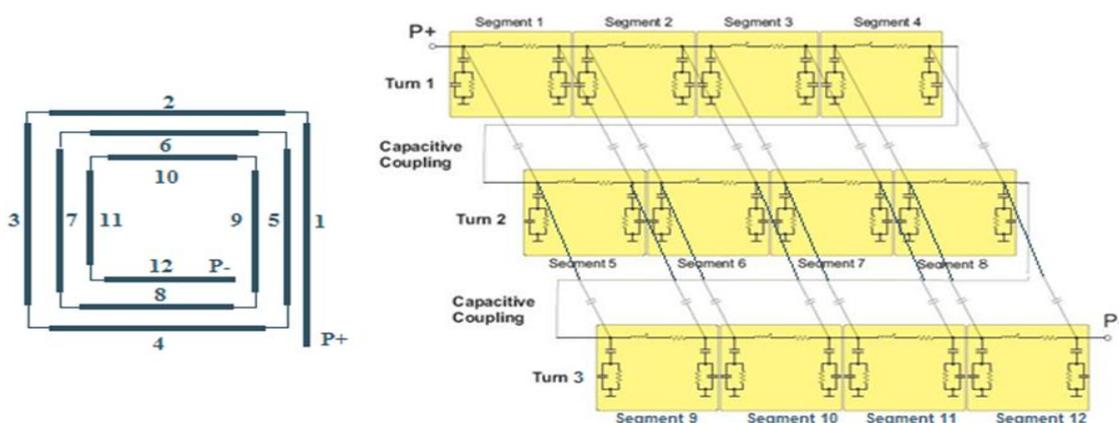


Figure II.13 : Section transversale d'une inductance planaire spirale carrée.

Permittivités électriques des matériaux utilisés	
Permittivités électriques du vide	$\epsilon_0 = 8,85 \text{ pF} \cdot \text{m}^{-1}$
Permittivités électriques de l'oxyde	$\epsilon_{\text{ox}} = 3,9$
Permittivités électriques du substrat	$\epsilon_{\text{sub}} = 11,8$

Tableau II.3 : Permittivités électriques utilisés ( $\epsilon_0$  du vide,  $\epsilon_{\text{ox}}$  de l'oxyde et  $\epsilon_{\text{sub}}$  du substrat)

### 7-2-1 La résistance série $R_s$

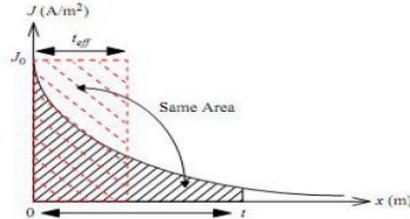
La résistance série de la conductance d'enroulement est également un problème crucial dans la conception des inductances. D'ailleurs, quand l'inductance fonctionne au mode dynamique, la ligne en métal souffre des effets de peau et les effets de proximité, et  $R_s$  devient en fonction de la fréquence. En première approximation  $R_s$  peut être exprimée comme dans la référence [44] à partir de la résistivité du conducteur  $\rho$  et de la longueur totale de l'inductance  $l_t$  par la relation :

$$R_s = \frac{\rho \cdot l_t}{w \cdot t} \tag{II-31}$$

Si  $w > 2 \cdot \delta$  et  $t > 2 \cdot \delta$   $R_s$  s'exprime par la relation

$$R_s = \frac{\rho \cdot l_t}{w \cdot t_{eff}} \tag{II-32}$$

$t_{eff}$  : S'exprime à partir de l'épaisseur du conducteur  $t$  et de  $\delta$  par :



**Figure II.14 :** Représentation de l'épaisseur effective  $t_{eff}$  d'un conducteur avec une épaisseur infinie.

$$t_{eff} = \delta \cdot (1 - e^{-(t/\delta)}) = 61.22 \times 10^{-6} \tag{II-33}$$

Après calcul on trouve :  $R_s = 0.01224 \Omega$

### 7-2-2 La capacité de couplage $C_s$

Par construction une bobine planaire possède une capacité inter spire  $C_s$  dont l'influence apparait à mesure que la fréquence d'utilisation du composant augmente.

$$C_s = t \cdot l_t \frac{\epsilon_0}{S} \tag{II-34}$$

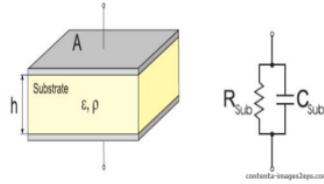
$\epsilon_0$  Étant la permittivité électrique du vide :  $\epsilon_0 = 8,854187 \cdot 10^{-12} [F \cdot m^{-1}]$ .

Après calcul on trouve :  $C_s = 0.2778 \text{ PF}$

### 7-2-3 La résistance et la capacité du substrat $R_{sub}$ et $C_{sub}$

La résistance du substrat représente les pertes ohmiques dans le substrat. Elles sont provoquées par le déplacement du courant entre le conducteur d'enroulement et le contact a la terre. Bien que l'enroulement soit inclus dans un diélectrique non conducteur, le déplacement du courant est possible par le couplage capacitif entre le conducteur et le substrat. Le calcul de la résistance du substrat est basé sur le secteur ou l'effet capacitif agit sur le substrat. Ce secteur dépend de la largeur et de la longueur du conducteur. Cet effet capacitif peut être pris en considération par un condensateur relié en parallèle à la résistance du substrat. La figure (II.15) montre le schéma bloc du substrat en silicium placé entre deux conducteurs idéaux, celui qui est en dessus est séparé du substrat par un isolant. Le circuit équivalent électrique de la configuration physique comprend la résistance  $R_{sub}$

et le shunt-condensateur  $C_{sub}$  (figure II.15). Ces deux effets parasites dégradent les performances de l'inductance.



**Figure II.15 :** Substrat bloc et circuit équivalent

Une expression appropriée pour la résistance du substrat est donnée par la relation suivante :

$$R_{sub} = \rho_{Si} \frac{e}{S_a} \quad , \quad S_a = l_t \cdot w \quad (II-35)$$

$$C_{sub} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{S_a}{e}$$

- $e$  c'est l'épaisseur du substrat avec  $e = 100 \mu m$
- $S_a$  la section du conducteur qui est en contact avec l'isolant
- $\epsilon_r$  c'est la permittivité du substrat  $\epsilon_{sub} = 11,8$
- $\epsilon_0$  c'est la permittivité du vide  $\epsilon_0 = 8,85 PF \cdot m^{-1}$
- $\rho_{Si}$  c'est la résistivité électrique du substrat silicium  $\rho_{Si} = 18.5 \Omega m$

Après calcul on trouve :

$C_{sub} = 0.3012 PF$  Et  $R_{sub} = 6.412 K\Omega$  Le circuit en  $\pi$  étant symétrique, nous avons :

$$C_{sub1} = C_{sub2} = \frac{C_{sub}}{2} ; R_{sub1} = R_{sub2} = \frac{R_{sub}}{2}$$

#### 7-2-4 La capacité de l'oxyde $C_{ox}$ :

On modélise habituellement les capacités dans une inductance intégrée à partir du concept de capacité à plaques parallèles :

$$C_{ox} = l_t \cdot w \cdot \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad (II-36)$$

On prenant :

Une épaisseur d'oxyde  $t_{ox} = 50 \mu m$ .

La permittivité d'oxyde  $\epsilon_{ox} = 3,9$

Après calcul on trouve :  $C_{ox} = 0.2 pF$

Nous avons :

$$C_{ox1} = C_{ox2} = C_{ox}/2$$

7-2-5 L'organigramme du calcul des paramètres électrique de la micro-bobine

À partir du choix modèle électrique équivalent de la micro-bobine on peut citer l'organigramme du calcul des paramètres électriques de la micro bobine comme montre la figure (II.16)

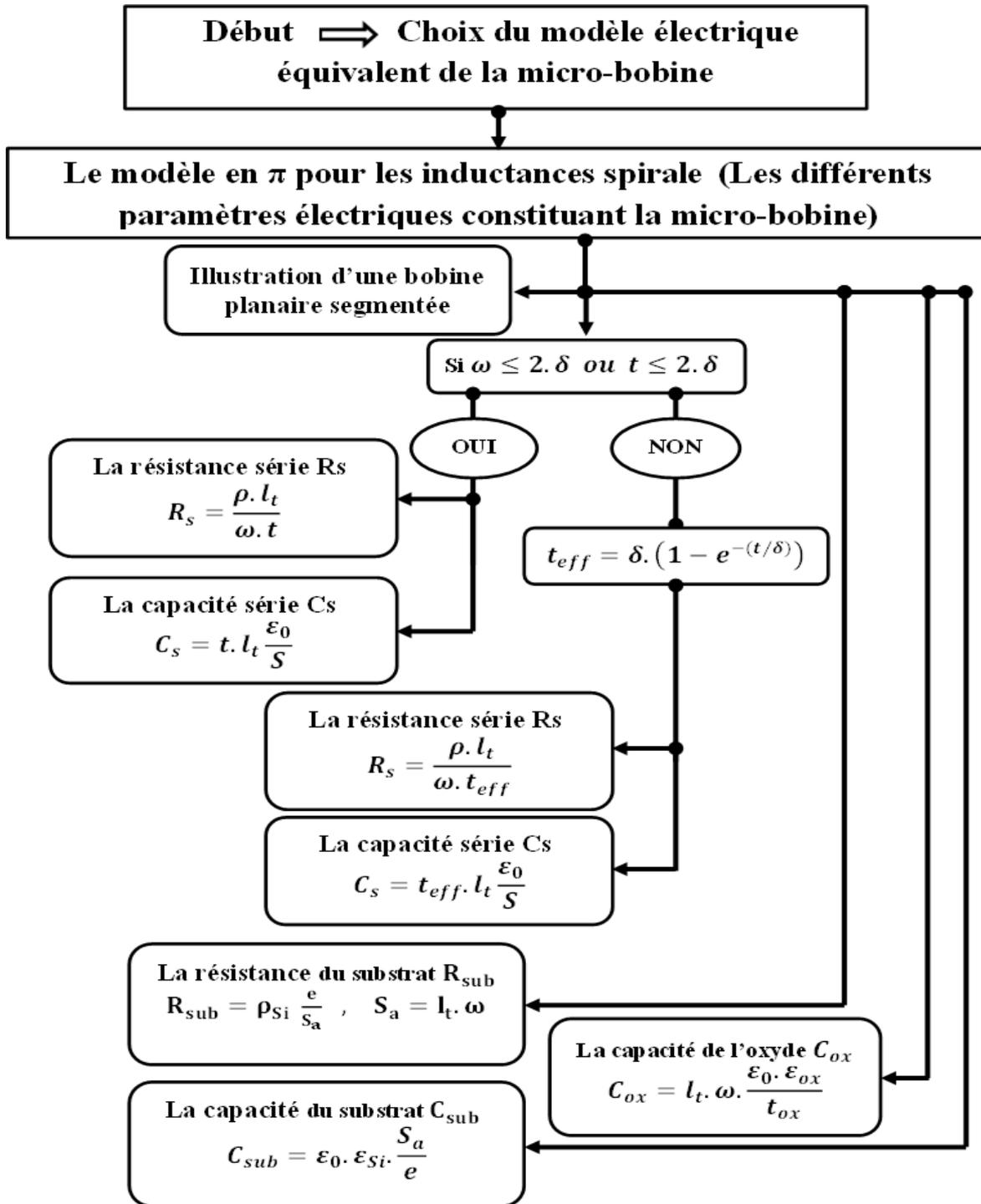


Figure II.16 : L'organigramme du calcul général des paramètres électriques constituant la micro-bobine

### 7-2-6 Résultats du calcul des paramètres électriques de la micro-bobine

Les différents paramètres électriques sont récapitulés sur le tableau :

$L$ ( $\mu H$ )	$R_s$ ( $\Omega$ )	$C_s$ ( $pF$ )	$R_{sub}$ ( $K\Omega$ )	$C_{sub}$ ( $pF$ )	$C_{ox}$ ( $pF$ )
3.125	0.01224	0.2778	6.412	0.3012	0.2

**Tableau II.4 :** Paramètres électriques de la micro-bobine

## 8- CONCLUSION

Le but de ce chapitre était le dimensionnement d'une micro-bobine spirale carrée intégrée dans un micro-convertisseur DC/DC abaisseur de tension de type Buck. Du fait de la limitation en surface et en volume, deux paramètres sont fondamentaux dans le dimensionnement des bobines intégrées. Le premier est la forme géométrique ou topologie de la structure, le second est la nature des matériaux utilisés pour la fabrication des différentes parties du composant. Ces deux paramètres vont agir au niveau de la valeur d'inductance, l'énergie stockée, les pertes dans le noyau (dans le cas d'une bobine avec noyau) et dans le conducteur, sur le volume de la bobine ou encore sur les perturbations générées par le composant.

# **CHAPITRE III**

## **L'influence des paramètres électriques et géométriques sur la micro-bobine**

## 1- INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté une étude qui a porté sur le dimensionnement d'une inductance planaire spirale carrée dans un micro-convertisseur ainsi que le choix du matériau magnétique, ceci à partir d'un cahier de charge. Dans ce chapitre, nous présenterons les résultats de l'étude paramétrique de la micro-bobine intégrée pour montrer l'influence des différents paramètres géométriques et électriques sur le comportement inductif de la micro-bobine ainsi que le facteur de qualité.

## 2- PARAMETRES GÉOMÉTRIQUES

Le tableau suivant consigne les paramètres géométriques déterminés après calcul (chapitre II) :

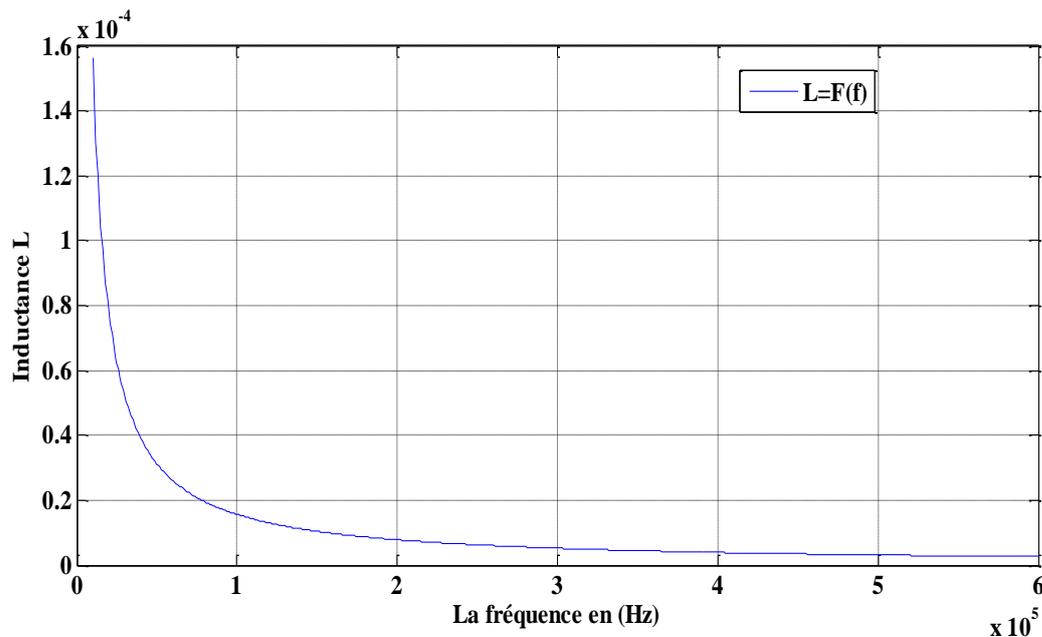
<b>Pour la micro-bobine</b> <ul style="list-style-type: none"><li>• Matériau : cuivre (Cu)</li><li>• Géométrie : planaire spirale carrée</li><li>• Nombre de tours : <math>n=3</math> tours</li><li>• Diamètre extérieur : <math>d_{out} = 600 \mu\text{m}</math></li><li>• Largeur du conducteur : <math>w = 18.14 \mu\text{m}</math></li><li>• Distance inter-spires : <math>s = 54.84 \mu\text{m}</math></li><li>• Épaisseur du conducteur : <math>t = 50 \mu\text{m}</math></li><li>• L'épaisseur de peau : <math>\delta=92,84 \mu\text{m}</math></li></ul>
<b>Pour le noyau magnétique</b> <ul style="list-style-type: none"><li>• Matériau : la ferrite <math>NiFe</math> (alliage entre le Nickel et le Fer)</li><li>• Épaisseur : <math>e=1.93 \text{ mm}</math></li><li>• Section : <math>S= (1.7 \times 1.7) \text{ mm}</math></li></ul>
<b>Pour l'oxyde isolant</b> <ul style="list-style-type: none"><li>• Matériau : la silice (<math>SiO_2</math>)</li><li>• Épaisseur : <math>50 \mu\text{m}</math></li></ul>

**Tableau. III.1** : Paramètres géométriques caractérisant la micro-bobine

## 3- INFLUENCE DES PARAMETRES GÉOMÉTRIQUES SUR LA MICRO-BOBINE SPIRALE CARREE

Nous allons montrer l'influence des paramètres géométriques sur le comportement d'une micro-inductance spirale planaire. Les figures présentées ci-dessous ont été obtenues à l'aide de programmes écrits sous MATLAB.

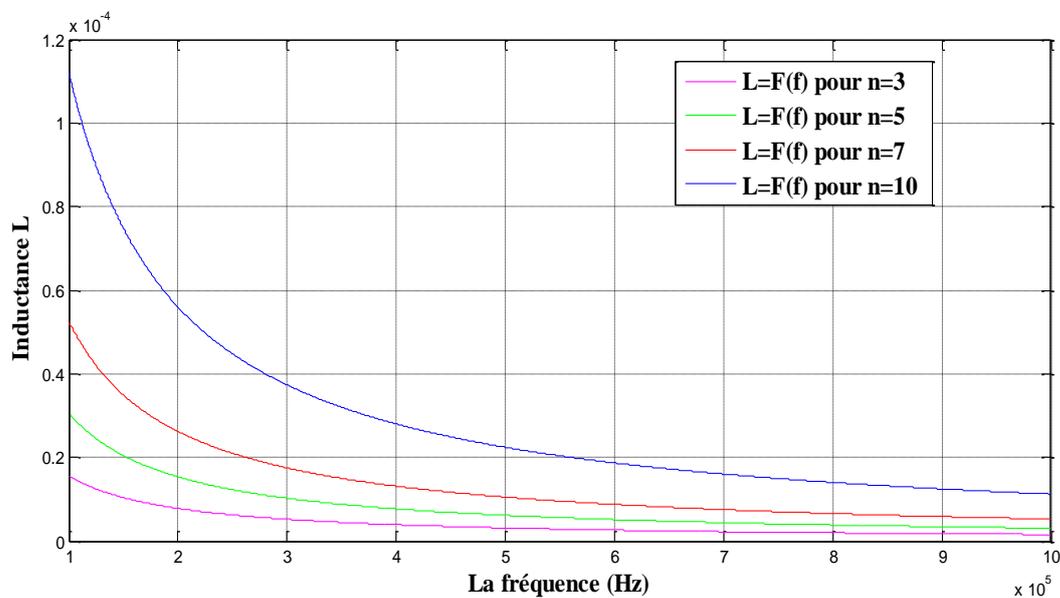
## 3-1 Influence de la fréquence sur la valeur de l'inductance $L = f(f)$



**Figure III.1:** Variation de l'inductance en fonction de la fréquence de découpage

D'après la figure (III.1) nous remarquons que l'inductance de la spirale décroît de manière hyperbolique lorsque la fréquence augmente. D'après la modélisation du montage du micro-convertisseur la valeur de l'inductance est inversement proportionnelle à la variation de fréquence. Aux basses fréquences, l'inductance atteint son maximum. Lorsque la fréquence augmente, de plus en plus, l'effet combiné de l'effet de peau et la capacité inter-spires dégrade l'inductance.

### A) Pour différentes valeurs du nombre de spires



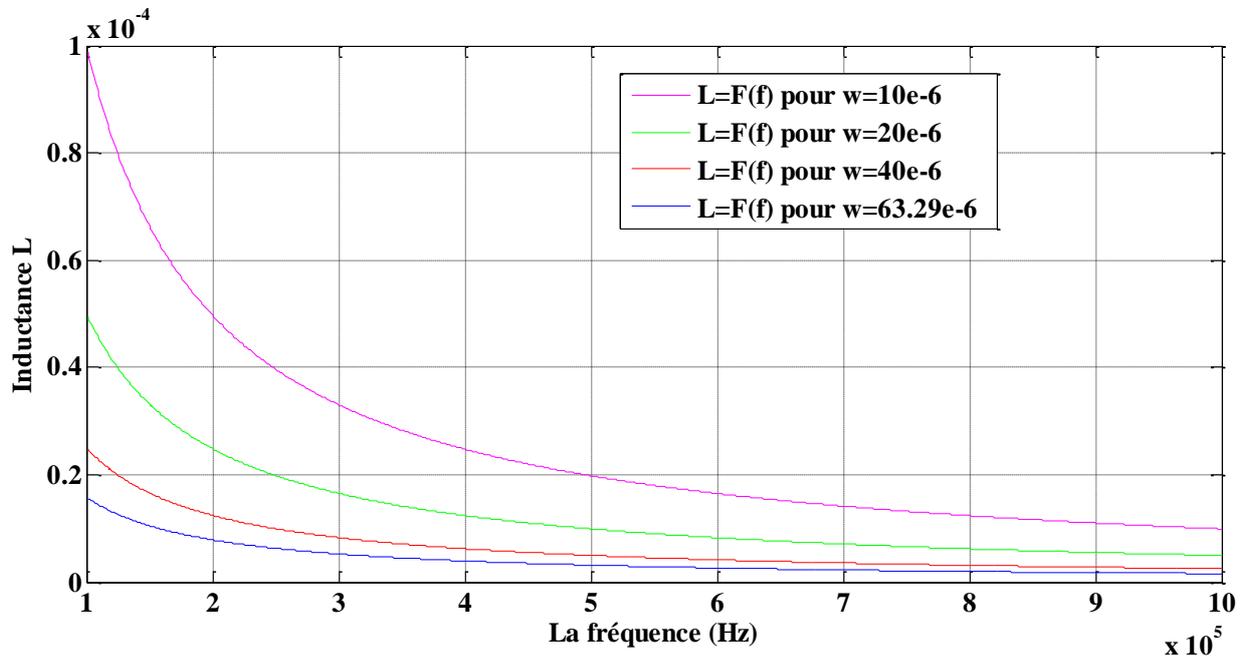
**Figure III.2:** Variation de l'inductance en fonction de fréquence avec différents nombre de

tours n

La figure (III.2) représente les valeurs des inductances séries variant avec la fréquence et le nombre de spires n qui varie de 3 à 10 tours. L'espace inter-spires s et la largeur du conducteur w sont constants. Nous pouvons déduire que : L'augmentation du nombre de tours provoque l'augmentation de diamètres extérieur de la micro-bobine, d'après la formule de Wheeler modifier l'inductance est proportionnelle à la valeur de diamètre extérieur de la micro-bobine.

Donc l'augmentation du nombre de tour conduit à l'augmentation de la valeur de l'inductance en fonction de la fréquence comme montre la figure.

### B) Pour différentes valeurs de la largeur du conducteur

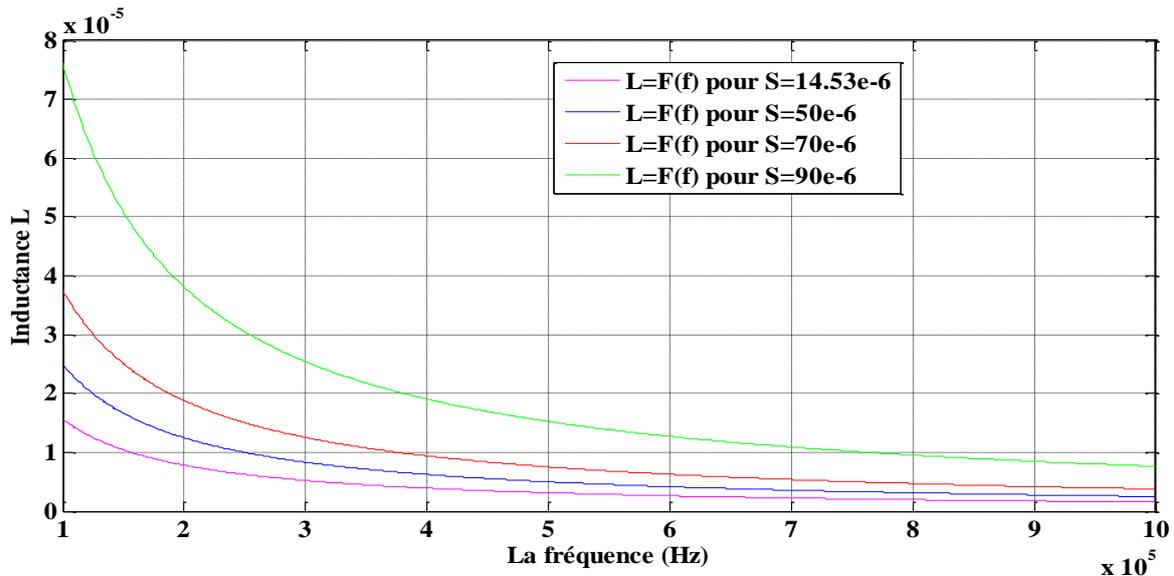


**Figure III.3:** Variation de l'inductance en fonction de fréquence avec différents largeur w

La figure(III.3) représente les valeurs de l'inductance série variant avec la fréquence pour différentes valeurs de la largeur de conducteur  $\omega$ . Ces  $\omega$  sont choisis de 10 à 63.29 $\mu\text{m}$ . L'espace inter-spires s et le nombre de tours n sont constants.

Nous pouvons déduire que : La diminution de la largeur des conducteurs en fonction de la fréquence entraine une augmentation de l'inductance. En outre, la diminution de la largeur des conducteurs provoque l'augmentation de la résistance série.

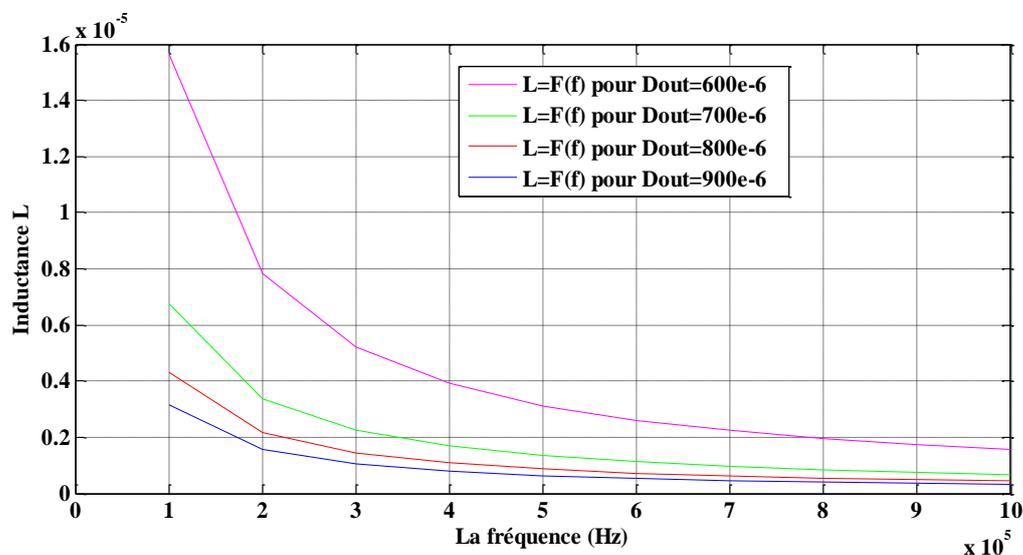
### C) Pour différentes valeurs de l'espace inter spires $s$



**Figure III.4:** Variation de l'inductance en fonction de fréquence avec différents inter-spires  $s$

La figure(III.4) représente les valeurs de l'inductance variant avec la fréquence pour différentes valeurs de l'espacement entre conducteur  $s$ . Ces  $s$  sont choisis de 14.53 à 90 $\mu$ m. La largeur du conducteur  $w$  et le nombre de tours sont constants. On constate que : La diminution de l'espacement inter-spires  $s$  en fonction de la fréquence provoque une augmentation de l'inductance. En outre, la diminution de l'espacement inter-spires provoque l'augmentation de capacité de parasite. Nous pouvons conclure qu'une réduction de  $s$  va dans le sens de l'optimisation d'un composant inductif.

### D) Pour différentes valeurs du diamètre de la micro-bobine

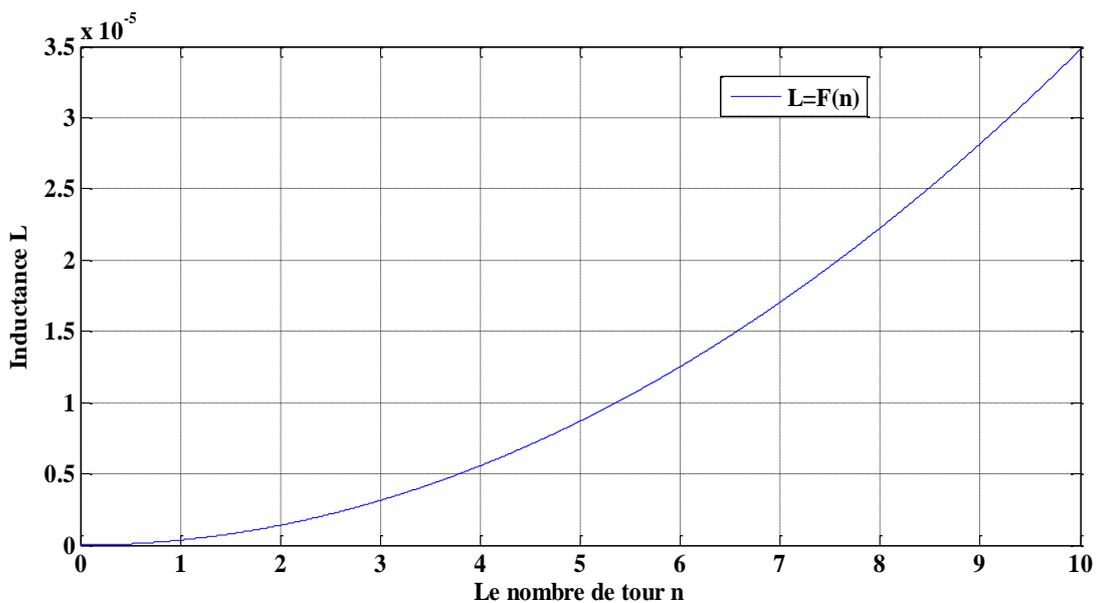


**Figure III.5:** Variation de l'inductance en fonction de fréquence avec différents diamètres de l'inductance

# CHAPITRE III INFLUENCE DES PARAMETRES ÉLECTRIQUES ET GÉOMÉTRIQUES SUR LA MICRO-BOBINE

La figure(III.5) représente les valeurs de l'inductance série variant avec la fréquence et pour différents diamètres de la micro-bobine. Ces  $D_{out}$  sont choisis de 600 à 900 $\mu\text{m}$  avec un rapport entre le diamètre intérieur et le diamètre extérieur ( $c=0.2702$ ) est constant, l'inter-spire  $s$ , La largeur du conducteur  $w$  et le nombre de tours sont constants. On constate que : La diminution du diamètre en fonction de la fréquence provoque une augmentation de l'inductance. En outre, la diminution du diamètre de la micro-bobine provoque l'augmentation de la résistance du substrat. Nous pouvons conclure qu'une réduction du diamètre va dans le sens de l'amélioration d'un composant inductif.

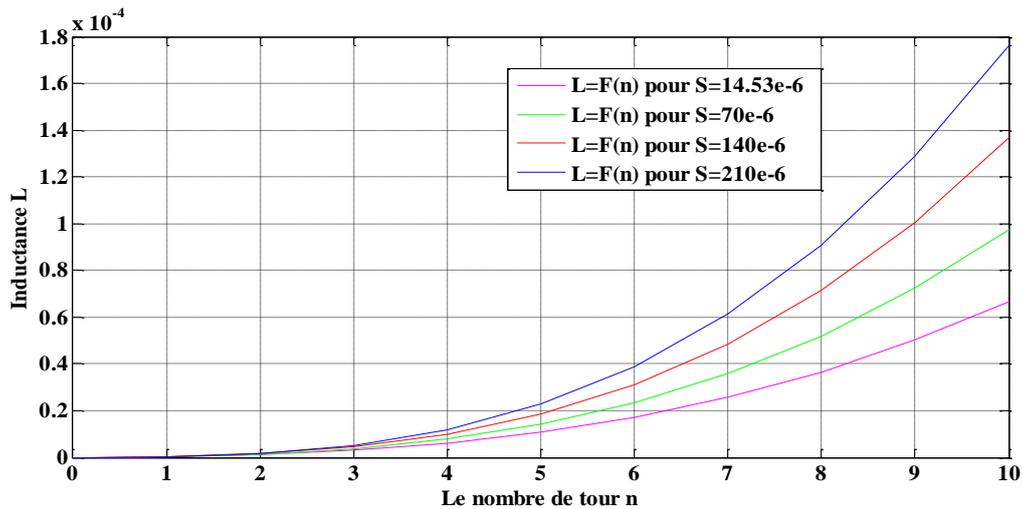
## 3-2 Influence du nombre de tours sur la valeur de l'inductance : $L=f(n)$



**Figure III.6:** Variation de l'inductance en fonction de nombre de tours n

D'après la figure III.6 et l'équation qui définit l'inductance en fonction de nombre de spires à partir de la méthode de Wheeler, la valeur de l'inductance est proportionnelle au carré du nombre de tours n tout en gardant les diamètres interne et externe constants ; donc en augmentant le nombre de tours, soit la longueur  $l_t$  augmente, soit la distance inter-spires  $s$  diminue. Dans les deux cas l'inductance mutuelle augmente et par suite l'inductance L.

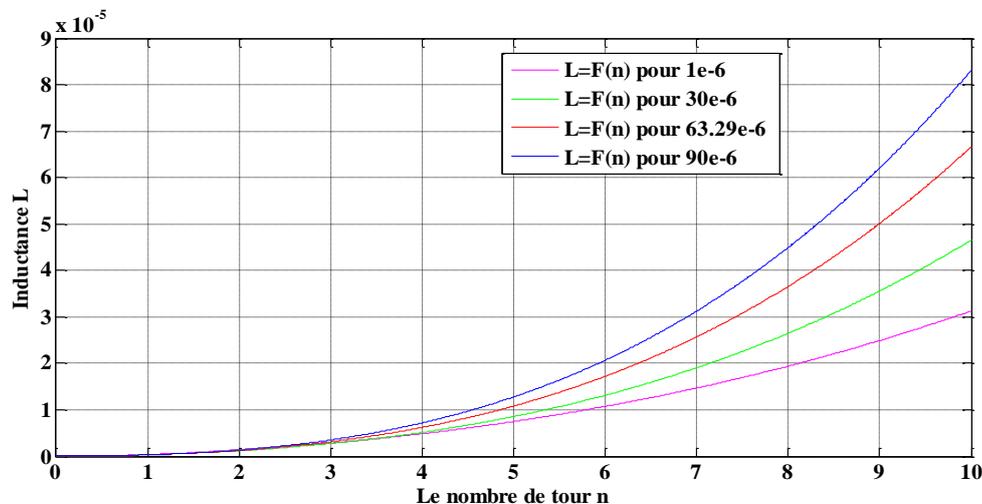
## A) Pour différentes valeurs de l'espace inter-spires



**Figure III.7:** Variation de l'inductance en fonction du nombre de tours pour différents inter spires S

La figure (III.7) représente la variation de l'inductance en fonction du nombre de tours pour différentes valeurs de l'inter-spire, ce dernier varie entre 14.53 à 210 $\mu\text{m}$ . nous remarquons que l'augmentation de l'espacement inter-spire s réduit progressivement la plage de nombre de tours sur laquelle l'inductance peut être utilisée. On constate que l'augmentation de l'espacement inter-spices s est en faveur d'une inductance plus élevée, car lorsque les spires sont plus rapprochées, l'effet capacitif inter-spices est plus remarqué, ce qui dégrade les performances de l'inductance.

## B) Pour différentes valeurs de la largeur du conducteur



**Figure III.8:** Variation de l'inductance en fonction du nombre de tours n pour différentes largeurs du conducteur w

La figure III.8 représente la variation de l'inductance série en fonction du nombre de tours pour différentes valeurs de la largeur du conducteur. C'est la largeur du conducteur est

# CHAPITRE III INFLUENCE DES PARAMETRES ÉLECTRIQUES ET GÉOMÉTRIQUES SUR LA MICRO-BOBINE

choisis de 1  $\mu\text{m}$  à 90  $\mu\text{m}$ . L'analyse de figure III.8 montre que pour un faible nombre de tours, l'inductance présente une résistance série trop élevée donc une faible valeur de l'inductance, tandis que la largeur  $w$  du conducteur agit principalement sur la résistance série qui diminue, provoquant ainsi l'augmentation de la valeur de l'inductance.

## C) Influence du rapport $c$ sur l'inductance

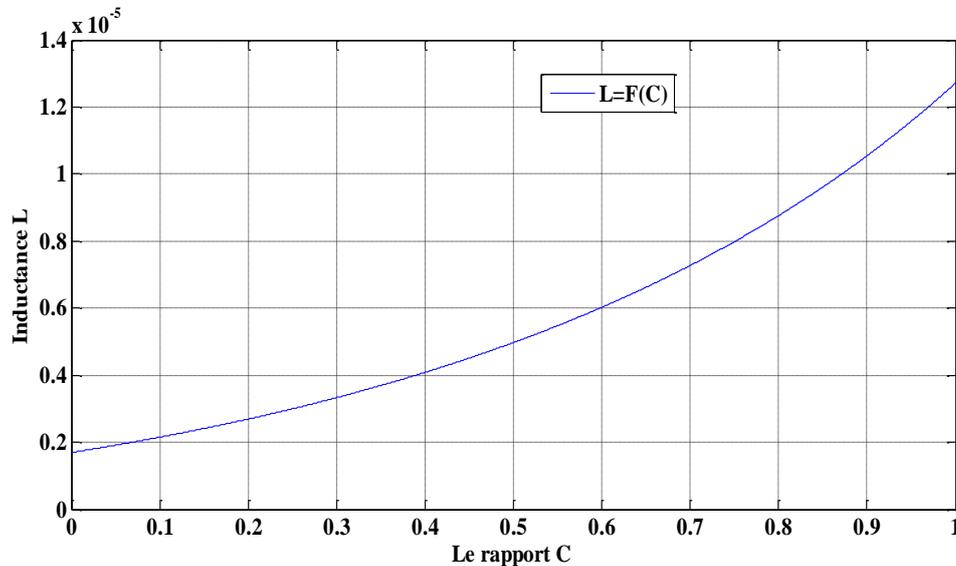


Figure III.9 : Variation de l'inductance L en fonction de rapport Diamétrique C

La variation du rapport de diamètres interne est externe avec un nombre de tours constant ( $n=3$ ) montre que l'inductance diminue lorsque le diamètre interne plus petit par rapport au diamètre externe  $C \rightarrow 0$  (l'inductance présente comme une résistance) plus d'espace entre les spires.  $C \rightarrow 1$   $D_{\text{out}} \approx D_{\text{in}}$  l'inductance augmente à cause d'encombrement entre les trois spires

## 3-3 Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série

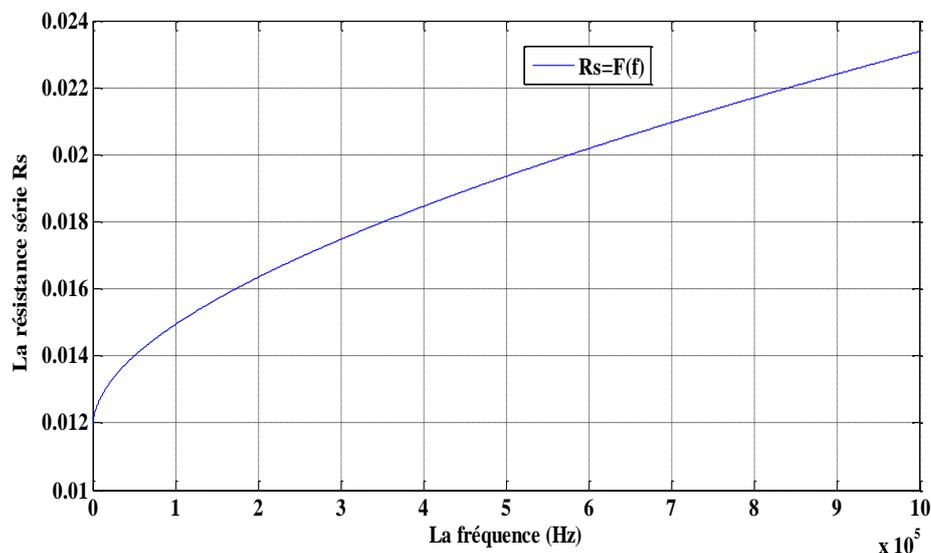
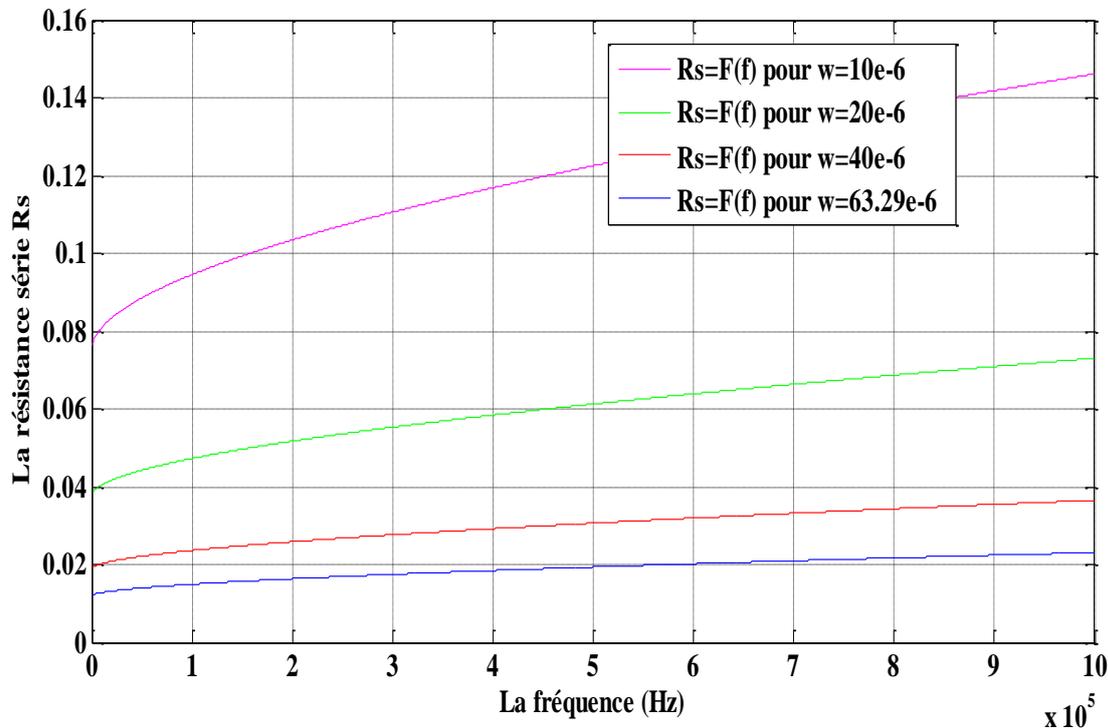


Figure III.10: Variation de la résistance série en fonction de la fréquence

# CHAPITRE III INFLUENCE DES PARAMETRES ÉLECTRIQUES ET GÉOMÉTRIQUES SUR LA MICRO-BOBINE

La figure III.10 montre que lorsque la fréquence augmente la section utile du conducteur diminue par effet de peau, donc la résistance série augmente ce qui conduit à des pertes par effet joule plus importantes.

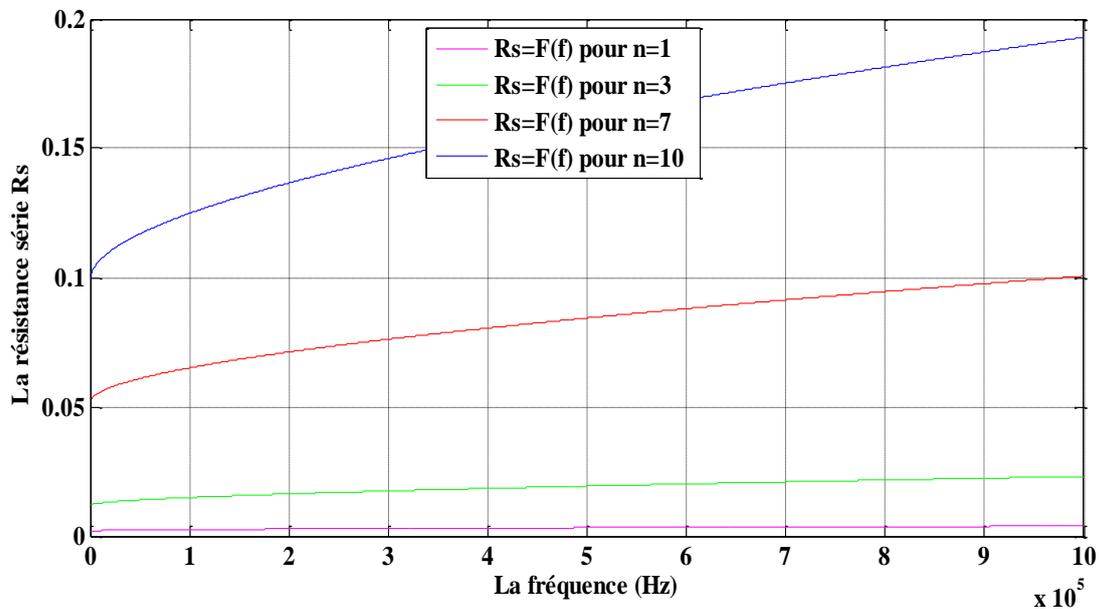
## A) Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série avec différent de largeur du conducteur $w$



**Figure III.11:** Variation de la résistance série en fonction de la fréquence avec différent largeur de conducteur  $w$

La figure III.11 représente les valeurs des résistances séries variant avec la fréquence pour différentes largeurs de conducteur  $w$ . Ces largeurs varient de  $10 \mu\text{m}$  à  $60 \mu\text{m}$ . L'espace inter-spires  $s$  et le nombre de spires  $n$  sont constants. Nous pouvons déduire que la diminution de la largeur des conducteurs en fonction de la fréquence provoque une augmentation de la résistance série. En outre, la diminution de la largeur des conducteurs provoque l'augmentation de l'inductance.

## B) Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série avec différent de nombre du tour $n$

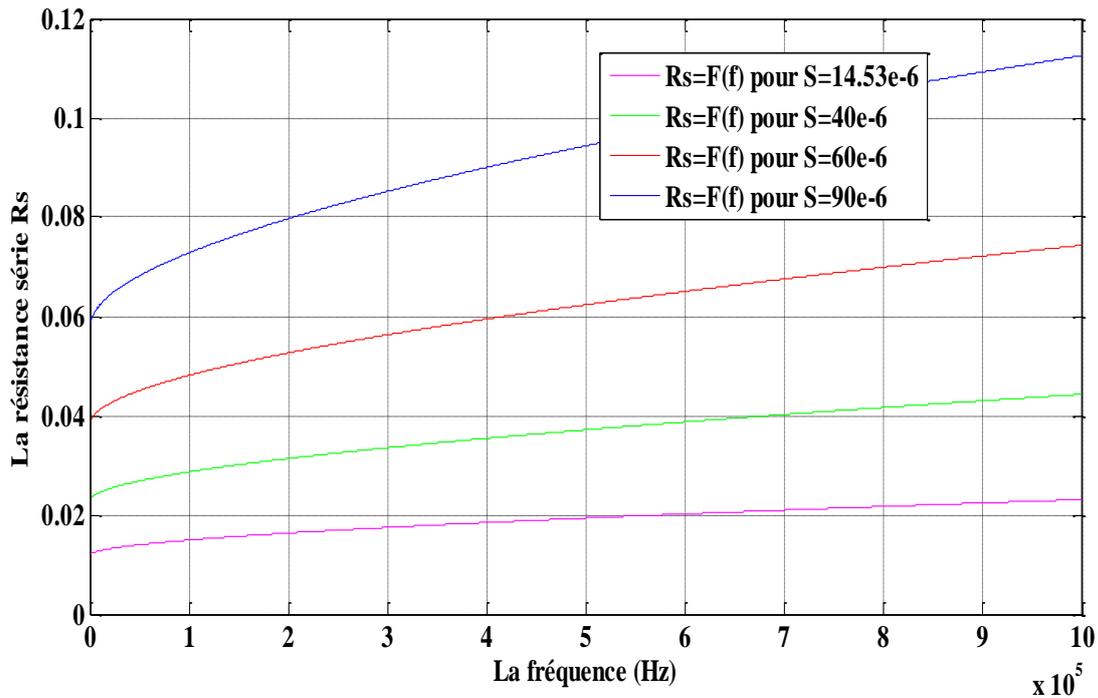


**Figure III.12:** Variation de la résistance série  $R_s$  en fonction de la fréquence avec différent nombre de tours  $n$

La figure III.12 représente la variation de la résistance séries en fonction de la fréquence pour différentes nombre de spires  $n$ . avec l'espace inter-spires  $s$  et la largeur de conducteur  $w$  sont constants. Qui conduit à l'augmentation de longueur totale du conducteur de la micro-bobine, Nous pouvons déduire que l'augmentation de nombre de spires  $n$  en fonction de la fréquence provoque une augmentation de la résistance série.

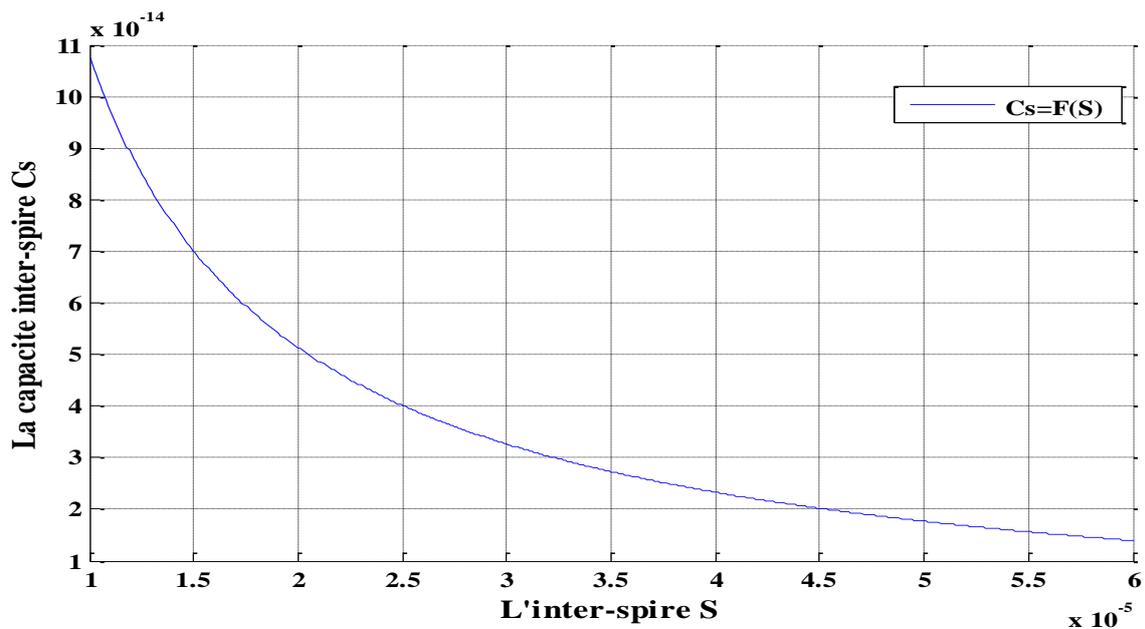
## C) Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série avec différent d'inter-spire $s$

La figure III.13 représente les valeurs des résistances séries variant avec la fréquence pour différentes l'espace inter-spires  $s$ . Ces inter-spires varient de  $14.53\mu\text{m}$  à  $69\mu\text{m}$ . Nombre de spires  $n$  et la largeur de conducteur  $w$  sont constants. Nous pouvons déduire que l'augmentation de l'espace inter-spires  $s$  en fonction de la fréquence provoque une augmentation de la résistance série.



**Figure III.13:** Variation de la résistance série en fonction de la fréquence avec différent inter-spires  $s$

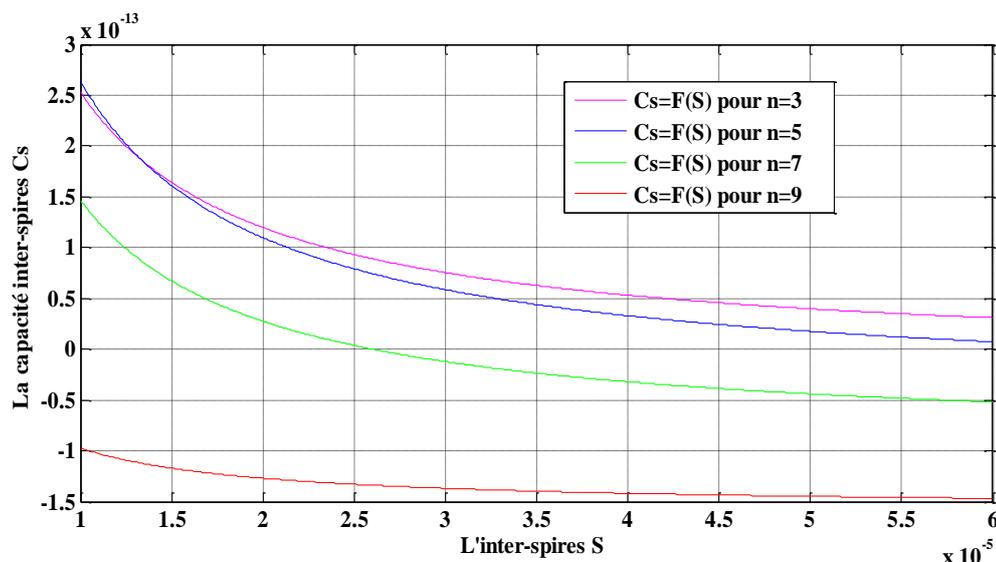
### 3-4 Influence de l'inter-spire sur la valeur de la capacité série entre les spires $C_s$ :



**Figure. III.14 :** Variation de la capacité série  $C_s$  en fonction de l'inter-spire  $s$

La figure III. 14 présentes la variation des contraintes mises en jeu en fonction de la distance inter-spires. Comme on pouvait s'y attendre, la capacité série entre les spires augmente avec la diminution de l'espace l'inter-spire.

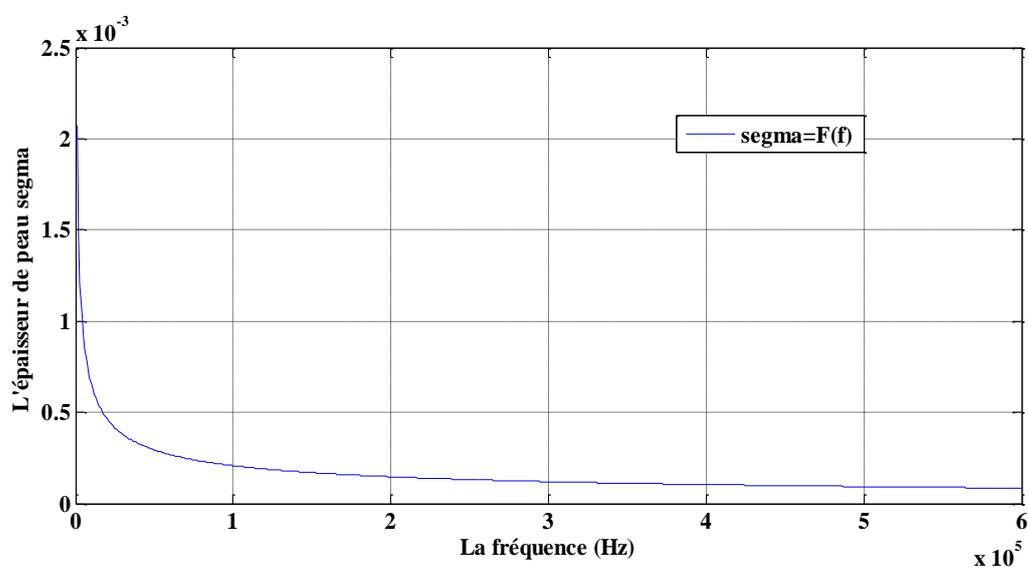
## A) Influence de l'inter-spire sur la valeur de la capacité série $C_s$ avec différentes valeurs du nombre de tours $n$



**Figure III.15 :** La valeur de la capacité série  $C_s$  en fonction d'inter-spices avec différent nombre de tours  $n$

La figure III.15 représente la variation de la capacité série entre les spires en fonction de la distance inter-spices pour différentes valeurs du nombre de tours. Nous remarquons que l'augmentation de l'espace inter-spices et le nombre de tours entraîne une diminution de la valeur de la capacité de série entre les spires

### 3-5 Variation de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence



**Figure III.16:** Variation de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence.

L'épaisseur de peau détermine en première approximation la largeur de la zone où se concentre le courant dans un conducteur.

Lorsque la fréquence augmente l'épaisseur de peau décroît rapidement, ce qui fait que la zone du conducteur où circule le courant devient de plus en plus faible. Il résulte une augmentation de la résistance du conducteur (Figure.III.10) ; cela mène à des pertes plus importantes par l'effet de Joule.

## 3-6 Le facteur de qualité Q

Le facteur de qualité est une grandeur essentielle qui caractérise la capacité du composant à stocker ou transmettre plus d'énergie qu'il n'en dissipe. C'est en particulier l'un des points les plus difficiles touchant à la conception des inductances intégrées. En effet, le facteur de qualité Q est extrêmement important pour l'inductance à haute fréquence car il traduit directement l'énergie stockée par le champ magnétique dans l'inductance.

Dans le cas idéal, l'inductance est un pur élément de stockage d'énergie (Q tend vers l'infini lorsque la fréquence tend vers l'infini) alors qu'en réalité les résistances parasites et les capacités vont limiter Q. Cela est dû au fait que les résistances parasites consomment de l'énergie par effet Joule et les capacités vont engendrer à n'importe quelle fréquence d'utilisation, une résonance  $f_{sR}$  de type LC au-delà de laquelle l'inductance se transforme en résistance pure.

### 3-6-1 Expression de Q pour une inductance intégrée

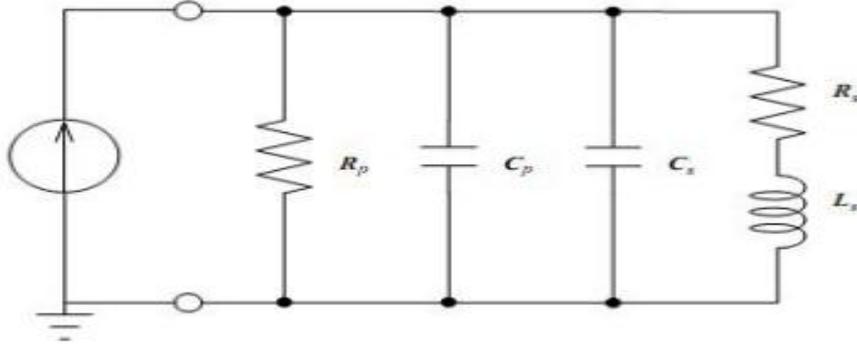
Le facteur de qualité Q est un paramètre important représentant la qualité de l'inductance. Il est défini par le rapport entre l'énergie utile emmagasinée et l'énergie perdue pendant une période :

$$Q = 2. \pi \frac{\text{énergie emmagasinée}}{\text{énergie perdue dans une période}} \quad (\text{III.1})$$

Pour définir le coefficient de qualité d'une inductance intégrée sur ferrite, on applique :

$$Q = \frac{\text{énergie magnétique} - \text{énergie électrique}}{\text{énergie perdu dans une période}} \quad (\text{III.2})$$

Le calcul du coefficient de qualité d'une inductance intégrée sur ferrite, est effectué à l'aide de l'équation (III.2) appliquée au modèle simplifié de la figure III.17 dont une des extrémités est connectée à la masse.



**Figure III.17:** Modèle équivalent d'une inductance intégrée dont une extrémité est à la masse.  $C_{ox}$ ,  $C_{sub}$  et  $R_{sub}$  sont substitués par  $C_p$  et  $R_p$ .

Afin de simplifier les expressions littérales  $C_{ox}$ ,  $C_{sub}$  et  $R_{sub}$  sont substituées par  $C_p$  et  $R_p$ , qui deviennent dépendantes de la fréquence. Les valeurs des énergies deviennent

$$E_{Crête\ mag} = \frac{V_0^2 \cdot L_s}{2 \cdot [(\omega \cdot L_s)^2 + R_s^2]} \quad (III.3)$$

$$E_{Crête\ elec} = \frac{V_0^2 \cdot (C_s + C_p)}{2} \quad (III.4)$$

$$E_{Crête\ perd} = \frac{2\pi}{\omega} \cdot \frac{V_0^2}{2} \cdot \left[ \frac{1}{R_p} + \frac{R_s}{(\omega \cdot L_s)^2 + R_s^2} \right] \quad (III.5)$$

Où  $V_0$  est la tension crête aux bornes de l'inductance. En remplaçant les équations (III.3), (III.4) dans (III.5). On obtient l'expression suivante de  $Q$  :

$$Q = \frac{\omega L_s}{R_s} \cdot \frac{R_p}{R_p + \left[ \left( \frac{\omega L_s}{R_s} \right) + 1 \right] R_s} \cdot \left[ 1 - \frac{R_s^2 (C_s + C_p)}{L_s} - \omega^2 \cdot L_s \cdot (C_s + C_p) \right] \quad (III.6)$$

On reconnaît, dans l'équation précédente, un premier terme qui correspond au facteur de qualité simplifié, un second qui traduit les pertes substrat et un troisième exprime le facteur d'auto-résonance. Dans cette expression  $\omega$  est la pulsation,  $L_s$  l'inductance série,  $R_s$  la résistance série,  $R_p$  la résistance de couplage et  $C_p$  la capacité découplage.  $R_p$  et  $C_p$  sont reliés à  $R_{sub}$ ,  $C_{sub}$  et  $C_{ox}$  par la relation suivante :

$$R_p = \frac{1}{\omega^2 \cdot C_{ox}^2 \cdot R_{sub}} + \frac{R_{sub} \cdot (C_{ox} + C_{sub})^2}{C_{ox}^2} \quad (III.7)$$

$$C_p = \frac{1 + \omega^2 (C_{ox} + C_{sub}) \cdot C_{sub} \cdot R_{sub}^2}{1 + \omega^2 (C_{ox} + C_{sub})^2 \cdot R_{sub}^2} \quad (III.8)$$

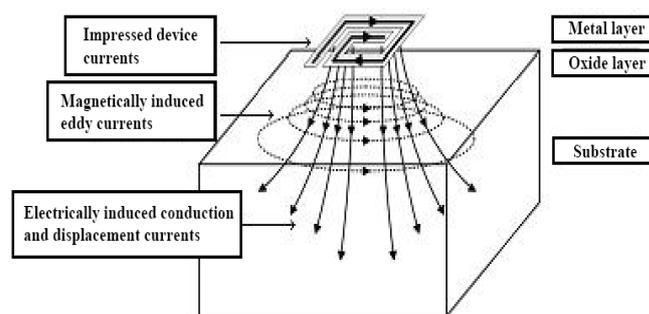
En ne tenant compte de  $L_s$  et  $R_s$ ,  $Q$  devrait croître de façon monotone avec la fréquence. Cependant ce n'est pas le cas car les pertes substrat deviennent dominantes dans l'expression de  $Q$  à haute fréquence jusqu'au caractère auto-résonant de l'inductance. Les inductances

# CHAPITRE III INFLUENCE DES PARAMETRES ÉLECTRIQUES ET GÉOMÉTRIQUES SUR LA MICRO-BOBINE

intégrées sont habituellement élaborées sur un substrat, et les pertes substrat sont principalement dues aux couplages capacitifs et inductifs. [51]

Le couplage capacitif  $C_p$  dans la couche de métal et le substrat change le potentiel du substrat et induit un courant de déplacement.

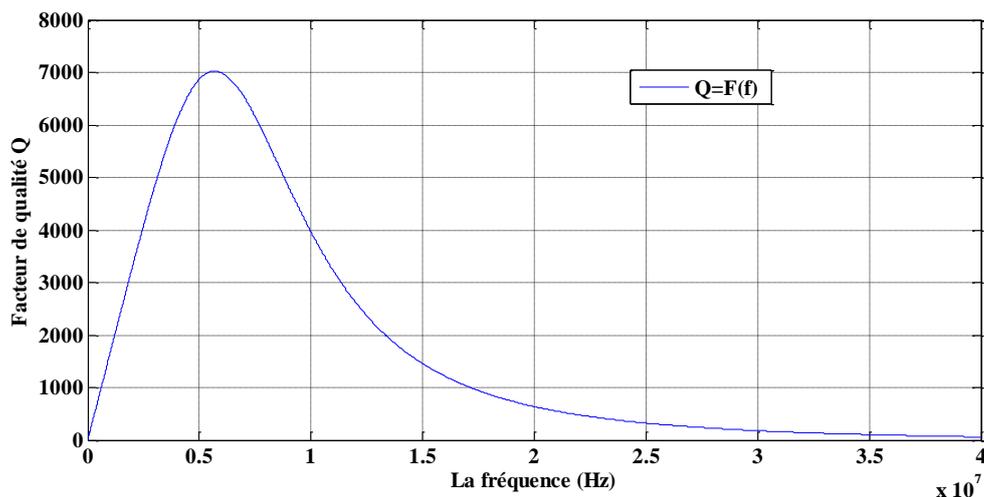
Le couplage inductif est dû au champ magnétique variant dans le temps qui pénètre le substrat. Un tel couplage induit un flux de courants induits dans le substrat. Le courant de déplacement et les courants induits donnent naissance aux pertes du substrat et de ce fait, dégradent les performances de l'inductance (figure III.18).



**Figure III.18 :** Courants de Foucault et courant de déplacement dans le substrat induits par le flux de courant dans l'inductance [52].

## 3-6-2 Influence de la fréquence sur le facteur de qualité

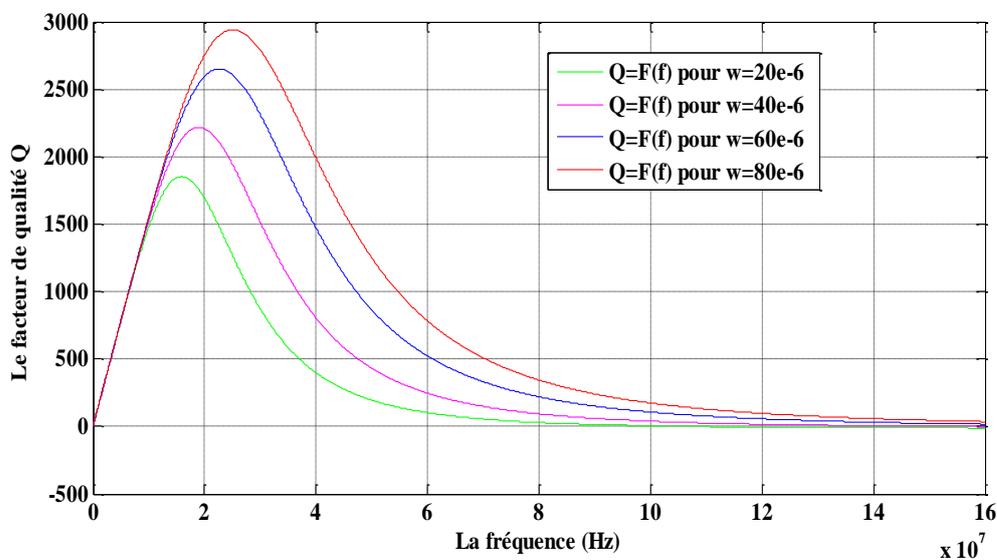
Le facteur de qualité augmente d'une façon linéaire avec la fréquence pour le cas idéal équation (III-1), mais si on prend en considération les pertes substrat équation (III-6), nous remarquons que plus la fréquence augmente, plus le facteur de qualité croît jusqu'à atteindre une valeur maximale à la fréquence d'utilisation optimale du composant puis il décroît, du fait de l'augmentation de la résistance avec la fréquence.



**Figure III.19 :** Variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence de fonctionnement

### 3-6-3 Influence de la fréquence sur le facteur de qualité pour différentes valeurs de la largeur du conducteur

La figure (III.19) représente la variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence, au fur et à mesure avec l'augmentation de la largeur du conducteur. Nous remarquons que le facteur de qualité a des valeurs plus grandes pour des petites largeurs de conducteur. Lorsque le ruban conducteur est large, la valeur de facteur de qualité détérioré.



**Figure III.20 :** Variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur du conducteur

# CHAPITRE III INFLUENCE DES PARAMETRES ÉLECTRIQUES ET GÉOMÉTRIQUES SUR LA MICRO-BOBINE

---

Nous avons vu, d'après les figures précédentes que l'inductance augmente lorsque la largeur du conducteur augmente, un ruban très large n'est pas en faveur d'un bon composant, car il accentue les pertes par effet joules dans le conducteur, et en même temps accentue les effets capacitifs dans le substrat

En résumé, nous pouvons déduire à partir de l'étude géométrique qu'une micro-bobine spirale planaire est optimisée par :

- Une valeur d'inductance suffisante
- Une faible résistance série
- Une surface réduite
- De faibles pertes par le substrat
- Un facteur de qualité maximum à la fréquence de travail causée par l'augmentation de l'épaisseur de conducteur
- Un espacement inter-spires faible
- La largeur du conducteur  $w$  doit être aussi grande que possible tout en respectant la condition  $t \leq 2\delta$  ou  $w \leq 2\delta$ .

## 4- CONCLUSION

En opérant des variations sur les différents paramètres géométriques définissant le bobinage, l'inductance peut être influencée de façon directe par différents paramètres électriques et géométriques. Dans ce chapitre nous avons présenté ces paramètres et évalué leurs influences sur l'inductance et le facteur de qualité.

# **CHAPITRE IV**

## **Procédés de fabrication d'une inductance intégrée**

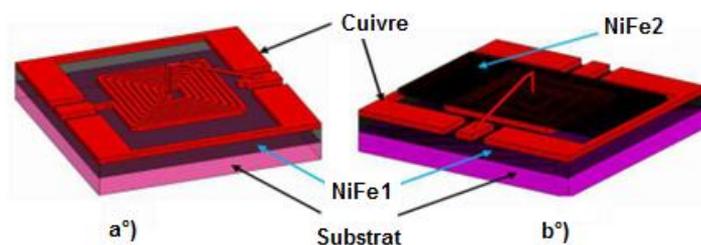
## 1- INTRODUCTION

Ce quatrième chapitre est consacré au processus de fabrication d'inductances intégrées avec une couche de matériaux magnétique. L'objectif d'utiliser un matériau magnétique est d'augmenter les performances de l'inductance. Le processus de fabrication d'une inductance intégrée est un processus long et rassemble aussi bien les techniques de la microélectronique en salle blanche que les techniques de micro-usinage.

Pour atteindre cet objectif, ce chapitre commence par une présentation des différentes techniques utilisées pour la fabrication d'une inductance intégrée notamment les techniques d'usinage des substrats, les techniques de dépôt des couches et les techniques de micro-électronique. Nous terminons le chapitre par les différentes mesures effectuées sur la micro bobine conçue par nous et réalisée au Laboratoire LAPLACE de Toulouse

## 2- PROCESSUS DE FABRICATION D'UNE INDUCTANCE INTEGREE

Le processus de fabrication présenté est destiné à la réalisation d'inductance avec une couche de matériau magnétique. Les inductances à une couche de matériau magnétique sont constituées d'un substrat, d'un matériau magnétique et d'une spirale en cuivre. Celles avec deux couches de matériau magnétique sont identiques aux précédentes mais la spirale est assemblée d'une seconde couche de matériau magnétique. La figure IV.1 présente ces deux types d'inductances.



**Figure IV.1** : Schémas des inductances a) une couche de NiFe b) deux couches de NiFe

Le processus de fabrication doit permettre d'obtenir les couches de matériau magnétique et la réalisation de la spirale. Il comprend :

- Le micro-usinage des substrats de permalloy (NiFe) pour obtenir les différentes épaisseurs.
- Le dépôt du cuivre pour former la couche conductrice.
- La photolithographie pour tracer les pistes.
- La gravure pour faire apparaître les pistes.
- Et la connexion du plot central avec le plot extérieur pour assurer la liaison électrique.

Nous allons présenter les détails de ces étapes.

## 2-1 Usinage et caractérisation du NiFe massif

Choix du permalloy NiFe : le permalloy NiFe présente une forte perméabilité relative de 100 à 5000. De plus c'est un matériau très bien maîtrisé en ce qui concerne son dépôt en couches minces. En effet, cet alliage est très peu sensible aux contraintes mécaniques pouvant perturber les propriétés des matériaux magnétiques. Or, ces dernières peuvent être localement très importantes dans des composants intégrés présentant des épaisseurs supérieures à 10 $\mu$ m. De plus, cet alliage présente un caractère anisotrope très faible, ce qui permet d'induire facilement une direction d'anisotropie donnée en appliquant un champ magnétique durant le dépôt du matériau. L'alliage NiFe est de manière courante déposé par électrolyse ou par PVD (Physical Vapor Deposition). Nous allons appliquer le choix de la PVD (Physical Vapor Deposition) qui présente des vitesses de dépôt de l'ordre de 20 nm $\cdot$ min<sup>-1</sup>.

### 2-1-1 Collage-sciage

Le collage du NiFe sur le substrat de Silicium permet d'avoir une rigidité afin de le manipuler sans le détruire. Le collage est effectué à l'aide de la colle. Pour assurer un bon collage, on applique une pression uniforme sur l'échantillon pendant une période déterminée. Une fois collé, l'ensemble (matériau magnétique - substrat) est scié à des dimensions adaptées à la rodeuse et à la polisseuse. La figure IV.2 présente cette étape.

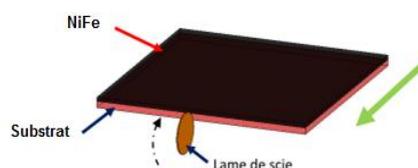


Figure IV.2 : Plan de sciage

### 2-1-2 Rodage

Après sciage, on obtient deux substrats d'une épaisseur totale déterminée. On néglige dans ce cas l'épaisseur de la colle. Pour obtenir les différentes épaisseurs, on effectue un rodage des substrats.

À l'origine, le rodage est une opération mécanique dont le but est d'améliorer la planéité et l'état de surface d'une pièce usinée par enlèvement de matière. Le NiFe massif sera rodé de manière à obtenir des épaisseurs variables selon le besoin. Le rodage est actuellement très utilisé dans les processus de micro-usinage pour diminuer les épaisseurs des substrats.

Pour avoir une épaisseur demandée et une bonne planéité, on a utilisé le procédé de rodage par « abrasif libre ». Ce procédé utilise un abrasif dans un milieu chimique (liant) liquide ou pâteux pour garder les particules libres lors des rotations des plateaux. Le liant abrasif est directement injecté entre le substrat et le support de rodage en rotation. Les abrasifs libres permettent le rodage par enlèvement de matière. Par conséquent, il y a moins de tension sur la matière et le risque de déformation est moindre. L'abrasif utilisé est le carbure de silicium [46].

Lors du rodage, on peut contrôler l'épaisseur, le temps et la vitesse. Pour obtenir une épaisseur déterminée, on règle la hauteur du porte-lame à l'aide d'un comparateur. La figure IV.3 présente cette étape.

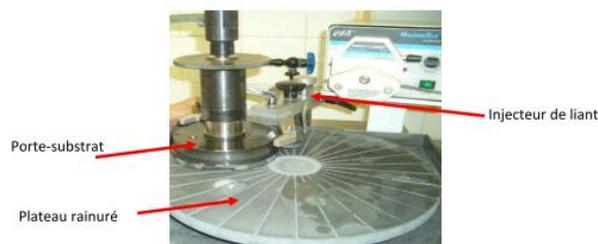


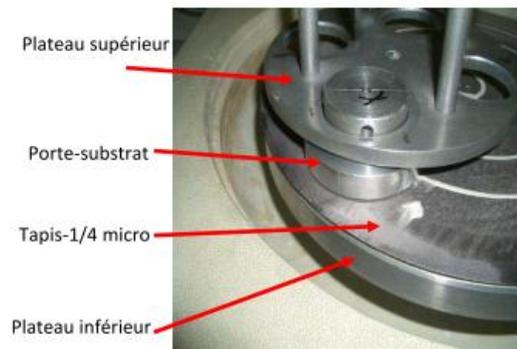
Figure IV.3 : Rodeuse automatique

### 2-1-3 Polissage

Les échantillons obtenus après rodage présentent un état de surface médiocre et la rugosité varie ; le polissage a donc pour but d'obtenir un état de surface de haute ou très haute qualité nécessaire à la réalisation d'inductance planaire par photolithographie. C'est donc une opération de finition ou de superfinition (figure IV.4).

Pour obtenir un état de surface de haute qualité, nous avons utilisé un polissage à la suspension diamantée. Le polissage à la suspension diamantée utilise l'action mécanique d'abrasion. Le frottement de grains de matériaux plus dur (diamant) que le matériau à polir permet d'éroder celui-ci avec précision. Il est nécessaire d'utiliser dans ce cas un fluide abrasif qui joue à la fois le rôle de lubrifiant et de refroidisseur.

Pour réaliser ce polissage, on utilise un tapis  $\frac{1}{4}$  micro positionné sur le plateau inférieur de la polisseuse et sur lequel on vaporise la suspension diamantée. L'échantillon collé sur un porte-substrat est installé sur le plateau supérieur de la machine. Le polissage est réalisé par la mise en contact et en rotation des deux plateaux [46]. La figure IV.4 présente cette étape.



**Figure IV.4** : Polisseuse automatique

L'état de surface des substrats obtenu après polissage doit être un véritable compromis entre l'adhérence des couches de cuivre sur ces substrats et la gravure du cuivre.

En effet, on a noté durant des études que plus la rugosité du substrat est élevée, l'adhérence des couches de cuivre sur ces substrats était meilleure mais la gravure était moins bonne car elle n'était pas uniforme sur toute la surface (on rencontre des zones non gravées et des zones gravées). Par contre, pour des surfaces de faible rugosité, la gravure est bonne mais l'adhérence est moins. En réalisant le polissage, on recherche un état de surface (rugosité) qui permette d'avoir une bonne adhérence et favorise une bonne gravure.

## 2-2 Dépôt de cuivre par pulvérisation cathodique RF

### 2-2-1 Principe du dépôt

Après rodage et polissage, nous procédons au dépôt du conducteur (cuivre) sur le matériau magnétique effectué à l'aide d'un bâti de pulvérisation cathodique RF. La pulvérisation est un processus d'éjection d'atomes superficiels d'une "cible" par des

atomes ionisés (gaz rares) et de transfert de ces atomes sur un substrat pour former une couche. La figure IV.5 présente le principe de pulvérisation radio fréquence.

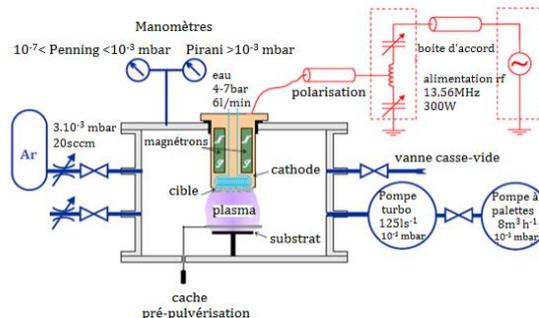


Figure IV.5 : Principe de pulvérisation Radio Fréquence [47].

### 2-2-2 Paramètres du dépôt

Pour réaliser un dépôt, plusieurs paramètres de dépôt peuvent influencer la qualité et les propriétés des couches obtenues tels que la propreté du substrat, la distance cible - substrat, la puissance cathodique et la pression d'argon. Pour tous les dépôts de cuivre réalisés au laboratoire LT2C à l'aide du bâti TSD350, ils ont utilisé les données suivantes : Pression d'argon de 20 sccm (standard cubic centimeters per minute), distance entre cible et substrat égale à 6.7 cm, puissance de dépôt 300 W et la pression de dépôt  $10^{-2}$  mbar environ. Ces valeurs ont été optimisées suite à différentes thèses et travaux au laboratoire LT2C. Avec ces paramètres, un dépôt de 30 minutes permet d'obtenir  $5\mu\text{m}$  d'épaisseur du cuivre (épaisseur avec laquelle nos dispositifs sont réalisés) [48].

### 2-3 La photolithographie (étapes salle blanche)

La réalisation de la spirale est obtenue par photolithographie en salle blanche. La photolithographie est un des procédés permettant de transférer le motif d'un masque sur un substrat. Le principe de la photolithographie s'apparente à la photographie ordinaire et est comparable à la technique utilisée en circuit imprimé sauf qu'ici, elle est plus précise et permet d'avoir des dimensions micrométriques. Toutes les étapes micro technologiques commencent donc par la fabrication d'un masque [46].

#### 2-3-1 Masque

Le masque est constitué d'un matériau transparent vis-à-vis de la lumière et particulièrement des UV sur lequel sont imprimés les motifs à transférer. Les motifs sont généralement imprimés en noir pour ne pas laisser passer les UV [46].

### 2-3-2 Étapes de photolithographie

Les différentes étapes de micro technologie en salle blanche peuvent se résumer à : le nettoyage des substrats, le dépôt de la résine, sa cuisson, l'insolation et le développement. Mais ces étapes dépendent du type de résine utilisé.

La résine est un composé organique (généralement des polymères thermoplastiques) dont la solubilité est affectée par le rayonnement UV. Il existe deux types de résines : les résines négatives et les résines positives. Pour les résines négatives, le rayonnement ultraviolet entraîne une polymérisation des zones exposées, donnant ainsi à ces zones une tenue particulière au solvant de révélation alors que les parties non insolées disparaissent sélectivement dans ce solvant. Pour les résines positives, le rayonnement UV entraîne une rupture des macromolécules, d'où une solubilité accrue des zones exposées dans le révélateur. Nous utilisons les deux types de résines : la SU-8 (résine négative) et la SPR 505A (résine positive). La SPR 505A est utilisée dans la réalisation de l'inductance proprement dite tandis que la SU-8 est actuellement utilisée pour réaliser le via horizontal qui relie le plot central au plot extérieur. Le tableau IV.1 résume les étapes de la réalisation en s'appuyant sur la SPR 505A [46].

Étapes	Actions
Nettoyage des substrats	Bain d'acétone, d'alcool et rinçage à l'eau pure
Dépôt de la résine	5000 tr/min pendant 30 secondes
Recuit 1	110°C pendant 90 secondes    Refroidissement à la température de la salle
Insolation	Alignement et insolation pendant 12 secondes
Recuit 2	110°C pendant 90s
Développement	Bain révélateur MF 310 environ 1 minute
Recuit 3	110°C pendant 4 min

**Tableau IV.1 :** Les différentes étapes de fabrication micro technologiques

#### A. Nettoyage des substrats

Le nettoyage des échantillons est une étape très importante car ils sont pollués après les différentes opérations qu'ils ont subies. Il faut les nettoyer pour avoir une bonne adhérence de la résine et éliminer toutes les particules qui pourraient détériorer la qualité des motifs à transférer. Ce nettoyage se fait par ultrasons dans des bacs d'acétone et d'alcool.

Ce nettoyage avec ultrasons a été réalisé pendant 10 minutes dans un bain d'acétone puis dans un bain d'éthanol. Les échantillons sont ensuite rincés dans une cascade

d'eau ultra pure contenue dans deux bacs pendant 5 minutes pour chaque bac en commençant par le bac où le courant est le plus fort. Ils sont ensuite séchés en utilisant un flux d'azote [46].

### **B. Dépôt de la résine photosensible**

Après ce nettoyage, le dépôt de résine s'effectue par centrifugation au moyen d'une tournette composée d'un système permettant la mise en rotation à grande vitesse de l'échantillon et d'un système de maintien par aspiration de l'échantillon solidaire du plateau en rotation. L'épaisseur finale de la couche de résine est principalement fonction de la quantité de résine déposée sur l'échantillon, de sa viscosité et des conditions de rotation (accélération, vitesse, temps).

Pour la résine SPR 505A est déposé au centre du substrat et la tournette est mise en rotation pendant 30 secondes à 5000 tr/min. On obtient une épaisseur d'environ 500 nm de résine sur le substrat [46].

### **C. Recuit 1**

La résine photosensible reste très visqueuse après son étalement. Pour réaliser l'insolation par contact avec le masque, elle est renforcée sur une plaque chauffante ou dans un four de façon à éliminer toutes traces de solvant. La durée et les températures de ce recuit dépendent de la résine utilisée. Le recuit de la SPR 505A se fait à 110°C pendant 90 secondes sur une plaque chauffante et le refroidissement se fait à température ambiante [46].

### **D. Insolation**

L'insolation est l'opération qui consiste à exposer la couche de résine au rayonnement UV au travers du masque. La résine se trouvant à l'emplacement des parties noires du masque ne sera pas insolée tandis que la résine située dans les parties transparentes sera rapidement insolée.

L'exposition aux UV a des effets complètement opposés en fonction du type de résine. Pour la SPR 505A, l'exposition aux UV va permettre de dissoudre la résine dans les zones exposées, les parties non exposées étant protégées.

L'opération d'insolation dure 12 secondes. Pour garantir une bonne insolation, le masque doit être correctement aligné et plaqué contre la couche de résine. De cette insolation dépend la bonne reproduction du dessin du masque [46].

### **E. Recuit 2**

L'objet de ce recuit réalisé après l'insolation est d'augmenter la vitesse de la rupture macromoléculaire qui a lieu dans la résine à cause de l'insolation. La chaleur fournie durant ce recuit agit comme un catalyseur pour accélérer les réactions. Ce recuit est fait à la température de 110°C pendant 90 secondes au four lorsqu'on utilise la SPR 505A. Le refroidissement est fait à la température ambiante [46].

### **F. Développement**

Nous avons vu qu'après insolation, la résine pouvait disparaître sélectivement. La localisation de ces parties est fonction du type de résine. L'opération consistant à enlever la résine dans certaines parties est le développement ou révélation. Elle se déroule dans un bain de révélateur. On utilise le MF 310 pour développer la SPR 505A et l'opération dure en moyenne une minute.

Généralement, le contrôle du développement se fait de visu. On agite l'échantillon dans le bain, jusqu'à la disparition des traces laissées par la résine. Pour arrêter les réactions, on réalise un rinçage par jet d'eau pure puis dans le bac d'eau pure pendant environ deux minutes. Les échantillons sont finalement séchés par flux d'azote [46].

### **G. Recuit 3**

Ce dernier recuit a pour but de densifier la SPR 505A avant la gravure pour éviter que le produit (de gravure) n'introduit pas dans la résine et affecte ainsi la qualité de la gravure. Avec la SPR 505A, ce recuit est réalisé à 110°C pendant 4 minutes au four [46].

Après le recuit3, on obtient les motifs de l'inductance où montre le cuivre à graver. La gravure est donc la prochaine étape de la réalisation.

## **2-4 Gravure**

La gravure est l'opération qui permet de faire apparaître les pistes conductrices de l'inductance après les étapes de micro technologie en salle blanche. L'objectif de la gravure est donc l'enlèvement sélectif du matériau de la couche conductrice. On réalise généralement deux types de gravure : la gravure sèche et la gravure humide [46].

### 2-4-1 Gravure sèche

La gravure sèche est en fait une gravure plasma qui fait intervenir les effets du bombardement d'ions à la surface de l'échantillon et/ou les effets des réactions chimiques entre le plasma et l'échantillon [46].

### 2-4-2 Gravure humide

La gravure humide se fait par attaque chimique en solution aqueuse en fonction de la concentration de la solution, la vitesse de gravure est plus ou moins importante.

Ce type de gravure est très utilisé car il est relativement facile à mettre en œuvre et un grand nombre d'échantillons peut être traité en même temps [46].

### 2-4-3 Réalisation de la spirale plus le plan de masse

Avant de réaliser le via horizontal, il faut fabriquer les spirales elle-même. Cette spirale est réalisée par photolithographie classique en utilisant la résine SPR 505A comme nous l'avons décrit au titre 2-3-2. On obtient alors la spirale plus le plan de masse comme le montre la figure (Figure. IV.6) [46].



Figure IV.6 : Définition de la spirale plus le plan de masse

## 2-4 Connexion du plot central au plot extérieur

La réalisation de la connexion entre le plot central et le plot extérieur de la spirale est une étape importante de la réalisation car sans cette connexion, les mesures ne peuvent pas être réalisées en hautes fréquences. La figure IV.7 présente la connexion du plot central au plot extérieur.

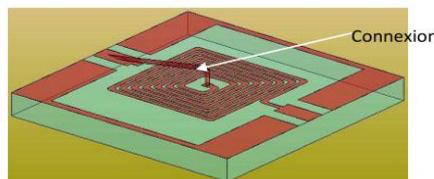
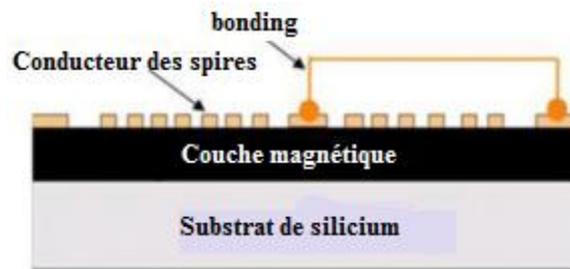


Figure IV.7 : connexion entre le plot central et le plot extérieur

Pour réaliser cette liaison électrique, nous proposons deux solutions : le bonding et un conducteur horizontal isolé de la spirale [46].

### 2-5-1 Connexion par bonding

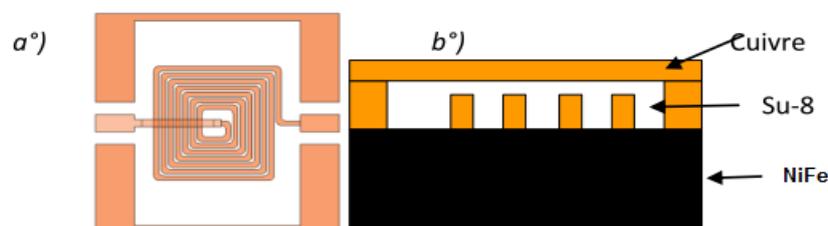
Le bonding est généralement un fil d'or ou d'aluminium soudé par ultrasons pour connecter entre eux des composants MEMS (Micro-électro Mechanical systèmes) ou pour mettre ces composants dans un boîtier standard (Figure. IV.8) [46].



**Figure IV.8 :** Connexion du plot central au plot extérieur par bonding

### 2-5-2 Connexion par via horizontal

Ce que nous appelons via horizontal est une piste conductrice réalisée en cuivre par photolithographie pour relier le plot central et le plot extérieur comme le montre la figure (Figure. IV.9)



**Figure IV.9 :** Inductance avec via horizontal ; a) vue de dessus, b) vue en coupe 1/4

On peut résumer la réalisation de ce via horizontal en quatre étapes successives.

#### A. Isolement de la spirale

Pour faire passer le conducteur qui doit relier les deux plots, il faut isoler électriquement la spirale. Cet isolement est réalisé par photolithographie en utilisant une résine épaisse la SU-8. On réalise aussi pendant cette étape, une sorte de coffrage destiné à accueillir les liaisons électriques verticales au niveau des plots et du plan de masse. On utilise pour cette étape, un masque constitué des plots à relier et

du plan de masse comme le montre la figure IV.10.a. Après révélation, le cuivre est visible à ces endroits [46].



**Figure IV.10 :** Masque pour via ; a) coffrage pour plot, b) via horizontal

### B. Dépôt de cuivre

Après l'étape de photolithographie, on effectue un dépôt de cuivre par pulvérisation cathodique RF. Le cuivre va se déposer partout mais aussi dans les coffrages qui doivent être remplis constituant ainsi des contacts électriques au niveau des plots et du plan de masse. Pour espérer remplir correctement, les coffrages, il faut réaliser une couche épaisse de cuivre d'environ 30  $\mu\text{m}$  sachant que la résine doit faire environ 20  $\mu\text{m}$  [46].

### C. Réalisation du via

Pour réaliser le via proprement dit, on réalise une photolithographie avec le masque de la figure IV.10.b en utilisant la SPR 505A comme nous l'avons décrit au titre 2-3-2. On obtient alors l'inductance avec les plots reliés par un via horizontal (Figure. IV.9) [46].

## 2-5 Réalisation de l'inductance

On obtient alors l'inductance réalisée sur une couche de matériaux magnétique avec les plots reliés par un via horizontal ou par bonding comme le montre la figure (Figure. IV.11)



**Figure IV.11** Inductance à une couche de matériaux magnétique



se présente sous la forme de spires carrée planaires (Figure IV.12) dont les principales caractéristiques géométriques sont présentées dans le tableau IV.3 :

Paramètres géométriques	
Surface de l'inductance	2.56 mm <sup>2</sup>
Largeur du conducteur	0.85 mm
Diamètre interne	12 mm
Diamètre externe	16 mm
Inter spires	2 mm
Nombre de tours	3

Tableau IV.3 Caractéristiques géométriques de notre micro inductance

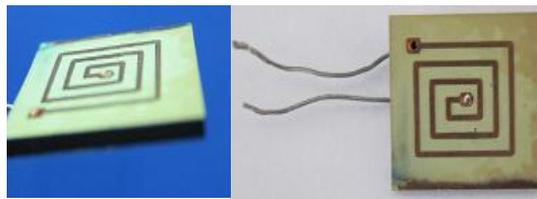


Figure. IV.12 : photo de notre micro inductance réalisée

#### 4-2 Présentation des différentes mesures

Les différentes mesures effectuées sur notre inductance intégrée portaient sur la variation de l'impédance et de l'angle de déphasage en fonction de la fréquence de fonctionnement, pour différentes valeurs du gap (distance entre l'inductance et le second noyau). À l'aide de la formule IV.1, nous avons déterminé les expressions de la résistance

Et de l'inductance (voir expressions IV.2 a IV.6). La plage de fréquence varie de 100Hz jusqu'à 500 KHz.

$$Z_L = r + jL\omega = |z| e^{j\varphi} \quad \varphi : \text{déphasage de ZL} \tag{IV.1}$$

$$|z| : \text{module de Z} \quad L : \text{Inductance}$$

$$\omega = 2\pi.f \tag{IV.2}$$

$$|z| = \sqrt{r^2 + (L\omega)^2} \tag{IV.3}$$

$$r = \frac{|z|}{\sqrt{1 + \tan^2 \varphi}} \tag{IV.4}$$

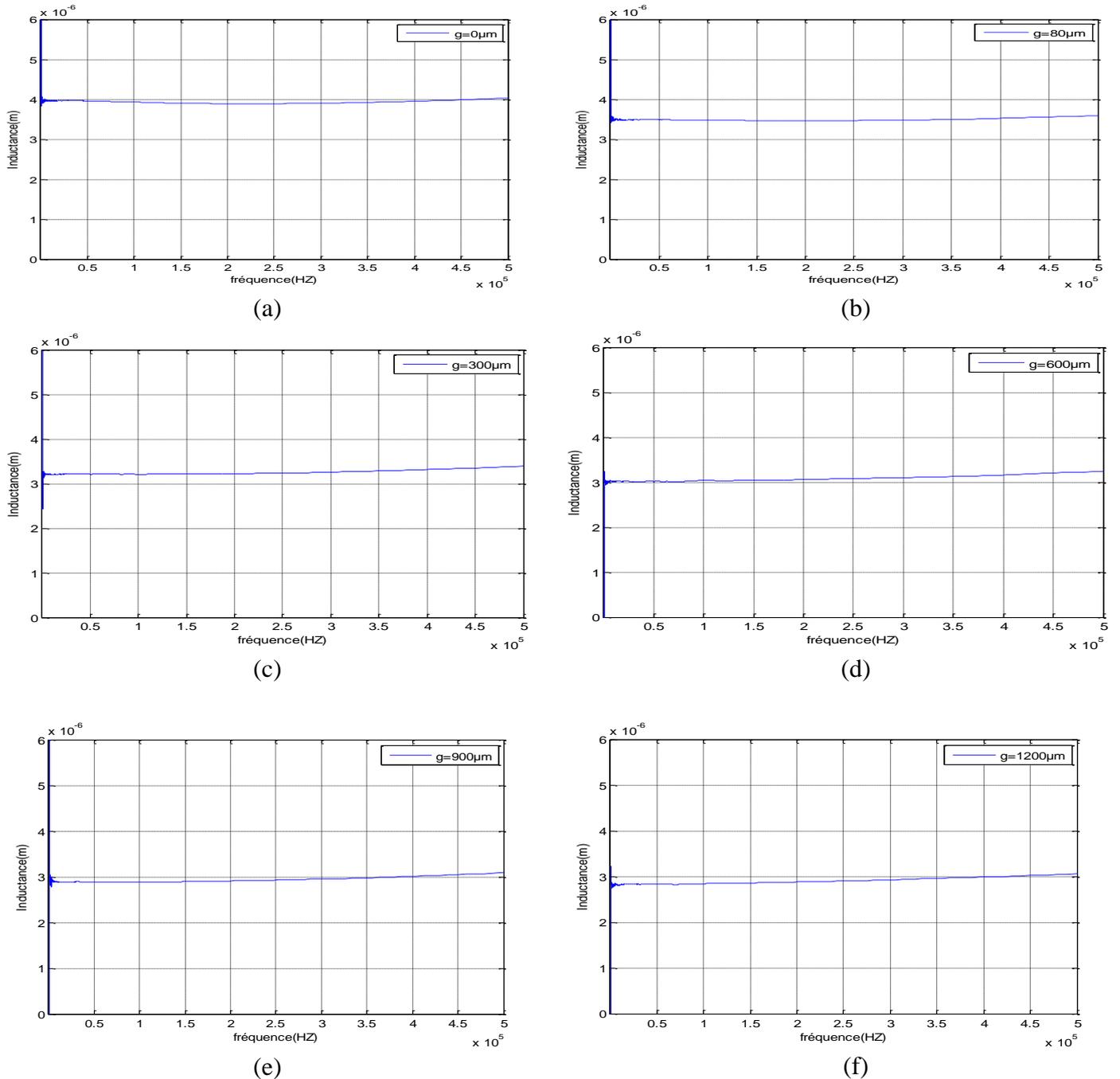
$$\tan \varphi = \frac{L\omega}{r} \tag{IV.5}$$

$$L = r \cdot \frac{\tan \varphi}{2\pi f} \tag{IV.6}$$

### 4-3 Résultats expérimentaux

#### 4-3-1 Variation de l'inductance en fonction de la fréquence pour différents gaps

Dans ce paragraphe, nous présentons les résultats des différentes mesures effectuées sur notre inductance.



**Figure IV.13 :** Variation de l'inductance en fonction de la fréquence pour différents gaps (a,b,c,d,e,f)

Les figures ci-dessus montrent l'évolution de l'inductance en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du gap. La fréquence varie de 100 Hz à 500 KHz.

Tout d'abord, nous remarquons deux zones dans ces courbes. Dans la première zone, le comportement de l'inductance nous fait rappeler le régime transitoire. En effet, aux premières valeurs de la fréquence, l'inductance prend des valeurs aléatoires. Dans la seconde zone, l'inductance se stabilise en prenant des valeurs quasi identiques (figures IV.13 de (a) à (f)).

Nous avons regroupé toutes ces courbes dans un même graphe (figure IV.14), nous remarquons que l'inductance diminue à mesure que le gap augmente. Ceci s'explique par le fait que lorsque le noyau sur la face supérieure de l'inductance s'éloigne de celle-ci (augmentation du gap), il y a une plus grande dispersion des lignes de champ, d'où une diminution de la valeur de l'inductance.

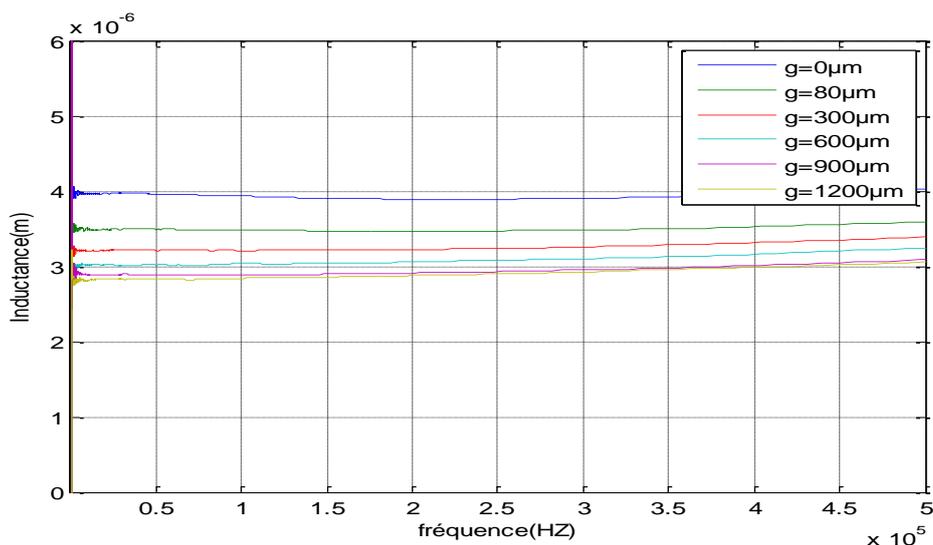


Figure IV.14 : la variation de l'inductance pour chaque gap en fonction de la fréquence

### 4-3-2 Variation de l'inductance en fonction du gap

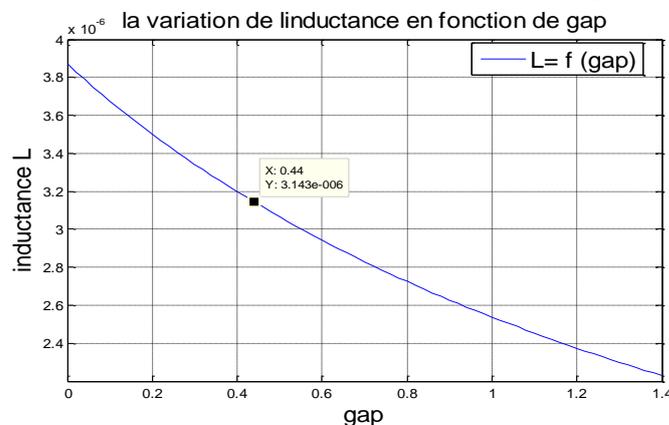


Figure IV.15 : variation de l'inductance en fonction du gap

La figure IV.15 montre l'évolution de l'inductance en fonction du gap dont les valeurs varient de 0 à 1400 µm. On remarque que la valeur de l'inductance diminue à mesure que le gap augmente. Au-delà d'une certaine valeur du gap, la valeur de

l'inductance reste constante. On peut l'assimiler à une bobine pratiquement sans capot. Ceci nous conduit à conclure que pour avoir une plus grande valeur d'inductance ; le mieux serait que celle-ci soit prise en sandwich, c'est-à-dire contenue dans deux noyaux.

### 5- COMPARAISON DE NOS RESULTATS AVEC INDUCTANCE REALISÉE SUR SUBSTRAT DE VERRE

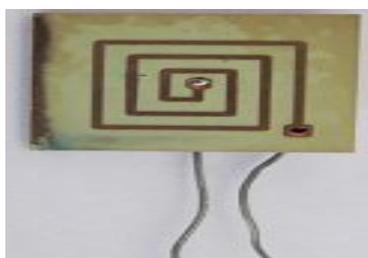
Le but de ce paragraphe est de valider notre modèle de micro inductance en le comparant avec une autre micro inductance conçue et réalisée dans le cadre d'une thèse de doctorat [48].

- **Présentation de l'inductance**

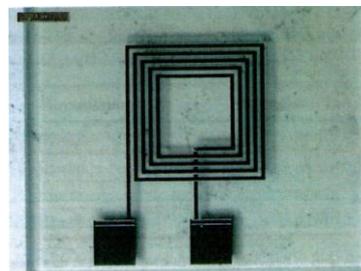
L'inductance à l'air a été réalisée sur du verre (figure. IV.16.b) et est destinée aux très faibles puissances (1W). Ses paramètres géométriques sont présentés dans le tableau ci-dessous.

Paramètres géométriques	
Surface de l'inductance	9 mm <sup>2</sup>
Largeur du conducteur	75 μm
Diamètre interne	1400 μm
Inter spire	75 μm
Nombre de tours	5

**Tableau IV.4 :** Caractéristiques géométriques de l'inductance dans l'air

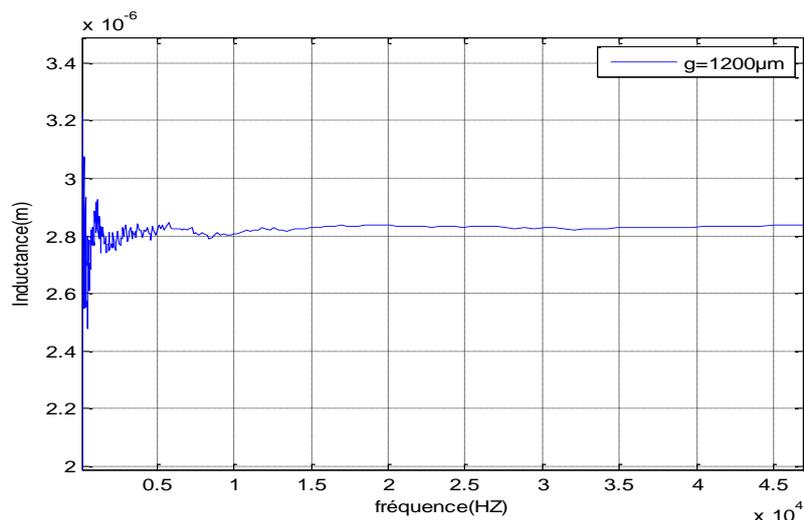


**Notre micro inductance**  
(a)



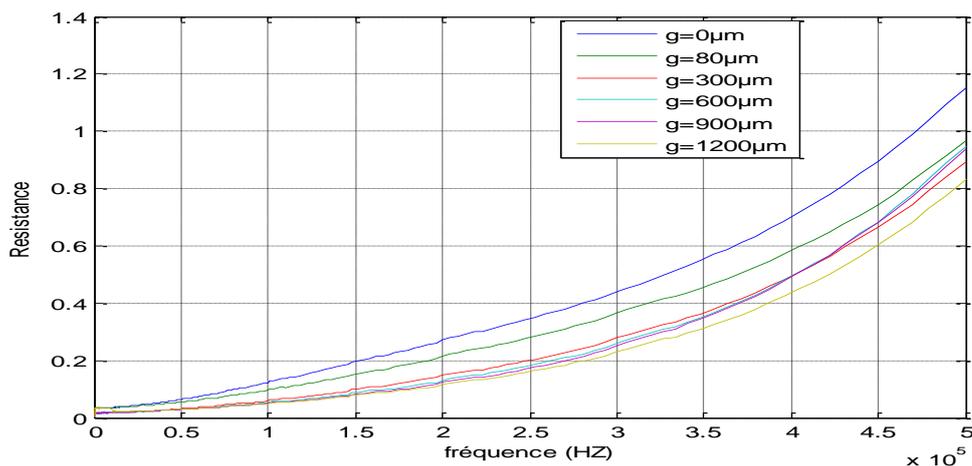
**Inductance réalisée sur substrat de verre**  
(b)

**Figure IV.16 :** Images de micro inductances (a) la nôtre, (b) Inductance réalisée sur substrat de verre



**Figure IV.17** : Évolution de notre inductance en fonction de la fréquence

Les figures IV.16 (a) et (b) montrent respectivement des inductances réalisées (la nôtre et celle inductance réalisée sur substrat de verre). La figure IV.17 montre l'évolution de l'inductance en fonction de la fréquence. Nous remarquons que les deux allures sont identiques.



**Figure IV.18** : Évolution de la résistance de notre inductance en fonction de la fréquence

La figure IV.18 montre l'évolution de la résistance en fonction de la fréquence pour les deux inductances. Nous remarquons là aussi que les deux allures sont identiques. Cette comparaison nous permet de conclure que les procédures de dimensionnement et le protocole de réalisation sont corrects. Ceci valide l'ensemble de notre travail.

## 6- CONCLUSION

Notre objectif dans ce chapitre était de décrire le plus clairement possible le processus de fabrication d'inductances avec une couche de matériau. Nous avons donc montré que pour réaliser ces inductances, il fallait usiner les substrats de ferrite utilisé comme matériau magnétique. Cet usinage comprend une étape de sciage pour donner forme aux substrats, une étape de rodage pour obtenir différentes épaisseurs et un polissage pour obtenir un bon état de surface. Après l'étape de réalisation, nous sommes passés à celle de la caractérisation qui a consisté à effectuer différentes mesures. Nous avons pu voir au travers de ces mesures l'évolution de l'inductance, de l'angle de déphasage et du module de l'impédance en fonction de la fréquence.

Afin de valider notre travail, nous avons confronté nos résultats à ceux issus de la littérature. Nous avons pu constater qu'il existe des similitudes entre ces travaux. Ceci a validé notre travail.

# **Conclusion Générale**

### CONCLUSION

L'objectif global de ce travail était l'étude, la réalisation et la caractérisation d'une bobine intégrée en utilisant une couche de matériau magnétique. Pour atteindre cet objectif, plusieurs points tels que l'étude expérimentale des composants, la mise en place des techniques de réalisation et de caractérisation des composants et la modélisation des inductances, ont dû être abordés.

Les travaux ainsi présentés représentent une contribution à l'intégration d'éléments passifs inductifs pour des applications de faible puissance.

Après avoir présenté l'état de l'art sur les inductances intégrées au premier chapitre, nous avons proposé une structure d'inductance prise en sandwich entre deux couches au deuxième chapitre. Des simulations menées sous Matlab ont été réalisées afin de définir les conditions minimisant la résistance série, pour une valeur d'inductance requise par le cahier des charges. A l'issue de simulation ainsi menées une méthodologie de dimensionnement a été proposée, ainsi que des règles de conception pour atteindre une valeur d'inductance donnée avec la plus faible résistance possible.

L'étude bibliographique faite sur les inductances intégrées a montré que les applications sont nombreuses particulièrement avec la récente croissance dans le domaine des télécommunications et avec le désir actuel de disposer de composants miniaturisés notamment dans les applications pour électronique embarquée. Les faibles valeurs obtenues sur des inductances dites "à air" particulièrement répandues dans la littérature obligent à s'interroger sur de nouvelles approches permettant de prendre en compte le désir d'avoir des composants de faibles dimensions mais présentant des valeurs élevée. Une structure utilisant une couche de matériau magnétique semble intéressante et nous avons décidé de nous appuyer sur elle pour effectuer l'étude de l'intégration des inductances.

Les résultats de caractérisation couplés aux résultats de simulation ont aussi permis de connaître assez précisément le comportement fréquentiel de notre bobine intégrée. La réalisation est une étape très importante car c'est dans cette partie que toutes les techniques de fabrication sont mises en place. Les procédés de fabrication utilisés sont basés sur le micro-usinage du matériau magnétique pour obtenir différentes épaisseurs, le dépôt du cuivre devant former la spirale, la photolithographie et la gravure pour former les pistes et la réalisation des connexions par soudure ou par photo lithogravure.

Nous considérons que les résultats obtenus sont satisfaisants car ils répondent aux exigences de l'intégration des composants passifs.

## CONCLUSION GENERALE

---

Comme perspectives, nous préconisons l'emploi de nouveaux matériaux et une maîtrise plus grande dans le dimensionnement des bobines intégrées afin d'en augmenter les performances.

Il est également envisagé à moyen terme l'intégration complète d'un hacheur puis d'un transformateur dans lesquels les structures actuelles vont jouer un rôle important ou être un élément de base.

# **Références Bibliographiques**

- [1] GUETTAF Yacine « Conception d'une stratégie pour l'étude d'une inductance planaire intégrée dans un convertisseur de type push-pull » Mémoire de Magister Spécialité : Electrotechnique Option : Intégration pour l'électronique de puissance et matériaux.
- [2] Christian CAMEL « Nouvelles fonctions interrupteurs intégrées pour la conversion d'énergie », Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, France 2007.
- [3] Florence CAPY, « Étude et conception d'un interrupteur de puissance monolithique à auto-commutation : le thyristor dual disjoncteur », Thèse de doctorat, Université Toulouse III-Paul Sabatier, France Déc. 2009.
- [4] LAI Dac Kien, « Contribution à l'optimisation du dimensionnement de composants passifs intégrés pour l'électronique de puissance », Thèse de doctorat, Université de Grenoble, France Déc. 2010.
- [5] Benjamin VALLET, « Étude et conception d'une nouvelle alimentation à découpage à transfert d'énergie mixte basée sur un composant passif LCT intégré », Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, France Nov. 2008.
- [6] M. ARAB, E. LABOURE, F.COSTA, « Impedance Calculation of Integrated Magnetic Components in a Wide Frequency Range », IEEE, PESC 2004. On CD ROM.
- [7] Johan Tjeerd Strydom, « Electromagnetic Design Optimization Tool for Resonant Integrated Spiral Planar Power Passives (ISP3) », IEEE transactions on power electronics, vol. 20, no. 4, July 2005.
- [8] LAI Dac Kien, Yves Lembeye « Modélisation électromagnétique des composants passifs multi-spires multi-couches », Manuscrit auteur, publié dans EPF2010, Saint-Nazaire : France 2010.
- [9] Ghislain TROUSSIER, « Intégration de bobines sur silicium pour la conversion d'énergie », Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, France 2004.
- [10] Mohamed Mehdi JATLAOUI, « Capteurs Passifs à Transduction Electromagnétique Pour la Mesure Sans Fil de La Pression », Thèse de doctorat, Université de Toulouse, France Avr. 2009.
- [11] Sunderarajan S. MOHAN, « The design, modeling and optimization of on-chip inductor and transformer circuits », PhD thesis dissertation, Stanford University, 1999.
- [12] Watanabe et al. Sensors and Actuators A, A new fabrication process of a planar coil using photo-sensitive polyimide and electroplating. 54, 1996.
- [13] Ryan Lee BUNCH, « A fully monolithic 2.5GHz LC voltage controlled oscillator in 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS technology », Master's thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, 2001.

- [14] B.Estibals, J.-L. Sanchez, C. Alonso, H. Camon et J.-P. Laur, « Vers l'intégration de convertisseurs pour l'alimentation des microsystèmes », J3eA, Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes, Volume 2, Hors-Série 2, 5 (2003).
- [15] Bruno ESTIBALS, « Conception, Réalisation et Caractérisation de micro-miroirs à déflexion localisée appliqués aux télécommunications optiques », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France. Déc. 2002.
- [16] Daniel et al, « Design of Micro-fabricated Inductors ». IEEE Power Electronics Specialists Conference 1996, p 1447-1455.
- [17] Sullivan et Sanders. Design of Micro-fabricated Transformers and Inductors for High-Frequency Power Conversion. IEEE Transactions on Power Electronics, vol 11, N° 2, mars 1996.
- [18] Sugahara et al. The Optimum Chip Size of a Thin Film Reactor for a High-Efficiency Operation of a Micro DC-DC Converter. IEEE Power Electronics Specialists Conference 1998, pp 1499-1503.
- [19] Ahn et al. A Fully Integrated Surface Micro-machined Magnetic Micro-actuator with a Multilevel Meander Magnetic Core. Journal of Micro-electro-mechanical Systems, vol 2, N° 1, mars 1993.
- [20] Ahn et al. A Planar Variable Reluctance Magnetic Micro-motor with Fully Integrated Stator and Coils. Journal of Micro-electromechanical Systems, vol 2, N° 4, December 1993.
- [21] Ahn et Allen. Comparison of Two Micro-machined Inductors (Bar- and Meander-Type) for Fully Integrated Boost DC/DC Power Converters. IEEE Transactions on Power Electronics, vol 11, N° 2, mars 1996.
- [22] Allen. Integrated Inductors for Low Cost Electronic Packages. IEEE IEDM 1995, pp 137-141.
- [23] O'sullivan et al. Integrated, variable-reluctance magnetic mini-motor. IBM Journal of Research and Development, vol 42, N° 5, septembre 1998.
- [24] Ahn et Allen. A planar micro-machined spiral inductor for integrated magnetic micro-actuator applications. Journal of Micromachining and Micro-engineering, 3, 1993, 37-44.
- [25] Löchel et al. Micro-coils fabricated by UV depth lithography and galvano-plating. Sensors and Actuators A, 54, 1996.
- [26] F. Roozeboom et al. Philips Journal of Research, Soft-magnetic flux guide materials. vol 51, N°1 1998, p 59.
- [27] Lotfi et al. Micro-Transformer Devices Using Thin-Film Electroplated Deposition. IEEE Power Electronics Specialists Conference 1998, pp 1511-1515.
- [28] Itoh et al. A Low Profile Type High Frequency Transformer Using A Fine Grained

- Mn-Zn Ferrite. IEEE Power Electronics Specialists Conference 1998, pp 1492-1498.
- [29] Sato et al. New applications of nano-crystalline Fe (Co-Fe)-Hf-O magnetic films to micro-magnetic devices. *Journal of Applied Physics*, vol 83, N° 11, 1 juin 1998.
- [30] Taka date et al. Fine grained Mn-Zn ferrite for high frequency driving. *Journal of Applied Physics*, vol 83, N° 11, 1 juin 1998.
- [31] Huijbregtse et al. High-frequency permeability of soft-magnetic Fe-Hf-O films with high resistivity. *Journal of Applied Physics*, vol 83, N° 3, 1 février 1998.
- [32] Turtelli et al. Study of frequency dependencies of the complex magnetic ac-permeability aftereffect in amorphous Fe-Co-B. *Journal of Applied Physics*, vol 83, N° 3, 1 février 1998.
- [33] Wende et al. Planar fluxgate sensors: experimental data and theoretical analysis. *Sensors and Actuators A*, 61, 1997.
- [34] A. Ferro et al. Magnetic Anneal and Ordering in Fe-Ni Alloys Enhanced by Excess of Vacancies. *IEEE Transactions on Magnetics*, Volume Mag-2, N°4, 1966, Pages 764-768.
- [35] Rousseau et al. Modeling of Core Losses for Soft Ferrites. *IEEE Power Electronics Specialists Conference 1998*, p 1486.
- [36] Ahn et Allen. Micromachined Planar Inductors on Silicon Wafers for MEMS Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol 45, N° 6, décembre 1998.
- [37] Melati Rabia. Conception D'un Nouveau Modèle D'inductance Intégrée. « Spécialité : Microélectronique Option Intégration Pour L'électronique De Puissance Et Matériaux ». Faculté De Génie Electrique. Département D'électrotechnique.
- [38] Thèse Derkaoui Intégration D'une Micro-Bobine Spirale Carrée Dans Un Micro-Convertisseur DC -DC De Type Buck (Application : Intégration D'une Inductance Spirale)
- [49] R. Mernyei, R. Darrer, M. Pardoen, A. Sibrai, "Reducing the substrate losses of RF integrated inductors", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 8, pp. 300–301, 1998.
- [40] J. N. Burghartz, "Progress in RF Inductors on silicon-understanding substrate losses", *Digest of IEEE International Electron Devices Meeting*, pp. 523-526, 1998.
- [41] A.-S. Royet, R. Cuchet, D. Pellissier, P. Ancy, "On the investigation of spiral inductors processed on Si substrates with thick porous Si layers", *ESSDERC 2003*, D5, 111, 2003.
- [42] C. Patrick Yue, S. Simon Wong, Physical modeling of spiral inductors on silicon, *IEEE Transactions on Electron Devices* 47 (3) (2000).

- [43] A.E.Naamoun « Différentes méthodes de dimensionnement d'une inductance planaire » .Magister décharge et plasma . G.E USTO MB.Mai 2010.
- [44] R. Thuringer, « Characterization of Integrated Lumped Inductors and Transformers », Mémoire d'ingénieur, soutenue à l' Institut Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik, Avril 2002.
- [45] Ji Chen and Juin J. Liou N; On-Chip Spiral Inductors for RF Applications: An Overview; Journal of Semiconductor Technology and Science, vol.4, no.3, september, 2004.
- [46] Désiré Allassem. Contribution à la réalisation d'une micro-inductance planaire. Other. Université Jean Monnet - Saint-Etienne, 2010. French. <NNT : 2010STET4019>. <tel-00985901>.
- [47] Bernard Bayard, thèse de doctorat, université Jean Monnet de Saint-Etienne, "Contribution au développement de composants passifs magnétiques pour l'électronique hyperfréquence ", Université Jean Monnet de Saint Etienne, 2000, 238p.
- [48] Haddad Elias, « Conception, réalisation et caractérisation d'inductances intégrées haute fréquence » thèse IEEE Lyon : Université claudes bernard ,2012,115p.
- [49] T. Chiu, « Integrated on-chip inductors for radio frequency CMOS circuits », Master Dissertation, Hong Kong Polytechnic University, (2003).
- [50] A. M. Niknejad "Analysis, Simulation, and Applications of passive Devices on Conductive Substrat" PhD Dissertation, University of California at Berkeley, 2000.