

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire



وزارة التعليم العالي
والبحوث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la
Recherche Scientifique



جامعة وهران 2
Université d'Oran 2
معهد الصيانة والأمن الصناعي
Institut de Maintenance et de Sécurité Industrielle
Département de Maintenance en électromécanique

Mémoire de fin d'étude
Pour l'obtention du diplôme de Master
Filière : Génie Industriel
Option : Ingénierie de maintenance en instrumentation

Thème

***Intégration d'une micro-bobine spirale carrée
dans un micro-convertisseur DC-DC de type Buck***

Présenté et soutenu par :

Nom: DAROUA Prénom: Siham
Nom : SOLTANI Prénom : Nacer Eddine

Devant le jury composé de :

Nom et Prénom	Etablissement	Qualité
Mme. BOULEKRASS	IMSI	Président
Mme. GUENDOUZ	IMSI	Encadreur
Mr. TAHRAOUI	IMSI	Examineur

Introduction générale

Juin 2016



REMERCIEMENTS

Nos remerciements sont adressés tout d'abord au bon Dieu ALLAH puissant pour nous avoir donné le courage, la patience, la volonté, la force et la santé pour affronter toutes les difficultés et les obstacles, que nous avons rencontrés durant nos années d'études.

Ce n'était pas facile pour nous de réaliser ce présent travail sans aides et soutiens. Pour cela nous tenons à exprimer nos gratitude et nos plus vifs remerciements à notre encadreur Mme GUENDOUZ.D pour son soutien, sa patience et ses conseils judicieux et pertinents.

Nos chaleureux remerciements vont également à notre jury pour le temps qu'il vont consacrer à évaluer ce modeste travail.

Nous tenons à présenter nos vifs remerciements à tous les professeurs et étudiant(es) du département MAINTENANCE EN INSTRUMENTATION.

Nos parents, nos oncles et tantes, nos cousins(es) et à tous nos amis.

Enfin à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin pour ce travail.

Introduction générale

Table des matières

<u>INTRODUCTION GENERALE</u>	7
<u>I.1 GENERALITES SUR LES CONVERTISSEURS</u>	10
<u>I.2 LES COMPOSANTS PASSIFS [1]</u>	12
I.2.1 GENERALITES.....	12
I.2.2. RESISTANCE.....	13
a) <i>Définition</i>	13
b) <i>Caractéristiques électriques</i>	13
I.2.3 CONDENSATEUR.....	14
a) <i>Définition [1]</i>	14
b) <i>Caractéristiques électriques [2], [3]</i>	14
c) <i>Application en haute fréquence</i>	15
I.2.4 INDUCTANCE	15
a) <i>Définition</i>	15
b) <i>Caractéristiques électriques [4]</i>	16
c) <i>Application en haute fréquence</i>	17
<u>I.3 COMPOSANTS PASSIFS INTEGRES [1]</u>	18
I.3.1 RESISTANCE INTEGREE [2]	18
I.3.2 INDUCTANCE INTEGREE [7].....	19
I.3.3 EXEMPLE D'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS [1], [11].....	19
<u>I.4 LES TECHNIQUES D'INTEGRATION [8]</u>	19
I.4.1 INTEGRATION HYBRIDE [9], [10].....	20
a) <i>Principe d'empilement de fonctions</i>	20
a) <i>Concept hybride PIAC [8], [11]</i>	20
a) <i>Concept hybride EMPIC (embedded passives integrated circuits)</i>	22
I.4.2 L'INTEGRATION MONOLITHIQUE [12]	23
a) <i>Principe de l'intégration monolithique [11]</i>	23
a) <i>Les techniques de dépôt [5]</i>	24
A. <i>L'électrodéposition</i>	24
B. <i>La technique de dépôt PVD (Physical Vapor Deposition)</i>	25
C. <i>Le dépôt CVD (Chemical Vapor Deposition)</i>	25
<u>II.1 INTRODUCTION</u>	26
<u>II.2 LES COMPOSANTS INDUCTIFS POUR LES TELECOMMUNICATIONS ET L'INSTRUMENTATION</u>	26
II.2.1 TELECOMMUNICATIONS.....	26
II.2.2 INSTRUMENTATION.....	28
II.2.3 ELECTRONIQUE DE PUISSANCE	29
<u>II.3 DIFFERENTES STRUCTURES DE L'INDUCTANCE [5]</u>	30
II.3.1 STRUCTURE DE TYPE TOROÏDALE.....	30
II.3.2 STRUCTURE DE TYPE "SERPENTIN"	32
a) <i>Serpentins simples</i>	32
b) <i>Serpentins hélicoïdaux</i>	33
c) <i>Serpentins spéciaux</i>	33
II.3.3 STRUCTURE DE TYPE PLANAIRE [23].....	34

<u>II.4 CHOIX DES MATERIAUX</u>	35
<u>II.4.1 MATERIAUX CONDUCTEURS</u>	35
<u>II.4.2 MATERIAUX MAGNETIQUES</u>	36
<u>II.4.3 MATERIAUX ISOLANTS [5]</u>	38
<u>II.4.4 DISCUSSION DU CHOIX DE MATERIAUX [5]</u>	39
<u>II.5 LES EFFETS PHYSIQUES ET MAGNETIQUES DANS UNE INDUCTANCE PLANAIRE</u>	39
<u>II.5.1 STRUCTURE D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE INTEGREE [29]</u>	39
<u>II.5.2 PHENOMENES PHYSIQUES DANS LES CONDUCTEURS</u>	40
<i>a) Effet de peau [30]</i>	40
<i>b) L'effet de proximité</i>	41
<u>II.5.3 PHENOMENES PHYSIQUES DANS LE MATERIAU MAGNETIQUE [31]</u>	42
<i>a) Pertes par hystérésis</i>	42
<i>b) Pertes par courants de Foucault</i>	42
<u>II.6 CONCLUSION</u>	43
<u>III.1 INTRODUCTION</u>	44
<u>III.2 MODELISATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE SPIRALE</u>	44
<u>III.3 METHODE DE DIMENSIONNEMENT D'UNE BOBINE PLANAIRE</u>	45
<u>III.3.1 PARAMETRES GEOMETRIQUES</u>	45
<u>III.3.2 METHODE DE GROVER [34]</u>	46
<i>a) Inductance d'une bobine intégrée</i>	46
<i>a) Self inductance [29]</i>	47
<i>b) La mutuelle inductance [29]</i>	47
<u>III.3.3 METHODE DE MOHAN</u>	48
<u>III.3.4 METHODE DE WHEELER [34], [36]</u>	48
<u>III.4 PRESENTATION DES PARAMETRES ELECTRIQUES</u>	49
<u>III.4.1 LES RESISTANCES [37]</u>	49
<i>a) Résistances de la bobine et du substrat</i>	49
<i>b) Pertes par induction magnétique</i>	50
<i>c) Pertes par induction électrique</i>	51
<u>III.4.2 LES CAPACITES [37]</u>	51
<i>a) Capacité parasite série C_s</i>	51
<i>b) Capacité du substrat</i>	52
<i>c) Capacité de l'oxyde</i>	53
<u>III.4.3 FACTEUR DE QUALITE [29], [38]</u>	53
<u>III.4 CONCLUSION</u>	54
<u>IV.1 INTRODUCTION</u>	55
<u>IV.3 PRESENTATION DU MICRO-CONVERTISSEUR [6]</u>	56
<u>IV.3.1 INTRODUCTION</u>	56
<u>IV.3.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT MICRO-CONVERTISSEUR ABAISSEUR DE TENSION</u>	57
<i>A. Phase 1 ($0 < t < \alpha T$)</i>	57
<i>B. Phase 2 ($\alpha T < t < T$)</i>	58
<u>IV.4 DIMENSIONNEMENT DU CONDENSATEUR DE SORTIE</u>	59
<u>IV.5 DIMENSIONNEMENT DE L'INDUCTANCE DE LA BOBINE [6]</u>	59

Introduction générale

<u>IV.5.1 CALCUL DU RAPPORT CYCLIQUE [39]</u>	59
<u>IV.5.2 CALCUL DE L'ONDULATION DE COURANT DANS LA BOBINE</u>	60
<u>IV.5.3 CALCUL DE LA VALEUR D'INDUCTANCE</u>	61
<u>IV.6 STOCKAGE DE L'ENERGIE MAGNETIQUE</u>	61
<u>IV.7 VOLUME DU NOYAU MAGNETIQUE</u>	61
<u>IV.8 CALCUL DES PARAMETRES GEOMETRIQUES DE L'INDUCTANCE</u>	62
<u>IV.8.1 CALCUL DU NOMBRE DE SPIRES (N)</u>	62
<u>IV.8.2 CALCUL DE L'EPaisseur DE LA BOBINE (T)</u>	63
<u>IV.8.3 CALCUL DE LA LARGEUR DU CONDUCTEUR</u>	63
<u>IV.8.4 CALCUL DE L'ESPACE INTER SPIRES</u>	64
<u>IV.8.5 CALCUL DE LA LONGUEUR TOTALE DU CONDUCTEUR</u>	64
<u>IV.9 EXTRACTION DES PARAMETRES ELECTRIQUES</u>	65
<u>IV.9.1 PARAMETRES ELECTRIQUE D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE INTEGREE</u>	65
<u>IV.9.2 RESISTANCES ET CAPACITES DE LA BOBINE</u>	65
<u>IV.9.3 RESISTANCES ET CAPACITES DU SUBSTRAT</u>	66
<i>a) La résistance de substrat R_{sub}</i>	66
<i>b) La capacité de substrat C_{sub}</i>	67
<u>IV.9.4 CAPACITE DE L'OXYDE</u>	67
<u>IV.9.5 FACTEUR DE QUALITE Q DE L'INDUCTANCE INTEGREE</u>	68
<u>IV.9.6 TABLEAU RECAPITULATIF DES RESULTATS</u>	69
<u>IV.10 CALCUL DES PARAMETRES DU MICRO-CONVERTISSEUR DC/DC BUCK</u>	69
<u>IV.10.1 DETERMINATION DE LA VALEUR DE LA CHARGE R DU MICRO-CONVERTISSEUR</u>	69
<u>IV.10.2 LA DETERMINATION DE LA VALEUR DU CONDENSATEUR DU MICRO-CONVERTISSEUR</u>	70
<u>IV.11.CONCLUSION</u>	70
<u>V.I INTRODUCTION</u>	71
<u>V.2 INFLUENCE DES PARAMETRES GEOMETRIQUES SUR LE COMPORTEMENT INDUCTIF DE L'INDUCTANCE SPIRALE PLANAIRE</u>	71
<u>V.2.1 INFLUENCE DE LA FREQUENCE SUR LA VALEUR DE LA RESISTANCE SERIE : $R_S = f(F)$</u>	71
<u>V.2.2 INFLUENCE DE L'ESPACEMENT INTER-SPIRES SUR LA RESISTANCE DU CONDUCTEUR</u>	72
<u>V.2.3 INFLUENCE DE LA FREQUENCE SUR LA VALEUR DE LA RESISTANCE SERIE POUR DIFFERENTES VALEURS DE LA LARGEUR DU CONDUCTEUR</u>	73
<u>V.2.4 INFLUENCE DE LA FREQUENCE SUR LA VALEUR DE L'INDUCTANCE SERIE : $L = f(Fs)$</u>	74
<u>V.2.5 INFLUENCE DE LA FREQUENCE SUR LA VALEUR DE L'INDUCTANCE POUR DIFFERENTES VALEURS DE LA LARGEUR DU CONDUCTEUR</u> :.....	74
<u>V.2.6 INFLUENCE DU NOMBRE DE TOURS SUR LA VALEUR DE L'INDUCTANCE L_S</u> :.....	75
<u>V.3 SIMULATION DU MODELE ELECTRIQUE DU MICRO CONVERTISSEUR</u>	79
<u>V.3.1 SIMULATION DU MODELE ELECTRIQUE AVEC UNE INDUCTANCE SIMPLE</u>	79
<u>CONCLUSION GENERALE</u>	82

Introduction générale

Ces dernières années, les recherches en électronique de puissance se sont focalisées pour une grande part sur l'intégration en vue d'améliorer les performances des convertisseurs en termes de rendement, compacité et fiabilité. D'autre part, dans le même temps, les champs d'applications de l'électronique de puissance n'ont cessé de se diversifier faisant que son utilisation s'avère aujourd'hui indispensable dans une large plage de puissance allant de quelques Watts à plusieurs centaines de KW. Ils couvrent également une large gamme de fréquence dont la limite supérieure tend à augmenter de manière à gagner en volume mais bien souvent au détriment d'une amélioration du rendement. Cette diversité de puissances implique des approches et des technologies à maîtriser se présentant sous des formes différentes, ce qui amène à séparer l'électronique de puissance dans deux catégories distinctes à savoir les faibles et les fortes puissances selon l'environnement, l'étude de l'intégration ne sera pas similaire.

Devant l'accroissement de la demande, les efforts de recherche en intégration se sont multipliés et ont donné naissance à plusieurs technologies sur lesquelles les actions se sont concentrées. Il existe à ce jour deux types d'intégration de puissance: l'intégration monolithique et l'intégration hybride. La première a permis de faire éclore des passerelles entre l'électronique de puissance et la micro électronique par des similitudes liées à la technologie silicium. En effet l'intégration monolithique sur silicium a été appliquée dans un premier temps aux éléments actifs représentés par les semi-conducteurs sur lesquels se repose tout le fonctionnement des convertisseurs d'électronique de puissance. Cette technologie a permis, dans un premier temps, non seulement de réduire les volumes mais également d'améliorer les interconnexions souvent source de problèmes électromagnétiques et parasites. Parallèlement, la piste hybride a été développée et concerne principalement les composants passifs. En effet dans la course à la réduction des volumes des alimentations d'électronique de

Introduction générale

puissance, l'intégration des composants passifs constitue un des leviers pour atteindre des niveaux de miniaturisation intéressants.

L'idée d'intégrer les composants passifs d'une structure de conversion statique a été initialement proposée par l'équipe « Electronique de Puissance » (Ferreira, et al.) de l'Energy Laboratory de Rand Afrikaans University en Afrique du Sud au début des années 90, en proposant de marier deux fonctions passives différentes, inductance et capacité, habituellement rencontrées dans un seul et unique composant pour réaliser soit des circuits résonants soit des filtres passe bas.

Les travaux de recherche menés au cours de ce mémoire au laboratoire de recherche «Intégration pour l'électronique de puissance et matériaux (IEPM) » reposent sur la conception et la modélisation d'une micro-inductance intégrée dans un micro convertisseur DC-DC abaisseur de tension de type Buck. La structure de ce mémoire se décompose en cinq chapitres décrits ci-dessous :

Le premier chapitre intitulé « Généralités sur l'intégration des composants passifs » est dédié aux généralités sur les divers composants passifs en électronique de puissance, la nécessité de les intégrer, On présente en détails les deux techniques d'intégration monolithique et hybride techniques d'intégration (hybride, monolithique) qui visent à réaliser, dans un procédé technologique unique, l'ensemble d'un convertisseur de puissance.

Le deuxième chapitre de ce mémoire « Modèle d'une inductance planaire » effectue une synthèse sur les composants inductifs pour les télécommunications, l'instrumentation et l'électronique de puissance. Nous abordons notamment les techniques de réalisation de ces dispositifs en détaillant les différents matériaux constituant la micro-inductance, et nous expliquons la structure d'une inductance planaire intégrée, les Phénomènes physiques dans les conducteurs et le matériau magnétique.

Le troisième chapitre « Dimensionnement d'une inductance planaire intégrée » est consacré à la modélisation de la micro-bobine spirale planaire intégré sur un substrat. Nous avons présenté les différentes méthodes de dimensionnement de son inductance en fonction de ses paramètres géométriques et électriques.

Le quatrième chapitre intitulé «Dimensionnement d'une inductance planaire dans un convertisseur Buck» est consacré au calcul, dimensionnement et modélisation de la micro-bobine spirale planaire carrée de ses performances et des autres éléments du micro convertisseur abaisseur de tension de type Buck.

Le cinquième chapitre est réservé à l'étude paramétrique de la bobine et la simulation et l'évaluation des résultats. Nous présenterons d'une part, l'influence des différents paramètres électriques et géométriques sur les performances de la micro bobine intégrée et d'autre part, la

Introduction générale

comparaison de la tension de sortie du micro convertisseur utilisant une bobine intégrée par rapport à une bobine non intégrée de même valeur d'inductance par l'intermédiaire du logiciel Simulink.

Enfin, nous terminons ce mémoire avec une conclusion générale dans laquelle sont incluses les perspectives de ce travail.

I.1 Généralités sur les convertisseurs

Les convertisseurs de puissance utilisés pour augmenter ou diminuer la tension d'une batterie dans les applications portables, peuvent être de différentes sortes : les régulateurs linéaires et les alimentations à découpage à stockage inductif ou capacitif. Les cahiers des charges sont variables selon les applications mais typiquement, les puissances de sortie sont de l'ordre du watt, les tensions d'entrée autour de 5V et les courants de sortie entre 100 mA et 2A. Il est communément acquis que les alimentations à découpage de type inductif présentent les meilleurs rendements et nécessitent le plus petit nombre de composants passifs. Par exemple, un convertisseur DC-DC actuellement dans le commerce (ex : TI LM8801) fonctionne dans une gamme de fréquence de l'ordre de quelques MHz, avec deux condensateurs (2,2 μ F et 4,7 μ F) et une bobine (0,47 μ H).

Dans la perspective de réaliser des Systèmes de Puissance sur Puce (Power Systems on-Chip, SoC) avec de fortes densités de puissance et des rendements élevés, la montée en fréquence de fonctionnement des systèmes est nécessaire car elle permet l'utilisation de composants passifs de plus faible valeur et donc de taille réduite. Les composants passifs, utiles en entrée et sortie du convertisseur pour lisser les courants et/ou tensions, sont généralement des bobines et condensateurs CMS (Composants Montés en Surface) de densités volumiques importantes. La technologie LTCC (Low Temperature Cofired Ceramics) a cependant permis la réduction drastique des dimensions des composants CMS et la possibilité de s'affranchir de certaines étapes fastidieuses comme le bobinage pour les composants magnétiques : les pistes d'argent sont sérigraphiées et co-frittées avec le ferrite, lui-même sérigraphié couche par couche. On aboutit alors à des composants multicouches (MLC : Multi Layer Chip en anglais). Les bobines à base de ferrite de chez Murata ou Coilcraft de 470 nH dont le volume est de seulement 1 mm³ sont issues de ces technologies. Pour le cas particulier des applications de puissance, ces bobines (LTCC) sont assez récentes du fait des limitations des pistes d'argent sérigraphiées usuellement : épaisseurs trop faibles, forme non adaptée (bords pointus), conductivité limitée pour les niveaux de courants requis. Pour les condensateurs à base de céramiques multicouches de nombreux produits existent (comme les X5R, X7R et Z5V de chez AVX) permettant d'atteindre des capacités volumiques de 2,5 μ F.mm⁻³.

La réalisation de circuits avec ces composants discrets repose sur des techniques mettant en jeu des assemblages collectifs de matériaux et de supports (généralement le circuit imprimé): on parle alors d'intégration hybride menant à des Systems in Package (SiP). Des convertisseurs DC-DC commerciaux SiP ont commencé à voir le jour : La société Enpirion commercialise par exemple des convertisseurs DC-DC « intégrés » comme le produit EN5364QI (voir Figure II. 1.a). Ce produit de taille 8 x 11 x 1,85 mm³ fonctionne à 4 MHz sous 2A et la bobine (ferrite

cofritté avec des pistes d'argent) a été intégrée au niveau de l'embase. Les densités de puissance sont de l'ordre de 120 W.cm^{-3} . La société Murata propose également une nouvelle série de convertisseurs de faibles dimensions ($2,5 \times 2 \times 1,1 \text{ mm}^3$) reposant sur une bobine de sortie en technologie multicouches (voir Figure II. 1.b) sur laquelle sont assemblés les condensateurs de sortie et la puce de puissance. La fréquence de commutation est de 3 MHz et le courant de charge maximal monte à 600 mA pour les faibles valeurs de tension, ce qui correspond à une densité de puissance de 45 W.cm^{-3} .

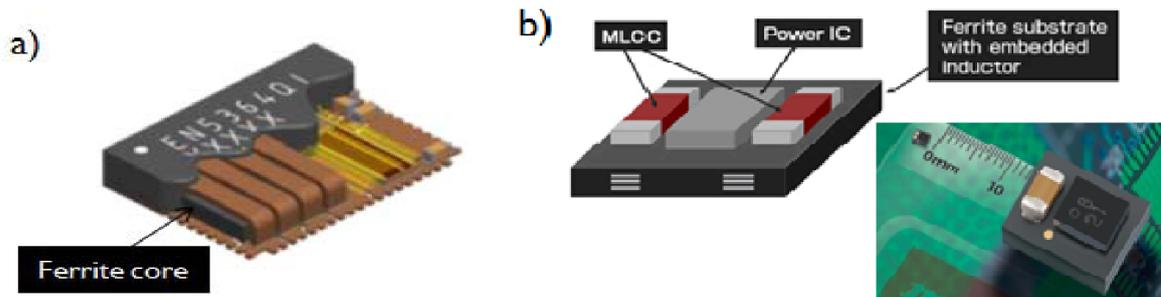


Figure I. 1. a) convertisseur Enpirion EN5364QI ; b) convertisseur Murata LXDC2HL

Augmenter les capacités d'intégration de ces systèmes impose un saut technologique majeur. En augmentant encore la fréquence de fonctionnement au-delà des quelques MHz actuellement en jeu, une intégration des composants passifs sur puce est alors envisageable. Cette intégration peut être réalisée hors de la puce comprenant des actifs dans un premier temps : la puce des passifs serait alors empilée sur la puce des actifs. Dans un second temps, une intégration monolithique avec les MOS de puissance peut être étudiée. Le gain en volume serait conséquent. Cependant, pour concurrencer les composants CMS, les densités de capacité et d'inductance doivent être élevées combinées à des résistances séries faibles ($< 0,1 \text{ Ohm}$). Aux fréquences considérées (de 10 MHz à plus de 100 MHz), les puissances restent cependant les mêmes : de l'ordre du watt. Les passifs doivent donc supporter des courants de plusieurs ampères dans de telles conditions tout en présentant des niveaux de pertes très faibles pour ne pas affecter le rendement global du convertisseur. Les densités de puissance visées sont supérieures à 2 kW.cm^{-3} pour des rendements supérieurs à 90%. Il faut évoquer ici que les passifs ne seront pas forcément les seuls à affecter le rendement du système car la montée en fréquence augmente de façon significative les pertes par commutation des interrupteurs de puissance. Une réflexion au niveau du système sur le choix de la fréquence et des topologies/architectures les plus efficaces permettant l'intégration de tous les composants du convertisseur doit être menée.

I.2 Les composants passifs [1]

I.2.1 Généralités

Les alimentations électriques nécessaires pour faire fonctionner les diverses fonctions électroniques, sont composées d'éléments actifs assurant le transfert d'énergie (amplificateurs de puissance, composants actifs en régime linéaire et/ou commutation) et de composants passifs associés (inductances, capacités, transformateurs) ayant divers rôles comme le stockage temporaire de l'énergie électrique, le filtrage, l'isolation galvanique, le transfert énergétique ainsi que l'adaptation d'impédance.

L'utilisation de chacune des deux catégories sont sensiblement les mêmes. Le domaine des composants passifs est essentiellement celui des composants d'interconnexion, d'encapsulation, des condensateurs, des matériaux piézoélectriques ou magnétiques, des résistances linéaires et non linéaires, de la connectique, etc.

La plupart des fonctions assurées par les composants passifs sont rassemblées dans le tableau I.1:

Fonction électronique	Composant
Interconnexion	Circuits imprimés ; Circuits hybrides ; Interconnexion pour circuits intégrés.
Connexion	Connecteurs, relais.
Capacitive	Condensateurs.
Résistive	Résistances ; Lignes à retard ; Potentiomètres.
Inductive	Inductances ; Transformateurs; Alimentations à découpage.
Protection, régulation	Thermistances ; Varistances.

Tableau I.1 : Différentes fonctions assurées par 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 tels que les circuits de commande et d'aide à la commutation. Ils assurent également des fonctions de protections comme l'isolation galvanique.

En réalité, pour chacun de ces composants, des phénomènes parasites mettant en jeu des pertes joules ou des échanges d'énergie réactive se produisent et transforment une simple résistance en une association de circuit RL ou RC, en série ou parallèle. De la même manière, un condensateur

ou une inductance est en pratique équivalent à une association de résonateurs RLC en série et parallèle.

I.2.2. Resistance

a) Définition

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':

$$u(t) = R \cdot i(t) \quad \text{I.1}$$

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

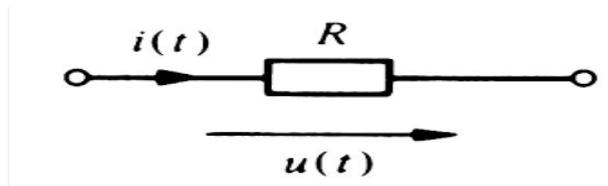


Figure I.2 : Symbole Résistance fixe

b) 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 :

$$R = \rho \cdot \frac{l}{S} = \frac{l}{\sigma \cdot S} \quad \text{I.2}$$

ρ : étant la résistivité [$\Omega \cdot m$],

S : la section [m^2],

l : la longueur [m],

σ : La conductivité [$\Omega \cdot m$]⁻¹.

La résistance est aussi responsable 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), parfois un effet néfaste (pertes Joule). 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.

La puissance dissipée par effet Joule est :

$$P = R \cdot I^2 \quad \text{I.3}$$

I : étant l'intensité du courant, en ampères, traversant la résistance et R la valeur de la résistance en ohm. La résistance a des caractéristiques rares physiques parmi lesquelles la plage de valeurs variant pratiquement de 0 (supraconducteurs) à ∞ (isolants).

I.2.3 Condensateur

a) Définition [1]

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 film à base de matériaux synthétiques, condensateurs céramique) mais aussi du type d'armatures (métallisées, armatures débordantes) ou d'autres constituants (condensateurs électrolytiques)

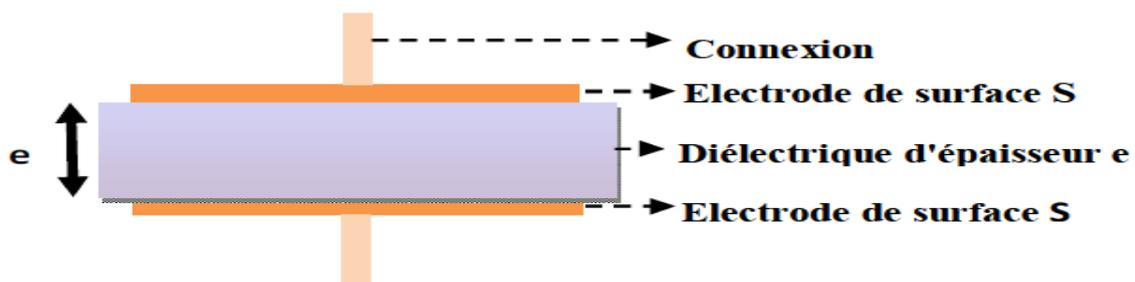


Figure I.3 : Structure générale d'un condensateur

Le symbole électrique utilisé dans les circuits est illustré par la figure suivante :

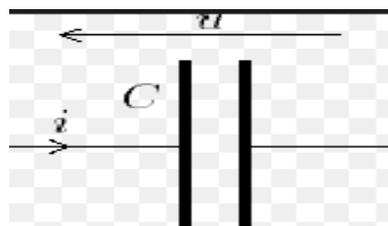


Figure I.4 : Symbole d'un condensateur non polarisé

b) Caractéristiques électriques [2], [3]

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

$$\text{Capacité} = \frac{Q}{U} \quad \text{I.4}$$

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 :

$$C = \frac{\epsilon \cdot S}{e} \quad \text{I.5}$$

$$\text{Où : } \epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \quad \text{I.6}$$

ϵ : Permittivité absolue [F/m]

s : Surface commune aux deux électrodes conductrices [m²]

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

ϵ_0 : Permittivité du vide (ou air) $8,85 \cdot 10^{-12}$ [F/m]

ϵ_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.

c) Application 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. Le terme 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.

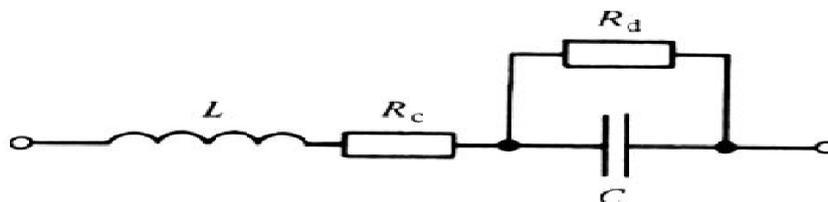


Figure I.5 : Schéma équivalent d'un condensateur en haute fréquence

1.2.4 Inductance

a) Définition

Classiquement, une inductance 3D (appelée également bobine, self ou solénoïde) est un composant courant, que l'on rencontre en électrotechnique et en électronique de puissance.

Il s'agit d'un dipôle formé d'une ou plusieurs spires de fil conducteur (figure I.6). Le fil de la bobine peut être enroulé sur un noyau magnétique ou sur un support non magnétique (bobine à air). Le noyau magnétique peut former un circuit magnétique fermé ou ouvert suivant l'utilisation.

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.

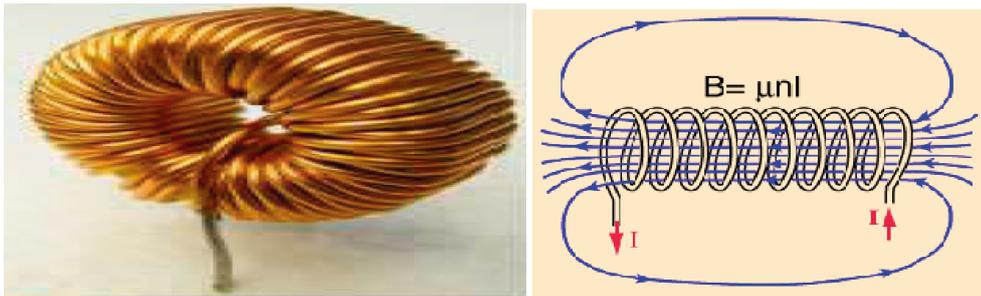


Figure I.6 a) bobine toroïdale

b) Lignes de champ magnétique

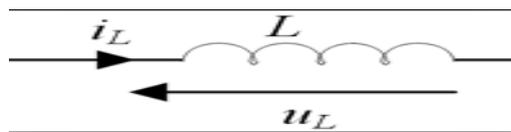


Figure I.7 : Représentation symbolique d'une inductance dans un circuit.

La relation liant la tension $V(t)$ et le courant $i(t)$ est:

$$V(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} \text{ Ou encore } i(t) = \frac{1}{L} \cdot \int V(t) dt \quad \text{I.7}$$

b) Caractéristiques électriques [4]

On définit l'inductance L , caractéristique essentielle de la bobine, comme le quotient du flux par l'intensité du courant parcourant le circuit. Son unité est le Henry (H).

$$L = \frac{\text{flux total à travers la bobine}}{\text{courant électrique}} = \frac{\Phi}{I} \quad \text{I.8}$$

Φ : flux du champ magnétique à travers l'ensemble des spires

I : courant traversant ce circuit.

La valeur de l'inductance L dans le cas, d'une bobine à air idéale, c'est à dire sans matériau magnétique, est donnée par la relation :

$$L = \mu_0 \cdot \frac{S}{l} \cdot N^2 \quad \text{I.9}$$

μ_0 : perméabilité de l'air ;

N : nombre de spires ;

S : section de la bobine;

l : longueur du bobinage.

Le calcul de l'inductance dans le cas d'une bobine avec noyau est donné par [5]:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot s \cdot N^2}{l} \quad \text{I.10}$$

L : inductance en henry [H]

μ_0 : constante magnétique = $4\pi \cdot 10^{-7}$ [Hm⁻¹]

μ_r : perméabilité relative effective du matériau magnétique

N : nombre de spires

s : section effective du noyau magnétique en mètres carrés [m²]

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

L'utilisation d'un matériau magnétique permet d'augmenter la valeur de l'inductance d'un facteur μ_r appelé perméabilité magnétique du matériau. Toutefois le matériau magnétique introduit des pertes dues soit à l'hystérésis soit aux courants de Foucault.

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



Figure I.8 : Schéma équivalent d'une bobine en basse fréquence

c) Application 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.

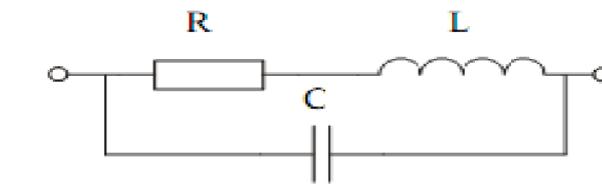


Figure I.9 : Schéma équivalent d'une résistance en haute fréquence.

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

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

d) Facteur de qualité [6]

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

$$Q = \frac{\text{Energie stocké}}{\text{Energie dissipée}} = \frac{\text{Imag}(Z)}{\text{Reel}(Z)} \quad \text{I.11}$$

I.3 Composants passifs intégrés [1]

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 tôt dans les choix technologiques de réalisation afin d'optimiser l'ensemble "connectique, passifs et actifs".

Un composant passif intégré est l'association de plusieurs composants passifs (inductances et condensateurs) intégrés dans un même boîtier (Figure I.10). Bien sûr, il faut penser à rajouter des connexions internes, des bornes de sortie, un boîtier.

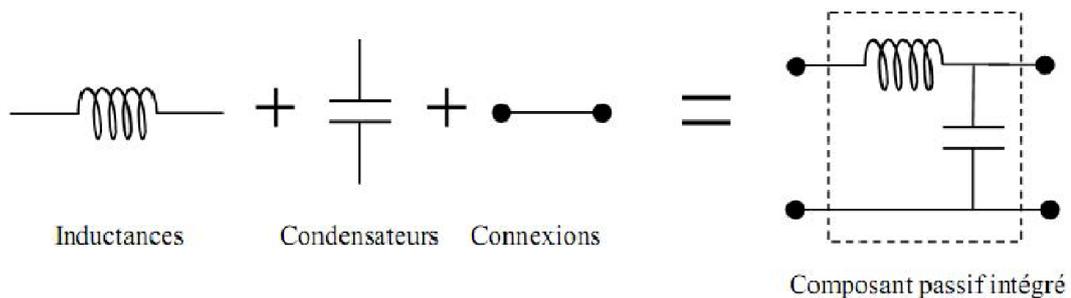


Figure I.10: Un composant passif intégré

I.3.1 Résistance intégrée [2]

Les résistances intégrées sont réalisées par le dépôt d'une fine couche de matériau résistif sur un substrat diélectrique. Des électrodes sont ensuite réalisées aux extrémités pour permettre la connexion avec d'autres circuits. La figure 1-11 est une vue en coupe d'une résistance en polysilicium intégrée en technologie CMOS.

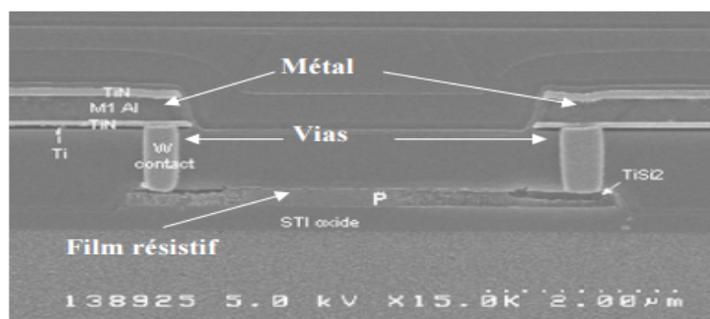


Figure 1-11 : Résistance Polysilicium intégrée

Une couche mince de matériau résistif est caractérisée par sa résistance carrée, définie comme la résistance équivalente d'un carré de matériau de résistivité ρ ayant une épaisseur h :

$$R_{sq} = \frac{\rho}{h} \quad ; \quad (\Omega / sq) \quad \text{I.12}$$

I.3.2 Inductance intégrée [7]

L'intégration de la bobine, dans le cas de la réalisation d'un filtre LC, se fait sur les niveaux supérieurs de métallisation. Dans le cas d'un substrat comprenant des composants MOS ou des condensateurs 3D, les procédés de réalisation de la bobine doivent être « basses températures ». Avec des matériaux de type ferrite, étant donné les budgets thermiques employés (températures de frittage de près de 900°C), la compatibilité CMOS n'est plus assurée lors de l'intégration des micro-bobines.

I.3.3 Exemple d'intégration des composants passifs [1], [11]

Prenons un exemple représentant un convertisseur statique continu/continu (figure I.12), pour lequel les composants passifs ont été regroupés (intégrés) au sein d'un même module :

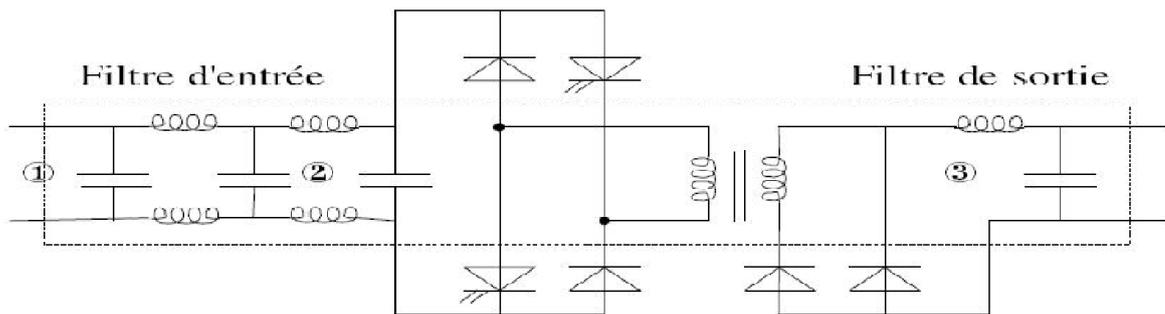


Figure I.12: Convertisseur statique avec un filtre d'entrée, un filtre de sortie et un transformateur.

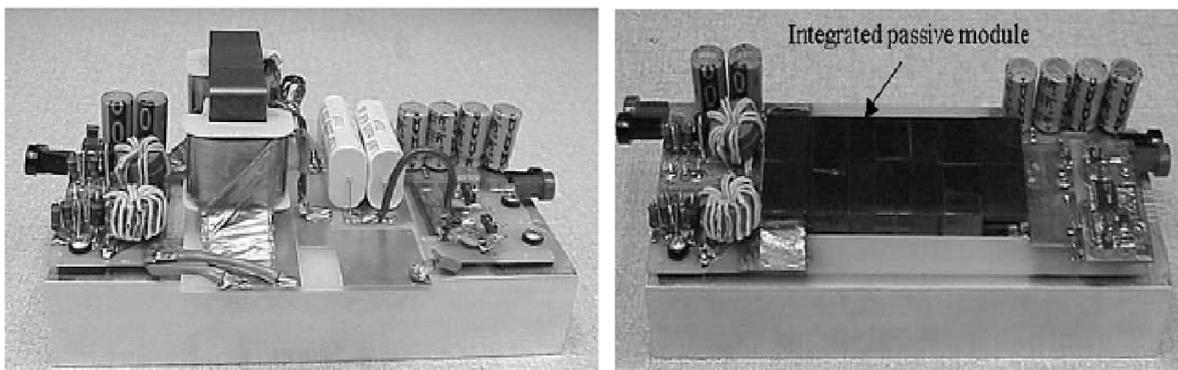


Figure I.13: Photo alimentation non intégrée / intégrée.

I.4 Les techniques d'intégration [8]

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, dans un procédé technologique unique, l'ensemble d'un convertisseur de puissance.

Donc le niveau de puissance demandée, l'encombrement et le coût sont des facteurs déterminants dans le choix de la technologie.

I.4.1 Intégration hybride [9], [10]

L'intégration hybride, qui se situe à mi-chemin entre l'intégration monolithique et le discret, permet d'associer sur un même substrat les divers composants mis en jeu dans la réalisation d'un système de conversion statique d'énergie grâce à l'utilisation simultanée de matériaux adéquats et de méthodes d'assemblages adaptées, et cela tout en respectant les contraintes d'échauffement et d'isolation galvanique entre les différents éléments .

Cette technique 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.

a) Principe d'empilement de fonctions

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 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.

a) Concept hybride PIAC [8], [11]

Un exemple en figure I.14 présente cette approche visant l'intégration d'une structure complète étudiée au laboratoire 'SATIE', en empilant chacune des fonctions intégrées individuellement. Celle ci se nomme la structure PIAC (Structure Passive Intégrée obtenue par Assemblage, Complète) et permet notamment d'enterrer les éléments inductifs mais aussi capacitifs dans un circuit imprimé.

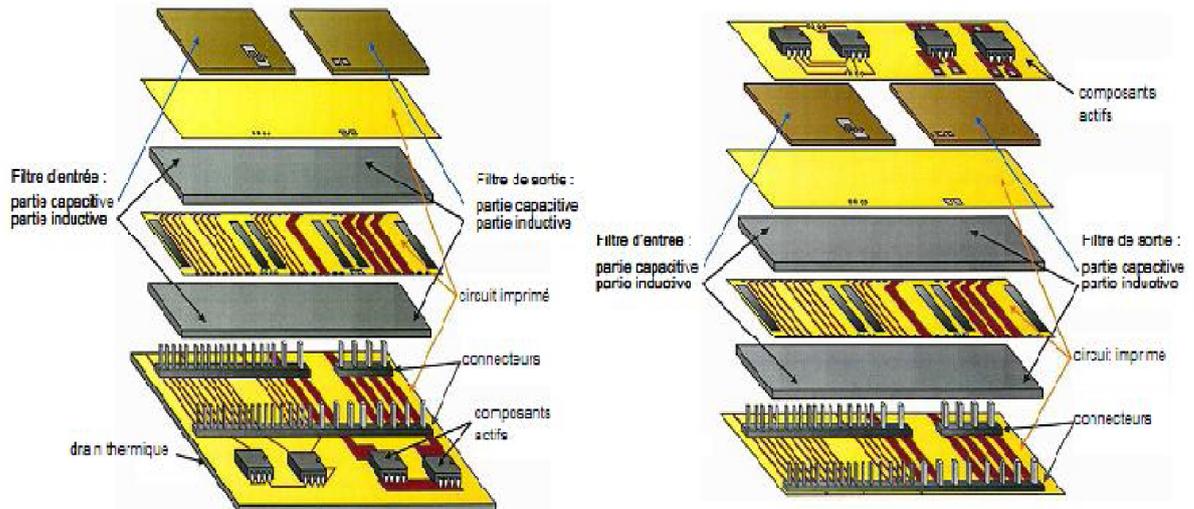


Figure I.14 : Concepts d'intégration d'une structure PIAC.

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 aisé d'empiler un nouveau circuit imprimé intégrant les composants actifs et leurs connexions, ou alors d'étendre l'un des circuits imprimés déjà mis en œuvre pour placer ces éléments. Cette deuxième solution présente l'inconvénient d'étendre la surface du dispositif, mais en contre partie la surface d'échange thermique est plus importante et permet ainsi une meilleure évacuation de la chaleur. Il rest-e 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 (compatibilité électromagnétique) au sein de l'empilement de fonction reste impossible et sont implantés à l'extérieur du dispositif. Néanmoins un travail conséquent a été fait pour mettre en œuvre cette réalisation qui au final utilise la technologie planaire pour l'intégration du transformateur et de l'inductance de sortie. Ce dispositif est implanté sur un circuit imprimé sur lequel se trouve la partie composant de puissance et de commande non intégrée (Figure I.15).

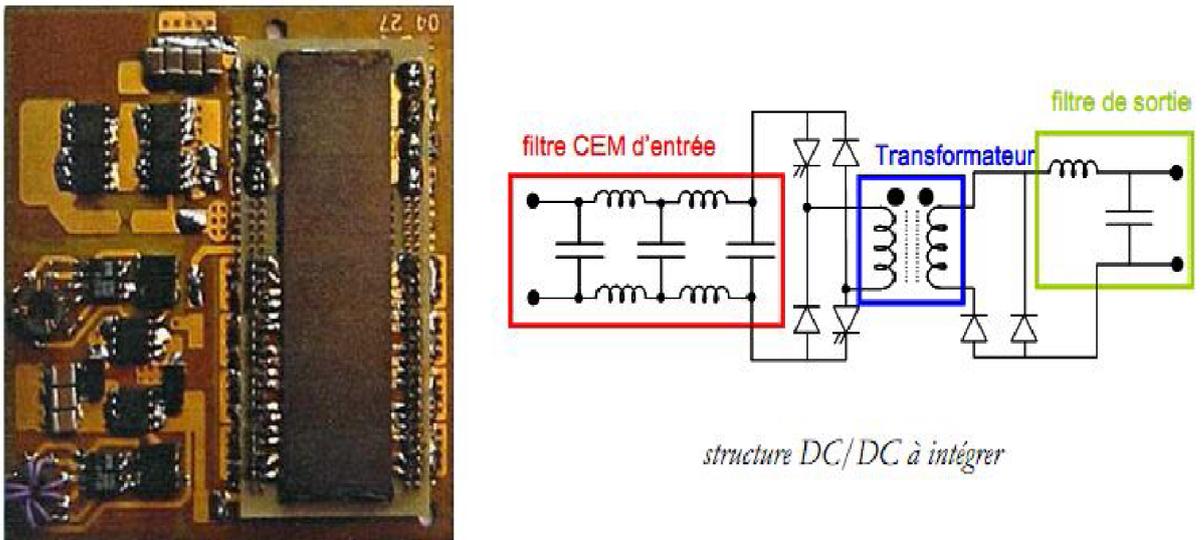


Figure I.15 : Prototype d'une structure complète intégrée.

a) Concept hybride EMPIC (embedded passives integrated circuits)

Ferreira fut l'un des premiers à proposer une intégration hybride totale de structure de conversion d'énergie. Son concept suggère une topologie unifiée des composants semi conducteurs (transistors de puissance et circuits intégrés) et des composants passifs (capacités, inductances, transformateurs) sous la forme de modules multicouches et multi-puces imbriquables.

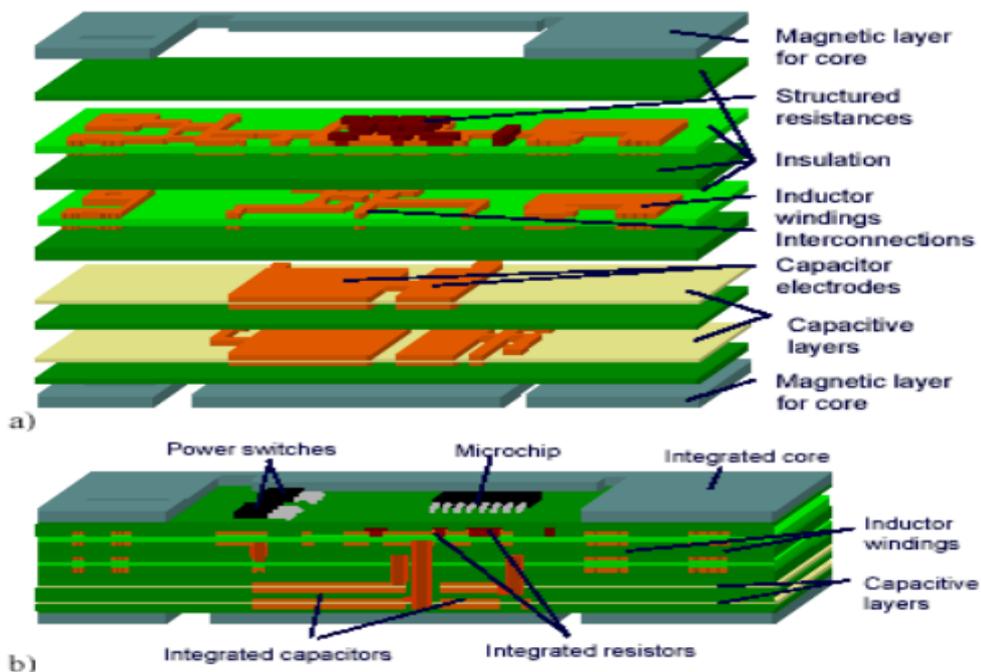


Figure I.16 : Principe d'une intégration totale de convertisseur

a) Les différentes couches b) Circuit complet

I.4.2 L'intégration monolithique [12]

La volonté de réduire la taille et le poids des équipements portables (téléphones, microordinateurs, agendas électroniques), ainsi que le développement de nouvelles applications dans le domaine des microsystèmes, ont engendré des efforts de recherche sur une intégration plus poussée des structures de conversion d'énergie. La solution, qui semble se dessiner pour une telle évolution, est une intégration monolithique de tous les composants et notamment des éléments passifs, débouchant ainsi sur la réalisation de micro-condensateurs et micro-bobines sur silicium.

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.17).

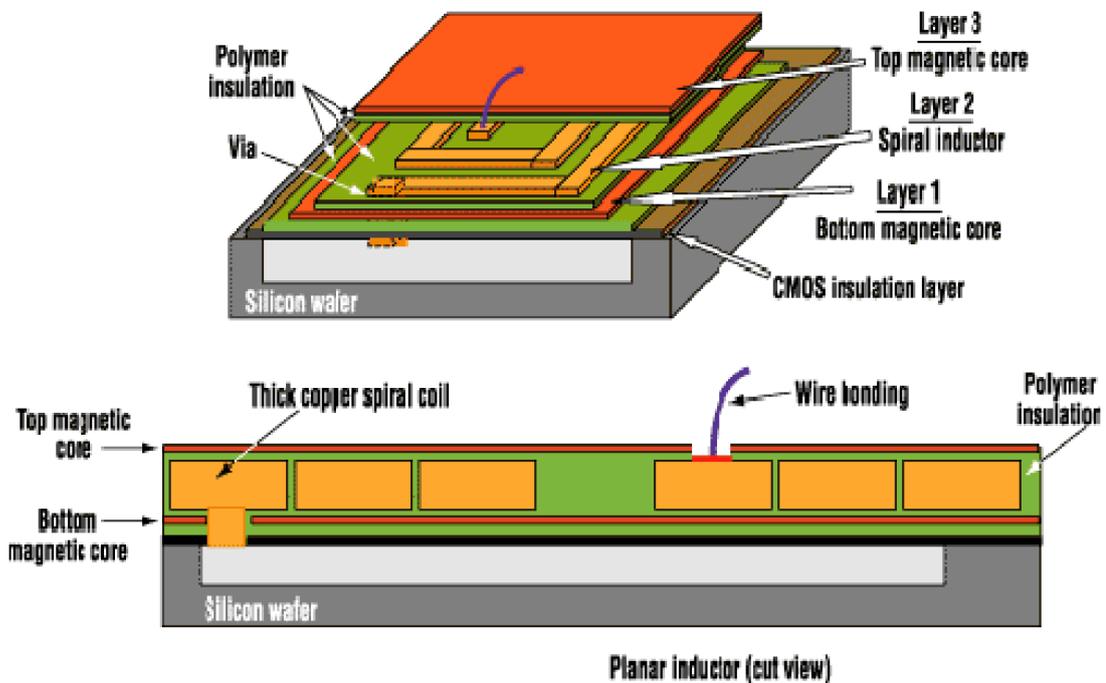


Figure I.17 : Intégration monolithique. [10]

a) Principe de l'intégration monolithique [11]

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.

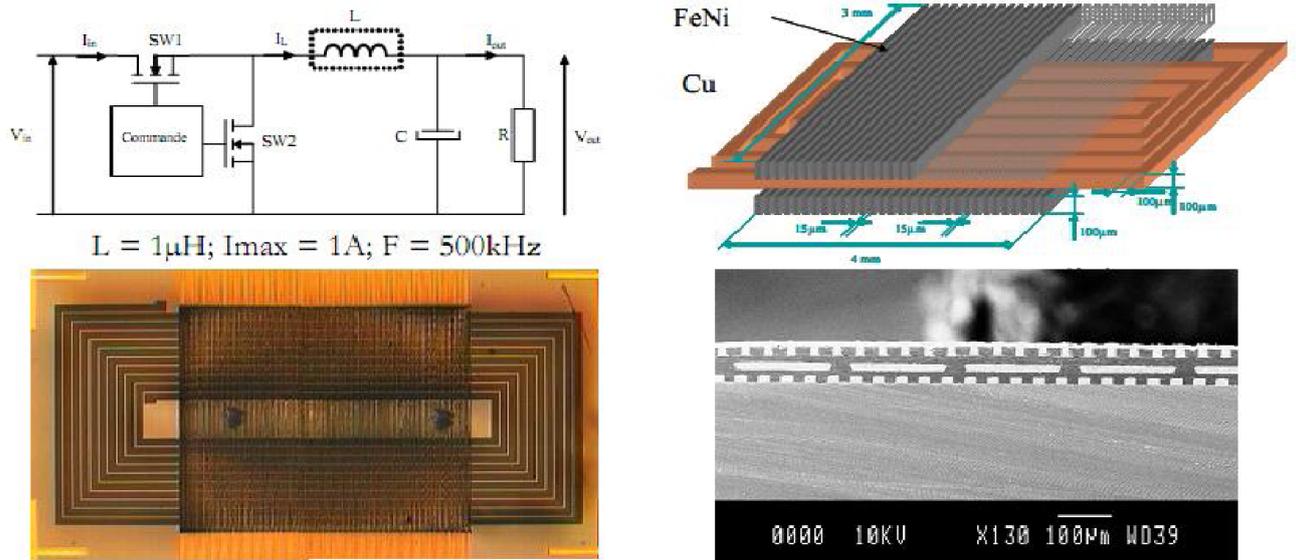


Figure I.18 : Intégration monolithique d'une inductance.

a) Les techniques de dépôt [5]

A. L'électrodéposition

Cette méthode repose sur une croissance du matériau par simple électrolyse. Le courant servant à l'électrolyse est conduit par des pistes de cuivre (appelées amenées de courant). Ces pistes aboutissent sur une fine couche d'accroche conductrice (en or, le plus souvent) fixant la largeur désirée pour notre matériau à électro déposer (Matériau Conducteur).

Ce dispositif est placé dans un bain d'électrolyse : une électrode est connectée à un échantillon de matériau à déposer, l'autre sur le motif sur lequel sera déposé le matériau.

Cette méthode est la plus simple d'application car les principes de l'électrolyse sont bien connus et elle ne nécessite pas de recuit, laissant ainsi la possibilité de garder compatibles les processus de fabrication des composants actifs et passifs.

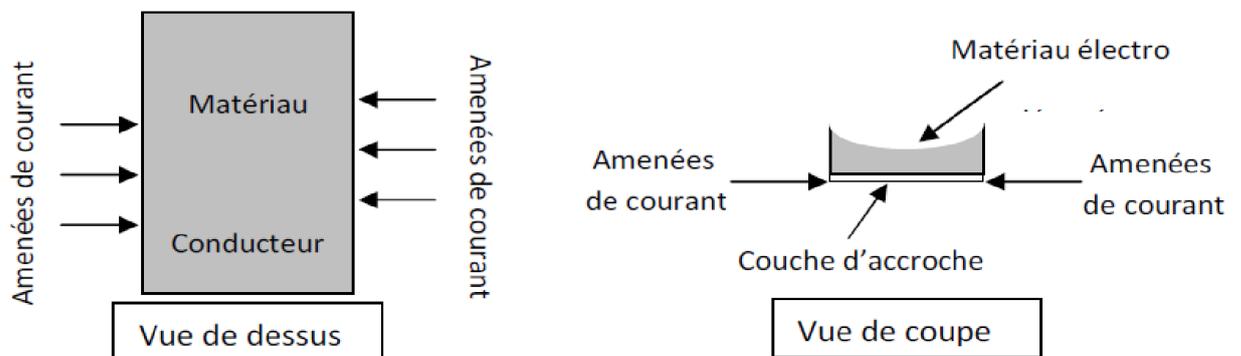


Figure I.19 : Principe de l'électrodéposition

B. La technique de dépôt PVD (Physical Vapor Deposition)

Appelé également Sputtering, dans cette méthode de dépôt, un substrat silicium, un matériau magnétique (appelé cible) et un masque (destiné à reproduire la forme de circuit magnétique désirée) sont placés dans une chambre où le vide total a été établi. Le Matériau magnétique est placé à un potentiel fortement négatif V^- (de l'ordre du kV).

De l'argon est introduit et s'ionise positivement dans la chambre où se trouvent la cible et le substrat. Ces ions positifs accélèrent en direction de la charge négative (cible) et la bombarde suffisamment violemment pour détacher des morceaux de matériau magnétique sous forme de fine poussière (les atomes d'argon ne s'encastrent pas dans la cible).

Cette poussière de matériau se dépose partout dans la chambre, notamment sur le substrat, aux endroits désirés.

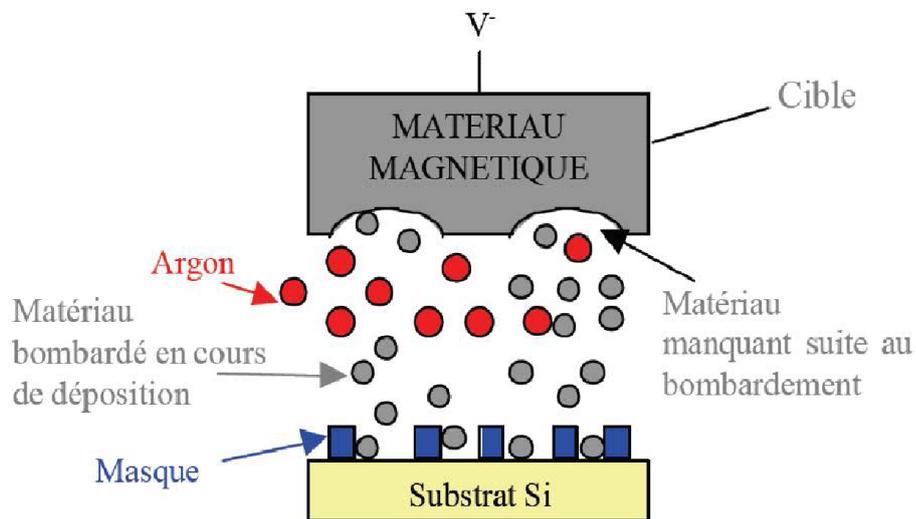


Figure I.20 : Principe du sputtering

C. Le dépôt CVD (Chemical Vapor Deposition)

Cette technique consiste à utiliser une réaction chimique entre le substrat sur lequel on souhaite faire le dépôt et le matériau en phase vapeur, ce genre d'opération permet de déposer une grande variété de matériaux. En revanche sa mise en œuvre est relativement complexe et sensible.

II.1 Introduction

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. Toutes ces caractéristiques sont liées et impliquent de faire des compromis en fonction des applications visées.

II.2 Les composants inductifs pour les télécommunications et l'instrumentation

Les télécommunications et l'instrumentation sont deux domaines de la microélectronique qui bénéficient au premier plan des progrès liés à une intégration de plus en plus poussée. En effet, pour des contraintes principalement électriques, il est difficile pour des systèmes de type "Télécommunication" fonctionnant en haute fréquence de concevoir des fonctions au moyen de composants discrets. L'éloignement des composants ou encore les problèmes liés à la connectivité deviennent un grand handicap à l'évolution de ces systèmes avec la croissance continue de la fréquence d'utilisation. Ceci a poussé les concepteurs à mettre en œuvre des systèmes de plus en plus miniatures afin d'éviter ce genre de problèmes. L'instrumentation a également profité de ces avancées technologiques. En effet, les capteurs et les actionneurs sont miniaturisés afin de diminuer les perturbations liées à leur présence physique au sein d'un dispositif.

II.2.1 Télécommunications

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

Les composants inductifs intégrés sont généralement des spirales métalliques, de technologie compatible avec les technologies standards (CMOS, BiCMOS,...), réalisées sur une couche isolante comme le montre la figure II.1. :

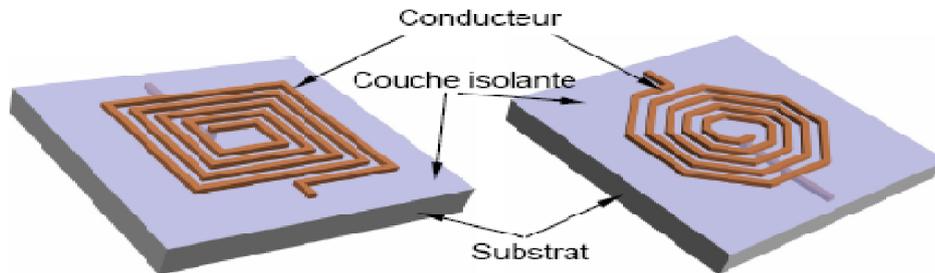


Figure II.1 : Inductances spirales utilisées en télécommunications

Nous voyons ainsi apparaître des capacités parasites entre les brins de la spirale et entre la bobine et le substrat, ainsi que des phénomènes variés tel que l'effet de peau. Ces pertes moins importantes dans le cas des circuits discrets viennent alors affecter le facteur de qualité. Ce dernier est le paramètre qui caractérise ces composants puisqu'il détermine leur sélectivité ainsi que leur bande passante. Les paramètres clés de la conception peuvent être répartis en deux catégories. Dans la première catégorie, on peut distinguer les paramètres reliés à la géométrie des composants, comme la largeur des pistes, la longueur de la spirale, la surface occupée et l'espacement des brins. La deuxième catégorie comprend les paramètres physiques comme la résistivité du métal formant le conducteur ainsi que la constante diélectrique de la couche de l'isolant. La forme de la spirale peut également améliorer le facteur de qualité.

Si on considère deux inductances avec des caractéristiques physiques égales par ailleurs (nombre de spires, espacement entre les spires, largeur de piste), la spirale ayant la forme circulaire ou polygonale aura un meilleur facteur de qualité (amélioration jusqu'à 10%) qu'une bobine à spires rectangulaires.

Les bobines utilisées dans des applications "haute fréquence" sont réalisées grâce à des procédés technologiques CMOS ou BiCMOS standards. Dans ces technologies, les niveaux de métal servent généralement à interconnecter des composants ou des sous systèmes entre eux sur une même puce. Ici, les bobines sont obtenues par aménagement de ces niveaux de métal en forme de spirale. La technologie employée impose une épaisseur fixe de la couche métallique, et un nombre maximum de niveau de métal. L'épaisseur d'une couche métallique pour ces technologies est de l'ordre de quelques micromètres. Il est toutefois possible de passer outre cette limitation en épaisseur en associant plusieurs niveaux de métal liés par des puits de conduction inter-couches pour augmenter la section du conducteur.

Malgré cela, sachant que pour ce type de technologies nous pouvons avoir au maximum 8 niveaux de métal pour la technologie CMOS 0.18 μm par exemple, il ne faut pas compter sur des épaisseurs totales supérieures dépassant une dizaine de μm de métal. Cette augmentation de l'épaisseur destinée à améliorer le facteur de qualité des inductances est contrebalancée par une augmentation de la longueur des traces du métal et donc d'une augmentation de la résistance. Joachim N. et Al ont réalisé des bobines pour des applications haute fréquence de 1 MHz à 20 GHz [13]. La figure II.2 (a) montre une coupe 3D de la bobine. Dans la figure II.2 (b) on voit une photographie de la réalisation pratique [13]. Les abréviations utilisées ici (M_i et V_j) représentent les i niveaux de métal et les j niveaux de puits conducteurs (ou via) inter-couches.

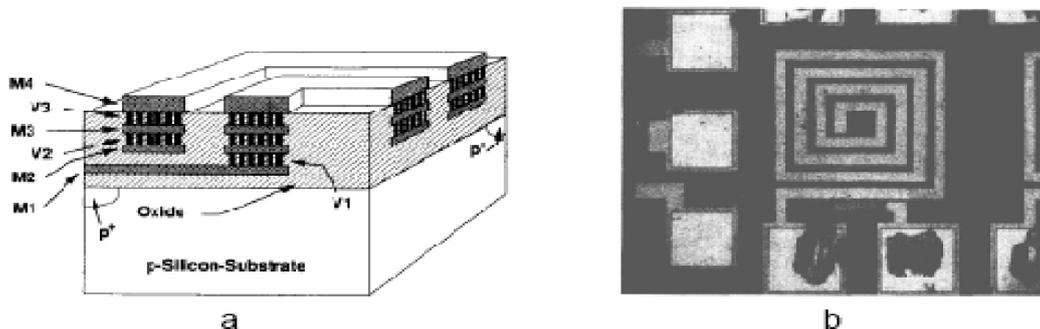


Figure II.2 : Bobines pour applications HF. (a) principe; (b) réalisation [13]

II.2.2 Instrumentation

La miniaturisation des dispositifs d'acquisition et de commande permet l'intégration de système entier, parfois très hétérogène, sur une même puce de silicium. Les applications les plus remarquables concernent surtout l'électronique biomédicale et la micro-robotique. Nous allons mentionner quelques travaux sur les capteurs, les actionneurs intégrés ainsi que les liens inductifs comportant un récepteur intégré.

Le principe des capteurs magnétiques consiste à convertir une variation d'un flux magnétique au travers d'un bobinage en une force électromotrice qui va exister aux bornes de ce même bobinage. Ainsi, la différence de potentiel électrique aux bornes du bobinage est fonction de la variation du champ magnétique, cette grandeur est ainsi facile à extraire et à traiter. Afin d'accroître la sensibilité, les spires sont enroulées sur un noyau magnétique comme le montre la figure II.3.

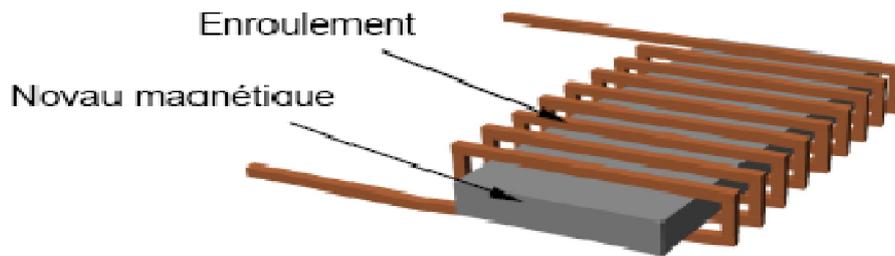


Figure II.3 : Structure d'un capteur magnétique [14]

Dans le domaine des capteurs, nous pouvons citer les travaux de Coutrot et Al qui portent sur la mise au point de capteurs pour la RMN (Résonance Magnétique Nucléaire) composés d'une double spirale «face avant / face arrière» en cuivre, sans noyau magnétique [14].

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

O'sullivan et Al [15] ont décrit les étapes de fabrication d'un micromoteur électromagnétique basées sur la réalisation d'un rotor par électrodéposition de NiFe et d'un bobinage statorique toroïdal en cuivre enroulé autour de pôles en NiFe. Le couple développé atteint $0,5\mu\text{N.m}$.

II.2.3 Electronique de puissance

Pour le fonctionnement des alimentations à découpage le rôle des inductances, consistant à stocker et déstocker l'énergie et véhiculer de forts courants, est essentiel.

Les structures inductives concernées se distinguent alors fortement de celles mises en œuvre dans des applications dites de signal.

Si les performances des deux types d'inductances peuvent être évaluées par le facteur de qualité Q et la bande fréquentielle d'utilisation, l'application de puissance amène une contrainte supplémentaire, le courant. La valeur d'inductance, de résistance série et le volume du composant deviennent alors une préoccupation centrale dans le dimensionnement du composant, et va se traduire par l'utilisation de topologies spécifiques, employant notamment des noyaux magnétiques volumineux.

Le dimensionnement et la réalisation de telles structures est une étape importante dans celui d'un convertisseur de puissance. En effet, la valeur d'inductance va déterminer le taux d'ondulation du courant de sortie et influencer le choix du condensateur de filtrage.

Pour cela, la réalisation du compromis de la valeur d'inductance la plus élevée avec la résistance série la plus petite possible dans un faible volume, représente une difficulté majeure mais néanmoins indispensable pour augmenter la compacité des filtres de sortie avec de hauts rendements énergétiques.

II.3 Différentes structures de l'inductance [5]

Dans le processus de réalisation d'une inductance, le premier choix qui s'impose est le choix de la forme de l'inductance.

Les formes ou topologies des bobinages des inductances intégrées rencontrées dans la littérature peuvent être classées en trois grandes familles : les formes spirales, les structures toroïdales (dites aussi solénoïdales) et les structures en forme de méandre (appelée aussi serpent).

II.3.1 Structure de type toroïdale

La réalisation de ce type d'inductance est obtenue en enroulant un "fil" conducteur autour d'un noyau magnétique. C'est une structure qui n'est pas simple à réaliser en microélectronique.

Une des topologies d'inductance solénoïdale rencontrée dans la littérature est la structure proposée par Yong-Kyu Yoon et Mark G Allen [16] (figure II.4). C'est une bobine constituée des deux couches de conducteurs, la première est dite couche inférieure et la seconde couche supérieure et des vias permettant le contact électrique entre les deux couches.

Une couche d'isolant est réalisée entre les deux couches conductrices pour éviter le court circuit. Cet isolant peut être l'air, ou un matériau magnétique.

Ainsi, la réalisation nécessite trois étapes de dépôt (2 pour les conducteurs et la troisième pour le noyau) et deux étapes de dépôt de résine isolante. Le travail présenté par ces auteurs constitue un process basse température et compatible avec la technologie CMOS.

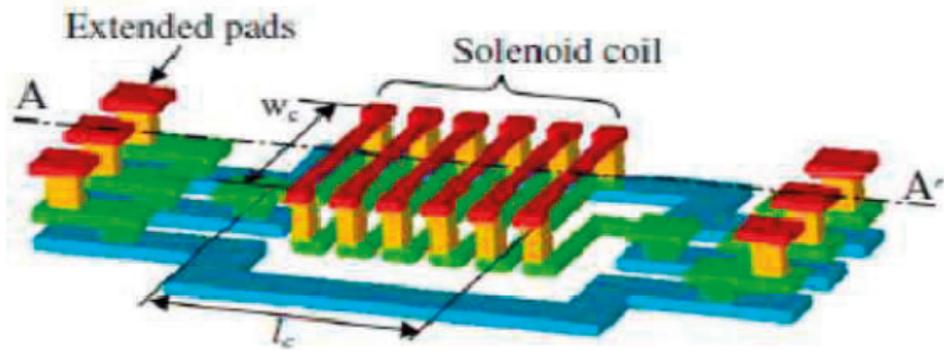


Figure II.4 : Solénoïde [16]

Les auteurs Chon H. Ahn et Allen Mark [17] ont proposé la topologie de la figure (II.5). C'est un solénoïde avec noyau magnétique fermé (Fe-Ni) déposé par électrodéposition.

Ce type de structure a pour avantage d'assurer un faible flux de fuite, mais son inconvénient est sa difficulté de fabrication car elle nécessite plusieurs étapes de dépôt de couche de matériau. De plus, elle présente une forte résistance à cause de nombreux contacts ohmiques introduits par les via verticaux.

Les principales étapes technologiques pour arriver à réaliser ce type de structure sont les suivantes :

Un premier moule est réalisé afin de définir les emplacements de croissance des conducteurs. Après croissance électrolytique du cuivre, une couche d'isolant est déposée dessus. La moitié de l'inductance est ainsi réalisée. Puis, afin de créer le noyau magnétique, un matériau ferromagnétique, typiquement du Nickel-Fer est déposé.

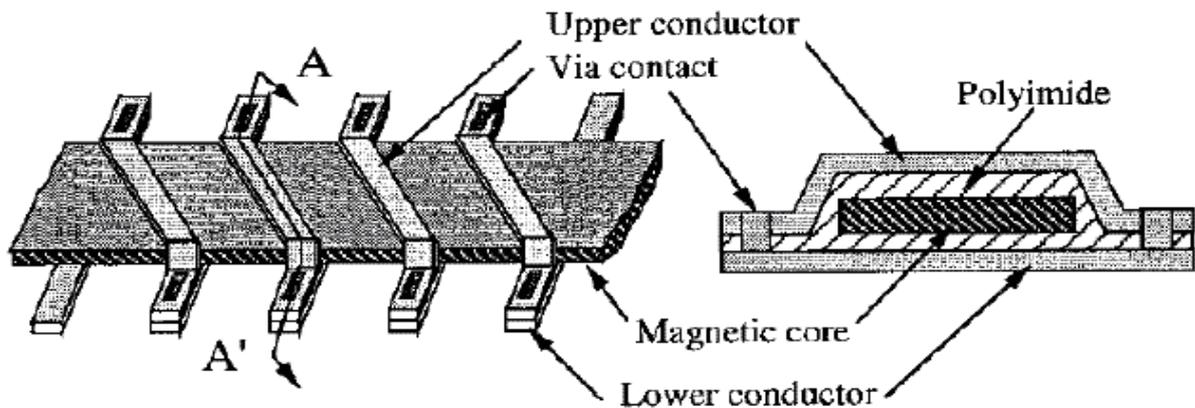


Figure II.5 : Solénoïde toroïdale [17]

Cette inductance a été utilisée dans un micro-convertisseur intégré DC-DC de type survolteur. Ils ont obtenu une tension de sortie de 6V à partir d'une source de 3V avec une fréquence de fonctionnement de 300 kHz.

II.3.2 Structure de type "serpentin"

La seule différence entre ce type de bobine et la précédente est la permutation faite à 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. Le calcul de l'inductance est identique à celui de la bobine précédente. Par contre, le nombre de spires par unité de longueur est un peu plus faible. La longueur moyenne du noyau est également plus importante ce qui a pour conséquence d'augmenter la réluctance du circuit magnétique et ainsi de diminuer la valeur de l'inductance. La figure II-6 montre la topologie de ce type de bobine (a), et une photographie M.E.B. d'une réalisation (b) :

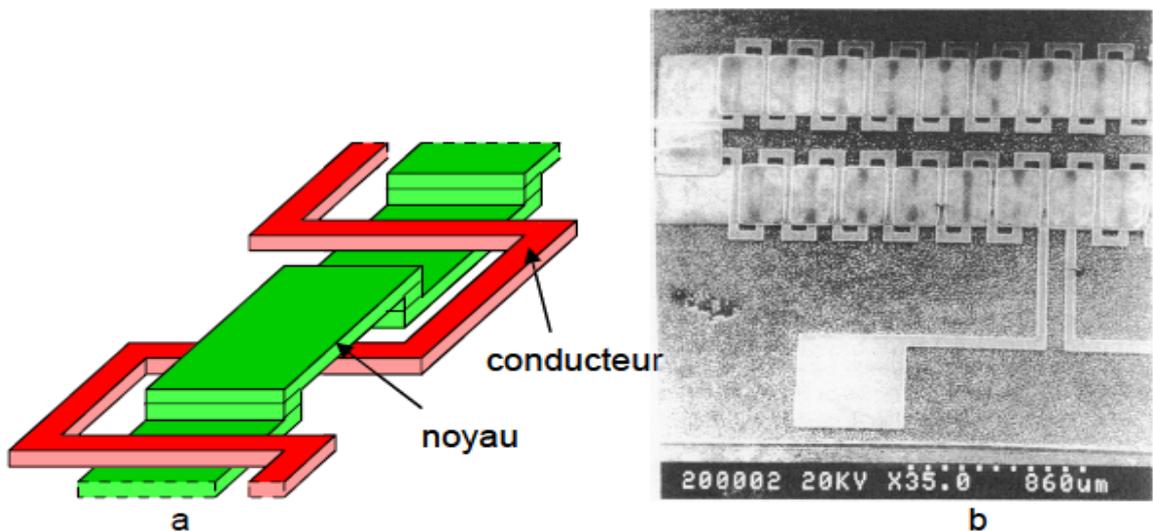


Figure II-6: Bobine de type "serpentin", (a) principe, (b) réalisation [18]

Dans la littérature, on distingue principalement trois types de serpents : les serpents simples, hélicoïdaux et spéciaux.

a) Serpents simples

C'est un bobinage planaire 2-D relativement facile à fabriquer mais la valeur de l'inductance est faible par rapport à l'espace occupé [16] [19-20].

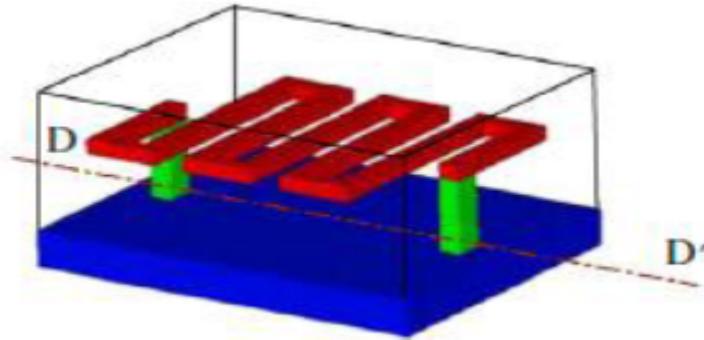


Figure II.7 : Serpentin simple [16]

L'avantage principal de ce design est sa simplicité en termes de réalisation. L'inductance ne nécessite qu'une seule couche de conducteur assez simple à faire. Toutefois, ses faibles performances supposées ou analysées freinent son utilisation.

b) Serpentins hélicoïdaux

Ce type d'inductance est un double serpentin (conducteur et matériau magnétique) enchevêtré. Ceci permet d'utiliser au mieux le matériau magnétique [21].

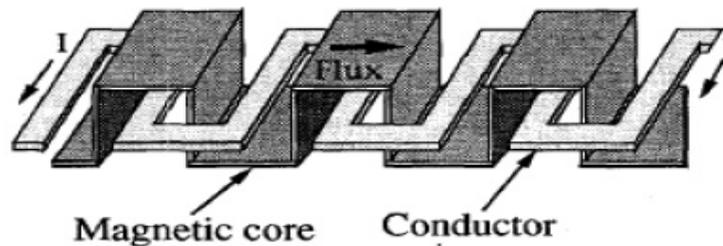


Figure II.8: Serpentin hélicoïdal [21]

En comparaison au premier serpentin, cette inductance est plus difficile à réaliser à cause de l'enchevêtrement avec le matériau magnétique.

c) Serpentins spéciaux

Ce type d'inductance est un serpentin assez particulier proposé par Waseem et al. [22]. C'est un bobinage 3D autour de deux rangées de via magnétiques. La figure ci-dessous illustre la façon dont le bobinage a été réalisé. Le matériau conducteur est déposé sur une couche de matériau magnétique.

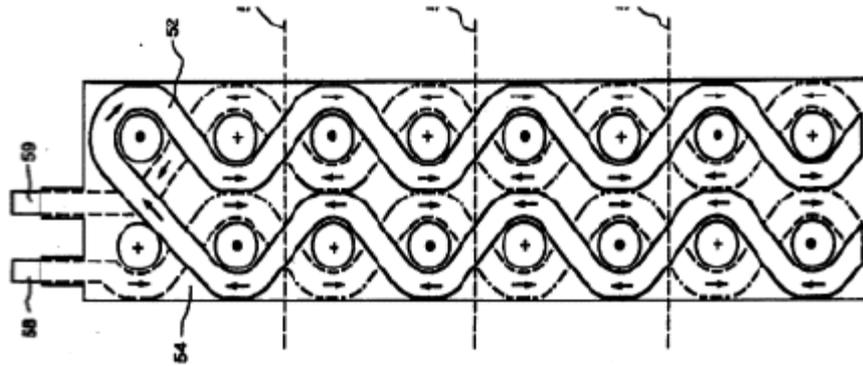


Figure II.9 : Serpentin spéciale ; vue en coupe [22]

II.3.3 Structure de type planaire [23]

Une inductance planaire est une inductance intégrée qui se présente généralement sous plusieurs formes. Ce type d'inductance assure les mêmes fonctions que l'inductance classique et ne diffère de cette dernière que par sa forme, sa taille, son domaine d'application et sa technologie de fabrication.

L'inductance classique 3D ou bobinée possède des valeurs généralement assez élevée et est le plus souvent utilisée en basse et moyenne fréquence (jusqu'à 10 MHz). Pour augmenter sa valeur, on utilise dans la plupart des cas un noyau magnétique et sa technologie de fabrication n'est pas collective.

Par contre les composants planaires possèdent une inductance de valeur plus faible et sont classiquement utilisés dans le domaine des hautes fréquences. Ces composants planaires présentent une technologie de fabrication compatible avec les procédés de la microélectronique et donc de fabrication collective, ce qui se traduit par des coûts et des encombrements plus faibles que celui d'une inductance classique bobinée.

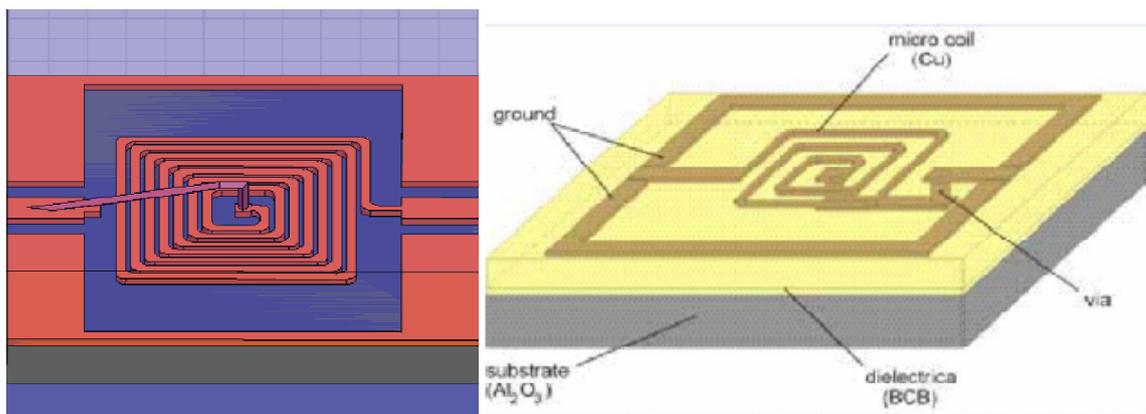


Figure II.10 : Inductance planaire

Il existe plusieurs modèles topologiques qui se représentent soit en carrées, circulaires, hexagonales ou polygonales.

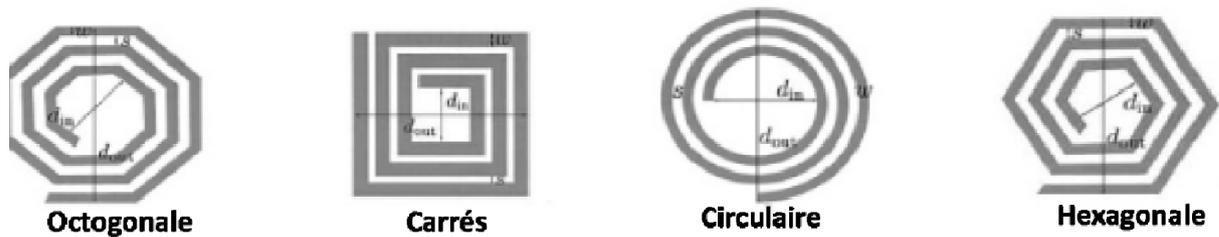


Figure II.11: Différentes topologies planaires

La réalisation de ce composant nécessite principalement l'utilisation de trois types de matériaux: un matériau conducteur, un matériau magnétique dans le cas d'inductance à noyau et parfois d'un isolant.

II.4 Choix des matériaux

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

- un matériau conducteur pour la réalisation du bobinage ;
- un matériau magnétique qui entre dans la constitution du noyau magnétique ;
- un matériau isolant qui 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 bobinage et substrat.

II.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.

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

Il peut ainsi être déposé par évaporation, pulvérisation ou électrochimie dépendamment de l'épaisseur de la couche recherchée ainsi que de la précision désirée.

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).

Conducteur	Cuivre (Cu)	Or (Au)	Aluminium(Al)
Résistivité ($\mu\Omega.cm$)	1.75	2.1	2.8
Méthode de Dépôt classiquement utilisée	Dépôt Electrochimique ; pulvérisation ou évaporation [24]	Dépôt Electrochimique [25]	Pulvérisation en courant continu [26]

Tableau II.1 : Propriétés et méthode de dépôts des métaux

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

II.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 élevée afin de limiter les "pertes fer" par courants de Foucault. L'autre problème qui se pose est que dans les applications biomédicales, certains matériaux ne peuvent être utilisés à cause des problèmes de biocompatibilité.

Les ferrites sont les matériaux magnétiques les plus utilisés dans la réalisation des liens inductifs et des transformateurs fonctionnant à hautes fréquences du fait de leur résistivité élevée. Par contre, elles sont difficilement compatibles avec les procédés de fabrication de la microélectronique. En effet, ces matériaux requièrent des recuits à haute température qui ne sont pas conciliables avec la technologie silicium. 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 matériaux couramment utilisés [27] sont :

- **NiFe** par électrochimie. la perméabilité relative (μ_r) de 100 à 5000 en fonction des conditions de dépôt (croissance avec ou sans champ magnétique)
- **NiFe/SiO₂** [32] (dépôt par pulvérisation $\mu_r=2000$)
- **CoHfTaPd** par pulvérisation.
- **CoZrRe** par pulvérisation.
- **MnZn** par pulvérisation, puis traitement thermique (ferrite). (poudre)
- **CoFeCu** par électrochimie.
- **NiZn** par poudre.
- **NiFeMo** par électrochimie.
- **FeCoB** ruban de matériau μ_r de 400 à 800 suivant traitement.
- **CoNbZr** par pulvérisation.
- **FeHfO** par pulvérisation.

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 [28]. 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 II.12 (a) le principe de base du feuilletage du noyau ; sur les figure 1-7 (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) [28].

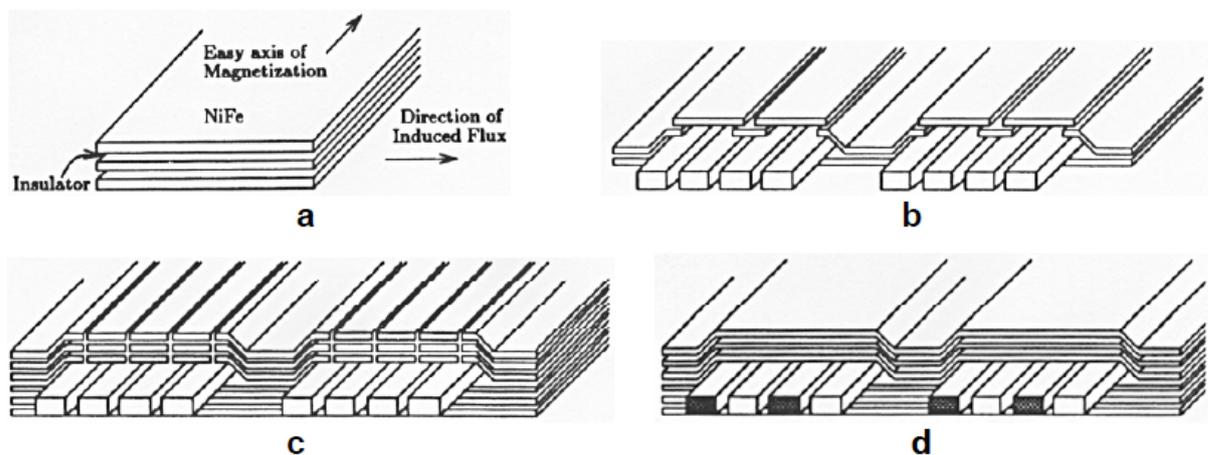


Figure II.12 : Différents types de feuilletage proposé par Sullivan et Sanders [28]

II.4.3 Matériaux isolants [5]

Les isolants permettent de dissocier électriquement le bobinage du substrat ou du noyau magnétique dans le cas d'une bobine avec noyau. Les matériaux isolants couramment utilisés sont : l'oxyde de silicium (SiO_2), des polymères de type résines photosensibles ou poly-imides, les nitrures de silicium et l'oxyde d'aluminium (Al_2O_3). L'utilisation de chacun de ces isolants dépend des procédés de fabrication ainsi que des objectifs à atteindre. Ce choix peut être fait dépendamment des éléments de la bobine que l'on désire isoler, sans aller jusqu'à la prise en compte de la permittivité du diélectrique.

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

Les poly-imides sont réputés dans la réalisation des dispositifs inductifs de puissance, de MEMS (Micro Electro Mechanical System). Ces poly-imides possèdent des propriétés chimiques intéressantes, comme par exemple de bonnes tenues dans le temps et en température. Il est à noter aussi que ces derniers offrent une facilité d'utilisation comparable à celles des résines classiques. Après leur dépôt sur la gaufre, les polyamides sont traités par gravure anisotropique au travers d'un masque métallique de protection pour former les moules. Certaines sortes de polyamides possèdent des propriétés photosensibles leur permettant d'être mis en œuvre comme les résines photosensibles courantes.

L'ordre de grandeur des propriétés physiques (permittivité relative et conductivité) des principaux diélectriques utilisés est donné ci-après :

-Silicium :

- Permittivité diélectrique relative: $\epsilon_r \approx 11,9$.
- Conductivité: $\sigma = 0.1 \text{ S}\cdot\text{m}^{-1}$ (substrat haute résistivité).

-Oxyde de Silicium (SiO_2) ou Quartz :

- Permittivité diélectrique relative d'oxyde PECVD: $\epsilon_r \approx 5$ (ordre de grandeur classique).

- Permittivité diélectrique relative de l'oxyde thermique: $\epsilon_r \approx 3,9$ (ordre de grandeur classique).
- Conductivité: σ de l'ordre de $5 \cdot 10^{-10}$ à $5 \cdot 10^{-9} \Omega^{-1} \text{cm}^{-1}$ à 500°C .

II.4.4 Discussion du choix de matériaux [5]

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

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

II.5 Les effets physiques et magnétiques dans une inductance planaire

II.5.1 Structure d'une inductance planaire intégrée [29]

Pour ce type d'intégration de structure planaire, elle est composée de trois couches empilées comme le démontre la figure II.13 :

- Un matériau conducteur
- Un matériau isolant (oxyde)
- Substrat (support de silicium sur lequel sont gravés les composants)

La structure générale d'une bobine planaire intégrée :

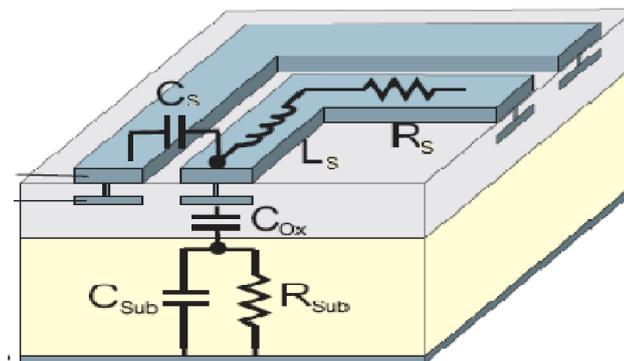


Figure II.13: Coupe schématique d'une inductance planaire

Indépendant des structures géométriques, leurs affectations sont toujours les mêmes en ce qui concerne les phénomènes physiques des structures. La figure II.13 montre les trois sections schématiques transversales dimensionnelles d'une inductance; Il donne une perspicacité des effets physiques de base. L'image montre seulement deux tours adjacents réalisés sur une couche en métal incorporé en oxyde. Les conducteurs sont séparés du substrat par l'oxyde. Ce modèle simplifié est suffisant pour illustrer les différents champs électromagnétiques qui sont présents dans une inductance intégrée une fois excitée.

Cependant, il existe d'autres champs électromagnétiques qui diminuent les performances des inductances qui ont comme conséquence les pertes dues aux propriétés physiques non idéales des matériaux utilisés.

En plus des champs électromagnétiques décrits, beaucoup d'autres effets d'ordre élevé sont présents, par exemple, les courants de Foucault surgissent dans les traces en métal et forcent un effet de peau dû à la variation du champ magnétique ; Plus loin un effet de proximité se produit en raison de l'interaction entre le champ magnétique et les courants a comme conséquence des résistances.

II.5.2 Phénomènes physiques dans les conducteurs

Du fait de sa constitution et de la fréquence de fonctionnement, une inductance est le siège d'effets de peau et de proximité mais aussi de couplages capacitifs.

Les phénomènes physiques qui ont lieu dans les conducteurs sont essentiellement liés à la circulation du courant principal et des courants induits dans les conducteurs. Ils ont pour noms, effet de peau et effet de proximité.

a) Effet de peau [30]

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. A 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 II.14

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 comme suit :

$$\delta(m) = \sqrt{\left(\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}\right)} \quad \text{II.1}$$

Où : ρ : Résistivité du matériau μ_0 : Perméabilité du vide.
 f : Fréquence du courant. μ_r : Perméabilité du matériau.

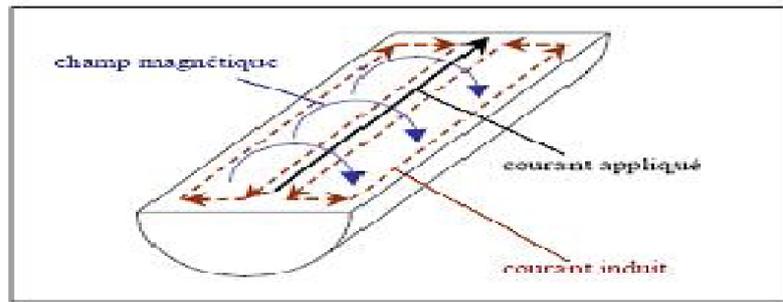


Figure II.14 : Illustration de l'épaisseur de peau dans un conducteur.

L'effet de peau signifie que le courant ne circule pas de manière uniforme dans toute la section du conducteur. Tout se passe comme si la section utile du conducteur était réduite. Cela a pour conséquence que la résistance du conducteur augmente lorsque l'épaisseur de peau diminue avec la fréquence; ce qui conduit à des pertes par effet Joule plus importantes.

b) L'effet de proximité

Lorsqu'un second conducteur non alimenté, est placé à proximité du précédent qui est alimenté, un courant se développe dans ce second conducteur sous l'effet du champ magnétique créé par le premier (figure II.15). Le courant moyen reste nul puisque le conducteur n'est pas alimenté, mais cette circulation de courant, appelée effet de proximité, cause forcément des pertes à l'intérieur du conducteur. Le courant se répartit également sur la périphérie du conducteur mais le phénomène est différent de celui causé par l'effet de peau puisque le champ magnétique est créé par un autre conducteur et non pas par lui-même Cet effet est présenté sur la figure (II.15).

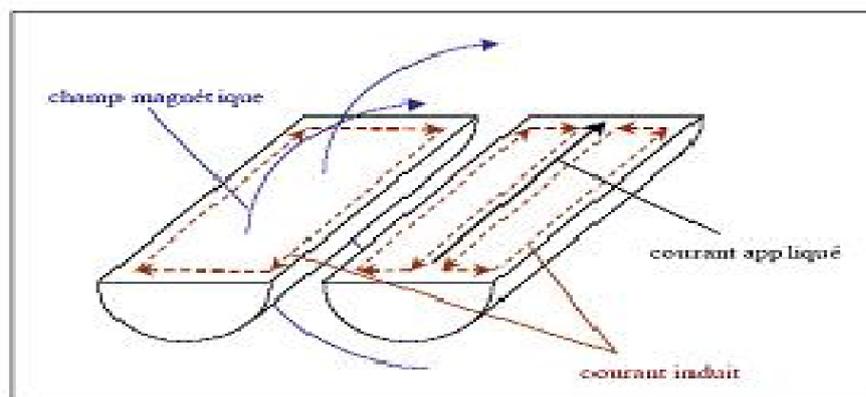


Figure II.15 : Illustration de l'effet de proximité

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

- L'effet de proximité direct est une influence mutuelle sur les densités de courant dans des conducteurs rapprochés et parcourus par des courants de même sens.

- On dit que l'effet de proximité est inverse lorsque les conducteurs sont parcourus par des courants de sens inverse.
- L'effet de proximité induit caractérise les phénomènes associés au courant circulant dans un conducteur et les courants qu'il induit dans des pièces métalliques situées à proximité.

II.5.3 Phénomènes physiques dans le matériau magnétique [31]

a) Pertes par hystérésis

Aimenter un matériau magnétique est souvent un phénomène non réversible qui fait que les courbes de l'induction magnétique en fonction du champ magnétique dans un matériaux magnétique ($B = f(H)$) constituent un ensemble de courbes appelé cycles d'Hystérésis (figure II.16) dont l'aire est proportionnelle à l'énergie dissipée par période.

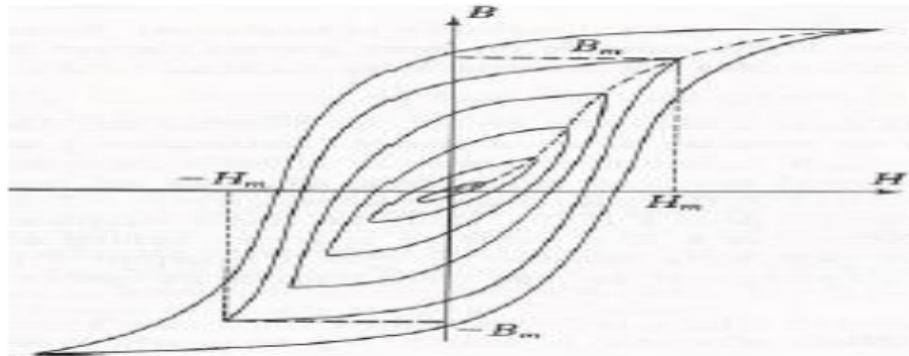


Figure II.16 : Cycles d'Hystérésis d'un matériau magnétique

Les pertes par hystérésis sont proportionnelles à la fréquence de l'excitation. Au cours de chacun des cycles décrits par le matériau, il absorbe de l'énergie qui est proportionnelle à l'aire du cycle. Ces pertes sont importantes lorsque le matériau magnétique possède un large cycle d'hystérésis.

b) Pertes par courants de Foucault

Nous avons vu que, lorsque la spirale est parcourue par un courant électrique variable, les variations du champ magnétique induisent dans la spirale et dans le plan de masse des courants qui se traduisent par une augmentation des pertes. Dans certaines conditions (hautes fréquences), ces courants induits apparaissent aussi dans le matériau magnétique. Ces courants appelés courant de Foucault sont à l'origine de pertes du même nom. En effet, les matériaux magnétiques ont souvent des propriétés conductrices pour les courants électriques de très haute fréquence. Ces courants circulant dans le matériau magnétique se traduisent par une augmentation de l'aire du cycle d'hystérésis quasi-statique et par des pertes supplémentaires.

Les pertes dans le cuivre et dans le matériau magnétique traduisent bien le fonctionnement de l'inductance mais n'expliquent pas le comportement dégradé de la structure pour des fréquences

élevées. Cette dégradation s'explique principalement par les couplages capacitifs dans la structure. Des couplages capacitifs existent donc aussi entre le substrat et les spires.

II.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre un état de l'art, en termes de réalisation de la micro bobine. Elles sont présentes dans des domaines aussi variés que les hyperfréquences, les micromoteurs ou l'électronique de puissance.

Notre choix s'est posé sur la micro-bobine de type planaire spirale carrée avec un noyau magnétique, car elle présente trois points essentiels : la présence d'un noyau magnétique favorise une énergie plus importante à stocker, le type planaire nous permet d'atteindre des dimensions plus réduites par rapports aux autres types (serpentins, méandres...etc.) et avec la topologie spirale carrée on peut atteindre des dimensions plus réduite et des valeurs d'inductance plus élevées par rapport aux topologies spirales hexagonale et octogonale.

III.1 Introduction

L'obtention d'un modèle physique de grande précision d'une inductance passe par l'identification et la prise en compte des différents éléments parasites et de leurs effets. En effet, dès l'instant que l'inductance est destinée à une application de stockage de l'énergie, des résistances parasites dissipent de l'énergie à travers des pertes ohmiques et des capacités parasites stockent de l'énergie parasite.

Les paramètres technologiques tel que la conductivité du métal utilisé (σ_m), la résistivité du substrat (ρ_{sub}), l'épaisseur d'oxyde (t_{ox}) et du métal (t_M) sont fixées par le procédé technologique. Nous exposant les différentes méthodes de dimensionnement d'une inductance planaire et ces paramètres électriques.

III.2 Modélisation d'une inductance planaire spirale

Les inductances planaires traditionnelles sont de formes carrées, circulaires, hexagonales ou octogonales. Il a été reporté que la résistance série d'une inductance de forme circulaire ou octogonale est 10 % plus faible que celle d'une inductance carrée de même valeur de L_s . Yue et Yong [32] ont rapporté un modèle (figure III.1), 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 , R_{sub}), les capacités (C_s , C_{ox} , C_{sub}) et le facteur de qualité. En effet, lorsqu'une différence de potentiel est appliquée aux bornes de la self d'inductance L_s , un champ magnétique et trois champs électriques apparaissent [33] (figure III.2):

- Le champ magnétique $B(t)$ est dû au courant continu qui circule dans les spires. Il induit un comportement inductif se traduisant par la circulation de courant induit en sens opposé dans le substrat.
- $E_1(t)$ est le champ électrique le long de la trace en métal induisant des pertes ohmiques (R_s) dues à la résistivité du métal et des pertes dans le substrat dues aux courants de Foucault.
- Un autre champ électrique $E_2(t)$ est le résultat de la différence de potentiel entre les spires, à l'origine d'une capacité de couplage (C_s) entre spires.
- Enfin, un champ électrique $E_3(t)$ est induit par la différence de potentiel entre la self et le substrat se traduisant par une capacité de couplage entre l'inductance et le substrat

(C_{ox1}, C_{ox2}) ainsi que des pertes ohmiques du fait que le champ électrique pénètre dans le substrat conducteur (R_{s1}, R_{s2}).

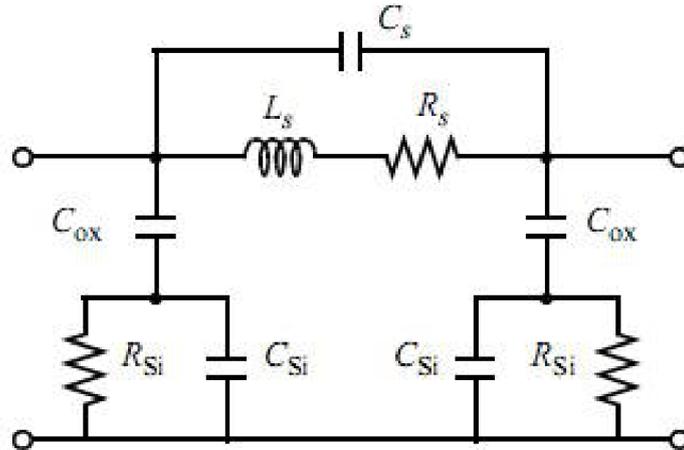


Figure III.1: Circuit équivalent d'une micro-bobine planaire spirale

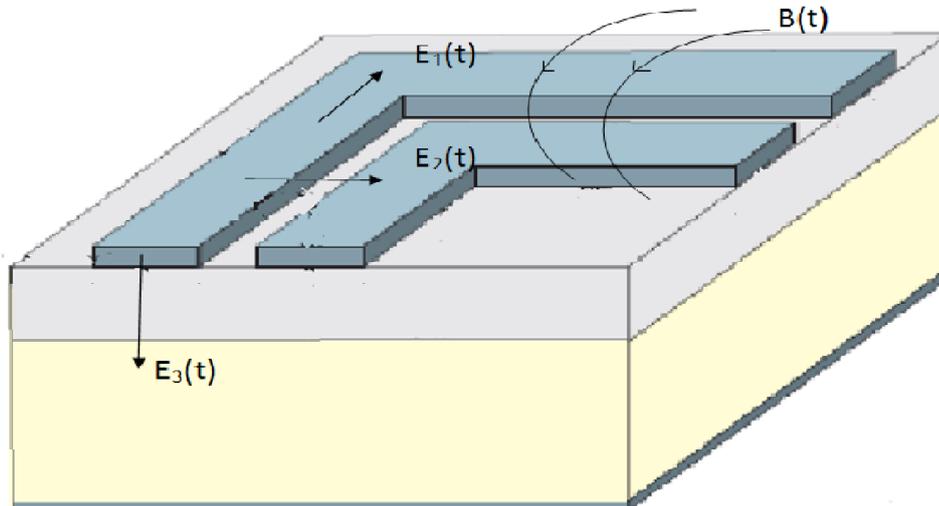


Figure III.2: Les différents champs électriques et magnétiques créés dans une micro-bobine planaire spirale

III.3 Méthode de dimensionnement d'une bobine planaire

III.3.1 Paramètres géométriques

Pour une géométrie donnée, la valeur de l'inductance dépend de plusieurs paramètres ainsi, nous considérons :

- Le nombre de tours n
- La largeur du conducteur w
- L'espace entre deux conducteurs s .
- Le diamètre intérieur d_{int} , le diamètre extérieur d_{out} et le diamètre moyen d_{avg} .

Avec :

$$d_{avg} = \frac{d_{int} + d_{out}}{2}$$

III.1

III.3.2 Méthode de Grover [34]

a) Inductance d'une bobine intégrée

L'inductance est associée à l'énergie magnétique stockée dans le dispositif. En 1946, Grover dérivait les premières formules analytiques de L pour des inductances de forme carrée [32] rendant possible la conception de ces dernières. La méthode de Grover consiste à segmenter l'enroulement et à calculer l'inductance pour chaque segment individuel et la mutuelle entre les deux segments qui lui sont parallèles.

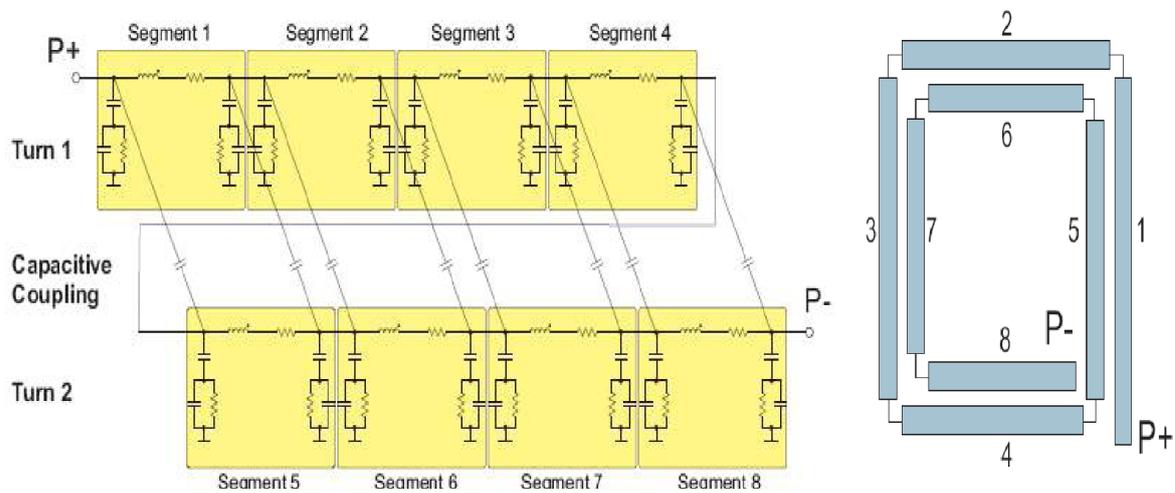


Figure III.3 : Illustration d'une bobine planaire segmentée

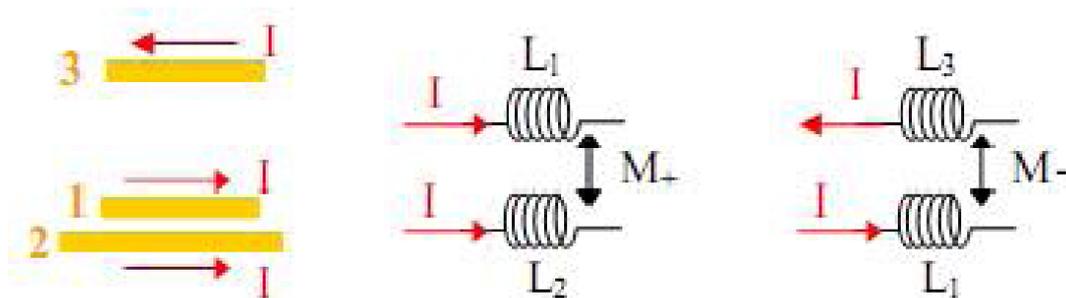


Figure III.4 : Schéma de principe du couplage inductif

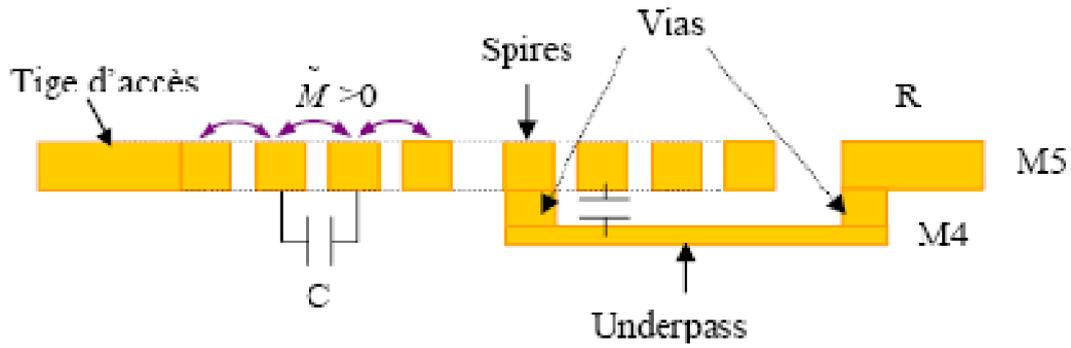


Figure III.5 : Principe d'une bobine planaire (coupe transversale)

L'inductance équivalente (L_T) de la bobine est donnée par la relation suivante :

$$L_T = L_0 + M_+ - M_- \quad \text{III.2}$$

$$L_0 = \sum L_x \quad \text{III.3}$$

L'inductance (L_0) est la somme des inductances de chaque segment composant la bobine, M_+ et M_- respectivement les mutuelles inductances positives et négatives.

a) Self inductance [29]

L'inductance L_x d'un seul segment x est donnée par :

$$L_x = 2 \cdot \mu_0 \cdot l_x \cdot \left[\ln \left(\frac{2 \cdot l_x}{w+t} \right) + 0.50 + \frac{w+t}{3 \cdot l_x} \right] \quad \text{III.4}$$

Dans cette expression, l_x représente la longueur du conducteur, w sa largeur et t son épaisseur μ_0 est la perméabilité du vide.

b) La mutuelle inductance [29]

La mutuelle entre deux conducteurs parallèles est une fonction de la longueur du conducteur l_x et de l'espacement entre deux conducteurs. En général, on peut l'approximer par :

$$M = 2 \cdot \mu_0 \cdot \sum_x l_x \cdot A_x \quad \text{III.5}$$

A_x est le paramètre d'inductance mutuel égal à :

$$A_x = \ln \left\{ \frac{l_x}{\text{GMD}} + \sqrt{1 + \left(\frac{l_x}{\text{GMD}} \right)^2} \right\} - \sqrt{1 + \left(\frac{\text{GMD}}{l_x} \right)^2} + \frac{\text{GMD}}{l_x} \quad \text{III.6}$$

Le coefficient GMD correspond à la distance géométrique moyenne entre deux conducteurs.

Il s'exprime en fonction de l'espacement entre deux conducteurs d et de la largeur des conducteurs w par la relation

$$\ln \text{GMD} = \ln d - \left[\frac{1}{12 \cdot \left(\frac{d}{w}\right)^2} + \frac{1}{60 \cdot \left(\frac{d}{w}\right)^4} + \frac{1}{168 \cdot \left(\frac{d}{w}\right)^6} + \dots \right] \quad \text{III.7}$$

Notons que la mutuelle entre deux segments perpendiculaires est négligeable. Une des limitations de ce modèle est qu'il ne s'applique qu'aux inductances planaires carrées. Cette méthode peut être simplifiée en utilisant une distance moyenne pour tous les segments plutôt que de considérer des segments individuels.

III.3.3 Méthode de Mohan

L'optimisation de la valeur de l'inductance pour une surface donnée va donc dépendre d'un choix judicieux du nombre de tours et du diamètre interne de l'inductance afin de favoriser les mutuelles positives et de minimiser les mutuelles négatives. Mohan a développé une autre méthode pour le calcul de L qui simplifie les calculs et qui est basée sur le concept de feuilles de courants [35].

Sa méthode sert d'approximation correcte dans le cas de géométrie où l'épaisseur du conducteur est négligeable devant sa largeur et sa longueur. Cette méthode a de plus l'avantage d'être facilement adaptable à d'autres géométries (carrée, octogonale et circulaire). L'inductance s'exprime par la relation [29]:

$$L \approx \frac{\mu_0 \cdot n^2 \cdot d_m \cdot c_1}{2} \cdot \left(\ln \left(\frac{c_2}{\rho} \right) + c_3 \cdot \rho + c_4 \cdot \rho^2 \right) \quad \text{III.8}$$

Rappelons que n est le nombre de spires c_1, c_2, c_3, c_4 des constantes, d_{avg} le diamètre moyen de l'inductance défini à partir de d_{in} diamètre intérieur et d_{out} diamètre extérieur par la relation (III.1) et le rapport de forme ρ par l'expression suivante:

$$\rho = \frac{d_{\text{out}} - d_{\text{int}}}{d_{\text{out}} + d_{\text{int}}} \quad \text{III.9}$$

Géométrie	C_1	C_2	C_3	C_4
Carrée	1.27	2.07	0.18	0.13
Hexagonal	1.09	2.23	0	0.17
Octogonal	1.07	2.29	0	0.19
Circulaire	1	2.46	0	0.20

Tableau III.1 : Paramètres constants de Mohan

III.3.4 Méthode de Wheeler [34], [36]

La méthode de calcul développée par Wheeler permet une évaluation de l'inductance d'une bobine hexagonale, octogonale ou circulaire, réalisée de manière discrète. Une simplification

peut être opérée lorsqu'on se transpose dans le cas planaire intégré. L'inductance L_{mw} donnée par la méthode de Wheeler a pour expression :

$$L_{mw} = K_1 \mu_0 \frac{n^2 d_{avg}}{1 + K_2 \rho} \quad \text{III.10}$$

Dans laquelle d_{avg} et ρ sont les mêmes paramètres définis par Grover K_1 et K_2 , deux coefficients fonctions de la forme géométrique utilisée. Les valeurs de ces deux coefficients sont données par le tableau suivant:

Forme	K1	K2
Carrée	2.34	2.75
Hexagonal	2.33	2.82
Octogonal	2.25	3.55

Tableau III. 2 : Valeurs des coefficients K1 et K2 utilisés dans la méthode de Wheeler

Suivant les valeurs du rapport de forme b , on peut obtenir des inductances dites «creuses » ($d_{out} \sim d_{in}$) ou bien dites « Pleines» ($d_{out} \gg d_{in}$).

Ainsi, une micro-bobine « pleine » possède une inductance inférieure à une « creuse » car les spires situées près du centre de la spirale contribuent à diminuer les inductances mutuelles positives et augmentent les inductances mutuelles négatives.

III.4 Présentation des paramètres électriques

III.4.1 Les résistances [37]

a) Résistances de la bobine et du substrat

La résistance série R_s provient de la résistance propre du ruban conducteur constituant l'inductance (figures III.8, III.1) et est directement reliée au facteur de qualité du moins à basse fréquence. Donc, la résistance série est un problème crucial dans la conception des inductances. De plus, quand l'inductance fonctionne en régime dynamique, la ligne de métal souffre des effets de peau et de proximité et R_s devient fonction de la fréquence [5].

En première approximation R_s peut être exprimée comme dans la référence à partir de la résistivité du conducteur ρ et de la longueur totale de l'inductance l_T par la relation :

$$R_s = \frac{\rho \cdot l_T}{w \cdot t_{eff}} \quad \text{III.11}$$

Où t_{eff} s'exprime à partir de l'épaisseur du conducteur t et de l'épaisseur de peau δ (formule II.1) par la relation:

$$t_{\text{eff}} = \delta \left(1 - e^{-\left(\frac{t}{\delta}\right)} \right) \quad \text{III.12}$$

En plus de la résistance propre du ruban, il existe d'autres contributions à la résistance globale de l'inductance dont la résistance de couplage R_{si} associée au substrat Si (figure III-3) qui dégrade aussi les performances de l'inductance à haute fréquence.

Le substrat étant faiblement résistif (typiquement $\rho_{\text{Si dopé}} \sim 3 \Omega \cdot \text{cm}$), R_{si} traduit l'effet Joule généré par les boucles de courants induits qui circulent dans le substrat (figure II-13). Un modèle simple décrivant la résistance du substrat, est donnée par la relation :

$$R_{\text{si}} = \frac{2}{l_T \cdot w \cdot G_{\text{sub}}} \quad \text{III.13}$$

l_T étant la longueur totale de tous les segments, w la largeur du segment et G_{sub} la conductance par unité d'aire du substrat. (Paramètre convenable modélisant les pertes du substrat ($\frac{\text{s}^2}{\text{m}}$)).

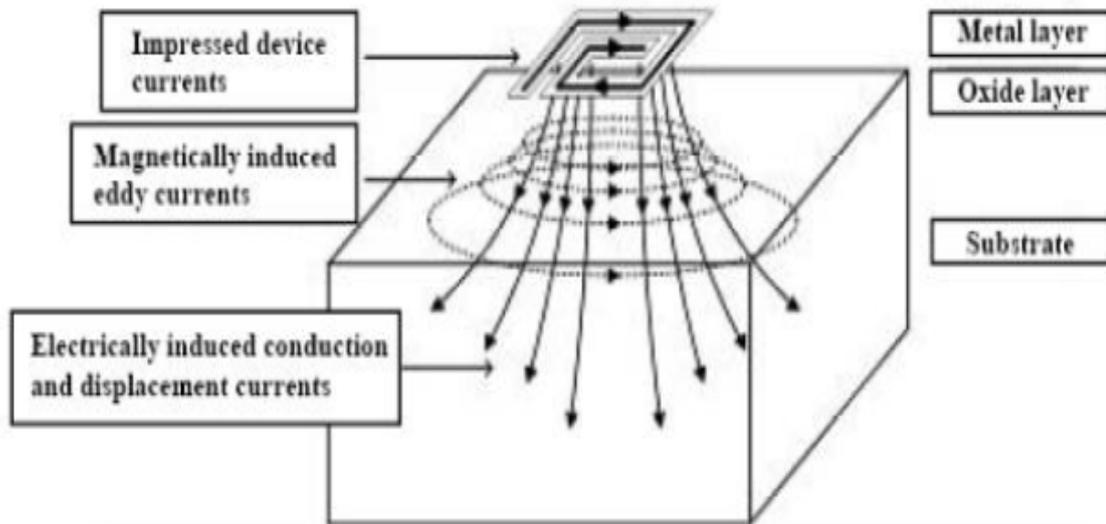


Figure III.6: Courants de Foucault et courant de déplacement dans le substrat induits par le flux de courant dans l'inductance

b) Pertes par induction magnétique

Le même phénomène que celui qui conduit à l'effet de proximité dans les conducteurs existe avec le substrat : conformément à la loi de Faraday / Lenz, le champ magnétique créé par l'inductance induit une courante image dans le substrat, le plus souvent appelé courant de Foucault. Le sens de ce courant, opposé à celui de l'inductance, génère par conséquence un champ magnétique s'opposant au champ principal. Il en résulte une diminution de la valeur réelle de l'inductance.

De plus, de l'énergie magnétique est de la sorte convertie en chaleur par effet Joule dans le volume du substrat. Ces conséquences sont d'autant plus importantes que la résistivité du substrat diminue.

c) Pertes par induction électrique

L'énergie stockée sous forme électrique dans l'inductance est couplée au substrat par l'intermédiaire de la capacité équivalente dont les armatures sont constituées par les spires de l'inductance d'une part et le substrat lui-même d'autre part. Il en résulte des courants de conduction et de déplacement vers la masse la plus proche. Ainsi, de l'énergie électrique est ici encore dissipée par effet joule dans le substrat.

III.4.2 Les capacités [37]

Il existe trois types de capacités dans une inductance intégrée (figure III.1): la capacité série C_s entre les spires adjacentes, la capacité C_{ox} associée à la couche d'isolation (oxyde) avec le substrat et la capacité de couplage associée au substrat C_{sub} lui même à travers cette même couche.

On modélise habituellement ces capacités à partir du concept de capacité à plaques parallèles (figures II.13, III.1).

a) Capacité parasite série C_s

La capacité C_s modélise la capacité parasite de couplage existant entre les deux ports de l'inductance (figure III.3). Elle permet ainsi au signal de traverser l'inductance sans passer à travers la spirale. Basé sur la structure physique de l'inductance, C_s modélise plusieurs effets :

-Le crosstalk entre les conducteurs de deux tours adjacents. Comme les conducteurs sont souvent équipotentiels, les effets de crosstalk sont négligeables. Ils peuvent d'ailleurs être réduits en augmentant la distance entre deux conducteurs parallèles.

-Le contact enterré. Si le deuxième port de l'inductance est ramené près du premier par un contact enterré, la différence de potentiel entre les spires et le contact peut induire des capacités parasites. On peut donc considérer que la capacité C_s équivaut à la somme des capacités de recouvrement entre le contact enterré et les diverses spires, soit :

$$C_s = n \cdot w^2 \cdot \left(\frac{\epsilon_{ox}}{t_{1-2}} \right) \quad \text{III.14}$$

Où : n est le nombre de superpositions, w est l'épaisseur de la ligne,

ϵ_{ox} la permittivité de la couche d'isolation entre les spires et entre l'inductance et le substrat,

et t_{1-2} la distance entre les spires 1 et 2.

Pour vérifier que la capacité d'interférence (crosstalk) est en effet sans importance aux caractéristiques d'une inductance, considérons trois tours d'inductance et ses modèles

d'équivalent suivant les indications du schéma (fig.III.7). Dans le modèle distribué, l'inductance de 3 tours est divisée en six moitiés de tours des sections. Chaque section est représentée par une inductance et une résistance. En outre, il y a quatre capacités d'interférence (C_{ct1} – C_{ct4}) et trois capacités de chevauchement (C_{ov1} – C_{ov3}). La disposition d'inductance est choisie telle que la somme de la capacité d'interférence est égale à la somme des capacités de chevauchement (fig.III.7.a). Dans le modèle en bloc, la totalité des inductances et résistances de l'inducteur sont utilisés. Cependant, la capacité mise en bloc inclut seulement la partie superposée.

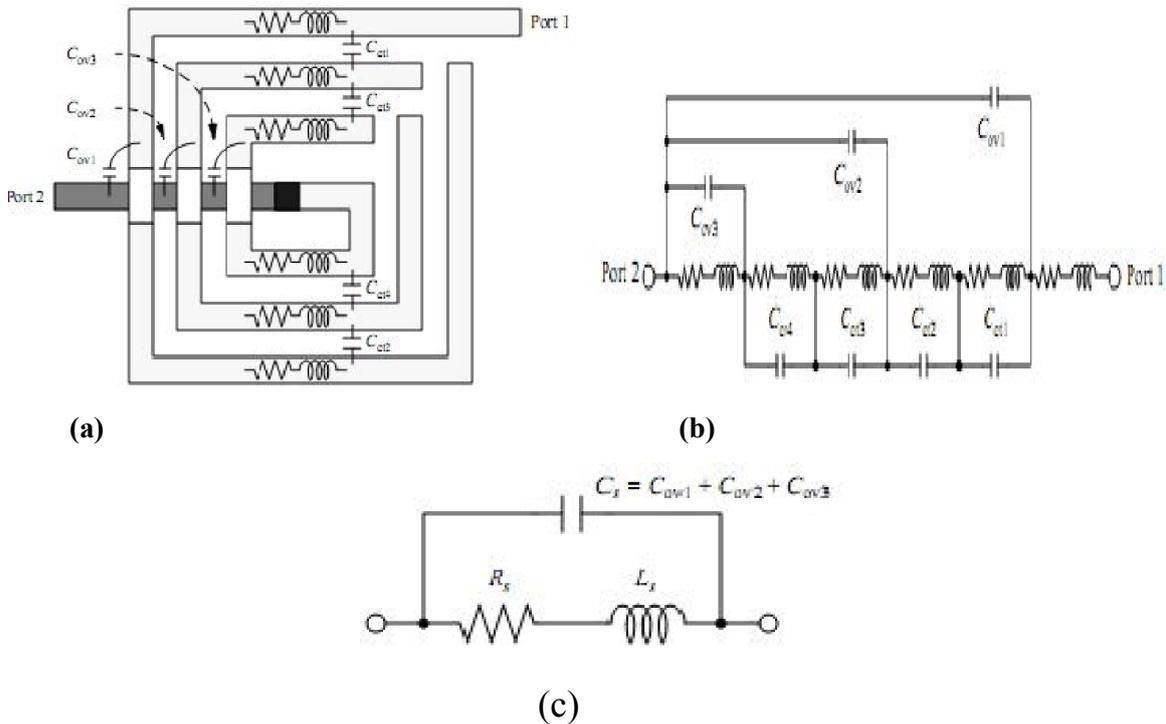


Figure III.7: Inductance de 3-tours. (a) modèle distribué, (b) modèle on bloc, (c) modèle équivalent.

b) Capacité du substrat

La capacité du substrat C_{Sub} modélise les effets des capacités parasites du substrat aux hautes fréquences. De nombreux travaux, effectués sur la caractérisation de structures «microstrip» sur substrat semi-conducteur, et spécialement sur métal/oxyde/silicium, ont montré que la capacité de substrat est approximativement proportionnelle à la surface occupée par l'inductance. Soit :

$$C_{sub} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \frac{S_A}{h} \quad \text{III.15}$$

Dans laquelle C_{sub} est la capacité de substrat par unité de surface du substrat, fonction du dopage de ce dernier.

$\epsilon_0 \approx 8.85 \text{ pF m}^{-1}$ et $\epsilon_r = \epsilon_{si} = 11.9$ sont les permittivités respectives du vide et du silicium.

c) Capacité de l'oxyde

De manière analogue, la capacité d'oxyde sera donnée par :

$$C_{ox} = \frac{1}{2} \cdot l_T \cdot w \cdot \left(\frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_{ox}}{t_{ox}} \right) \tag{III.16}$$

Où : l_T est la longueur totale de l'inductance, w est l'épaisseur de la ligne, ϵ_{ox} la permittivité de la couche d'isolation entre les spires et entre l'inductance et le substrat, et t_{ox} l'épaisseur d'oxyde sous le métal.

III.4.3 Facteur de qualité [29], [38]

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 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 le facteur de qualité (Q diminue). 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. Si l'inductance est reliée à la masse comme dans la plupart des applications, alors le circuit équivalent de l'inductance peut être réduit à celui présenté par la figure (III.8).

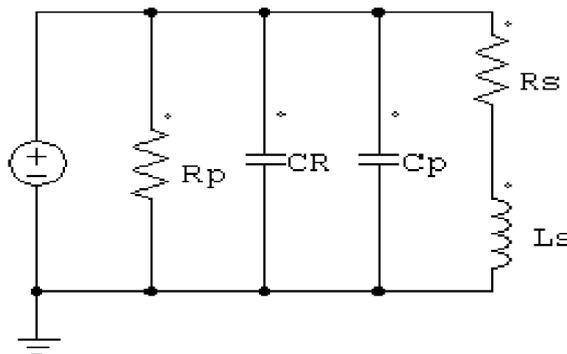


Figure III.8 : Circuit équivalent d'une inductance reliée à la masse

A partir d'un tel modèle, le facteur de qualité de l'inductance peut s'exprimer par :

$$Q = \frac{\omega \cdot L_s}{R_s} \cdot \frac{R_p}{R_p + \left[\left(\frac{\omega \cdot L_s}{R_s} \right)^2 + 1 \right] R_s} \cdot \left[1 - \frac{R_s^2 \cdot (C_s + C_p)}{L_s} - \omega^2 \cdot L_s \cdot (C_s + C_p) \right] \tag{III.17}$$

Dans cette équation, le premier terme correspond au facteur de qualité simple, le deuxième traduit les pertes substrat et un troisième exprime le facteur d'auto-résonance.

Sachant que ω est la pulsation, L_s est l'inductance série, R_s la résistance série de la bobine, R_p , C_p résistance et capacité de couplage. R_p et C_p sont reliés à R_{si} , C_{si} et C_{ox} par la relation :

$$R_p = \frac{1}{\omega^2 \cdot C_{ox}^2 \cdot R_{si}} + \frac{R_{si} \cdot (C_{ox} + C_p)^2}{C_{ox}^2} \quad \text{III.18}$$

$$C_p = C_{ox} \cdot \frac{1 + \omega^2 (C_{ox} + C_{si}) C_{si} \cdot R_{si}^2}{1 + \omega^2 (C_{ox} + C_{si})^2 \cdot R_{si}^2} \quad \text{III.19}$$

Dans une bobine classique Q devrait croître de façon monotone avec la fréquence car ce dernier dépend uniquement de L_s et R_s ; ce qui n'est pas le cas dans une bobine intégrée car les pertes dans le substrat deviennent dominantes à haute fréquence jusqu'au caractère auto-résonant de l'inductance.

Les inductances intégrées sont habituellement élaborées sur un substrat Si, et les pertes substrat sont principalement dues aux couplages capacitifs et inductifs. Le couplage capacitif représenté par C_p dans le modèle précédent figure (III.8) entre 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.

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le modèle électrique équivalent d'une bobine planaire intégré sur un substrat. Nous avons présenté les différentes méthodes de calcul de son inductance en fonction de ses paramètres géométriques. Outre le caractère inductif, les phénomènes électriques et magnétiques ont permis de dégager les effets résistifs et capacitifs de l'ensemble bobine-isolant-substrat. Le circuit électrique de l'inductance planaire spirale intégrée sur substrat nous a permis de déduire le facteur qualité de la structure.

Cette étude constitue une base pour le dimensionnement d'une bobine spirale selon le cahier de charge, que l'on développera dans le chapitre suivant.

IV.1 Introduction

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

Nous allons dans ce chapitre, recentrer notre étude sur nos besoins et sur les applications visées. Cela nous conduira aux spécifications d'un micro-convertisseur qui sera notre point de départ pour l'étude d'une micro-bobine. À partir de l'analyse du convertisseur, de ses conditions de fonctionnement, nous estimerons les valeurs requises pour le dimensionnement des composants passifs nécessaires.

En tenant compte des caractéristiques électrique et magnétique des matériaux choisis, nous évaluerons les contraintes géométriques du composant. Ces contraintes géométriques qui sont des relations liant la fréquence de fonctionnement, la longueur, la section et le volume du noyau magnétique, le nombre de spire, la longueur et la section du conducteur avec la valeur de l'inductance, la quantité d'énergie magnétique stockée et la résistance du conducteur requise dans les spécifications du micro-convertisseur.

IV.2 Présentation du cahier de charge du micro convertisseur

Dans cette partie, nous allons définir les paramètres géométriques d'une inductance planaire carrée qui sera intégré dans un micro-convertisseur BUCK (Hacheur abaisseur de tension). [39]

Le micro-convertisseur de faible puissance choisi contient une micro-bobine planaire spirale carrée (figure IV.1) qui est sous la forme d'un enroulement concentrique d'un ruban conducteur. Pour augmenter son rendement il est impératif de réduire au maximum les pertes à l'intérieur de ce convertisseur. Pour cette étude, le cahier de charge est comme suit :

- Une tension d'entrée : $V_e = 5$ Volts
- Une tension de sortie : $V_s = 2,2$ Volts
- Un courant maximal : $I_{L,max} = 0.6$ Ampères
- Un courant de sortie : $I_s = 0.38$ Ampères
- Une fréquence de fonctionnement : $f = 2$ MHz
- Ondulation maximale de la tension de sortie : $\frac{\Delta V_s}{V_s} = 5\%$

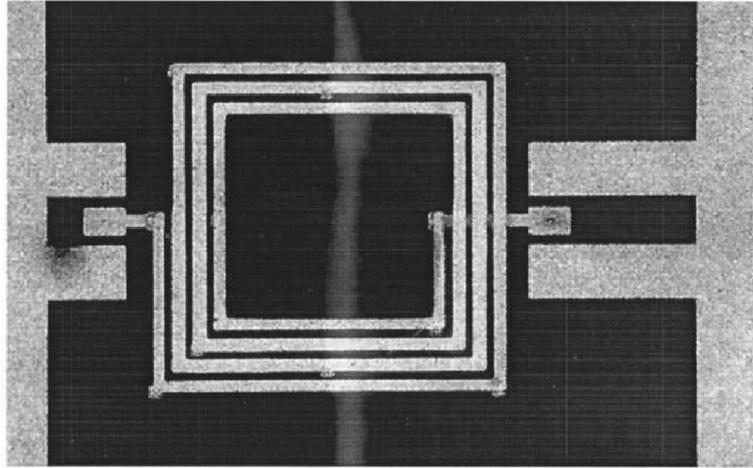


Figure IV.1 Photographie MEB d'une micro-bobine planaire spirale carrée [40]

Afin de rester dans un fonctionnement permettant le contrôle en tension à faible charge, c'est à dire indépendant du courant moyen de sortie, nous opterons pour un fonctionnement en conduction continue ou en limite de conduction continue. Ceci nous permettra en outre de pouvoir régler la tension moyenne en sortie en jouant sur la valeur du rapport cyclique.

En tenu compte du cahier de charge, nous définissons les spécifications de la micro-bobine dans un micro convertisseur qui constitue le point de départ pour sont dimensionnement. En tenant compte les effets électriques et magnétiques influant. Nous étudieront les caractéristiques noyaux magnétiques pour définir le stockage d'énergie magnétique et son volume afin de dimensionner notre micro bobine.

IV.3 Présentation du micro-convertisseur [6]

IV.3.1 Introduction

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

Il exige une gestion économe de l'énergie de la batterie qui est la seule source d'énergie présente sur le terminal mobile; en effet l'autonomie, c'est-à-dire la durée de vie de la batterie est un facteur important sur le marché des équipements comme les téléphones portables, les baladeurs MP3, etc.

IV.3.2 Principe de fonctionnement micro-convertisseur abaisseur de tension

Nous allons nous orienter vers un micro-convertisseur continu-continu abaisseur de tension, ou dévolteur (Buck), dans lequel l'inductance se trouve du côté sortie (figure IV.2).

Le circuit est alimenté par une source de tension V_e , la sortie est chargée par une résistance R et débite un courant I_s .

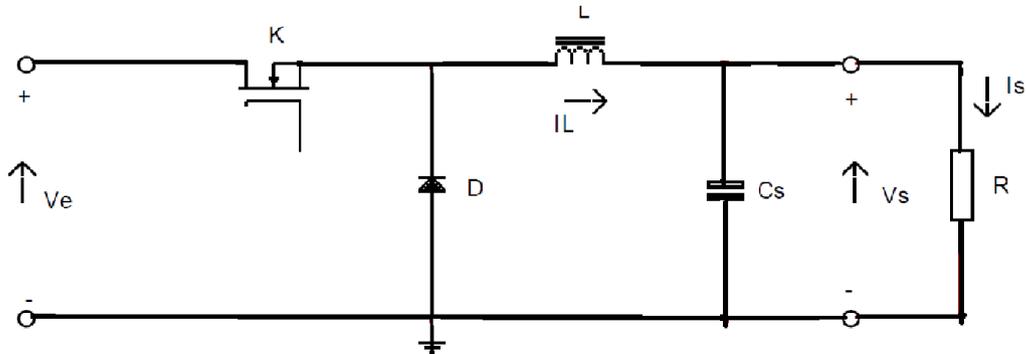


Figure IV. 2 Schéma de principe d'un micro-convertisseur continu-continu Buck

L'interrupteur K , est rendu périodiquement conducteur avec un rapport cyclique α à la fréquence $F = \frac{1}{T}$.

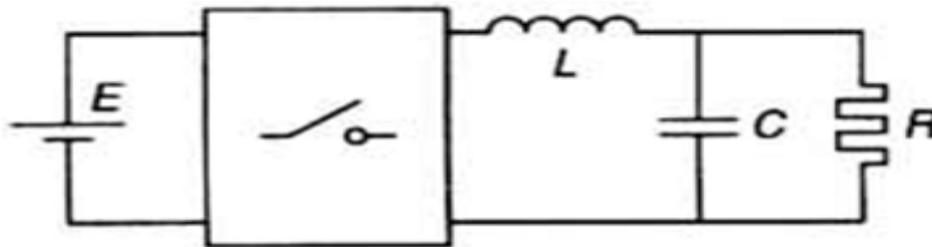


Figure IV.3 Schéma de principe d'un micro-convertisseur continu-continu Buck

Le courant I_L circulant dans la bobine se partage en un courant I_c , énergie apportée au condensateur et un courant I_s circulant dans la charge, considéré constant.

A. Phase 1 ($0 < t < \alpha T$)

L'interrupteur K est fermé, la diode D est bloquée. Le schéma équivalent du circuit est le suivant:

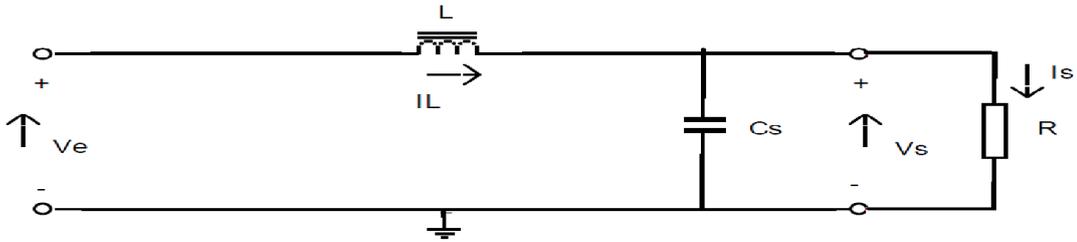


Figure IV.4. Schéma de principe pour la phase 1

La différence de potentiel aux bornes de la bobine donne :

$$V_e - V_s = L \frac{di}{dt} \quad \text{IV.1}$$

Le courant de charge dans la bobine est donc :

$$I_L(t) = I_{L\min} + \frac{V_e - V_s}{L} t \quad \text{IV.2}$$

A l'instant $t = \alpha T$ le courant dans l'inductance atteint la valeur maximale:

$$I_{L\max} = I_L(\alpha T) = I_{L\min} + \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T \quad \text{IV.3}$$

B. Phase 2 ($\alpha T < t < T$)

A l'instant $t = \alpha T$ l'interrupteur K s'ouvre. La diode D devient conductrice et le schéma équivalent du circuit devient :

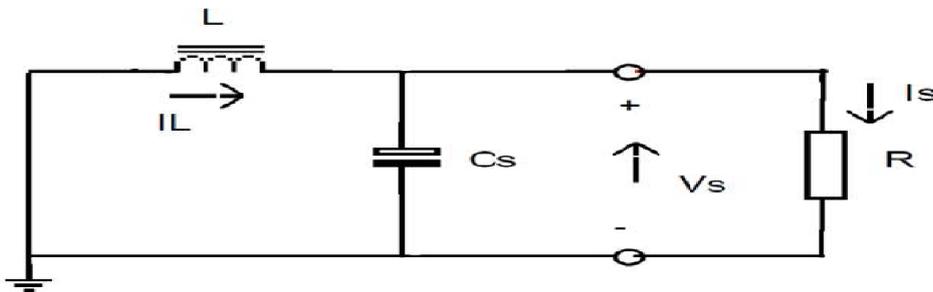


Figure IV.5 : Schéma de principe pour la phase 2

La tension aux bornes de la bobine peut s'exprimer par:

$$-V_s = L \left(\frac{di}{dt} \right) \quad \text{IV.4}$$

$$\text{Ou encore : } V_s = -L \frac{di}{dt} \quad \text{IV.5}$$

Entre ces instants, le courant de décharge de la bobine est :

$$I_{L\min}(t) = I_{L\max} - \frac{V_s}{L} (t - \alpha T) \quad \text{IV.6}$$

A l'instant $t = T$ le courant dans l'inductance atteint sa valeur minimale :

$$I_{L\min} = I_{L\max} - \frac{V_s}{L} (1 - \alpha) T \quad \text{IV.7}$$

Soit ΔI l'ondulation du courant dans l'inductance :

$$\Delta I = I_{Lmax} - I_{Lmin} \quad \text{IV.8}$$

En combinant les équations IV.3 et IV.8 on en déduit l'ondulation de courant :

$$\Delta I = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T \quad \text{IV.9}$$

De même, des équations IV.7 et IV.8 nous déduisons l'ondulation :

$$\Delta I = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{V_s}{L} (1 - \alpha) T \quad \text{IV.10}$$

En combinant ces deux dernières expressions (éqs. IV.9 et IV.10), on peut établir la relation entre la tension d'entrée et la tension de sortie du micro convertisseur:

$$V_s = \alpha \cdot V_e \quad \text{IV.11}$$

On constate que la tension de sortie du convertisseur ne dépend que de la tension d'entrée et du rapport cyclique α . Celui ci étant toujours compris entre 0 et 1, pour un convertisseur abaisseur de tension.

IV.4 Dimensionnement du condensateur de sortie

D'après la loi des nœuds, le courant I_c traversant le condensateur C_s est égal à la différence entre le courant circulant dans l'inductance L et le courant de sortie I_s soit:

$$I_c = I_L - I_s \quad \text{IV.12}$$

Soit ΔQ la variation positive de charge du condensateur C_s [38], [39].

$$\text{On a} \quad \Delta Q = T \frac{\Delta I}{8} \quad \text{IV.13}$$

$$\text{Et comme : } \Delta Q = C_s \cdot \Delta V_c \quad \text{IV.14}$$

On en déduit la valeur de la capacité C_s nécessaire pour obtenir une ondulation désirée de la tension de sortie ΔV_s ($\Delta V_s = \Delta V_c$ si le condensateur est parfait).

$$C_s = \frac{T \Delta I}{8 \Delta V_s} \quad \text{IV.15}$$

IV.5 Dimensionnement de l'inductance de la bobine [6]

De l'équation IV.10, nous pouvons déduire l'expression de l'inductance, soit :

$$L = \frac{V_s(1-\alpha)}{\Delta I} \cdot T \quad \text{IV.16}$$

IV.5.1 Calcul du rapport cyclique [39]

Avec les données du cahier de charge on déduit la valeur du rapport cyclique :

$$\alpha = \frac{V_s}{V_e} = \frac{2.2}{5} = 0.44$$

IV.5.2 Calcul de l'ondulation de courant dans la bobine

Les équations qui vont nous permettre de calculer la valeur de l'inductance analytiquement pour la réalisation du micro-convertisseur sont issues d'hypothèses simplificatrices.

Pour calculer la valeur de l'inductance L , nous déterminerons la valeur de l'ondulation maximale du courant $(\Delta I_L)_{\max}$.

En remplaçant la relation IV.11 dans l'équation IV.9, on déduit l'expression l'ondulation de courant ΔI_L dans l'inductance:

$$(\Delta I_L)_{\max} = \frac{1}{L \cdot f} \cdot \alpha \cdot V_e \cdot (1 - \alpha) \quad \text{IV.17}$$

Une fréquence de fonctionnement de 2 MHz, devrait être compatible avec des dimensions raisonnables de la micro bobine dans un objectif d'intégration. Cette valeur est imposée par le cahier de charge et nous servira de point de départ pour le calcul des autres paramètres du convertisseur, ainsi que la valeur du courant de sortie moyen I_s .

Au nœud de sortie nous avons la relation:

$$I_{S \text{ moy}} = I_{C \text{ moy}} + I_{L \text{ moy}} \quad \text{IV.18}$$

Avec $I_{C \text{ moy}} = 0 \text{ A}$ puisque le courant moyen traversant le condensateur est nul pour une tension de sortie constante en régime permanent. Donc :

$$I_{S \text{ moy}} = I_{L \text{ moy}} \quad \text{IV.19}$$

Nous avons choisi un mode de fonctionnement en limite de conduction continue, c'est à dire que le courant dans la bobine est toujours positif. La forme du courant est représentée en figure IV. 6.

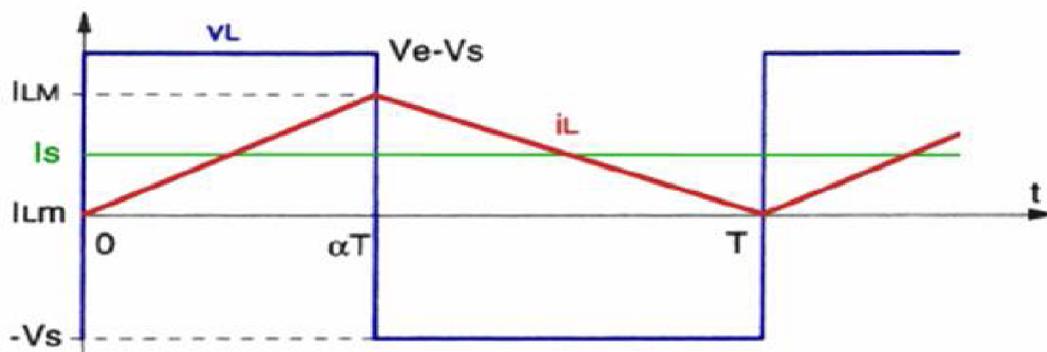


Figure IV.6: Formes d'ondes du courant dans la bobine en limite de conduction continue

Vu l'ondulation du courant dans la bobine, nous pouvons exprimer le courant moyen la reversant soit :

$$I_{L \text{ moy}} = \frac{I_{L \text{ max}} + I_{L \text{ min}}}{2} \quad \text{IV.20}$$

$$D'o\grave{u} \quad I_{L \min} = 2 I_{S \text{ moy}} - I_{L \max} \quad \text{IV.21}$$

En cahier de charge on d\u00e9duit la valeur du courant minimal traversant l'inductance :

$$I_{L \min} = 2 (0.38) - 0.6 = 0.16 \text{ A}$$

Pour le mode de conduction continu le courant ayant une forme triangulaire, sa valeur moyenne, qui est le courant de sortie, est situ\u00e9e \u00e0 mi hauteur. L'amplitude cr\u00eate de courant (ΔI_L) max traversant la bobine sera $I_{L \max} - I_{L \min}$ avec $I_{L \min} = 0.16 \text{ A}$:

$$\Delta I_{\max} = I_{L \max} - I_{L \min} = 0.6 - 0.16 = 0.44 \text{ A}$$

IV.5.3 Calcul de la valeur d'inductance

En rempla\u00e7ant les valeurs trouv\u00e9es dans l'\u00e9quation IV.17, nous pouvons d\u00e9duire la valeur de l'inductance :

$$L = \frac{V_s(1-a)}{\Delta I_{\max} \cdot f} = 1.4 \mu\text{H} \quad \text{IV.22}$$

Nous avons donc d\u00e9termin\u00e9 la valeur de l'inductance int\u00e9gr\u00e9e n\u00e9cessaire pour le fonctionnement du micro convertisseur, soit $1.4 \mu\text{H}$ Cette valeur va nous permettre de d\u00e9terminer les contraintes g\u00e9om\u00e9triques li\u00e9es au substrat.

IV.6 Stockage de l'\u00e9nergie magn\u00e9tique

Les diff\u00e9rentes topologies des bobines peuvent stoker l'\u00e9nergie magn\u00e9tique dans :

- Le noyau magn\u00e9tique
- L'air avec ou sans noyau (entrefer)

La nature du milieu utilis\u00e9 pour ce stockage d'\u00e9nergie va influencer de fa\u00e7on significative sur la taille du composant.

Si on consid\u00e8re que le convertisseur est en r\u00e9gime permanent, l'\u00e9nergie stock\u00e9e dans chaque composant est la m\u00eame au d\u00e9but et \u00e0 la fin de chaque cycle de commutation. En particulier, l'\u00e9nergie stock\u00e9e dans l'inductance qui est donn\u00e9e par :

$$W = \frac{1}{2} L (I_{L \max})^2 \quad \text{IV.23}$$

Avec une bobine d'une valeur d'inductance de $1,4 \mu\text{H}$ travers\u00e9e par un courant maximum de 0.6 A , il peut \u00eatre stock\u00e9e une quantit\u00e9 d'\u00e9nergie maximale de : $W = 0,252 \mu\text{j}$

IV.7 Volume du noyau magn\u00e9tique

Pour la d\u00e9termination du volume du noyau pour un stockage donn\u00e9, il faut conna\u00eetre la densit\u00e9 volumique du mat\u00e9riau utilis\u00e9, celle-ci est donn\u00e9e par la relation suivante :

$$W_{V \max} = \frac{(B_{\max})^2}{2 \mu_0 \mu_r} \quad \text{IV.24}$$

O\u00f9 B_{\max} est l'induction magn\u00e9tique maximale que peut supporter le mat\u00e9riau, μ_r : La perm\u00e9abilit\u00e9 relative du mat\u00e9riau.

Pour un matériau magnétique de type NiFe et sans entrefer, ces caractéristiques sont :

Induction magnétique $B_{\max} = 0,6 \text{ T}$ et une perméabilité relative de 800 (S.I).

L'énergie volumique stockable dans un milieu de perméabilité $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ vaut :

$$W_{V_{\max}} = \frac{(B_{\max})^2}{2 \mu_0 \mu_r} = \frac{(0,6)^2}{2,4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 800} = 179 \text{ j m}^{-3}$$

De cette densité volumique du matériau, nous déduisons le volume du matériau utilisé :

$$V = \frac{W}{W_{V_{\max}}} = \frac{0,252 \cdot 10^{-6}}{179 \cdot 10^{-9}} = 1,407 \text{ mm}^{-3} \quad \text{IV.25}$$

Soit donc $1,407 \text{ mm}^3$ de NiFe pour stocker $0,252 \mu\text{j}$. Notons ici que plus la perméabilité magnétique μ_r sera élevée plus le volume du circuit magnétique sera important, pour une induction B_{\max} maximale donnée.

En considérant, comme jeu de dimension, une section carré A de 1 mm^2 sur laquelle nous allons poser le circuit électrique de la micro bobine, ce qui nous donne une épaisseur du noyau $H = 1,407 \text{ mm}$. Ces valeurs sont le point de départ pour le calcul des paramètres de l'inductance.

IV.8 Calcul des paramètres géométriques de l'inductance [6]

La bobine planaire spirale carrée est géométriquement décrite par sept paramètres (figure IV.7). 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.

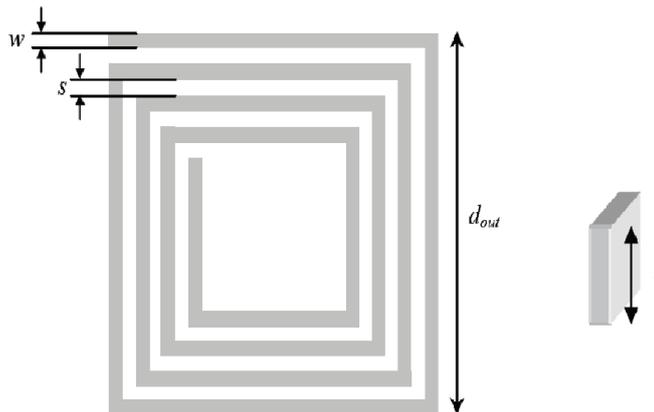


Figure IV.7 : Les différents paramètres constituant la micro-bobine spirale planaire carrée

IV.8.1 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 III.10.

Dans laquelle, d_{avg} , ρ est le facteur de forme, définis par les relations III.1 et III.9.

K_1 et K_2 les coefficients dépendant de la forme géométrique carrée déduits du tableau III.2:

$$K_1=2.34, \quad K_2=2.75.$$

En choisissant un diamètre externe de l'inductance d_{out} égale a 700 μm et un diamètre interne d_{int} égale a 140 μm , on en déduit la valeur du rapport $c = \frac{d_{int}}{d_{out}} = 0.2$.

En combinant les expressions de c et ρ dans l'équation IV.26, on déduit l'expression du nombre de spires soit:

$$n = \sqrt{\left(2 \frac{L[(1+c)+K_2(1-c)]}{\mu_0 \mu_r K_1 d_{out} (1+c)^2}\right)} \quad \text{IV.26}$$

Le calcul numérique donne un nombre de spires :

$$n=2 \text{ tours}$$

IV.8.2 Calcul de l'épaisseur de la bobine (t)

Le calcul de l'épaisseur de peau du conducteur s'obtient à partir de l'équation II.1:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \Leftrightarrow \delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu f}} \quad \text{IV.27}$$

Avec : $\rho_{\text{cuivre}} = 1,7 \cdot 10^{-8} [\Omega \cdot \text{m}]$, $\mu_r = 1 [\text{H/m}]$.

On trouve après le calcul :

$$\delta = \sqrt{\left(\frac{2 \cdot \rho}{\mu \cdot \omega}\right)} = 46.42 \mu\text{m}$$

Pour que le courant circule dans tout le conducteur, il faut qu'une des conditions suivante soit remplie : $w \leq 2\delta$ ou $t \leq 2\delta$. On impose une des deux valeurs t ou w ; en posant par exemple l'épaisseur du conducteur $t = 40 \mu\text{m}$, on peut calculer sa largeur w .

IV.8.3 Calcul de la largeur du conducteur

Pour qu'un courant maximal de 0,6 A puisse circuler dans un ruban conducteur qui constitue le circuit électrique de la micro bobine qu'on souhaite intégrer, il faut que la section S_c de ce dernier remplisse la condition suivante :

$$I = S_c \cdot j_{\text{moy}} \quad \text{IV.28}$$

Avec la surface du conducteur traversée par le courant: $S_c = w \cdot t$

La densité de courant surfacique dans un conducteur rectangulaire est donnée par la relation [37] :

$$j(x) = j_0 e^{-\frac{x}{\delta}} \quad \text{IV.29}$$

Avec la variable de position x variant de 0 jusqu'à $\frac{t}{2}$

La valeur moyenne de la densité du courant :

$$J_{\text{moy}} = j_0 (e^{-\frac{t}{2\delta}} + 1)/2 \quad \text{IV.30}$$

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 un substrat ayant des bonnes propriétés de conduction de température. Ce qui nous permet de poser comme conditions aux limites : $J_0 = 10^9 \text{ [A/m}^2\text{]}$

Donc, pour les valeurs paramétriques suivantes :

$t=40\mu\text{m}$; $\delta=46.42\mu\text{m}$, on en déduit la valeur moyenne de la densité de courant :

$$j_{\text{moy}} = 0.825 \cdot 10^9 \text{ A/m}^2$$

Pour faire circuler un courant maximal de 0,6A et une densité moyenne de $0.825 \cdot 10^9 \text{ A/m}^2$ la section S_c du ruban conducteur aura comme valeur :

$$S_c = 0.727 \cdot 10^{-9} \text{ m}^2 = 727 \mu\text{m}^2$$

On en déduit aisément la largeur de la ligne conductrice, soit : $w = \frac{S_c}{t} = 18.17 \mu\text{m}$.

$w = 18.17 \mu\text{m}$ est la largeur minimale qui nous permet d'avoir une section minimale du ruban conducteur qui fait circuler un courant maximale de 0,6A avec une densité de courant surfacique de $0.825 \cdot 10^9 \text{ A/m}^2$.

Nous pourrions opter pour une autre valeur de w ; à condition quelle soit supérieure à $18.17 \mu\text{m}$, nous opterons donc pour $w = 50 \mu\text{m}$.

IV.8.4 Calcul de l'espace inter spires [41]

A partir de la forme géométrique carrée de l'inductance (éq. III.9), on établie l'expression de l'espace inter-spires :

$$d_{\text{out}} = d_{\text{int}} + 2 w n + 2 s (n-1) \Leftrightarrow s = \frac{d_{\text{out}} - d_{\text{int}} - 2 w n}{2(n-1)} \quad \text{IV.31}$$

Pour $n = 2$: $s = 120 \mu\text{m}$

IV.8.5 Calcul de la longueur totale du conducteur [41]

La longueur moyenne du conducteur dans une inductance spirale carrée est déterminée à partir de la formule [38] avec $w = 50 \mu\text{m}$

$$l_{\text{moy}} = 4n (d_{\text{int}} + n w + (n-1)s) = 3.68 \text{ mm} \quad \text{IV.32}$$

Tous les paramètres qui rentrent dans le dimensionnement du circuit électrique de la micro bobine sont représentés dans un tableau récapitulatif.

Inductance L (μH)	Nombre de tour n	Longueur l(mm)	Largeur w(μm)	Epaisseur t(μm)	Espacement s(μm)	Diameter externe (μm)	Diameter interne (μm)
1.4	2	3.68	50	40	120	700	140

Tableau IV.1 : Valeurs géométriques de la micro-bobine

IV.9 Extraction des paramètres électriques

IV.9.1 Paramètres électrique d'une inductance planaire intégrée [6], [42]

En 1990, Nguyen et Meyer furent les premiers à proposer un modèle en « π » simple, pour décrire le comportement d'une inductance planaire intégrée sur silicium. Un modèle amélioré a été développé plus tard par Ashby et al.

Cependant les paramètres du modèle ont besoin d'être ajustés à partir des courbes expérimentales plutôt que d'avoir une signification physique.

Plus récemment Yue et Yong ont rapporté un modèle similaire (Figure IV.8) mais avec des paramètres plus appropriés à la géométrie de l'inductance, traduisant les effets de proximité, les effets parasites et les effets de la fréquence.

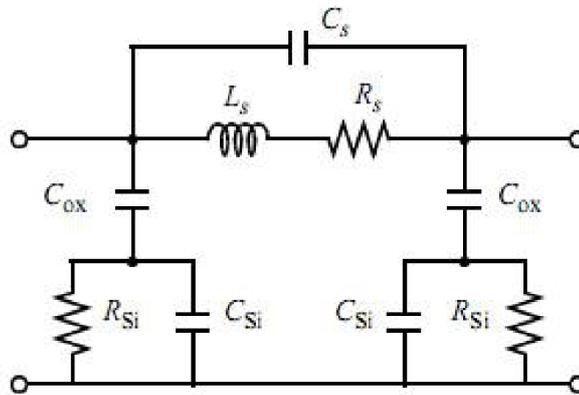


Figure IV.8 : Modèle en « π » d'une inductance planaire spirale

IV.9.2 Resistances et capacités de la bobine

La résistance série (R_s) est un problème crucial dans la conception des inductances. De plus, quand l'inductance fonctionne en régime dynamique, la ligne de métal souffre des effets de peau et de proximité et la résistance devient fonction de la fréquence. En première approximation R_s peut être exprimée à partir de la résistivité du conducteur et de la longueur totale de l'inductance l_{moy} (éq. III.11).

Où l'épaisseur effective du conducteur t_{eff} s'exprime à partir de l'épaisseur du conducteur t et de l'épaisseur de peau δ par :

$$t_{\text{eff}} = \delta (1 - e^{-\frac{t}{\delta}}) = 26.81 \mu\text{m} \quad \text{IV.33}$$

Pour un matériau conducteur de cuivre et à la fréquence de 2Mhz la résistance de l'inductance sera de l'ordre de : $R_S = 0.047 \Omega$

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, elle dépend des dimensions du conducteur :

$$C_S = t \cdot l_{\text{moy}} \frac{\epsilon_0}{s} \quad \text{IV.34}$$

Après calcul on trouve comme valeur de : $C_S = 0.011 \text{ pF}$

IV.9.3 Resistances et capacités du substrat

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 à 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 où 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 IV.9 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 IV.9). Ces deux effets parasites dégradent les performances de l'inductance.

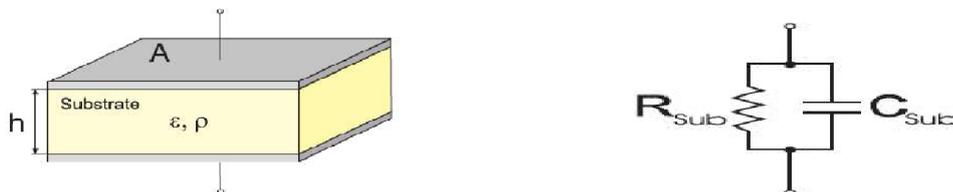


Figure IV.9: Substrat bloc et circuit équivalent.

a) La résistance de substrat R_{Sub}

La résistance de couplage associée au substrat dégrade aussi les performances de l'inductance à haute fréquence. Son expression est la suivante :

$$R_{\text{sub}} = \rho \frac{h}{S_A} \quad \text{IV.35}$$

Avec h_s l'épaisseur du substrat ; S_A la section du conducteur qui est en contact avec l'isolant :
 $S_A = w \cdot l_{\text{moy}}$.

En application numérique, $\rho_{\text{si}} = 10 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$, une épaisseur $h = 50 \mu\text{m}$, une largeur $w = 50 \mu\text{m}$ et une longueur moyenne du ruban conducteur de $l_{\text{moy}} = 3.68 \text{mm}$, on trouve après calcul :

$$R_{\text{sub}} = 2.72 \cdot 10^{-5} \Omega$$

Vue le schéma du montage IV.8 on déduit :

$$R_{\text{sub1}} = R_{\text{sub2}} = 2 R_{\text{sub}} \quad \text{IV.36}$$

Soit après calcul : $R_{\text{sub1}} = R_{\text{sub2}} = 0.00544 \text{ m}\Omega$

b) La capacité de substrat C_{sub}

Les phénomènes de mouvement de charges dans le substrat à une fréquence élevée sont pris en compte à travers une capacité, C_{sub} est donnée par la relation III.15.

$\epsilon_0 \approx 8.85 \text{ pF m}^{-1}$ et $\epsilon_r = \epsilon_{\text{si}} = 11.9$ sont les permittivités respectives du vide et du silicium.

Alors : $\epsilon = \epsilon_{\text{si}} \cdot \epsilon_0 \Leftrightarrow \epsilon = 1.05 \cdot 10^{-10} \text{ F m}^{-1}$

Soit donc: $C_{\text{sub}} = 0.386 \text{ pF}$

D'après le montage en π de la bobine intégrée nous déduisons :

$$C_{\text{sub1}} = C_{\text{sub2}} = \frac{C_{\text{sub}}}{2} \quad \text{IV.38}$$

Soit donc : $C_{\text{sub1}} = C_{\text{sub2}} = 0.193 \text{ pF}$

En combinant les équations IV.37 et IV.39 on obtient :

$$C_{\text{sub}} \cdot R_{\text{sub}} = \rho \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \quad \text{IV.39}$$

L'expression (IV-41) représente une relation entre la résistance et la capacité indépendante des paramètres géométriques de l'inductance. Un autre point important, cette formule nous permet de déterminer la fréquence de coupure f_c du circuit RC.

$$f_c = \frac{w_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\rho\epsilon_0\epsilon_r} \quad \text{IV.40}$$

IV.9.4 Capacité de l'oxyde

Le circuit en « π » (figure IV.8) étant symétrique, nous avons :

$$C_{\text{ox1}} = C_{\text{ox2}} = \frac{C_{\text{ox}}}{2} \quad \text{IV.41}$$

On modélise habituellement les capacités dans une inductance intégrée à partir du concept de capacité à plaques parallèles suivant la relation III.16, pour une épaisseur de

l'oxyde $t_{ox} = 10\mu\text{m}$; $\epsilon_{ox} = 3.9$, une longueur moyenne $l_{moy} = 3.68\text{mm}$, et une largeur $w = 50\mu\text{m}$ on trouve :

$$C_{ox} = 0.635 \text{ pF} \quad \text{et} \quad C_{ox1} = C_{ox2} = 0,317 \text{ pF}$$

IV.9.5 Facteur de qualité Q de l'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 [29] :

$$Q = 2. \pi. \frac{\text{énergie emmagasinée}}{\text{énergie perdue dans une période}} \quad \text{IV.42}$$

Pour une inductance, seule l'énergie emmagasinée sous la forme magnétique est intéressante. Toute énergie électrique provenant des inévitables capacités parasites est contre-productive. Le coefficient de qualité est aussi proportionnel à la différence entre le maximum de l'énergie magnétique et celui de l'énergie électrique :

$$Q_{\text{inductance}} = \frac{\text{pic énergie magnétique} - \text{pic énergie électrique}}{\text{énergie perdue dans une période}} \quad \text{IV.43}$$

La fréquence de résonance ω_0 d'une inductance correspondant à l'égalité entre le pic d'énergie magnétique et celui d'énergie électrique. Le coefficient de qualité vaut zéro à cette fréquence.

Le calcul du coefficient de qualité d'une inductance intégrée sur ferrite, est effectué à l'aide de l'équation (IV.43) appliquée au modèle simplifié de la figure III-8 dont une des extrémités est connectée à la masse.

Afin de simplifier, les expressions littérales ; C_{ox} , C_{sub} et R_{sub} sont substituées par C_p et R_p (équs III.18 ,III.19) qui deviennent dépendantes de la fréquence. Les valeurs des énergies deviennent [29]:

$$E_{\text{crête électrique}} = \frac{V_L^2 \cdot (C_s + C_p)}{2} \quad \text{IV.44}$$

$$E_{\text{crête magnétique}} = \frac{V_{L0}^2 \cdot L_s}{(2 \cdot [(\omega \cdot L_s)^2 + R_s^2])} \quad \text{IV.45}$$

$$E_{\text{perdue}} = \frac{2 \cdot \pi}{\omega} \frac{V_L^2}{2} \left[\frac{1}{R_p} + \frac{R_s}{(\omega \cdot L_s)^2 + R_s^2} \right] \quad \text{IV.46}$$

ω est la fréquence de résonance (la pulsation propre) :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = 2 \cdot \pi \cdot f \quad \text{IV.47}$$

Où V_L est la tension crête aux bornes de l'inductance.

En remplaçant les équations (IV.44), (IV.45) et (IV.46) dans (IV.43) et en utilisant les équations III.17, III.18, III.19 avec les valeurs numériques suivantes :

$$\omega=1.25.10^7 \text{ rad/s} , L_s=1.4\mu\text{H}, R_s=0.047\Omega, C_s=0,011\text{pF}, C_{ox}=0.635 \text{ pF} , C_{sub}=0,386 \text{ pF} , R_{sub}=2.72.10^{-5} \Omega.$$

On trouve après calcul :

$$R_p=5.83.10^{14} \Omega , C_p=6.35.10^{-13}\text{F} , Q=371.94 \approx 372$$

IV.9.6 Tableau récapitulatif des résultats

Les valeurs des paramètres électriques sont regroupées dans le tableau suivant :

$C_s - \text{Pf}$	$R_s - \Omega$	$L_s (\mu\text{H})$	$C_{ox}\text{-Pf}$	$C_{sub} - \text{pf}$	$R_{sub} - \Omega$	Q
0,011	0.047	1.4	0.635	0,386	$2.72.10^{-5}$	372

Tableau IV.2: Paramètres électrique de la bobine intégrée.

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 superficie réduite
- De faibles pertes par le substrat
- Un facteur de qualité maximum à la fréquence de travail causée par l'augmentation de l'épaisseur du 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 $w \leq 2\delta$.

IV.10 Calcul des paramètres du micro-convertisseur DC/DC BUCK [6]

Nous allons déterminer les paramètres du convertisseur (figure IV.2) selon le cahier de charge.

IV.10.1 Détermination de la valeur de la charge R du micro-convertisseur

Pour la détermination de la valeur de la charge, nous rappelons les données du cahier de charge :

$$V_e = 5\text{V}, V_s = 2.2\text{V}, I_s = 0.38\text{A} , \frac{\Delta V_s}{V_s} = 5\%.$$

On applique la loi d'Ohm pour avoir la valeur de la charge, on obtient donc:

$$R = \frac{V_s}{I_s} = \frac{2.2}{0.38} = 5.789 \Omega$$

IV.10.2 La détermination de la valeur du condensateur du micro-convertisseur

Nous allons également calculer la valeur du condensateur de sortie. En utilisant l'expression de la variation du courant (équ. IV.17) traversant la bobine dans le cas critique ($\alpha=1/2$) nous pouvons extraire la valeur de la capacité par la relation suivante:

$$C = \frac{V_e}{32.L.(\Delta V_s)_{\max}.f^2} \quad \text{IV.46}$$

Soit donc après les calculs, une capacité de: $C= 0.253 \mu\text{F}$

IV.11.conclusion

Dans ce chapitre IV nous avons calculé les paramètres géométriques de la bobine intégrée selon le cahier de charge. Nous avons extrait les paramètres électriques de la bobine intégrée sur substrat.

Nous avons calculé le facteur de qualité de la structure intégrée et des valeurs de la résistance de la charge et du condensateur du micro convertisseur.

Dans le chapitre suivant on se propose de passer à l'étude paramétrique de la bobine intégrée et de faire la simulation du modèle électrique du micro-convertisseur.

V.I 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 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.

En utilisant le logiciel de programmation MATLAB, nous allons faire une étude paramétrique des différents constituants de la bobine intégrée.

V.2 Influence des paramètres géométriques sur le comportement inductif de l'inductance spirale planaire

V.2.1 Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série : $R_s = f(f)$

La courbe de la figure (V.1) représente la résistance série R_s en fonction de la fréquence.

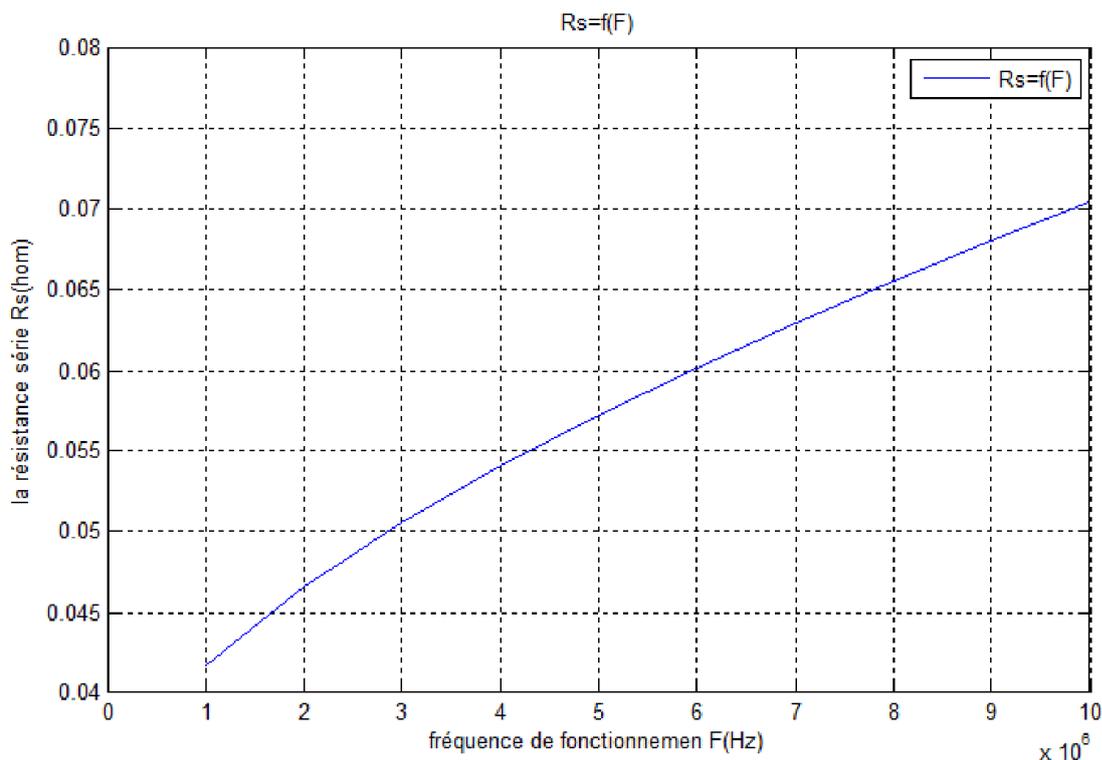


Figure V.1 : Variation de la résistance série en fonction de la fréquence de fonctionnement

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 ; En conséquence, la section

utile du conducteur diminue et par suite la résistance série augmente $R_S = \rho \cdot \frac{1}{w \cdot t_{\text{eff}}}$ ce qui conduit à des pertes importantes par effet joule.

V.2.2 Influence de l'espacement inter-spires sur la résistance du conducteur

D'autre part une étude sur la variation de la résistance série en fonction de la fréquence et du nombre de l'espacement s entre les conducteurs s à été effectuée (figure V.2).

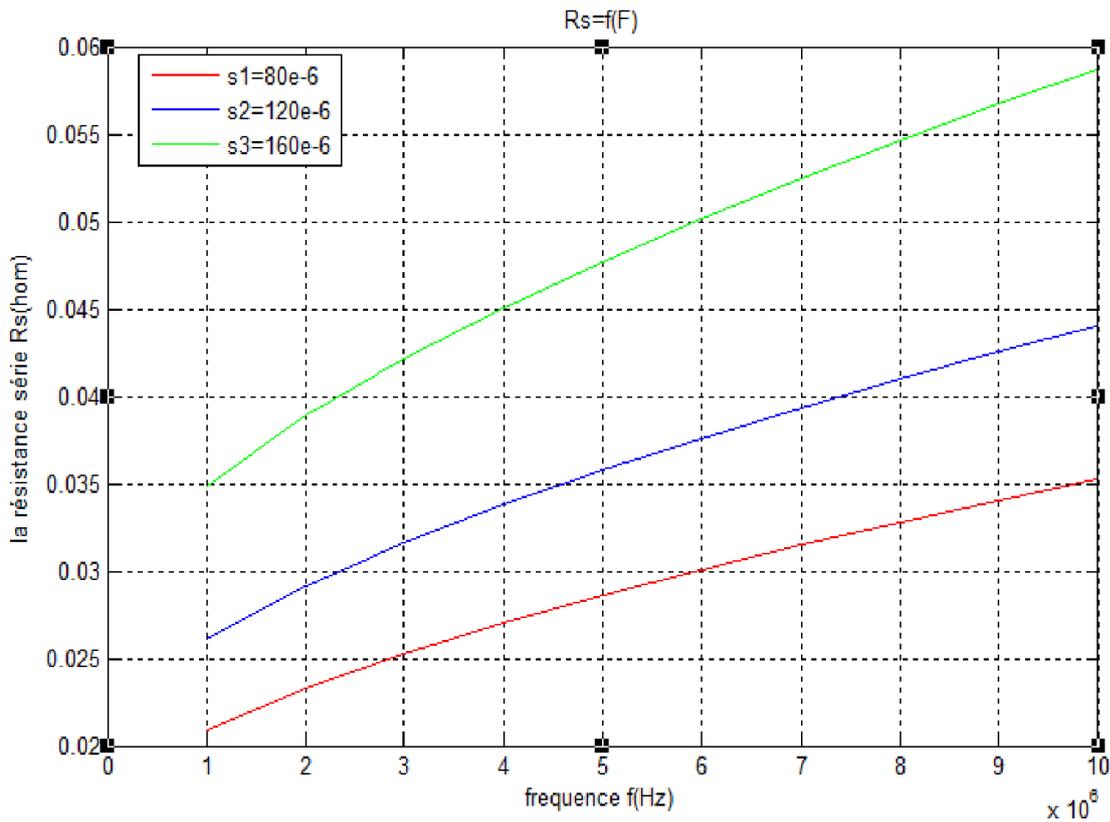


Figure V.2 : Variation de la résistance série en fonction de la fréquence pour différents valeurs de l'espacement inter-spires

On observe que lorsque la fréquence augmente, la résistance du conducteur augmente suite à l'effet de peau, mais on remarque sur cette figure que les plus petites valeurs de l'espacement inter spires nous donne les plus petites valeurs de la résistance série .Donc un espacement étroit entre les spires est en faveur de la diminution du rapport R/L même lorsque la fréquence augmente.

Seulement rapprocher les spires d'une inductance planaire accentue l'effet capacitif C_s dont l'influence apparait au fur et à mesure que la fréquence d'utilisation du composant augmente.

V.2.3 Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série pour différentes valeurs de la largeur du conducteur

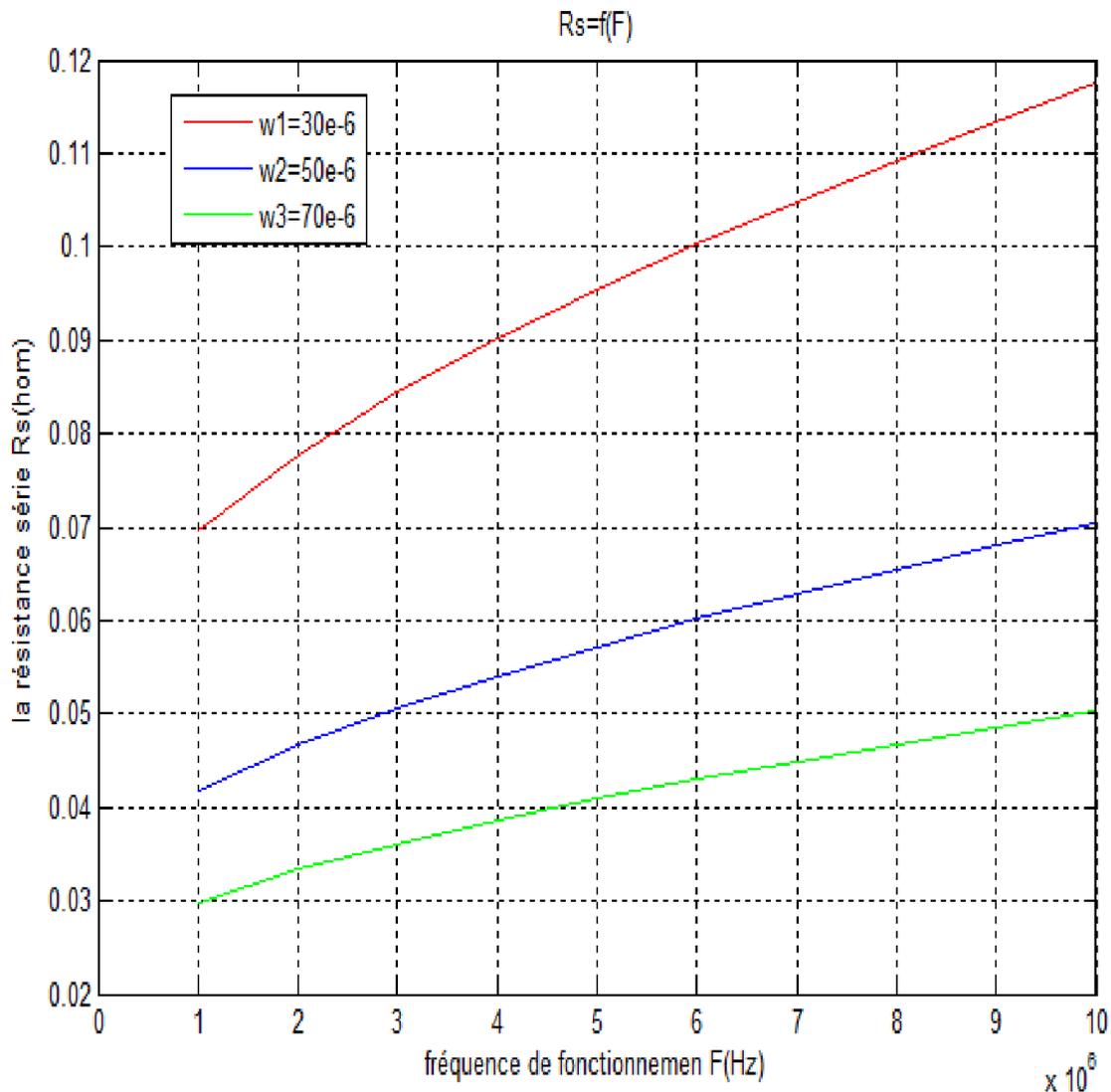


Figure V.3 : Variation de la résistance série en fonction de la fréquence pour différents valeurs de largeur du conducteur.

La figure V.3 représente les valeurs des résistances séries variant avec la fréquence pour différentes largeurs de conducteur w . Ces largeurs varient de $30 \mu\text{m}$ à $70 \mu\text{m}$. L'espace interspires 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.

V.2.4 Influence de la fréquence sur la valeur de l'inductance série : $L = f(F_s)$

La figure (V.4) représente la variation de l'inductance série en fonction de la fréquence.

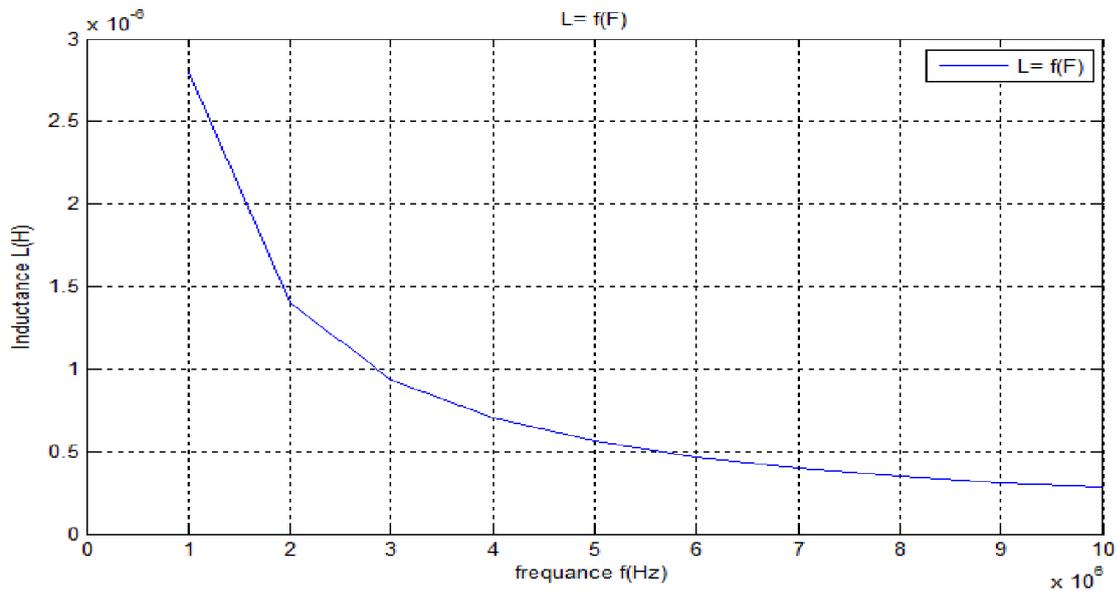


Figure V.4 : Variation de l'inductance en fonction de la fréquence $L=f(F)$.

Nous remarquons que l'inductance de la spire décroît d'une manière hyperbolique lorsque la fréquence augmente. Aux basses fréquences, l'inductance atteint son maximum car la résistance série est faible. Lorsque la fréquence augmente, de plus en plus, l'effet combiné de l'effet de peau et la capacité inter-spaires dégrade l'inductance.

V.2.5 Influence de la fréquence sur la valeur de l'inductance pour différentes valeurs de la largeur du conducteur :

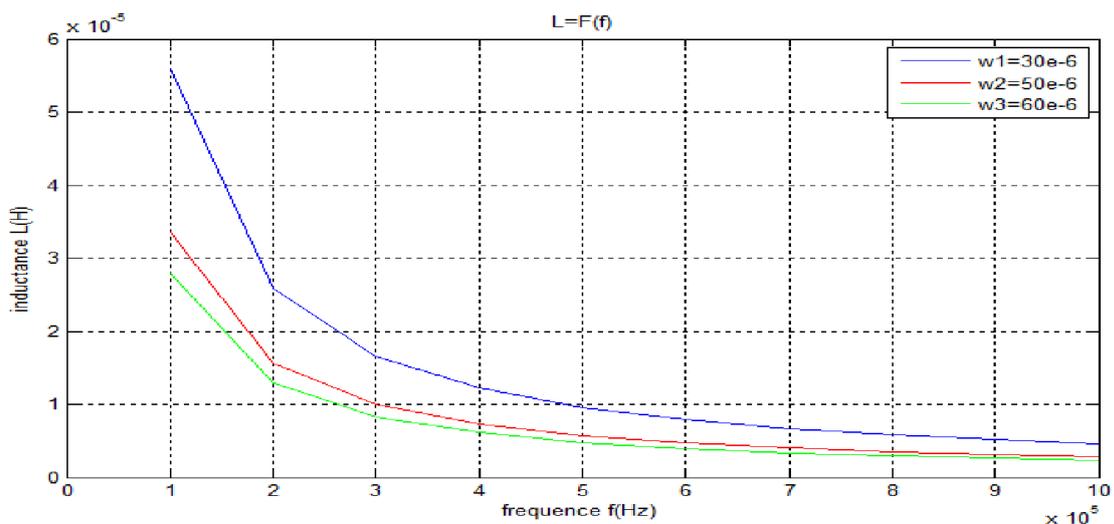


Figure V.5 : Variation de l'inductance en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur du conducteur

L'analyse de la figure (V.5) montre que pour une fréquence donnée, l'inductance augmente lorsque la largeur du conducteur diminue. L'élargissement w des conducteurs (tout en respectant la condition $w \leq 2\delta$) agit principalement sur la résistance série qui diminue provoquant ainsi l'augmentation de la valeur de l'inductance.

V.2.6 Influence du nombre de tours sur la valeur de l'inductance L_s :

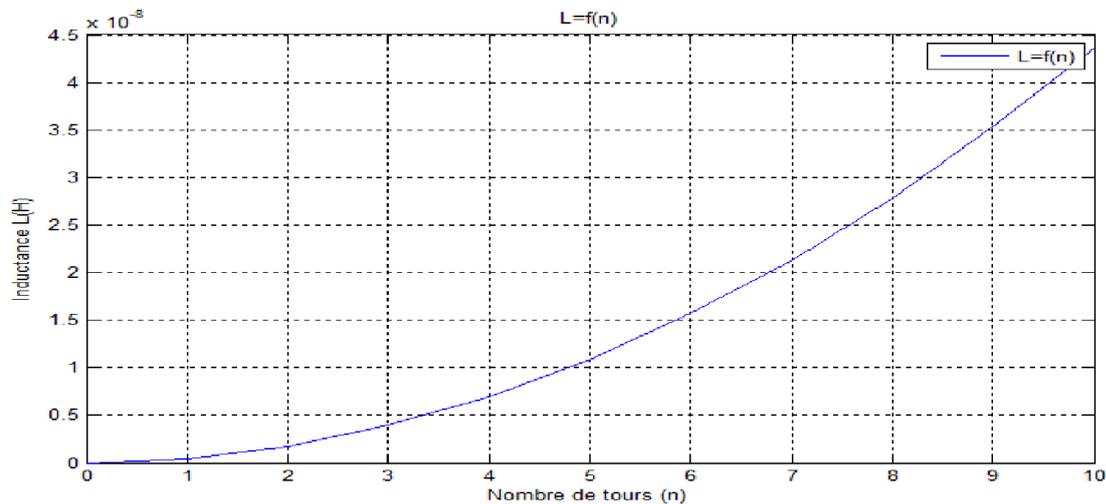


Figure V.6 : Variation de l'inductance en fonction du nombre de tours

L'analyse de la courbe montre que l'augmentation du nombre de tour entraine une augmentation de l'inductance (expression IV.26).

V.2.7 Influence du nombre de tours pour différentes valeur de l'espace inter spire sur L_s

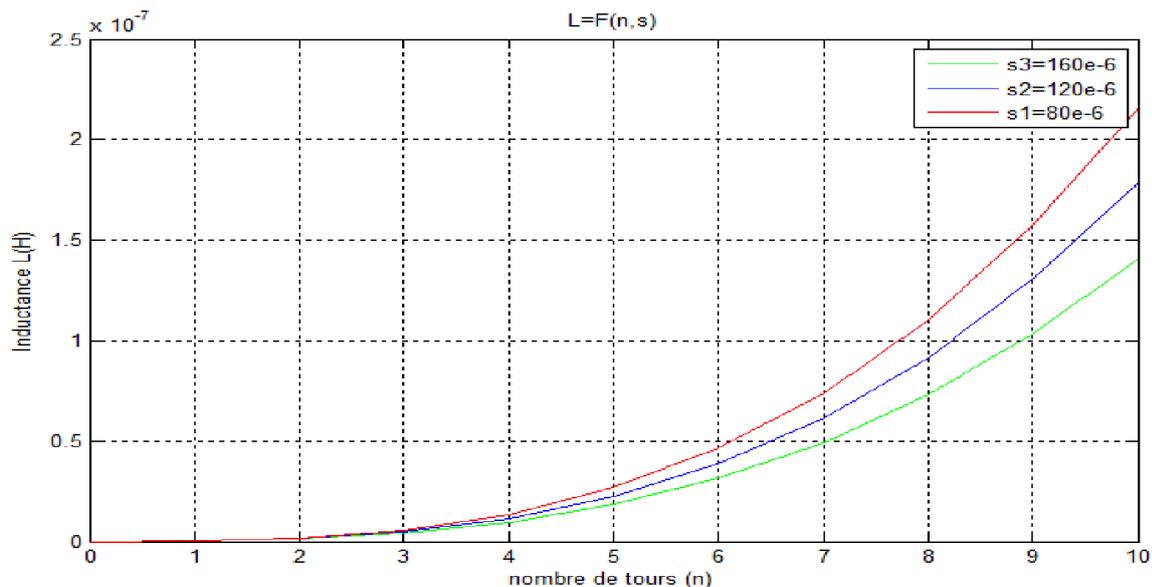


Figure V.7 : Variation de l'inductance série en fonction du nombre de tours pour différentes valeurs de l'espace inter spires

En plus de l'augmentation de l'inductance en fonction du nombre de spire, l'analyse de ces courbes montre que l'augmentation de l'espacement inter spire s est en faveur d'une inductance plus élevée, car lorsque les spires sont plus rapprochées, l'effet capacitif inter spires est plus accentué, ce qui dégrade les performances de l'inductance.

V.2.8 Influence de l'inter-spire sur la valeur de la capacité de couplage : $C_s = f(s)$

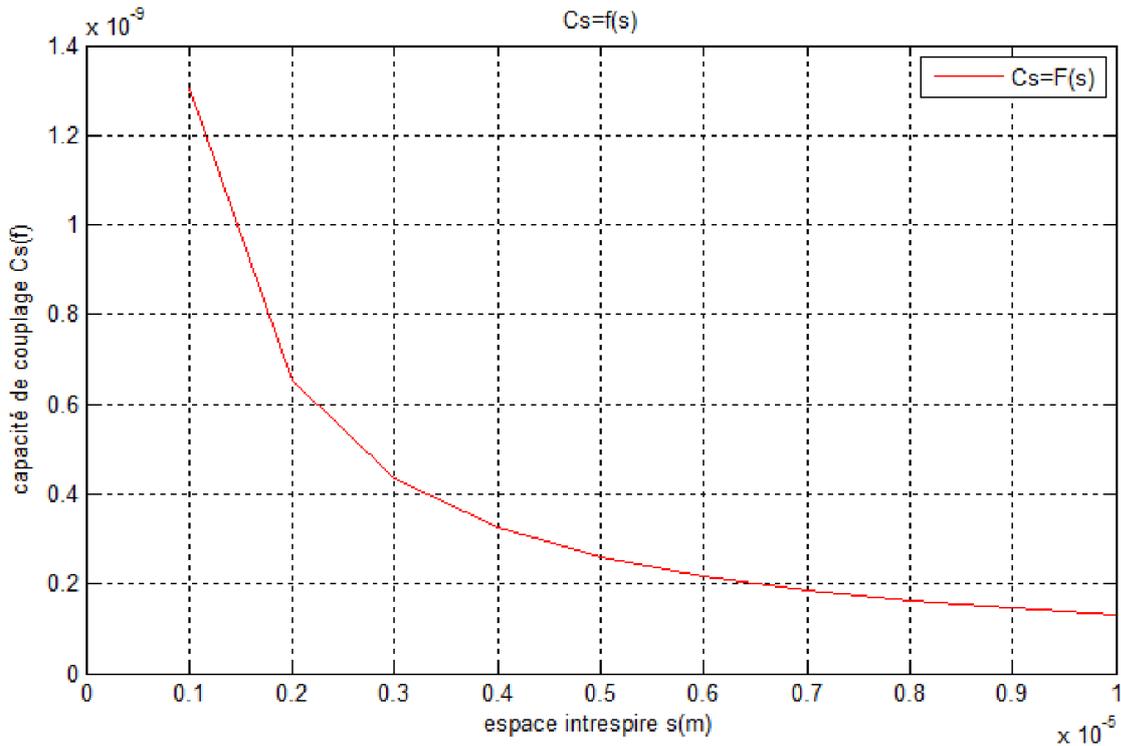


Figure V.8 : Variation de la capacité de couplage en fonction de l'inter-spire

Le graphe de la figure V.8 illustre l'évolution des contraintes mises en jeu en fonction de la distance inter-spires. Comme on pouvait s'y attendre, la capacité de couplage augmente avec la diminution de l'espace inter-spires

V.2.9 :Variation de la capacité de couplage pour différentes valeurs du nombre de

tours n

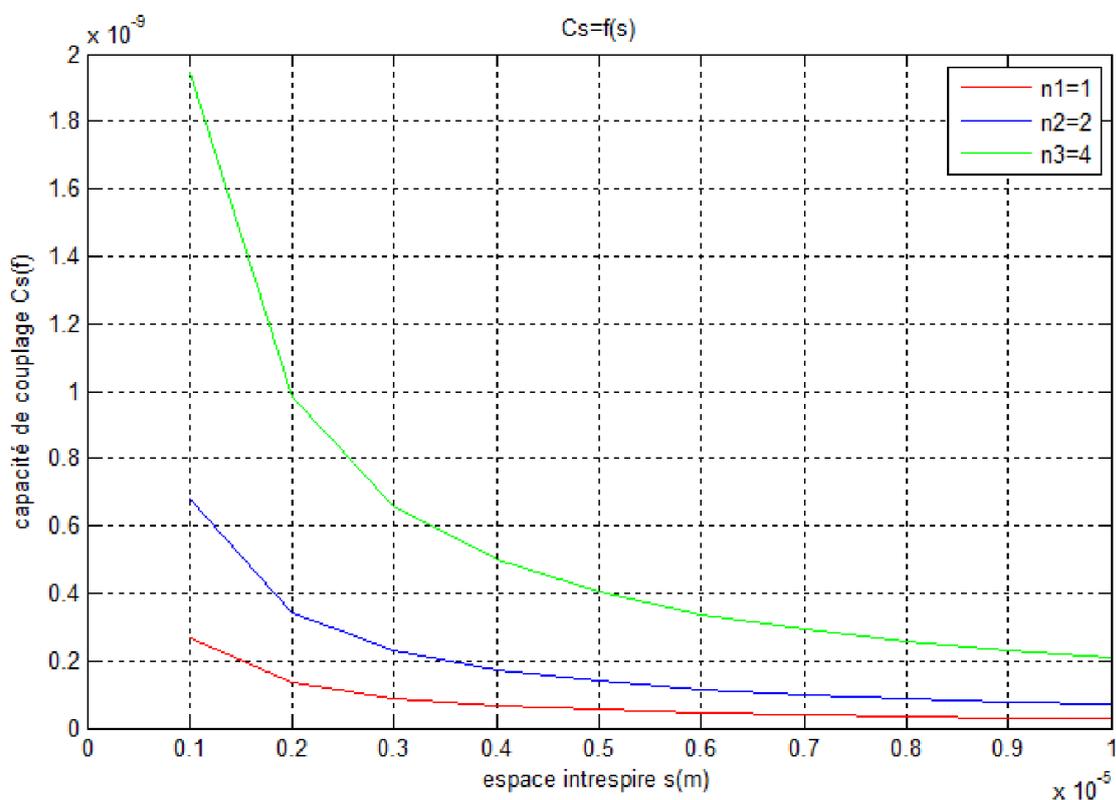


Figure .V.9 variation de la capacité de couplage en fonction de l'inter-spire pour différentes valeurs du nombre de tours

La figure V.9 représente la variation de la capacité parasite de la bobine en fonction de la distance inter-spires pour différentes valeurs du nombre de tours. Nous remarquons que l'augmentation de l'espace inter-spire entraîne une diminution de la valeur de la capacité parasite, par contre pour un espace inter spire donné, l'augmentation du nombre de tours entraine une augmentation de la capacité de couplage.

V.2.10. Variation de la longueur du conducteur en fonction du nombre de tours :

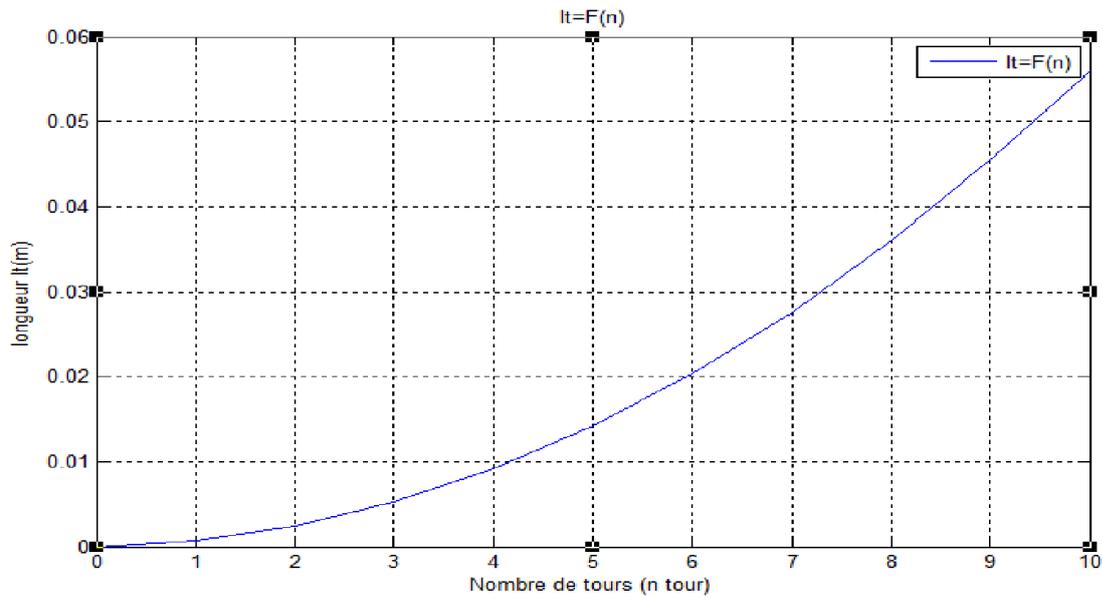


Figure V.10 : Variation de la longueur totale du conducteur en fonction du nombre de tours

Quand on augmente le nombre de tours n en gardant les paramètres, (d_{out} , s et w) constants, la longueur du conducteur augmente.

V.2.11 .Variation de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence : $\delta = f(f)$

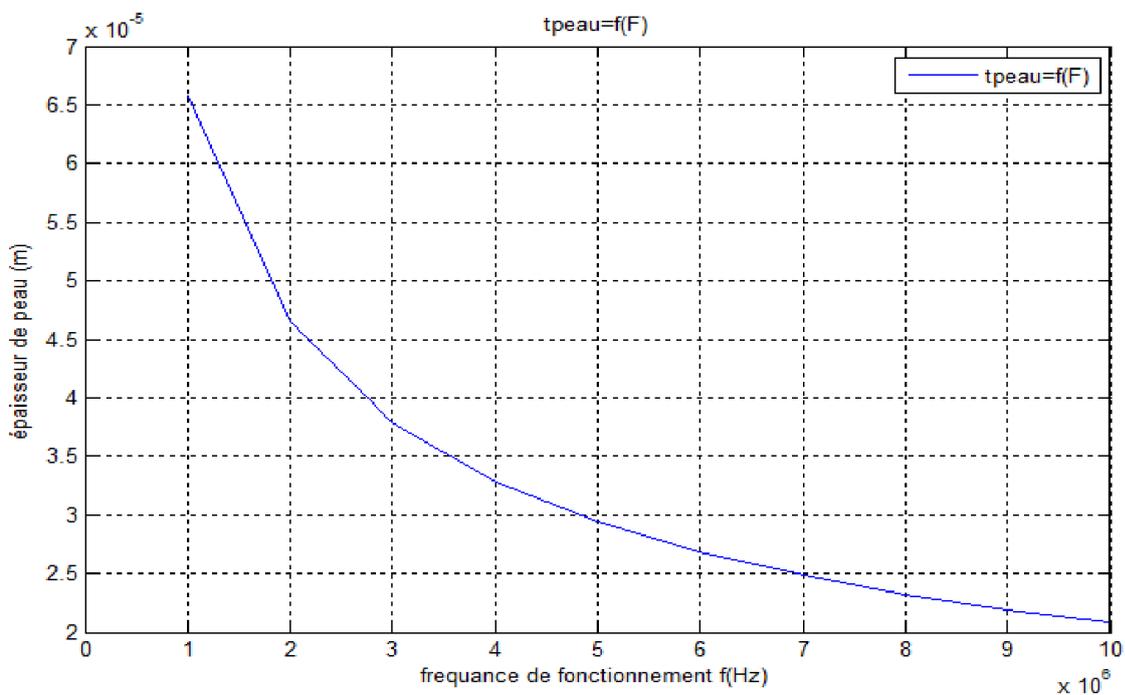


Figure V.11. Influence de la fréquence sur l'épaisseur de peau

L'épaisseur de peau détermine, en première approximation, la largeur de la zone où se concentre le courant dans un conducteur. L'effet de peau 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 ce qui conduit à des pertes plus importantes par effet joule. Pour les faibles fréquences l'épaisseur de peau augmente (équ. II.1), tandis que l'augmentation de la fréquence la réduit.

V.3 Simulation du modèle électrique du micro convertisseur

V.3.1 Simulation du modèle électrique avec une inductance simple

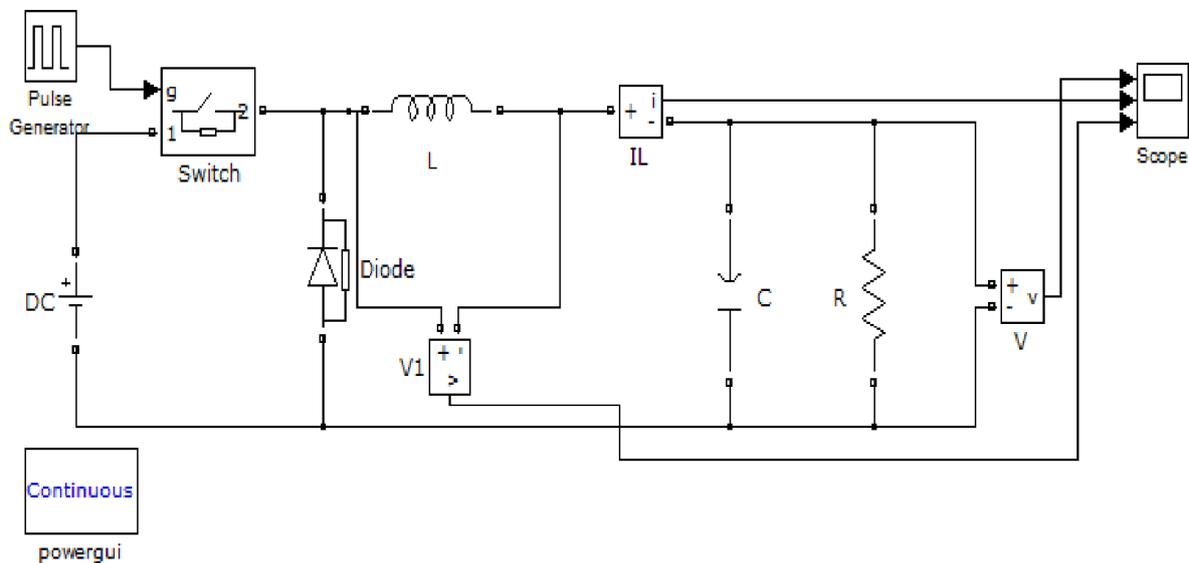


Figure V.12 Schémas du micro-convertisseur à simple inductance

Après la simulation du circuit (figure V.12) où l'inductance intégrée est remplacée par une inductance simple, nous avons obtenu une tension continue à la sortie du micro-convertisseur, après le régime transitoire, avec une valeur proche de la valeur souhaitée $V_s=2.16$ V. La figure V.13 montre l'évolution de la tension de sortie, de la tension à la borne de la bobine et du courant traversant la bobine en fonction du temps du micro convertisseur.

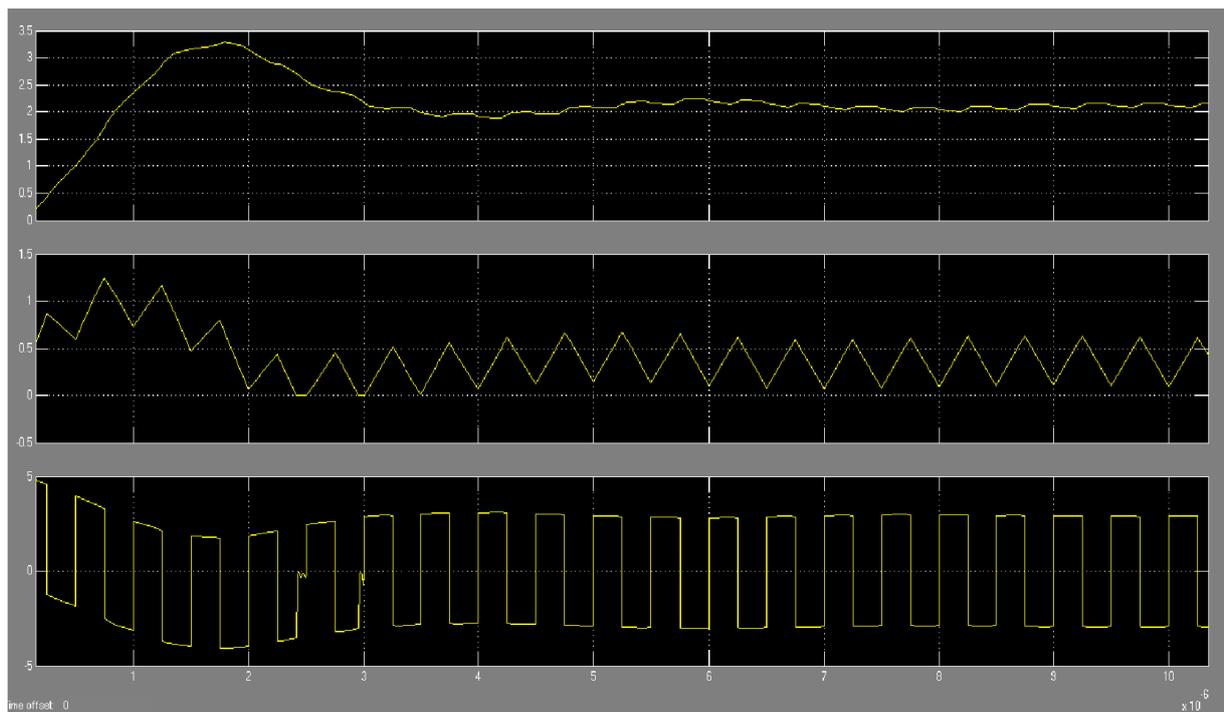


Figure V.13 Tension de sortie du micro-convertisseur à simple inductance

V.3.2. Simulation du modèle électrique avec l'inductance intégrée

Le circuit de la figure V.14 montre la simulation du micro convertisseur avec le modèle de l'inductance intégrée.

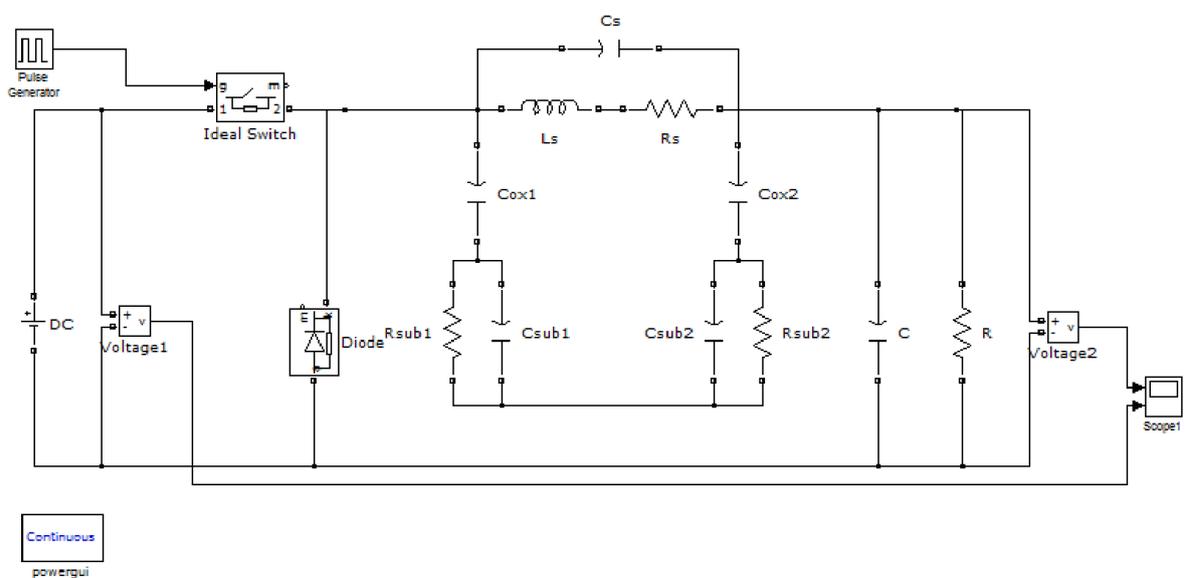


Figure V.14 Schéma du micro-convertisseur à inductance intégrée

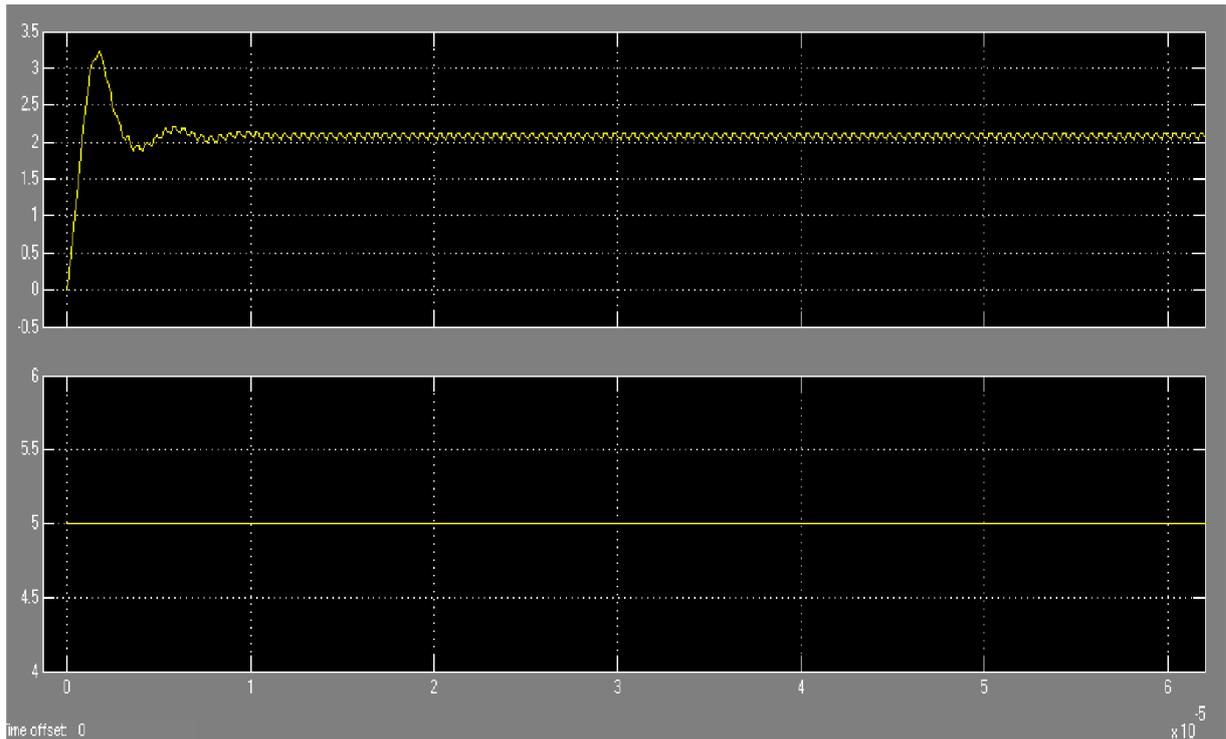


Figure V.15 La tension d'entrée et de sortie du micro-convertisseur à inductance intégrée

Après la simulation, nous avons obtenu une tension continue à la sortie du micro convertisseur avec une valeur proche de la valeur souhaitée $V_s=2.19V$ (figure V.15)

La simulation du micro convertisseur avec une simple bobine donne une tension de sortie en moyenne égale à 2.16 V, tandis que le micro convertisseur simulé avec la bobine intégrée donne une tension de sortie de 2.18V. Cette tension est proche de la valeur commandée (2.2V). Ceci confirme la validité des paramètres géométriques et électriques calculés de notre inductance.

V.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de l'inductance spirale planaire carrée du micro-convertisseur Buck. Nous avons effectué une étude paramétrique des éléments géométrique et électriques de l'inductance, ainsi que leur influence sur son facteur de qualité.

Ensuite, nous avons simulé le circuit électrique du micro convertisseur Buck à l'aide du logiciel Matlab/Simulink, avec une inductance simple et une inductance intégrée. Le relevé de la tension de sortie montre que les valeurs sont proches de la valeur désirée.

Conclusion générale

Dans le but du concept de modularité et de discrétisation de la chaîne de conversion, il est aujourd'hui essentiel d'aborder les problèmes de miniaturisation des convertisseurs.

Le travail présenté dans ce mémoire représente une contribution à l'intégration microélectronique d'éléments passifs inductifs pour des applications de puissance. Sur la base d'études des besoins énergétiques actuels, nous avons essayé d'identifier les principaux verrous technologiques à l'intégration des composants, pour pouvoir résoudre certains problèmes de dimensionnement.

A l'aide des simulations numériques, nous avons étudié le dimensionnement d'une micro bobine en tenant compte des contraintes de conversion de puissance. Comme point de départ, nous avons choisi le cahier des charges d'un micro-convertisseur abaisseur de tension DC/DC (Buck). Notre choix s'est basé sur une inductance de forme spirale carrée qui présente plusieurs avantages avec un noyau qui est un alliage de Nickel et Fer (Ni-Fe), un conducteur en cuivre (Cu) et un isolant en silice (SiO₂).

Le premier chapitre est une présentation des différents composants passifs en électronique de puissance. Dans le deuxième chapitre, après avoir présenté model d'une inductance planaire et leurs différentes topologies de la structure planaire, ainsi que l'intégration d'une bobine nécessite l'utilisation principalement de trois types de matériau : Matériau conducteur ; magnétique et isolant.

Dans le troisième chapitre est une présentation de la modélisation d'une inductance planaire spirale, ainsi que les différentes méthodes de calculs des paramètres permettant de dimensionner une micro-bobine. Les méthodes présentées sont : la méthode de Grover, la méthode de Mohan et la méthode de Wheeler.

Dans le quatrième chapitre nous présentons les différentes étapes qui nous ont permis de dimensionner notre micro-bobine ; Nous avons établi tout d'abord un cahier de charge qui répond aux spécifications du micro convertisseur abaisseur de tension , qui nous a permis de calculer la valeur de l'inductance ; l'ondulation de courant dans la bobine; et d'évaluer par la suite le volume du noyau magnétique ; la section et l'épaisseur du noyau de la bobine en fonction du matériau magnétique utilisé. Après l'étude des différents effets parasites qui rentrent en jeu, nous avons calculé les autres paramètres de la micro-bobine qui sont la largeur du conducteur ; l'espace inter spires et la longueur totale du conducteur, et le facteur de qualité Q.....etc. On a déterminé la valeur de la charge R et du condensateur du micro-convertisseur

[1] : Charles JOUBERT,

«Du composant au système : quelques exemples d'intégration en électronique de puissance». Rapport de synthèse HDR en sciences, Université Montpellier II, France 2008.

[2] : Siamak Salimy.

«Développement, intégration et modélisation de composants passifs intégrés en couches minces dans une filière CMOS. Electronique». Université de NANTES, 2010.

[3] : Pascal Venet.

«Amélioration de la sureté de fonctionnement des dispositifs de stockage d'énergie». Energie électrique. Université Claude Bernard - Lyon I, 2007.

[4] : Chia-Hsin Wu, Chih-Chun Tang, and Shen-Iuan Liu,

«Analysis of On-Chip Spiral Inductors Using the Distributed Capacitance Model», IEEE Journal of solid-state circuits, vol. 38, no. 6, June 2003.

[5] : Ghislain Troussier.

«Intégration de bobines sur silicium pour la conversion d'énergie». Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, France, 2004.

[6] : Alain Salles.

«Conception d'éléments passifs magnétiques pour convertisseurs de faible puissance. Micro et nanotechnologies/Microélectronique». Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2008.

[7] : Magali Brunet.

«Composants passifs intégrés dédiés à la conversion et au stockage de l'énergie. Micro and nanotechnologies/Microélectroniques». Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2013.

[8] : 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.

[9] : Christian CARMEL

«Nouvelles fonctions interrupteurs intégrées pour la conversion d'énergie», Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, France 2007.

[10] : 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.

[11] : 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.

[12] : Dejan Vasic.

«Apports des matériaux piézoélectriques pour l'intégration hybride et monolithique des transformateurs. Energie électrique». Ecole normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2003.

[13] : Joachim N. Burghartz et al

«Microwave inductors and capacitors in standard multilevel interconnect silicon technology». IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, N° 1, janvier 1996.

[14] : Coutrot et al .

«Copper micromoulding process for NMR micro-inductors realization. A.-L. Sensors and Actuators »,2002.

[15] : O'sullivan et al.

«Integrated,variable-reluctance magnetic minimotor. IBM Journal of Research and Development», septembre ,1998.

[16]: Ali Telli, Simsek Demir and Murat Askar.

«Practical Performance of Planar Spiral Inductors». Proceedings of the 2004 11th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems,Decembre 2004, ICECS 2004

[17]: Chong H. Ahn and al

«Micromachined Planar Inductors on Silicon Wafers for MEMS Applications» IEEE transactions on industrial electronics, no. 6, December 1998.

[18]: New applications of nanocrystalline Fe(Co-Fe)-Hf-O magnetic films to micromagnetic devices. Sato et al. Journal of Applied Physics, vol 83, N° 11, 1 juin 1998.

[19]: J. E. Acuna, J. L. Rodriguez, et F. Obelleiro.

« Design of Meander Line Inductors on Printed Circuit Boards». International Journal of RF and Microwave, fevrier 2001.

[20]: K. I. Arai, M. Yamaguchi, H. Ohzeki et al.

«Application of YIG film to thin film inductors ». IEEE Transactions on Magnetics, Novembre 1991.

[21] : Chang H. and Mark G. Allen.

«A comparison of two micromachined inductor (bar- and meander-type) for fully integrated boost DC/DC power converters ». IEEE Transactions on Power Electronics, mars 1996.

[22]: Waseem A. Rosten, Charlie S. Korman et Wolfgang Daum.

«High density interconnect embedded magnetics for integrated power». IEEE Transactions on Power Electronics, juillet 2006.

[23] : Mahamat HASSAN BECHIR.

«Modélisation des Inductances Planaires Intégrées». Université jean monnet de saint-étienne. 27 Janvier 2014.

[24] : DANIEL L., SULLIVAN C.R., SANDERS S.R.

«Design of microfabricated inductors, Power Electronics», IEEE Transactions on Volume 14, Issue 4, July 1999.

[25]: LÖCHEL B.

«Microcoils fabricated by UV depth lithography and galvanopating, Sensors and Actuators», 1996.

[26]: AHN C.H., ALLEN M.G.

«A planar micro-machined spiral inductor for integrated magnetic micro-actuator applications, Journal of Micromechanics and Micro-engineering », 1993.

[27]: F. Roozeboom et al. Philips Journal of Research N°1

« Soft-magnetic fluxguide materials », 1998.

[28]: Sullivan et Sanders.

«Measured Performance of a High-Power-Density Micro-fabricated Transformer in a DCDC Converter ». IEEE Power Electronics Specialists Conference 1996.

[29] : Ryan Lee BUNCH,

«A fully monolithic 2.5GHz LC voltage controlled oscillator in 0.35 μm CMOS technology», Master's thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, 2001.

[30] : Xavier MARGUERON,

«Élaboration sans prototypage du circuit équivalent de transformateurs de type planaire», Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, France Oct. 2006.

[31] : ALLASSEM Désiré.

«Contribution à la réalisation d'une micro-inductance planaire». Université Jean Monnet de Saint-Étienne. 2010.

[32] : S. Couderc

«Etude de matériaux ferromagnétiques doux à forte aimantation à résistivité pour les radiofréquences application aux inductances spirales planaires sur silicium pour réduire la surface occupée», Université de Limoges, 8 février 2006.

[33] : M. Radulescu

«Spiral Chip Inductors Design Modeling Overview», SEMICONIX CORPORATION, Application Note USM 115.

[34] : B. Estibals, C. Alonso, A. Salles, J. Schanen, R. Perret,

«Validation d'outils de simulation d'éléments inductifs pour convertisseur statique intégré», Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes LAAS du CNRS, 7 avenue du Colonel Roche, 31077 TOULOUSE Cedex, France.

[35] : C. Alonso

«Contribution à l'optimisation, la gestion et le traitement de l'énergie», Université Paul Sabatier – Toulouse III, 2003.

[36] : Choon Beng Isa, Ben Hwee Ong, Kwok Wai Chan, Kiat Seng Yeo, Jian Guo Via and Manh Anh Do

«Physical Layout design optimization of integrated spiral inductors for silicon based RFIC applications» IEEE transactions on electron devices Vol 52 N° 12, December 2005.

[37]: Y Cao, R A. Groves, X Huang, N D. Zamdmer, J Plouchart, R A. Wachnik, T King, and C Hu.

«Frequency-Independent Equivalent-Circuit Model for On-Chip Spiral Inductors» IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, , mars 2003

[38]: Aicha Ziouche,

«Etude et conception des inductances monolithiques pour des circuits intégrés radiofréquences sur silicium» ; Université Saad Dahlab de Blida, Novembre 2006

[39] : J. P. Ferrieux, F. Forest,

«Alimentations à découpage – Convertisseurs à résonance», Ed Dunod, 3ème édition, 1999.

[40] : Jae Yeong Park, M. G. Allen,

«Packaging-Compatible High Q Microinductors and Microfilters for Wireless Applications », IEEE Transactions On Advanced Packaging, May 1999.

[41]: G. Petit, R. Kielbasa, V.Petit

«Criterion Of Design For Small Value Integrated Self- Inductors», Service des Mesures, Supélec, Gif sur Yvette, Thales Airborne Systems, Élancourt, France, 2004.

[42]: C. Patrick Yue,

«On-Chip Spiral Inductors for Silicon-Based Radio-Frequency Integrated Circuits Center» for Integrated Systems Stanford University, CA.

Résumé

Ce mémoire se place dans le contexte de l'intégration des dispositifs de conversion d'énergie de faible puissance. Ce travail présente la conception et la modélisation d'une micro-bobine planaire spirale carrée intégrée dans un micro-convertisseur Buck. Les contraintes liées à ce type d'intégration résident dans la mise au point, la compatibilité des procédés technologiques contribuant à la fabrication du système complet et le coût de fabrication. Premièrement, on définit la géométrie de la micro-bobine tout en choisissant le matériau magnétique convenable et la fréquence de fonctionnement nécessaire.

Mots clefs : Intégration, micro-bobine, micro-convertisseur, Buck.

ملخص

هذه المذكرة تنتمي إلى وجهة التكامل أو الدمج والتوجيه الأحادي لأجهزة التحويل الطاقوية للاستطاعات الضعيفة. هذا العمل يعرض تصميم نموذج مصغر لمحاثة كهربائية على شكل حلزوني مربعة الشكل للمحول المصغر المختص بتغيير الضغوطات المتعلقة بهذا النوع من الصناعات تكمن في التوافق والتناغم للطرق Buck طبيعة التوتر من صنف التكنولوجيا المساهمة في الصناعة الكاملة للنظام وفي السعر المكلف له. أولاً نحدد الهندسة الخارجية للمحاثة بتوضيح نوع المادة المغناطيسية المناسبة و التردد اللازم للاشتغال .

الكلمات المفتاحية : الدمج المصغر. المحاثة المصغرة. المحول الكهربائي المصغر Buck

Abstract

This work is placed in the context of integration of the devices of energy conversion for weak power. This work presents the conception and the modeling of a square spiral planar micro-conductor integrated in a Buck micro-converter. The constraints connected to this type of integration resides in the adjustment, the compatibility of the technological proceed contribute to the manufacture of the complete system and the manufacturing cost. First, we define the geometry of the micro-inductor choosing the magnetic suitable material and the necessary functioning frequency

Keys words: Integration, micro-inductor, micro-converter, Buck

