



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



جامعة وهران 2 محمد بن أحمد
Université d'Oran 2 Mohamed Ben Ahmed

معهد الصيانة والأمن الصناعي
Institut de Maintenance et de Sécurité Industrielle

Département de Maintenance en Instrumentation

MÉMOIRE

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Génie Industriel

Spécialité : Ingénierie de maintenance en instrumentation

Thème

***Conception d'une micro-bobine planaire
circulaire à largeur de conducteur variable***

Présenté et soutenu publiquement par :

Nom : LAIDI Prénom : Abdallah

Nom : AMROUNE Prénom : Said

Devant le jury composé de :

Nom et Prénom	Grade	Etablissement	Qualité
Mme. CHOUITEK.M	M.C.B	IMSI	Président
Mme. GEUNDOUZ.D	M.C.A	IMSI	Encadreur
Mme. HAIMOUR.R	M.C.B	IMSI	Examinateur

Juin 2017

REMERCIEMENTS

Premièrement et avant tous nous remercions ALLAH, qui nous a donné la force et la patience pour réaliser ce modeste travail.

Ce n'était pas facile pour nous de réaliser ce présent travail sans aides ni conseils.

Pour cela nous tenons à exprimer nos gratitudes et nos plus vifs remerciements à notre encadreur Mme GUENDOUZ.D pour son soutien, sa patience 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(es)

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

TABLE DES MATIERES

Introduction générale	1
Chapitre I : Etat de l'art sur les composants passifs intégrés	
I.1 Introduction	4
I.2 Objectifs de l'intégration.....	4
I.3 Domaines d'application des systèmes intégrés.....	5
I.4 Les composants passifs	6
I.4.1 Généralités.....	6
a) Définition.....	7
b) Caractéristiques électriques.....	7
I.4.3 Condensateur.....	8
a) Définition	8
b) Caractéristiques électriques.....	9
c) Schéma électrique en haute fréquence.....	9
I.4.4 Inductance.....	10
a) Définition.....	10
b) Caractéristiques électriques	10
I.5 Composants passifs intégrés	11
I.5.1 Résistance intégrée.....	12
I.5.2 Inductance intégrée.....	13
I.5.3 Exemple d'intégration des composants passifs	13
I.6 Technologies d'intégration	14
I.6.1 Intégration hybride	14
I.6.1.1 Empilement de fonctions.....	14
a) Concept hybride PIAC	14
b) Concept hybride EMPIC (embedded passives integrated circuits).....	15
I.6.1.2. Regroupement de fonctions	16
a) Concept IPEM	16
I.6.2 L'intégration monolithique	16
I.6.2.1 Introduction à l'intégration sur silicium.	16
I.6.2.2 Les techniques de dépôt	17
I.7 Avantages et limites de l'intégration.....	18
a) Avantages.	18
b) Limitations.....	19
I.8 Matériaux utilisés dans l'intégration.....	19
I.8.1 Matériaux conducteurs..	19
I.8.2 Matériaux magnétiques	20
I.8.3. Matériaux isolants.....	22
I.9 Différentes structures de l'inductance.....	23

I.9.1	Structure spirale.....	23
I.9.2	Forme toroïdale.....	24
I.9.3	Structure serpentini.....	24
a)	Serpentins simples.....	25
b)	Serpentins hélicoïdaux.....	25
c)	Serpentins spéciaux	26
I.9.4	Avantages et inconvénients pour chaque topologie	26
a)	Spirale	26
b)	Toroïdale.....	26
c)	Serpentin ou méandre	27
I.10	Conclusion.....	27

Chapitre II : Dimensionnement du micro convertisseur

II.1	Introduction.....	28
II.2	Présentation du micro convertisseur.....	28
II.2.1	Besoins et applications	28
II.2.2	Principe de fonctionnement d'un micro-convertisseur	30
II.2.3	Cahier des charges du micro convertisseur	32
II.3	Caractéristiques électriques du micro convertisseur Buck.....	32
II.3.1	Formes d'ondes du montage dévolteur	32
II.3.2	Relation entre les tensions d'entrée et de sortie	33
II.3.3	Calcul du courant de sortie I_s	33
II.3.4	Ondulation de courant.....	34
II.3.5	Calcul de la valeur d'inductance	35
II.3.6	Calcul du condensateur de sortie et de la résistance de charge.....	35
II.4	Dimensionnement du circuit magnétique.....	36
II.4.1	Choix du matériaux	36
II.4.2	Stockage de l'énergie magnétique	37
II.4.3	Volume du noyau magnétique	38
II.5	Les différentes méthodes de calcul de l'inductance du micro convertisseur	38
-	Méthode de I.O. Voormann.....	38
-	Méthode de Bryan.....	39
-	Méthode de Therman	39
-	Méthode de Grover	39
-	Méthode de Wheeler modifiée	39
-	Méthode de Mohan.....	40
III.6	Calcul des paramètres géométriques de la bobine à largeur de conducteur constante.....	41
II.6.1	Calcul du nombre de spire	41
II.6.2	Calcul de la longueur totale du conducteur	42
II.6.3	La largeur et la hauteur du conducteur	42
II.6.4	Calcul de l'espace entre spires.....	43

II.6.5 Tableau récapitulatif des paramètres géométriques.....	43
II.5.6 Choix de la topologie	44
II.6 Conclusion.....	45

Chapitre III: Bobine à largeur de spire variable

III.1 Introduction.....	46
III.2 Bobine à largeur de spire variable	46
III.2.1 Objectif	46
III.2.2 Calcul de la progression de la largeur des spires.....	47
III.2.3 Allure de la largeur de la spire et de son rayon en fonction du numéro de la spire	49
III.2.4 Calcul l'inductance pour n=15	50
III.2.5 Calcul de la résistance R_{DC}	51
III.3 Etude comparative d'une bobine à largeur de spire variable et celle à largeur constante.....	52
III.3.1 Effet de la fréquence	52
III.3.2 Calcul l'inductance de la spire à largeur constante	52
III.3.3 Calcul de la résistance de la spire à largeur constante	53
III.3.4 Tableau de comparaison des résultats	53
III.4 Modèle électrique du micro bobine intégrée	55
III.5 Calcul des paramètres électriques de la structure	56
III.5.1 Resistance et capacité de la bobine	56
III.5.2 Resistances et capacités du substrat	57
III.5.3 Capacité de l'oxyde	59
III.5.4 Facteur de qualité Q de l'inductance intégrée	59
III.5.5 Tableau récapitulatif des résultats	61
III.6 Conclusion	61

Chapitre IV : Simulation et évaluation des résultats

IV.1 Introduction	62
IV.2 Influence des paramètres géométriques sur l'inductance spirale planaire	62
IV.2.1 Influence de la fréquence sur la valeur de l'inductance série : $L = f(F_s)$	62
IV.2.2 Influence de la fréquence sur la valeur de l'inductance pour différentes valeurs de la largeur du conducteur	63
IV.2.3 Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série : $R_s = f(f)$	64
IV.2.4 Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série pour différentes valeurs de l'espacement inter-spices	65
IV.2.5 Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série pour différentes valeurs de la largeur du conducteur	66
IV.2.6 Influence de la fréquence sur la valeur de le facteur de qualité	67

IV.3 Simulation du modèle électrique du micro convertisseur	68
IV.3.1 Simulation du modèle électrique avec une inductance simple.....	68
IV.3.2 Simulation du modèle électrique avec l'inductance intégrée à largeur de spire variable.....	69
IV.4 Conclusion	70
Conclusion générale	71
Annexes	
Références bibliographiques	

LISTE DES FIGURES

Chapitre I : Etat de l'art sur les composants passifs intégrés

Figure I.1 : Domaines d'applications de l'intégration des systèmes de puissance.....	5
Figure I.2 : Différents composants passifs.....	6
Figure I.3 : Symbole d'une résistance fixe.....	7
Figure I.4 : Structure générale d'un condensateur.....	8
Figure I.5 : Schéma équivalent d'un condensateur en haute fréquence.....	10
Figure I.6 : Schéma équivalent d'une bobine en basse fréquence.....	11
Figure I.7 : Schéma équivalent d'une bobine en haute fréquence.....	11
Figure I.8 : Un composant passif intégré.....	12
Figure 1.9 : Résistance Poly silicium intégrée.....	12
Figure I.10 : Convertisseur statique avec un filtre d'entrée, un filtre de sortie et un transformateur.....	13
Figure I.11 : Photo alimentation non intégrée / intégrée.....	13
Figure I.12 : Concepts d'intégration d'une structure PIAC.....	15
Figure I.13 : Principe d'une intégration totale de convertisseur.....	15
Figure I.14 : Principe et exemple d'un module d'intégration << passive IPEM>>.....	16
Figure I.15 : Intégration monolithique d'une inductance.....	17
Figure I.16 : Principe de l'électrodéposition.....	17
Figure I.17 : Principe du dépôt par pulvérisation cathodique.....	18

Figure I.18 : Différents types de feuilletage proposé par Sullivan et Sanders	22
Figure I.19 : (a) Bobine spirale vue d'ensemble 3D; (b) Photographie de la réalisation.....	23
Figure I.20 : Différentes topologies planaire.....	23
Figure I.21 : Bobine toroïdale : (a) Vue d'ensemble 3D ; (b) Photographie de la réalisation.....	24
Figure I.22 : Bobine serpentín : a) Vue d'ensemble 3D; b) Photographie de la réalisation...	25
Figure.I.23 : Serpentín simple	25
Figure.I.24 : Serpentín hélicoïdal	25
Figure.I.25 : Serpentín spéciale ; vue en coupe.....	26

Chapitre II : Dimensionnement du micro convertisseur

Figure II.1 : Système d'alimentation d'un ordinateur portable.....	29
Figure II.2 : Schéma de principe du convertisseur Buck	30
Figure II.3 : Les deux états de fonctionnement d'un convertisseur Buck.....	31
Figure II.4 : Formes d'ondes des courants et tensions du montage Buck	32
Figure II.5 : Formes d'ondes du courant dans la bobine en limite de conduction continue....	34
Figure II.6 : Définition des paramètres géométriques décrivant une inductance planaire spirale.....	41

Chapitre III: Bobine à largeur de spire variable

Figure III.1 : Répartition du courant dans un dimensionnement classique à 100 MHz.....	47
Figure III.2 Rayon de la spire en fonction du numéro de la spire	47
Figure. III.2 : Progression du rayon de la spire	49

Figure III.3: Progression de la largeur de spire	50
Figure III.4: Répartition du courant à 100MHz dans les spires des dimensionnements présentés.....	52
Figure III. 5 : Coupe transversale d'une inductance planaire spirale	55
Figure III.6 : Circuit électrique équivalent en $\ll\pi\gg$ d'une inductance planaire spirale.....	56
Figure III.7 : Substrat bloc et circuit équivalent.....	57
Figure III.8 : Circuit équivalent d'une inductance reliée à la masse.....	60

Chapitre IV : Simulation et évaluation des résultats

Figure IV.1 : Variation de l'inductance en fonction de la fréquence $L=f(F)$	62
Figure IV.2 : Variation de l'inductance en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur du conducteur.....	63
Figure IV.3 : Variation de la résistance série en fonction de la fréquence de fonctionnement.....	64
Figure IV.4: Variation de la résistance série en fonction de la fréquence pour différents valeurs de l'espacement inter-spices.....	65
Figure IV.5 : Variation de la résistance série en fonction de la fréquence pour différents valeurs de largeur du conducteur.....	66
Figure IV.6 : Variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence.....	67
Figure IV.7 : Schémas du micro-convertisseur à simple inductance.....	68
Figure IV.8 : Tension de sortie du micro-convertisseur à simple inductance.....	68
Figure IV.9 Schéma du micro-convertisseur à inductance intégrée.....	69
Figure IV.10 : La tension d'entrée et de sortie du micro-convertisseur à inductance intégrée.....	70

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre I : Etat de l'art sur les composants passifs intégrés

Tableau I.1 : Différentes fonctions assurées par les composants passifs.....	7
Tableau I.2 : Propriétés et méthode de dépôts des métaux.....	20
Tableau I.3 : oxydes diélectriques utilisés en microélectronique.....	22

Chapitre II : Dimensionnement du micro convertisseur

Tableau II.1 Niveaux de tensions nécessaires dans un ordinateur portable.....	29
Tableau II.2: Synthèse des équations décrivant un BUCK en conduction continue.....	31
Tableau II.3 : Valeurs des coefficients utilisés par Wheeler.....	40
Tableau II.4 : Valeurs des coefficients utilisés par Mohan.....	40
Tableau II.5 : Les valeurs des paramètres géométriques de la bobine à largeur constante ...	44
Tableau II.6: Rapport L/R en fonction de la forme de spirale.....	45

Chapitre III: Bobine à largeur de spire variable

Tableau III.1: Comparaison dimensionnements classiques et largeur de spire variable.....	55
Tableau III.2: Paramètres électriques de la bobine intégrée.....	61

Introduction générale

Introduction générale

Depuis un certain nombre d'années, le monde de l'électronique de puissance galope dans le sens croissant de la miniaturisation et de l'intégration des circuits électroniques. Cette miniaturisation a poussé vers le développement des architectures distribuées, et des systèmes embarqués sur puce «System-On-Chip » contenant plusieurs composants. Ces composants réalisant des fonctions variées, ont besoin de différentes tensions d'alimentation fournies par plusieurs convertisseurs DC/DC connectés à l'alimentation de la puce.

Aujourd'hui, les études menées sur l'optimisation de convertisseurs statiques d'énergie, qui s'appuient sur des composants passifs, peuvent se généraliser à un certain nombre d'applications vis à vis de leur alimentation. Les objectifs sont de minimiser la taille et le volume tout en maintenant les performances et en limitant les coûts de développement des nouveaux produits.

Du fait de la limitation en surface et en volume, deux critères vont guider le dimensionnement des bobines intégrées constituer le micro convertisseurs. Le premier est la forme géométrique ou topologie de la structure, le second est lié à la nature des matériaux utilisés, pour la fabrication des différentes parties du composant. Ces deux critères vont agir sur la valeur d'inductance, de l'énergie stockée, des 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.

Les composants magnétiques, inductances et transformateurs, sont principalement utilisés pour transmettre ou stocker de l'énergie. Ils fonctionnent à des fréquences généralement comprises entre quelques kHz et quelques MHz. Ils sont constitués d'un ou plusieurs enroulements et d'un circuit magnétique. Leur modélisation, en électronique de puissance, constitue un enjeu particulièrement important, l'objectif final étant d'intégrer les modèles propres à chaque composant dans un outil de simulation de circuit complet.

La réduction des tailles et des volumes de plus en plus poussée des composants électroniques permet d'embarquer de plus en plus de fonctions dans les équipements et accessoires portables de grande consommation, tels que les lecteurs MP4, les caméras, etc... Ces derniers deviennent multifonctionnels. Cet accroissement du nombre de fonctions telles que, les transmissions de

données, la saisie et le traitement d'images, la reconnaissance vocale, etc..., s'accompagne aujourd'hui d'un grand besoin en sources d'énergie miniaturisées et performantes.

Les besoins croissants en termes de réduction de coût et de miniaturisation des circuits mettent en avant deux techniques fondamentales pour l'intégration des composants en général: l'intégration hybride et l'intégration monolithique mais de nombreux problèmes sont encore ingérables.

Dans notre travail, nous nous sommes basés 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 quatre chapitres décrits ci-dessous :

Le premier chapitre est divisé en deux parties. La première est dédiée aux généralités sur les divers composants passifs en électronique de puissance, la nécessité de les intégrer, la deuxième partie, nous détaillons, les deux techniques d'intégration monolithique et hybride, les matériaux utilisés dans l'intégration, ainsi que les différentes structures de l'inductance.

Le deuxième chapitre présente les spécifications d'un micro-convertisseur abaisseur de tension de type Buck qui sera notre point de départ pour l'étude d'une micro-bobine. À partir des conditions de fonctionnement de ce système, 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 sont les relations liant la fréquence de fonctionnement, la longueur, la section et le volume du noyau magnétique, le nombre de spires, la longueur et la section du conducteur avec la valeur d'inductance, la quantité d'énergie magnétique stockée et la résistance du conducteur requise dans les spécifications du micro-convertisseur.

Le troisième chapitre intitulé «Bobine à largeur de spire variable » est consacré au calcul, dimensionnement et modélisation de la micro-bobine spirale planaire circulaire à largeur de spire variable et de ses performances. La comparaison entre les deux stratégies (spirales à largeur de spires constantes, et spirale à largeur de spires variables) pourra donc se faire et permettra de déduire l'impact de la largeur sur les performances de la bobine.

Le quatrième 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 comparaison de la tension de sortie du micro convertisseur utilisant une bobine intégrée par rapport à une bobine non intégré 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.

*Chapitre I : Etat de l'art sur les
composants passifs intégrés*

I.1 Introduction

Le monde de l'électronique va toujours dans le sens croissant de la miniaturisation et de l'intégration. Depuis une dizaine d'années nous observons une tendance à l'intégration des systèmes de conversion statique dans tous les domaines d'application et à tous les niveaux de puissance. Cette évolution s'effectue à des degrés divers selon que l'on s'intéresse à des micro-convertisseurs de quelques Watt ou à des convertisseurs de plusieurs Mégawatts. L'intégration des composants actifs et passifs dans le domaine de l'électronique de puissance consiste à réaliser l'assemblage de composants ayant des caractéristiques ou des fonctions électriques combinables en vue de diminuer le volume des structures. Concernant les premiers, une part significative du volume des convertisseurs statiques est en effet occupée par les composants passifs et les refroidisseurs. Ce volume peut atteindre 60-70% du volume total du convertisseur, il est donc légitime d'essayer de réorganiser leur agencement, et plus globalement de les intégrer.

I.2 Objectifs de l'intégration

Les objectifs souhaités dans l'intégration des composants passifs [1] sont les suivants:

- Une forte réduction de volume occupée par les composants passifs.
- La simplification du câblage par la limitation et la réduction du nombre d'interconnexions externe, ce qui favorise la diminution de l'une des causes défaillance et donc l'augmentation de la fiabilité du système.
- La modularité et la standardisation : la complexité du circuit est rapportée à l'intérieur des modules.
- Une plus grande compacité: Une intégration réussie des composants passifs ne se mesure pas uniquement par la diminution de leur volume propre, mais aussi par leur disposition thermique qui peut faciliter le refroidissement.
- Le dernier objectif concerne le cout de fabrication de convertisseur. Les nouveaux types des composants passifs intégrés impliquent la mise en place de nouveaux processus de fabrication collective qui seraient susceptibles de diminuer les couts

I.3 Domaines d'application des systèmes intégrés

Les composants passifs ont envahis la plupart des domaines industriels, la figure I.1 illustre leurs champs d'application [2] :



Figure I.1 : Domaines d'applications de l'intégration des systèmes de puissance

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 (fig. I.1) 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 Kilowatts. 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.

Par exemple, en faible puissance des domaines comme les systèmes portables de télécommunication tels que les PC, la téléphonie mobile, les lecteurs MP3, les caméras, etc.; sont perpétuellement demandeurs de réduction d'échelle tout en gardant de bonnes performances et des coûts compétitifs. En forte puissance, le rendement est le plus souvent le critère à respecter compte tenu du niveau de pertes qu'il peut entraîner tels que les systèmes embarqués dans l'automobile.

I.4 Les composants passifs

I.4.1 Généralités

En marge de l'activité purement liée aux semi-conducteurs, il existe une activité grandissante dans le domaine des composants passifs, l'association de ces derniers au plus près des circuits microélectroniques devenant une nécessité, notamment pour les besoins de la téléphonie mobile [3]. Rappelons que les composants passifs comportent un grand nombre de produits accomplissant des fonctions complémentaires et périphériques, par rapport à celles que remplissent les composants actifs, parmi lesquelles:

- ✓ Les résistances, varistances et thermistances s'opposent plus ou moins au passage du courant électrique.
- ✓ Les condensateurs, réservoirs d'énergie électrique, accomplissent des fonctions de filtrage, de découplage, d'accord et de transformation.
- ✓ Les composants magnétiques : bobinages, inductances ou ferrites (composants magnétiques) concourent également à réaliser filtrage, découplage, accord ou transformation.
- ✓ Les composants piézo-électriques (quartz, céramiques) assurent des fonctions d'accord, de filtrage et d'horloge.



Figure I.2: Différents composants passifs

La plupart des fonctions assurées par les composants passifs [4] 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

I.4.2. 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':

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

$u(t)$: est la valeur instantanée de la tension aux bornes du composant, $i(t)$ la valeur instantanée du courant traversant le composant et R la valeur de la résistance qu'oppose ce composant au passage de ce courant exprimée en Ohm.

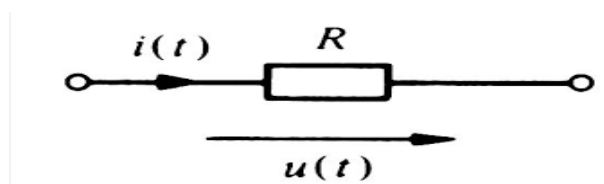


Figure I.3 : Symbole d'une résistance fixe

b) Caractéristiques électriques

Pour un conducteur homogène, à une température donnée, il existe une relation permettant de calculer sa résistance en fonction de la nature 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 du matériau [$\Omega \cdot m$],

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.

La résistance a des caractéristiques physiques rares, parmi lesquelles la plage de valeurs variant pratiquement de 0 (supraconducteurs) à ∞ (isolants).

I.4.3 Condensateur

a) Définition

On appelle un condensateur l'ensemble de deux surfaces conductrices ou armatures, séparées par un isolant (appelé "diélectrique") ayant une permittivité donnée et soumises à une tension électrique. Nous constatons une accumulation de charges électriques dans l'espace isolant. Tout composant qui présente une telle propriété est un condensateur.

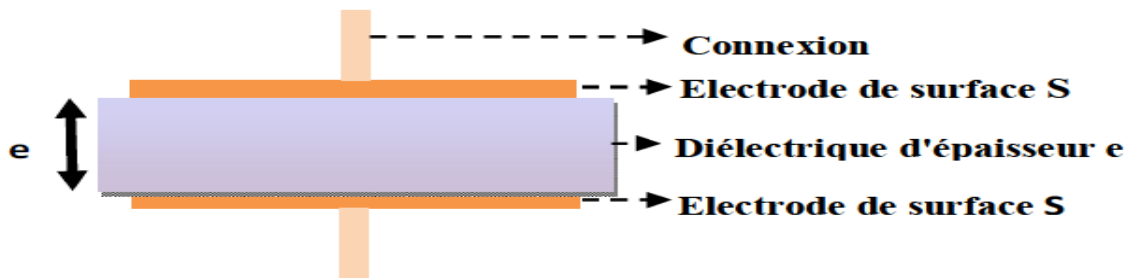


Figure I.4 : Structure générale d'un condensateur

b) Caractéristiques électriques

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 :

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

C : la capacité du condensateur (Farad), Q : quantité d'électricité déplacée et 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 du diélectrique [F/m], ϵ_r : Permittivité relative, ϵ_0 : Permittivité du vide (ou air) $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ [F/m]

s : Surface commune aux deux électrodes conductrices [m²]

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

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) Schéma électrique 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.

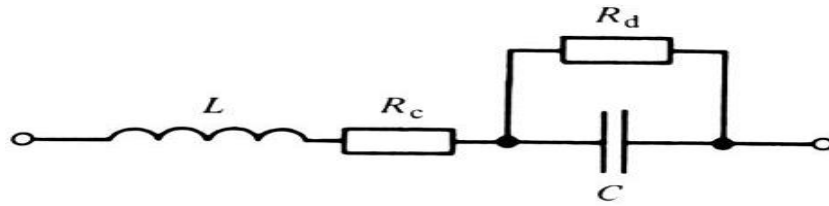


Figure I.5 : Schéma équivalent d'un condensateur en haute fréquence

I.4.4 Inductance

a) Définition

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

- ✓ Lisser les courants continus ou contrôler la croissance des courants dans les dispositifs d'électronique de puissance
- ✓ Créer un filtre pour une fréquence ou une bande de fréquences particulière
- ✓ Stocker de l'énergie électrique.

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

b) Caractéristiques électriques

L'inductance d'un circuit électrique est un coefficient qui traduit le fait qu'un courant le traversant crée un champ magnétique à travers la section entourée par ce circuit. Le calcul de l'inductance dans le cas d'une bobine avec noyau est donné [5] par l'expression suivante :

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r \cdot S \cdot N^2}{l} \quad \text{I.7}$$

L : inductance en henry [H]

μ_0 : perméabilité magnétique du vide (ou de l'air) [$4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$]

μ_r : perméabilité relative effective du matériau magnétique

N : nombre de spires

s : section effective de la bobine [m²]

l : longueur effective de la bobine [m]

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

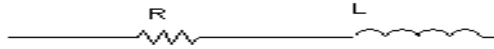


Figure I.6 : Schéma équivalent d'une bobine en basse fréquence

Chaque spire composant la bobine, à laquelle est appliquée une différence de potentielle, présente des courants capacitifs. Cet effet capacitif dû au bobinage se nomme capacité propre C, il augmente avec la fréquence de travail. En haute fréquence, la bobine est modélisable par le circuit suivant:

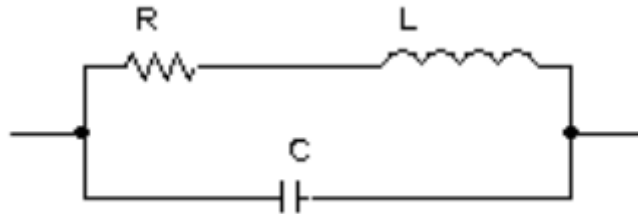


Figure I.7: Schéma équivalent d'une bobine en haute fréquence

Les performances d'une inductance, d'impédance Z, se mesurent par son facteur de qualité Q, dont l'expression varie selon le circuit électrique de la bobine, d'une manière générale, il peut être définie par :

$$Q = \frac{\text{Energie stockée}}{\text{Energie dissipée}} = \frac{\text{Imag}(Z)}{\text{Reel}(Z)} \quad \text{I.8}$$

I.5 Composants passifs intégrés

L'amélioration des performances [6] (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 (fig. I.8). Bien sûr, il faut penser à rajouter des connexions internes, des bornes de sortie, un boîtier :

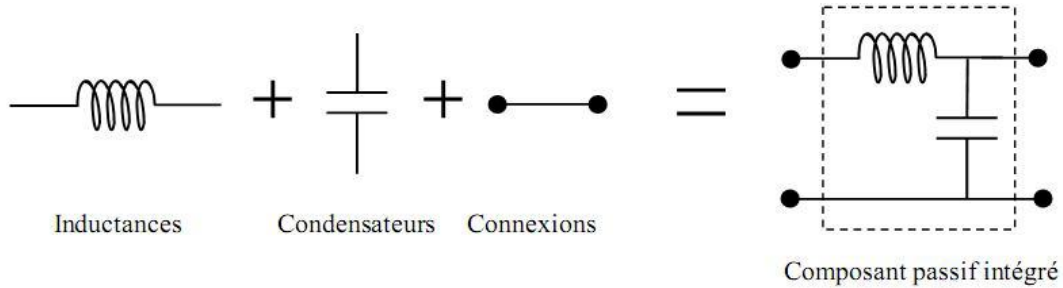


Figure I.8: Un composant passif intégré

I.5.1 Résistance intégrée

Les résistances intégrées [7] 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 I-9 est une vue en coupe d'une résistance en polysilicium intégrée en technologie CMOS.

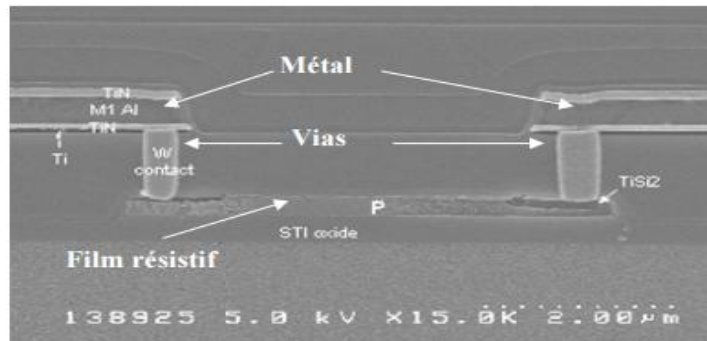


Figure 1-9 : Résistance Poly silicium intégrée

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 :

$$R_{sq} = \frac{\rho}{h} \quad ; \quad (\Omega / sq) \quad I.9$$

I.5.2 Inductance intégrée

L'intégration de la bobine, dans le cas de la réalisation d'un filtre LC [8], se fait sur les niveaux supérieurs de métallisation. Dans le cas d'un substrat comprenant des composants CMOS ou des condensateurs 3D, les procédés de réalisation de la bobine doivent être en 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.5.3 Exemple d'intégration des composants passifs

Prenons un exemple représentant un convertisseur statique continu/continu [6, 9] (fig. I.10), pour lequel les composants passifs ont été regroupés (intégrés) au sein d'un même module :

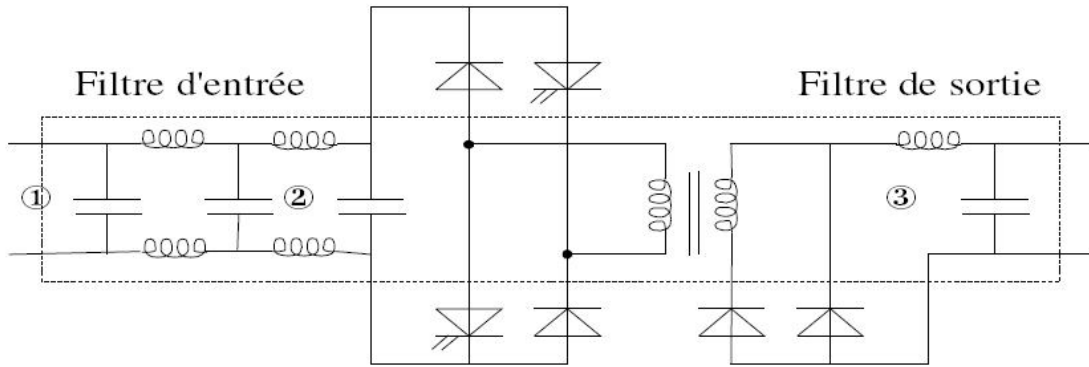


Figure I.10: Convertisseur statique avec un filtre d'entrée, un filtre de sortie et un transformateur.

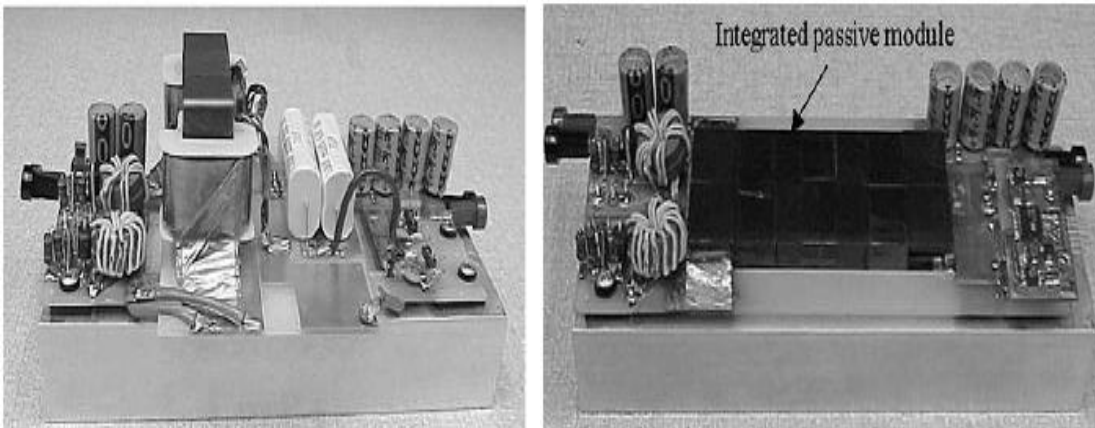


Figure I.11: Photo alimentation non intégrée / intégrée.

I.6 Technologies d'intégration

Lorsque le dispositif répond aux critères d'intégration, se pose alors le choix du type d'intégration car l'approche est différente suivant les niveaux de puissance et les contraintes à supporter. Pour cela, deux niveaux d'intégration existent monolithique ou hybride visant à réaliser, 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 [4].

I.6.1 L'intégration hybride

L'intégration hybride [10] consiste à associer différents matériaux de telle manière à réaliser plusieurs fonctions dans un seul bloc, soit par empilement, soit par regroupement de fonctions. Ce type d'intégration permet technologiquement d'envisager la réalisation de convertisseurs de plus ou moins fortes puissances. Ces différentes techniques sont davantage explicitées dans les paragraphes suivants.

I.6.1 .1. 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 (compatibilité électromagnétique) 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

La figure I.12 présente un exemple de cette approche visant l'intégration d'une structure complète étudiée au laboratoire SATIE en empilant chacune des fonctions intégrées individuellement.

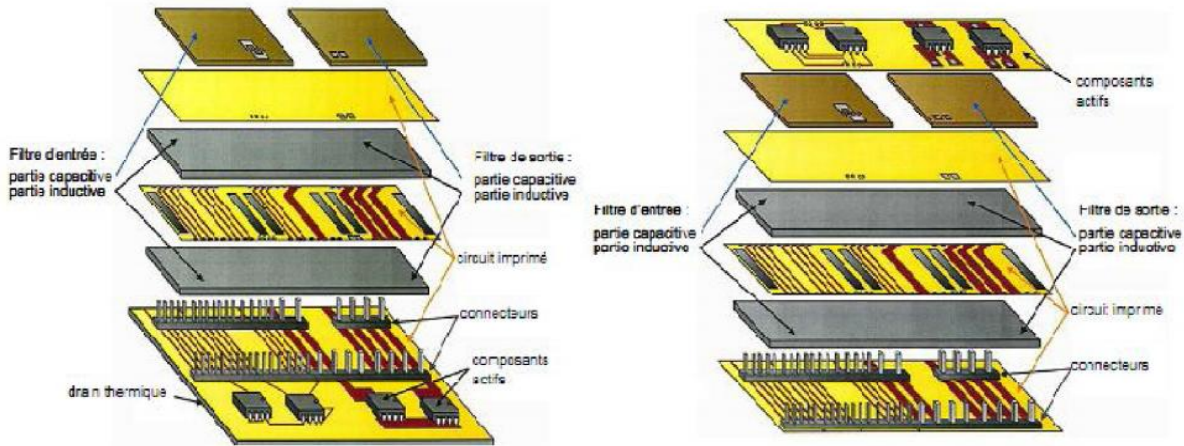


Figure 1.12: Concepts d'intégration d'une structure PIAC

Cette structure 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.

b) Concept hybride EMPIC (embedded passives integrated circuits)

Ferreira fut l'un des premiers à proposer une intégration hybride totale [3] 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.

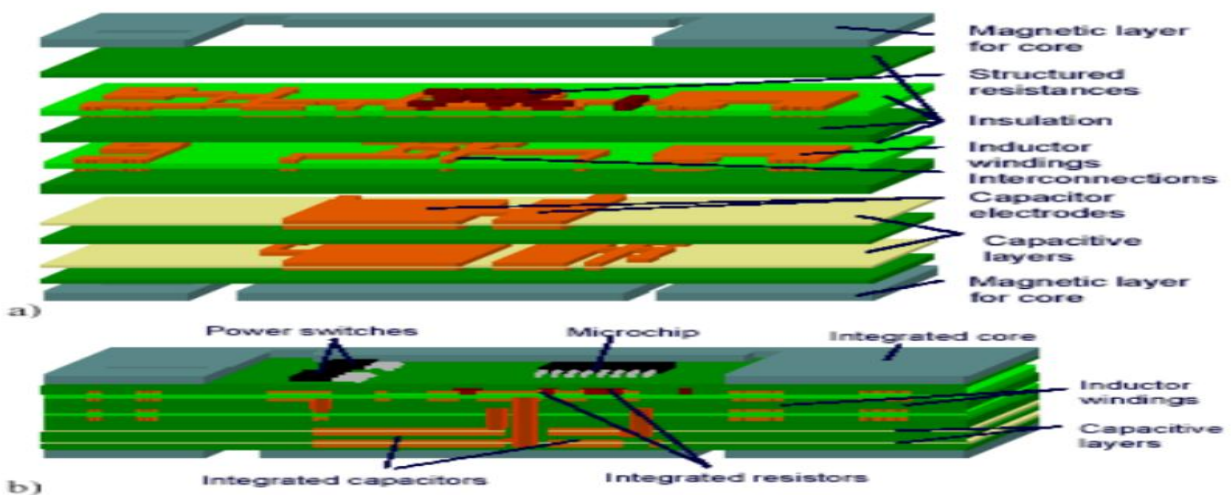


Figure 1.13 : Principe d'une intégration totale de convertisseur

a) Les différentes couches

b) Circuit complet

I.6.1.2. Regroupement de fonctions

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

a) Concept IPEM

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

La Figure I.14 présente un exemple d'intégration de composants passifs au sein d'un module IPEM pour une application de convertisseur résonnant comprenant une capacité et une inductance en série pour la résonance avec deux transformateurs dans ce cas précis.

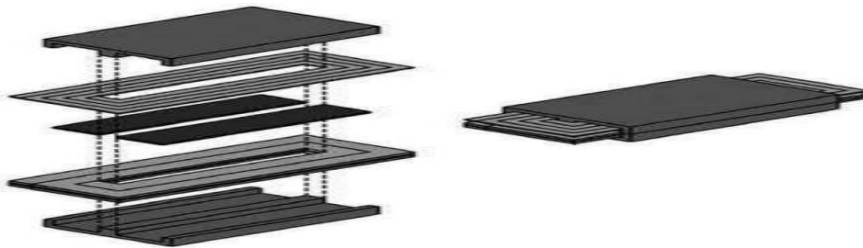


Figure I.14: Principe et exemple d'un module d'intégration << passive IPEM >>

I.6.2 L'intégration monolithique

I.6.2.1 Introduction à l'intégration sur silicium

L'intégration monolithique, plus appropriée pour les convertisseurs de faible à très faible puissance, est apparue grâce à l'évolution faite sur les procédés de gravure et de dépôt de matériau sur le support substrat silicium [11]. L'intégration de composants passifs par ce procédé fut alors envisageable et réalisable.

L'avantage de cette technique est de permettre la réalisation des parties actives et passives d'un convertisseur ainsi que leurs interconnexions sur un même substrat de silicium conduisant à des réalisations de très faibles encombrements pour les très faibles puissances.

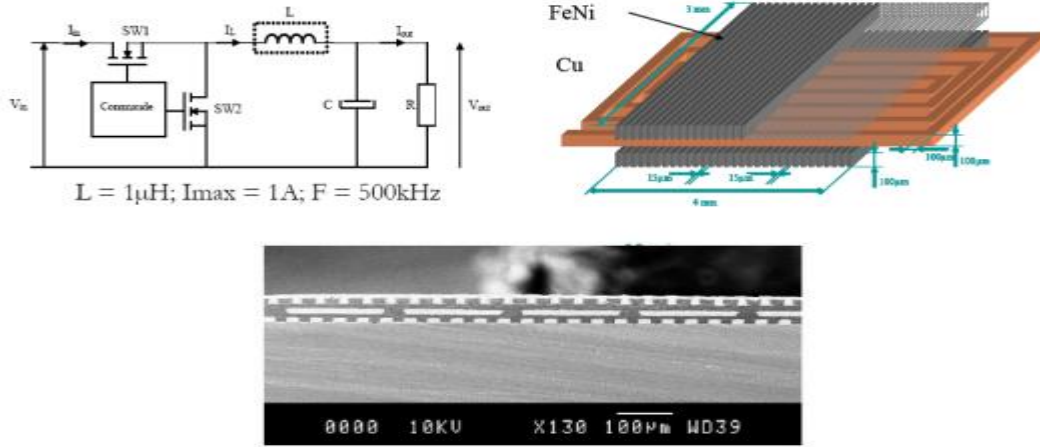


Figure I.15 : Intégration monolithique d'une inductance.

I.6.2.2 Les techniques de dépôt

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

Tout d'abord, l'électrodéposition permet de déposer uniquement des matériaux conducteurs mais autorise des épaisseurs importantes (qq 10 μm) grâce à des vitesses de dépôt conséquentes (300 nm/min), la figure I.16 présente le principe de ce dépôt.

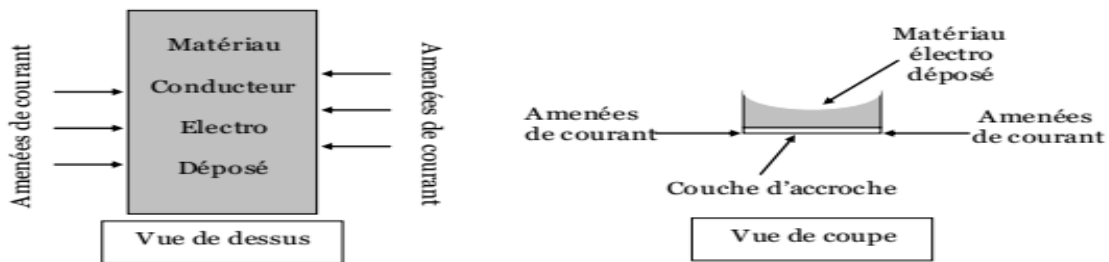


Figure I.16 : Principe de l'électrodéposition.

Une autre technique, le dépôt CVD (Chemical Vapor Deposition) qui consiste à utiliser une réaction chimique entre le substrat sur lequel on souhaite faire le dépôt et le matériau en phase vapeur, permet de déposer une grande variété de matériaux. En revanche la mise en œuvre est relativement complexe et sensible.

Enfin la technique de dépôt PVD (Physical Vapor Deposition) appelée également sputtering présente l'avantage d'être plus simple à mettre en œuvre. Le principe est basé sur le bombardement d'une cible constituée du matériau à déposer à l'aide d'ions par l'intermédiaire d'un faisceau à vitesse relativement importante (fig. I.17). On détache ainsi de la matière de la cible qui va venir se déposer, entre autre, à l'endroit où doit être réalisé le dépôt. Un masquage du support est nécessaire de manière à dessiner la forme voulue. Cette technique s'applique à tout type de matériau mais sa vitesse de dépôt est extrêmement lente (6 nm/min), ce qui limite l'épaisseur de dépôt envisageable.

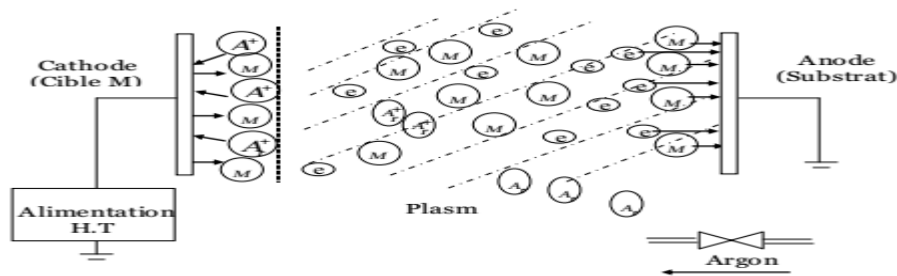


Figure I.17 : Principe du dépôt par pulvérisation cathodique.

I.7 Avantages et limites de l'intégration

a) Avantages [10]

- Réduction de l'encombrement: la taille et le poids (volume, masse) par rapport aux composants discrets se trouvent considérablement réduits (par exemple les inductances et les transformateurs en spirale à structure planaire).
- Augmentation de la densité de puissance: pour la même puissance, le volume occupé est beaucoup plus petit.
- Réduction des parasites: la limitation, voir même la suppression des connexions induit moins de fuites électromagnétiques source de parasites.
- Limitation des coûts pour une fabrication collective en grande série.

b) Limitations

- Utilisation en faibles puissances.
- Faible capacité de stockage d'énergie due aux faibles valeurs des composants.
- Limitation des possibilités d'évacuation thermique: la réduction du volume a pour conséquence l'augmentation de la densité thermique.
- Compatibilité des différents matériaux associés : réalisation de structures multicouches.
- Coût de fabrication : problème économique, en plus les techniques de réalisation ne sont pas totalement maîtrisées.

I.8 Matériaux utilisés dans l'intégration

Puisque le thème de notre recherche relate de l'intégration de bobine, nous nous intéresserons aux matériaux utilisés pour son intégration.

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

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

Les deux premiers matériaux sont implicites et entrent dans la composition respectivement du bobinage et du noyau magnétique. L'isolant quant à lui évite le contact entre les matériaux magnétique et conducteur, ceci afin de ne pas provoquer de court-circuit au niveau de l'enroulement lors de l'empilement des couches de matériaux ou du substrat. Sa permittivité électrique pourra également influencer sur les capacités parasites inter-spire au niveau du bobinage et entre le bobinage et le substrat [2].

I.8.1 Matériaux conducteurs

Les matériaux conducteurs [4] 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	Dépôt Electrochimique	Pulvérisation en courant continu

Tableau I.2 : 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.

I.8.2 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 [4] .

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 magnétiques couramment utilisés [12] sont :

- **NiFe** déposé par électrochimie : sa perméabilité relative (μ_r) varie de 100 à 5000 en fonction des conditions de dépôt (croissance avec ou sans champ magnétique)
- **NiFe/SiO₂** : dépôt par pulvérisation, $\mu_r=2000$
- **CoHfTaPd**: dépôt par pulvérisation.
- **CoZrRe**: dépôt par pulvérisation.
- **MnZn** : dépôt par pulvérisation, puis traitement thermique (ferrite).
- **CoFeCu**: dépôt par électrochimie.
- **NiZn** dépôt par pulvérisation (poudre).
- **NiFeMo**: dépôt par électrochimie.
- **FeCoB** : ruban de matériau μ_r de 400 à 800 suivant traitement.
- **CoNbZr** dépôt par pulvérisation.
- **FeHfO** dépôt 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 [13]. 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. La figure I.18 illustre, quelques exemples de noyaux feuilletés adaptés à des bobines de type spiral. Sur la figure I .18 (a) le principe de base du feuilletage du noyau ; sur les figure I.21 (b), (c) et (d) des noyaux feuilletés combinant à la fois l'utilité

première de réduction des courants de Foucault et la présence d'entrefer permettant d'emmagasiner de l'énergie magnétique dans l'air (ou dans l'isolant du feuilletage) [14].

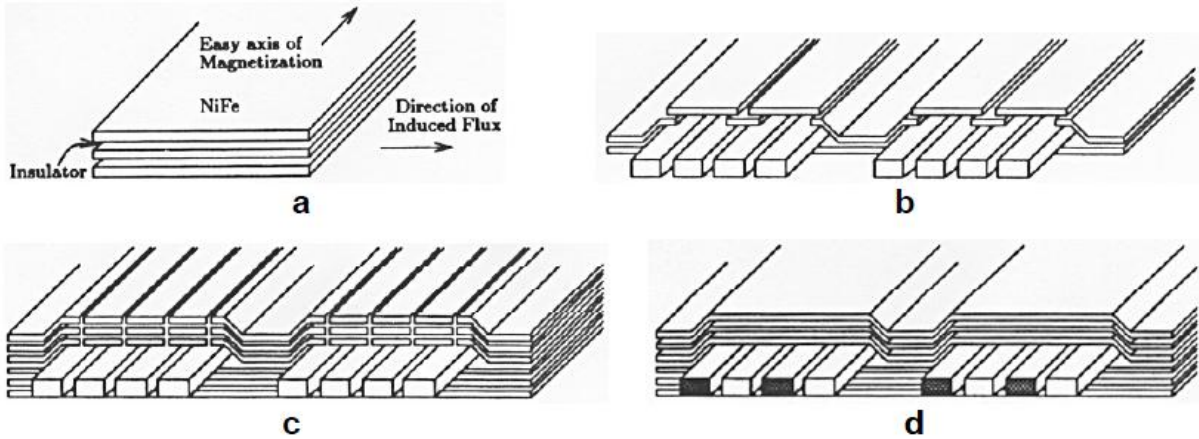


Figure I.18 : Différents types de feuilletage proposé par Sullivan et Sanders [13]

I.8.3. Matériaux isolants

Les isolants permettent de dissocier électriquement le bobinage du noyau magnétique ou du substrat [2]. Dans les publications, les matériaux isolants couramment utilisés (tab. I.3) sont: l'oxyde de silicium (SiO), l'oxyde d'aluminium (Al₂O₃), les nitrures de silicium et des polymères de type résines photosensibles ou polyamides. Tous ces isolants ne sont pas employés dans les mêmes circonstances. En effet, sans aller jusqu'à la prise en compte de la permittivité du diélectrique, la nature des isolants dépend des éléments de la bobine que l'on désire isoler. Les oxydes et nitrures de silicium servent la plupart du temps à isoler le substrat du composant. C'est la couche de passivation qui sera la première étape de fabrication de la micro-bobine.

Matériau diélectrique	Al ₂ O ₃	SiO	SiO ₂	Ta ₂ O ₅	Si ₃ N ₄
Permittivité relative	7 à 10	6 à 8	4 à 5	25	6 à 9

Tableau I.3 : oxydes diélectriques utilisés en microélectronique

I.9 Différentes structures de l'inductance

I.9.1 structure spirale

Les spirales simples sont très répandues dans le domaine des radiofréquences pour réaliser des valeurs de quelques dizaines de nH. Afin de les adapter aux applications nécessitant de faibles puissances, on doit augmenter la section du conducteur pour réduire sa résistance. La solution la plus répandue pour augmenter la valeur d'inductance par unité de surface utilisée dans le cas des transformateurs et des convertisseurs DC-DC, est d'emprisonner le conducteur entre deux couches de matériaux magnétiques. Pour bien caractériser un lien inductif, il est impératif de déterminer la valeur de l'inductance avec exactitude, pour ceci on doit prendre en compte le coefficient d'inductance mutuelle entre les spires, ce qui conduit à une expression assez complexe en comparaison avec le tore simple. La figure I.1 (a) montre une vue en perspective d'une bobine spirale et en (b) une photographie de la réalisation prise à l'aide d'un microscope électronique.

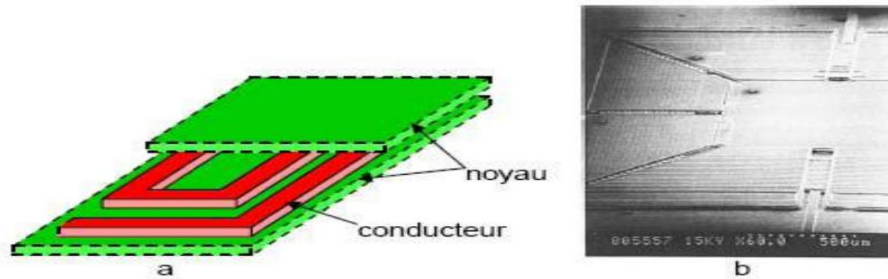


Figure I.19: (a) Bobine spirale vue d'ensemble 3D; (b) Photographie de la réalisation

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

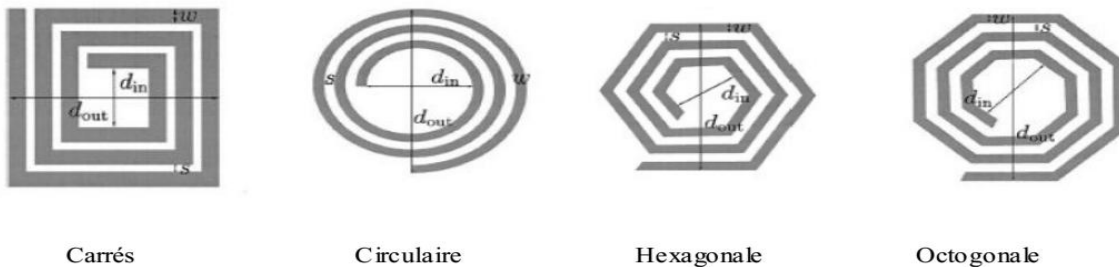


Figure I.20 : Différentes topologies planaire.

I.9.2 Forme toroïdale

Le principe de base des bobines toroïdales conventionnelles consiste à enrouler les spires conductrices autour d'un noyau magnétique fermé [3]. C'est ainsi qu'on assure un faible flux de fuite et on minimise les interférences électromagnétiques. Par conséquent, trois couches de matériaux sont nécessaires pour fabriquer ce type de bobines. Le calcul de l'inductance est assez simple et le nombre de spires par unité de longueur peut être élevé. La figure I.21 (a) montre la topologie de ce type de bobine et (b) une photographie à l'aide d'un microscope électronique d'une réalisation de transformateur utilisant cette topologie.

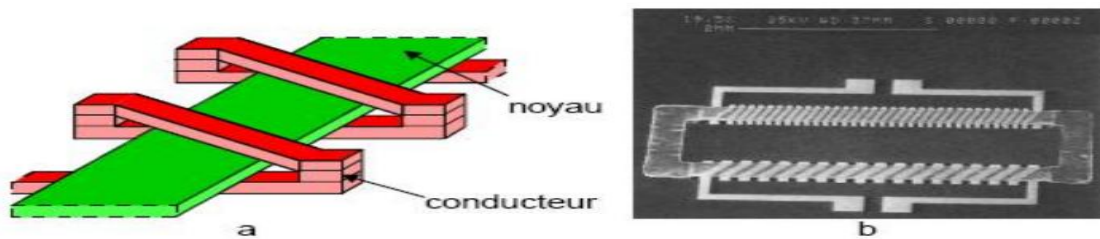


Figure I.21 : Bobine toroïdale : (a) Vue d'ensemble 3D ; (b) Photographie de la réalisation

I.9.3 Structure serpentín

La seule différence entre ce type de bobines et le précédent est la permutation faite à l'emplacement du conducteur avec celui du noyau [3,4].

Par conséquent, le conducteur monocouche est aménagée en forme de serpentín, alors que le noyau se trouve réparti sur trois niveaux pour envelopper le conducteur. Cette structure a pour objectif de réduire considérablement les résistances de contact le long du conducteur, permettant ainsi une montée en puissance par rapport au composant de forme toroïdale, sans risque de pertes excessives. La valeur d'inductance est calculée de façon identique à celle de la bobine précédente. Finalement, vu que la longueur moyenne du noyau est plus importante, ceci a pour conséquence d'augmenter la réluctance du circuit magnétique et ainsi de diminuer la valeur de l'inductance. La figure I.22 (a) montre la topologie de ce type de bobine et (b) une photographie de la réalisation.

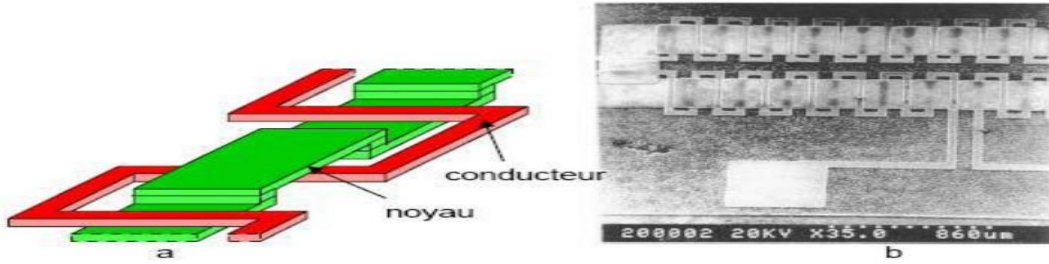


Figure I.22 : Bobine serpentin : a) Vue d'ensemble 3D; b) Photographie de la réalisation.

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

a) Serpentins simples

C'est un bobinage plane 2-D relativement facile à fabriquer mais la valeur de l'inductance est faible par rapport à l'espace occupé [15, 16, 17].

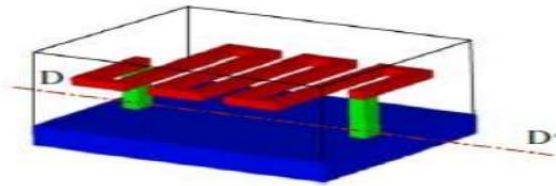


Figure.I.23: Serpentin simple [15]

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 [18].



Figure.I.24: Serpentin hélicoïdal

En comparaison au premier serpentín, 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 serpentín assez particulier proposé par Waseem et al. [19]. C'est un bobinage 3-D 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.

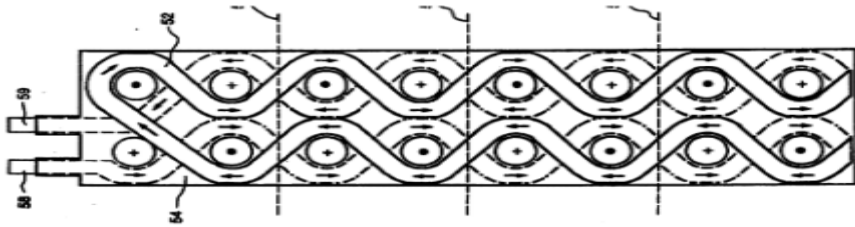


Figure.I.25 : Serpentín spéciale ; vue en coupe

Si le point fort de ce serpentín reste son bobinage assez proche du solénoïde et qui permet d'envisager des performances meilleures, sa réalisation est complexe car elle fait appel à la fois aux techniques de micro-usinage laser, aux techniques de dépôts de couches minces et aux techniques de salle blanche.

I.9.4 Avantages et inconvénients pour chaque topologie

a. Spirale [2]

- ✓ Pas de via électrique et magnétique
- ✓ Présence d'un entrefer permettant un stockage d'énergie plus important.
- ✓ L'énergie magnétique stockée par unité de surface est plus importante.

b. Toroïdale

- ✓ Dimensionnement aisé et bien maîtrisé.
- ✓ Pas de via magnétique.
- ✓ Présence de via électriques qui vont augmenter la résistance du bobinage.

- ✓ Grands entrefers difficiles à réaliser sans rayonnement ce qui implique une faible énergie stockable

c. Serpentin ou méandre

- ✓ Dimensionnement aisé et bien maîtrisé.
- ✓ Pas de via électrique, bon contrôle de la résistance du bobinage.
- ✓ Présence de via magnétique qui vont engendrer des entrefers parasites rendant difficilement contrôlable la réductance du circuit magnétique.
- ✓ Encombrement important en raison de la forme des spires.

I.10 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté l'état de l'art sur les composants passifs intégrés, l'objectif de l'intégration et les domaines d'applications des systèmes intégrés. Nous avons défini tous les composants passifs utilisés en électronique de puissance, mettant en relief les relations qui lient leur caractéristique principale aux grandeurs électriques des circuits, leur schéma électrique équivalent selon le domaine de fréquence utilisé ainsi que les différentes fonctions qu'ils peuvent assurer. Nous avons passé en revue toutes les techniques d'intégration de ces composants, qu'elles soient monolithique ou hybride. Comme le thème de notre mémoire relate d'une bobine planaire intégrée, nous avons détaillé les matériaux nécessaires à son intégration, ainsi les différentes structures de la micro-bobine.

Dans le chapitre suivant, on se propose de présenter une méthode de dimensionnement des éléments du micro convertisseur abaisseur de tension.

*Chapitre II : Dimensionnement
du micro convertisseur*

II.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.

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 des conditions de fonctionnement de ce système, nous estimerons les valeurs requises pour le dimensionnement des composants passifs nécessaires. Ensuite nous sélectionnerons les matériaux qui seront utilisés pour la réalisation de la micro bobine. En tenant compte des caractéristiques magnétiques des matériaux choisis, nous évaluerons la quantité d'énergie magnétique stockée (stockage magnétique) et la densité volumique d'énergie, ce qui nous permettra de déduire le volume du circuit magnétique nécessaire à utiliser.

Nous présenterons une étude portée sur le dimensionnement d'une inductance planaire circulaire et la détermination des ses paramètres géométriques.

II.2 Présentation du micro convertisseur

II.2.1 Besoins et applications

Les niveaux de puissance que l'on trouve dans les convertisseurs vont de moins d'un watt dans les convertisseurs des équipements portables, à une dizaine ou centaine de watts dans les alimentations des ordinateurs de bureau, aux kilowatts ou mégawatts dans la commande des moteurs à vitesse variable, et jusqu'aux térawatts dans les centrales électriques du secteur [14].

Nous nous intéressons dans ce travail à la très basse puissance, inférieure au watt, des applications portables où le rendement et le volume du convertisseur sont critiques.

Les convertisseurs DC/DC en général réalisent deux fonctions: modifier le niveau de tension (élever ou abaisser) et réguler la tension. L'électronique de conversion se trouve à l'interface entre les batteries (la source d'énergie en général) et l'ensemble des blocs

constitutifs du système considéré, des circuits électroniques numériques et analogiques, des écrans, des actionneurs, des claviers, etc. Plus de 5 à 6 niveaux de tensions peuvent cohabiter dans un ordinateur portable, le tableau II.1 résume les niveaux de tensions nécessaires [20] pour chacune des fonctions.

Fonction	Tension d'alimentation
CPU	3v (vers 2v puis 0.8 v)
RAM	3.3 v
Entrée / Sortie	5 v
PCMCIA (Personal computer memory card international association)	12 v
BUS GLT	15.5 v
Ecran LCD	Polarisation + <+30V Polarisation - >-30V

Tableau II.1 Niveaux de tensions nécessaires dans un ordinateur portable

Le système d'alimentation d'un ordinateur portable est illustré à la figure II.1. La batterie alimente le système et plusieurs convertisseurs DC/DC modifient la tension de la batterie pour donner les tensions requises par les différentes fonctions. Un abaisseur de tension Buck donne la tension nécessaire pour alimenter le microprocesseur. Un élévateur Boost augmente la tension de la batterie jusqu'au niveau nécessaire pour alimenter le lecteur de disque. Un inverseur donne la haute tension négative pour alimenter la commande des lampes de l'écran.

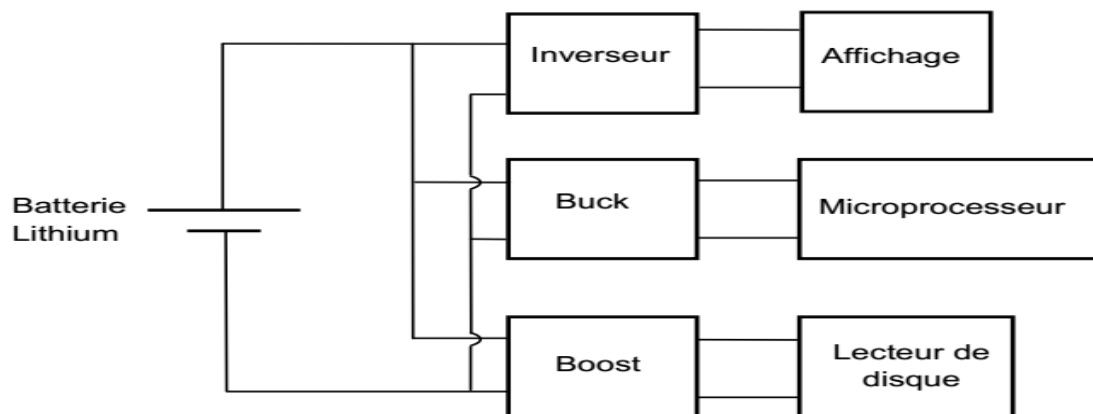


Figure II.1 : Système d'alimentation d'un ordinateur portable.

Les convertisseurs DC/DC sont utilisés dans des nombreuses applications, à titre d'exemple non exhaustif : pour transformer le 24V de la batterie d'un camion en 12V pour alimenter une radio fonctionnant à 12V, pour transformer le 12V de la batterie d'une voiture en 3V pour faire fonctionner un lecteur de CD ou charger un téléphone mobile, pour transformer les 5V de la carte mère d'un ordinateur en 3V, 2V ou moins pour alimenter les différentes fonctions du processeur, pour abaisser la tension du secteur en 5V et 12V pour alimenter un ordinateur, ou bien augmenter les 1.5V d'une batterie pour alimenter un circuit électronique.

II .2.2 Principe de fonctionnement d'un micro-convertisseur

L'étude du micro-convertisseur continu-continu abaisseur de tension constitue notre point de départ pour l'étude de micro-bobine intégrée, c'est-à-dire à partir des conditions de fonctionnement de ce système.

Les structures les plus utilisées sont les convertisseurs Buck car elles présentent de bons compromis en compacité et commandabilité [1], de plus, constituées de peu de composants, les pertes énergétiques sont limitées et le volume réduit. Pour les applications faibles courants et tensions, le micro convertisseur Buck est reconnu comme étant le convertisseur le plus adapté.

Nous nous orientons dans cette étude vers un micro convertisseur Buck à stockage magnétique DC/DC abaisseur de tension, son schéma de principe est représenté en figure II.2 :

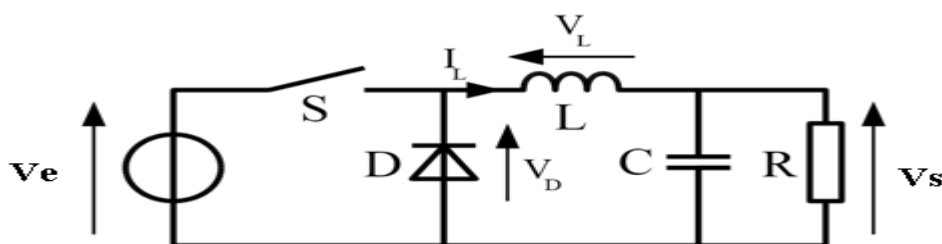


Figure II.2 : Schéma de principe du convertisseur Buck

Dans ce type de convertisseur, l'énergie est périodiquement stockée dans l'inductance sous forme d'un champ magnétique puis transférée vers la sortie. C'est une alimentation à découpage qui convertie une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur. Sa tension de sortie est réglée en fonction du rapport cyclique (α).

Le principe de fonctionnement de ce type de convertisseur est le suivant (fig. II.3):

- Lorsque l'interrupteur S se ferme pendant un temps $t_f = \alpha T$, le courant commence à circuler dans l'inductance L, le condensateur de filtrage C, et la charge R.
- Lorsque l'interrupteur S s'ouvre pendant t_0 , la bobine se décharge, le courant dans l'inductance ne pouvant s'annuler, immédiatement, c'est la diode qui assure la continuité du courant.

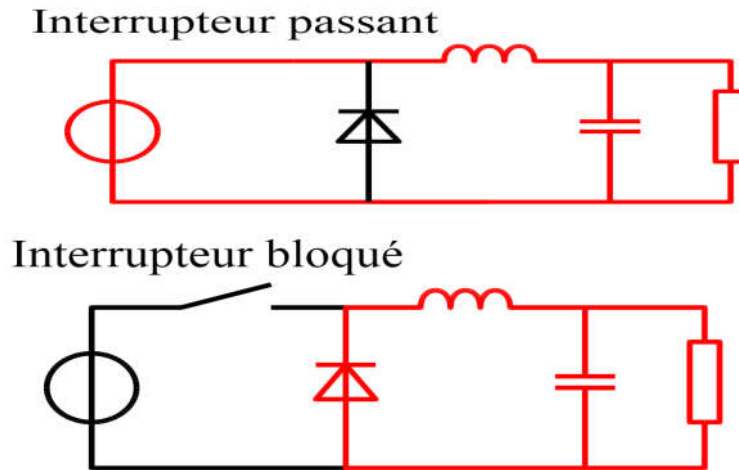


Figure II.3: Les deux états de fonctionnement d'un convertisseur Buck

Le tableau II.2, rappelle les équations caractéristiques de fonctionnement du convertisseur Buck sur une période [21] .

Gain en tension	Courant dans l'inductance		Ondulation du courant dans l'inductance
$\frac{V_s}{V_e} = \alpha$	$0 < t < \alpha T$	$I_l = I_{Lmin} + \frac{V_e - V_s}{L} \cdot \alpha T$	$I_l = \alpha \frac{(1-\alpha)}{L \cdot f} V_e$
	$\alpha T < t < T$	$I_{Lmin} = I_{Lmax} - \frac{-V_s}{L} \cdot (1 - \alpha) T$	

Tableau II.2: Synthèse des équations décrivant un BUCK en conduction continue

II.2.3 Cahier des charges du micro convertisseur

Nous allons orienter notre étude, vers un micro-convertisseur continu-continu abaisseur de tension. La micro bobine que nous cherchons à élaborer sera dimensionnée pour ce type d'application.

Afin d'évaluer ce cas concrètement, nous allons choisir le cahier des charges suivant :

- Une tension d'entrée : 3,3 Volts
- Une tension de sortie : 1,5 Volts
- Une puissance de sortie : 1 Watt
- Fréquence de fonctionnement : 10 MHz

II.3 Caractéristiques électriques du micro convertisseur Buck

II.3.1 Formes d'ondes du montage dévolteur

L'allure des principales grandeurs électriques du micro convertisseur, appelé également montage dévolteur [11], sont donné à la figure II.4 :

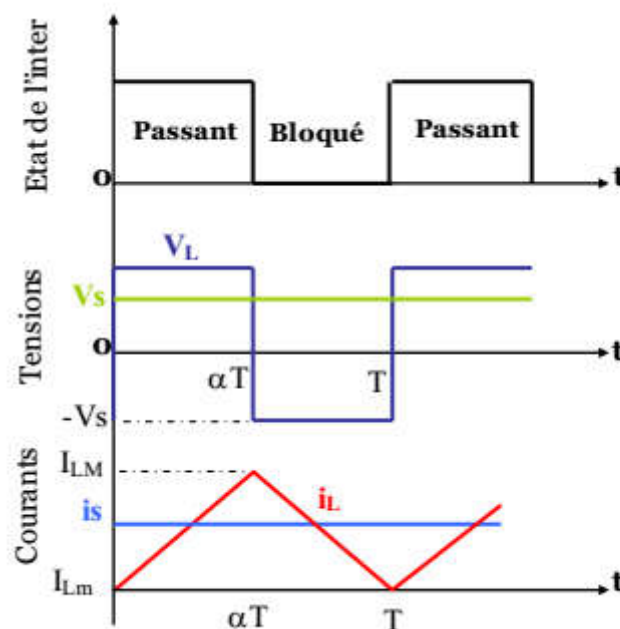


Figure II.4: Formes d'ondes des courants et tensions du montage Buck

II.3.2 Relation entre les tensions d'entrée et de sortie

Sachant que la tension moyenne aux bornes d'une inductance est nulle sur une période, on peut le traduire par :

$$V_L = L \left(\frac{dI_L}{dt} \right) \longrightarrow \frac{1}{T} [(V_e - V_s) t_f - V_s \cdot t_0] = 0 \quad \text{II.1}$$

On en déduit:

$$V_e \cdot t_f = V_s \cdot T \quad \text{II.2}$$

C'est -à-dire:

$$V_s = \alpha \cdot V_e \quad \text{II.3}$$

Avec le rapport cyclique :

$$\alpha = \frac{t_f}{T} \quad \text{II.4}$$

Nous pouvons donc évaluer le rapport cyclique :

$$\alpha = \frac{V_s}{V_e} = \frac{1.5}{3.3} = 0.454 \approx 0.5$$

II.3.3 Calcul du courant de sortie Is

Afin d'exprimer Is en fonction de IL, nous pouvons écrire la loi nœuds:

$$I_C + I_S = I_L \quad \text{II.5}$$

Avec : $I_L = I_{L\text{moy}} + I_{L\text{alt}} \quad \text{II.6}$

Soit : $I_C + I_S = I_{L\text{moy}} + I_{L\text{alt}} \quad \text{II.7}$

Sachant que le courant moyen traversant le condensateur est nul en régime permanente donc

$$I_{C\text{moy}} = 0$$

En outre, comme on a supposé que la tension Vs était constante, Is n'a pas de composante alternative, il vient donc :

$$I_S = I_{L\text{moy}} \quad \text{II.8}$$

$$I_c = I_{Lalt} \quad \text{II.9}$$

Pour exprimer I_s en fonction de la grandeur d'entrée I_e , on écrit:

$$V_e \cdot I_{emoy} = V_s \cdot I_s \quad \text{II.10}$$

Ou encore en utilisant l'expression II.3 :

$$I_{emoy} = \alpha \cdot I_s \quad \text{II.11}$$

II.3.4 Ondulation de courant

Le courant de sortie peut être exprimé en fonction de la puissance :

$$I_{Smoy} = \frac{P_{smoy}}{V_{smoy}} = \frac{1}{1.5} = 0.66 \text{ A}$$

Donc: $I_{Smoy} = I_{Lmoy} = 0.66 \text{ A}$.

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 II.5 :

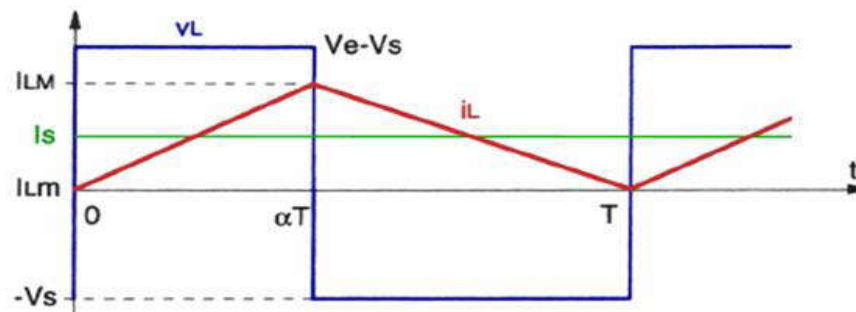


Figure II.5: Formes d'ondes du courant dans la bobine en limite de conduction continue

L'ondulation de courant I_L dans l'inductance s'exprime par la relation :

$$I = I_{Lmax} - I_{Lmin}$$

Pour le mode de conduction critique, on a :

$$I_{Lmin} = 0 \text{ A}$$

Sachant que :

$$I_{Lmoy} = (I_{Lmax} - I_{Lmin})/2 \quad \longrightarrow \quad I_{Lmoy} = I_{Lmax} / 2 \quad \text{II.12}$$

Ainsi:

$$I_{L \max} = I_{L \max} = 2 I_{L \text{mo}} \quad \text{II.13}$$

Soit donc : $I_{L \max} = 2 \times 0.66 = 1,32 \text{ A}$

L'ondulation de courant I_L dans l'inductance peut également être exprimée en fonction de la fréquence et de l'inductance de la bobine du circuit. A partir de la tension aux bornes de la bobine, on peut écrire :

$$V_L = L \left(\frac{dI_L}{dt} \right) \quad \text{II.14}$$

Nous déduisons l'ondulation du courant dans la bobine durant le temps t_f :

$$I_L = t_f \frac{(V_e - V_s)}{L} \quad \text{II.15}$$

Qui s'écrit aussi:

$$I_L = \alpha \frac{(1-\alpha)}{L.f} V_e \quad \text{II.16}$$

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

Cette ondulation est maximale pour $\alpha=1/2$, soit donc :

$$I_{L \max} = \frac{V_e}{4.L.f} \quad \text{II.17}$$

II.3.5 Calcul de la valeur d'inductance

En remplaçant les valeurs trouvées dans l'équation II-17, nous pouvons déduire la valeur de l'inductance :

$$L = \frac{V_e}{4.(I_{L \max}).f} = 62.5 \text{ nH} \quad \text{II.18}$$

Nous avons donc déterminé la valeur de l'inductance intégrée nécessaire pour le fonctionnement du micro convertisseur, soit 62.5 nH Cette valeur va nous permettre de déterminer les contraintes géométriques liées au substrat.

II.3.6 Calcul du condensateur de sortie et de la résistance de charge

D'après la loi des nœuds (fig. II.2), le courant I_c traversant le condensateur C est égal à la différence entre le courant circulant dans l'inductance L et le courant de sortie I_s soit:

$$I_c = I_L - I_s \quad \text{II.19}$$

Soit Q la variation positive de charge du condensateur C [22, 23] :

$$Q = T \frac{I}{8} \quad \text{II.20}$$

Et comme : $Q = C \cdot V_c$ II.21

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

$$C = \frac{T I}{8 V_s} \quad \text{II.22}$$

En utilisant l'expression de la variation du courant (équ. II-16) traversant la bobine dans le cas critique ($\alpha=1/2$) nous pouvons extraire la valeur de la capacité par la relation suivante:

$$C = \frac{V_e}{32.L.(V_s)_{\max}.f^2} \quad \text{II.23}$$

Soit donc après les calculs, une capacité de: $C= 0.22 \mu\text{F}$

D'après le cahier des charges du micro convertisseur. On applique la loi d'Ohm pour avoir la valeur de la charge :

$$R = \frac{V_s}{I_s} = 2,27 \Omega \quad \text{II.24}$$

II.4 Dimensionnement du circuit magnétique

II.4.1 Choix du matériaux

Le choix des matériaux que nous allons utiliser dépend de plusieurs paramètres. Les caractéristiques électrique et magnétique sont les facteurs les plus déterminants de nos choix ainsi que les méthodes de dépôt de ces matériaux pour une éventuelle réalisation de ce micro convertisseur. A cet effet, la vitesse de croissance, la reproductibilité, le coût et la compatibilité avec les technologies microélectroniques [11].

Dans le but de réduire les étapes technologiques de fabrication des micro bobines, les premières investigations en termes de structure nous font tendre vers des topologies dont les matériaux constitutifs, c'est-à-dire le métal du conducteur et le matériau du noyau magnétique, sont sur un même niveau. Il convient ainsi de sélectionner deux matériaux (du conducteur et du noyau magnétique).

Pour l'enroulement de la bobine, le cuivre est le matériau optimal en termes de résistivité, de dépôt et de coût. En effet, il est possible de faire croître du cuivre par différentes méthodes : évaporation, pulvérisation, électroless et en particulier par électrochimie (tab. I.2). Sa résistivité est au environ des $1,75 \mu\Omega.cm$ ce qui est inférieur à l'or et à l'aluminium. Enfin son coût de mise en oeuvre est également inférieur à celui de l'or. Pour nos calculs, nous prendrons une résistivité du cuivre ρ_{cu} de $1,7 \mu\Omega.cm$.

L'inductance est caractérisée par sa valeur en Henry (H), le courant qui la traverse, l'énergie qu'elle peut emmagasiner et sa fréquence de travail. Les critères de choix sont donc les dimensions les plus petites possibles, des pertes faibles et une bonne transmission de l'énergie stockée. Le choix du matériau magnétique permettant de canaliser le flux doit donc avoir une induction de saturation la plus élevée possible et une perméabilité relative élevée permettant une augmentation significative de l'inductance. Ainsi, la densité du flux maximale détermine les quantités maximales d'énergies stockée et transmise. Aux fréquences de commutation choisies, l'utilisation de ferrites comme matériaux magnétiques s'impose.

Pour le noyau magnétique, nous choisirons l'alliage NiFe dans une proportion de 80% de Nickel et 20% de Fer car il peut également être déposé par électrochimie. C'est un matériau magnétique que nous retrouvons souvent dans la littérature scientifique et qui fait l'objet de plusieurs travaux [11]. Il est utilisé dans diverses applications dont la réalisation de tête magnétique. A ce titre, nous utiliserons les quelques informations que l'on trouve dans la littérature scientifique, si l'on se réfère aux traitant de cet alliage, sa perméabilité magnétique relative μ_r est en moyenne de 800 et le champ magnétique maximal B_{max} de 600 mT.

II.4.2 Stockage de l'énergie magnétique

La valeur de l'inductance ayant été déterminée pour la limite de conduction continue, au point de fonctionnement nominal, il est possible de calculer l'énergie à stocker dans ce composant par la relation suivant [24] :

$$W_{max} = \frac{1}{2} L \cdot I_{Lmax}^2 \quad \text{II.25}$$

Si l'on applique la relation à notre système, c'est-à-dire avec une bobine d'une valeur d'inductance de 62.5 nH traversée par un courant maximum de 1,32 A, il faut stocker une quantité d'énergie de :

$$W_{\max} = \frac{1}{2} \cdot 62.5 \cdot 10^{-9} \cdot 1,32^2 = 54.45 \text{ nJ}$$

II.4.3 Volume du noyau magnétique

Afin de déterminer le volume de matériau magnétique nécessaire à ce stockage, nous devons connaître la densité volumique d'énergie caractérisant ce matériau. Cette densité volumique d'énergie que peut supporter un matériau sans qu'il y ait saturation est donnée par l'équation suivant [11]:

$$W_{V_{\max}} = \frac{B_{\max}^2}{2\mu_0\mu_r} \quad \text{II.26}$$

Dans le cas d'un alliage NiFe, sans entrefer et en prenant les valeurs typiques $\mu_r=800$ et $B_{\max}=600\text{mT}$, on obtient, en utilisant l'équation et $\mu_0 = 4.\pi.10^{-7} \text{ T.m.A}^{-1}$:

$$W_{V_{\max}} = 179 \text{ J.m}^{-3}$$

On en déduit le volume du circuit magnétique :

$$V_{\text{ol}} = \frac{W_{\max}}{W_{V_{\max}}} = 0,3 \cdot 10^{-9} \text{ m}^3 \quad \text{II.27}$$

Soit $0,3 \text{ mm}^3$ de NiFe pour stocker $54,45 \text{ nJ}$. Notons ici que plus la perméabilité magnétique μ_r sera élevée plus le volume du circuit magnétique sera important, pour une induction maximale donnée [25]. Le même raisonnement peut être appliqué dans l'air. La difficulté est alors de pouvoir choisir B_{\max} qui, dans ce cas, devient le champ maximal que peut créer le bobinage. Rappelons que du fait que $\mu_r = 1$ pour l'air, on stocke plus d'énergie dans un volume donné d'air que dans ce volume de NiFe.

II.5 Les différentes méthodes de calcul de l'inductance du micro convertisseur

Dans la littérature [26], on retrouve plusieurs méthodes de calcul analytique qui permettent d'évaluer l'inductance d'une spirale planaire pour différentes géométries, quelques unes de ces méthodes sont énumérées dans ce paragraphe:

➤ Méthode de I.O. Voormann

Cette méthode présente l'une des plus simples expressions, mais la moins précise avec un taux d'erreur pouvant atteindre les 80 % [27] :

$$L_{\text{voo}} = 10^{-3} n^2 d_{\text{avg}} \quad \text{II.28}$$

Avec n étant le nombre de spire et d_{avg} le diamètre moyen de la bobine.

➤ **Méthode de Bryan**

La méthode de Bryan prend en compte les mêmes paramètres de l'inductance que la précédente, le diamètre moyen d_{avg} et le nombre de spires n , en plus du facteur de forme ρ . Cette méthode est plus précise que celle de Voormann [28, 29]

$$L_{\text{bry}} = 2,4 \cdot 10^{-3} \cdot n^{5/3} d_{\text{avg}} \cdot \text{Log} \frac{4}{\rho} \quad \text{II.29}$$

➤ **Méthode de Therman**

Therman prend en considération d'autres paramètres de l'inductance, à savoir, les diamètres internes d_i et externe d_o , l'espacement inter-spires s et la largeur de la spirale w . Mais son expression n'est valable que pour un nombre de tours $n > 10$ [30, 31].

$$L_{\text{the}} = \frac{\mu \cdot d^3}{4\pi(w+s)^2} \cdot \left[1 - \left(\frac{d}{d} \right)^2 \right] \cdot \left(1 - \frac{d}{d} \right) \cdot (0,2235 \rho + 0.726 - \ln \rho) \quad \text{II.30}$$

➤ **Méthode de Grover**

Pour une inductance spirale circulaire de n tours, de rayon interne r et de diamètre de section d , Grover conçoit l'expression de l'inductance L (μH) :

$$L_{\text{cir}} = n^2 \mu_0 r \left[\ln\left(\frac{8r}{d}\right) - 1,75 \right] \quad \text{II.31}$$

➤ **Méthode de Wheeler modifiée**

Wheeler a présenté plusieurs formules pour les inductances spirales planaires [32]. Afin d'améliorer la précision de l'expression dans le cas des inductances intégrées.

$$L_{\text{mw}} = k_1 \mu \frac{n^2 d_{\text{avg}}}{1+k_2 A_m} \quad \text{II.32}$$

Où A_m est le facteur de forme, et d_{avg} , le diamètre moyen.

k_1 et k_2 sont deux coefficients correspondant aux formes géométriques. Leurs valeurs sont représentées dans le tableau II.3.

Géométrie	k ₁	k ₂
Carrée	2,34	2,75
Hexagonale	2,33	3,82
Octogonale	2,25	3,55

Tableau II.3 : Valeurs des coefficients utilisés par Wheeler

Mohan et all ont modifié l'une des formules de Wheeler en prenant en compte trois géométries différentes [27].

➤ **Méthode de Mohan**

La formule donnée par Mohan pour le calcul de l'inductance est exprimée en fonction du diamètre moyen d_{avg} , du nombre de spires n et du facteur de forme ρ pour quatre géométries d'inductances différentes. Elle est donnée par la relation suivante [33].

$$L = \frac{\mu n^2 d_{avg} c_1}{2} \left(\ln\left(\frac{c_2}{\rho}\right) + c_3 \rho + c_4 \rho^2 \right) \quad \text{II.33}$$

c_1, c_2, c_3 et c_4 sont les coefficients attribués à chaque géométrie (Tableau II.4).

Géométrie	c ₁	c ₂	c ₃	c ₄
Carrée	1,27	2,07	0,18	0,13
Hexagonale	1,09	2,23	0	0,17
Octogonale	1,07	2,29	0	0,19
Circulaire	1	2,46	0	0,20

Tableau II.4 : Valeurs des coefficients utilisés par Mohan

Remarque :

a) Pour des inductances sans noyau magnétique on a $\mu = \mu_0$, et pour les inductances avec noyau magnétique $\mu = \mu_0 \mu_r$ la perméabilité relative du matériau magnétique .

b) Le facteur de forme ρ (ou A_m) et le diamètre moyen d_{avg} sont définis respectivement pour toute les méthodes précédentes par :

$$\rho = A_m = (d_{out} - d_{int}) / (d_{out} + d_{int}) \quad \text{II.34}$$

$$d_{avg} = (d_{out} + d_{int}) / 2 \quad \text{II.35}$$

III.6 Calcul des paramètres géométriques de la bobine à largeur de conducteur constante

Avant d'entamer l'étude d'une bobine à largeur de spire variable, qui fait l'objet de notre projet, nous allons tout présenter une méthode de calcul des paramètres géométrique d'une bobine à largeur de spire constante.

La bobine planaire spirale cylindrique est géométriquement décrite par sept paramètres (fig. II.6). Nous avons ainsi la largeur du conducteur w , son épaisseur t , l'espacement entre les conducteurs s , la longueur total du conducteur l_t , aussi le nombre de tours n ; son diamètre extérieur d_{out} et intérieur d_{int} , doivent être choisi afin d'optimiser le rapport entre la valeur d'inductance et la surface occupée sur le circuit [11].

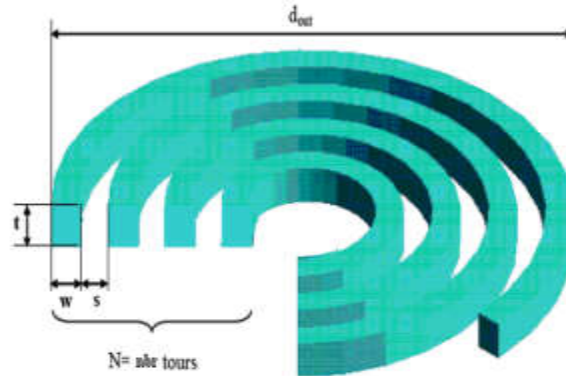


Figure II-6 : Définition des paramètres géométriques décrivant une inductance planaire spirale

II.6.1 Calcul du nombre de spire

En se basant sur la méthode de Mohan, on calcule le nombre de spires n à partir de la relation II.33, dans laquelle d_{avg} et ρ le facteur de forme sont définis par les relations II.34 et II.35

Les valeurs de ces quatre coefficients c_1 , c_2 , c_3 et c_4 pour la forme circulaire sont données dans le tableau III.4.

En se référant à la valeur du volume magnétique trouvé (éq.II.27), nous choisirons une épaisseur du circuit magnétique $h_m = 0,8$ mm, ce qui permet de déduire la surface sur laquelle sera posée la bobine : $S_m = 0.36 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$. A partir de là, nous déduisons la valeur du diamètre extérieur de la bobine. Soit donc : $d_{out} = 600 \text{ } \mu\text{m}$

On exige un rapport $C = \frac{d_{in}}{d_{out}} = 0,16$, donc $d_{int} = 100 \text{ } \mu\text{m}$.

A partir de la formule II.33, nous déduisons l'expression du nombre de spire n :

$$n = \sqrt{\frac{2L}{\mu_{avg} c_1 (\ln(\frac{c_2}{\rho}) + c_3 \rho + c_4 \rho^2)}} \quad \text{II.36}$$

Soit donc après calcul : $n=15$

II.6.2 Calcul de la longueur totale du conducteur

La longueur moyenne du conducteur dans une inductance spirale circulaire est déterminée à partir de l'expression:

$$l_t = n \pi d_{avg} \quad \text{II.37}$$

$$\rightarrow l_t = 16,45 \text{ mm}$$

II.6.3 La largeur et la hauteur du conducteur

L'effet de peau provoque la décroissance de la densité de courant à mesurer que l'on s'éloigne de la périphérie du conducteur; pour contourner ce problème, nous allons calculer la largeur w et l'épaisseur t du conducteur en fonction de l'épaisseur de peau et de la densité de courant qui circule dans ce dernier.

L'épaisseur de peau peut être calculer à partir de l'expression [34] suivante :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega \mu}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} = 20,76 \text{ } \mu\text{m} \quad \text{II.38}$$

Avec : $\rho_{\text{cuivre}} = 1.7 \cdot 10^{-8} \text{ } \Omega\text{m}$ et $\mu_r = 1 \text{ H/m}$

La densité du courant dans un conducteur filiforme varie selon la loi :

$$\overline{j(x)} = j_0 e^{-i\frac{x}{\delta}} e^{\frac{x}{\delta}} \quad \text{II.39}$$

Ou en module :

$$j(x) = j_0 e^{\frac{-x}{\delta}} \quad \text{II.40}$$

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

La valeur moyenne de la densité du courant :

$$j_{\text{moy}} = j_0 \frac{[e^{\frac{-t}{2\delta}} + 1]}{2} \quad \text{II.41}$$

Pour que le courant circule dans tout le conducteur, il faut qu'une des deux conditions suivantes 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 $t = 180\mu\text{m}$ on peut calculer alors sa largeur w .

Pour qu'un courant maximal $I = 1,32 \text{ A}$ puisse circuler dans un fil conducteur qui constitue le circuit électrique de la micro-bobine que l'on souhaite intégrer, il faut que la section S_c de ce dernier remplisse la suivante :

$$I = S_c \cdot j_{\text{moy}} \quad \text{II.42}$$

Avec $S_c = w \cdot t$ la surface du conducteur.

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 le substrat (Si en général) ayant des bonnes propriétés de conduction de température.

Ce qui nous permet de poser comme conditions aux limites : $j_o = 10^9 \text{ (A/m}^2\text{)}$, et de déduire à partir de l'équation I-41 , la valeur de la densité moyenne : $J_{\text{moy}} = 0,51 \cdot 10^9 \text{ (A/m}^2\text{)}$

Après calcul de la surface du conducteur, nous déduisons sa largeur.

On obtient après calcul: $w = 14 \mu\text{m}$

II.6.4 Calcul de l'espace entre spires

A partir de la forme géométrique circulaire de l'inductance (fig. II.6), on établit l'expression suivante de la distance inter spire suivant :

$$s = \frac{d_{\text{out}} - d_{\text{in}} - 2nw}{2(n-1)} \quad \text{II.43}$$

Soit donc après application numérique, on obtient: $s = 3 \mu\text{m}$

II.6.5 Tableau récapitulatif des paramètres géométriques

Le dimensionnement du circuit magnétique doit également prendre en compte l'existence de pertes et l'apparition de l'effet de peau liée au fonctionnement à haute fréquence du matériau. Ces effets néfastes, qui dégradent les performances du composant, peuvent être réduits en feuilletant les noyaux magnétiques. Ce feuilletage pourra cependant augmenter sensiblement le volume global du noyau.

Les valeurs qui rentrent dans le dimensionnement de la micro bobine sont résumées dans le tableau suivant:

Paramètres géométriques	Résultats du dimensionnement
Inductance :L (nH)	62,5
Nombre de spires : n	15
Longueur moyenne du conducteur : lt (mm)	16,45
Largeur de conducteur: w (μm)	14
Epaisseur de conducteur: t (μm)	180
Espacement inter- spire: s (μm)	3
Diamètre externe de la spirale: d _{out} (μm)	600
Diamètre interne de la spirale: d _{int} (μm)	100

Tableau II.5 : Les valeurs des paramètres géométriques de la bobine à largeur constante

II.6.6 Choix de la topologie

Pour choisir la topologie la plus adaptée à nos objectifs, nous avons considéré deux principaux critères. Premièrement, les angles présents dans les topologies carrée, hexagonale et octogonale ne favorisent pas une répartition homogène du courant dans le conducteur au niveau de ces angles. En effet, il est très probable que les lignes de courant s'accumulent à l'intérieur de l'angle, augmentant de ce fait la densité de courant à l'intérieur par rapport à l'extérieur, ce qui a pour conséquence une augmentation de la résistance des spires.

De plus, pour un encombrement donné et une géométrie identique, la structure circulaire permet d'obtenir un rapport L/R meilleur que les autres structures, comme nous allons le montrer. Ce rapport (L/R) étant un paramètre essentiel définissant la qualité de la bobine puisqu'il se rapproche du facteur de qualité.

Pour vérifier que la forme circulaire est effectivement celle pour laquelle le rapport L/R est maximal à encombrement équivalent (diamètre externe= 600μm, largeur de spire =14μm, hauteur de spire =180 μm, distance inter-spire =3μm), nous avons calculé l'inductance d'une spire de forme circulaire et carrée à partir de l'expression II.33 et en se référant au tableau II.4, ainsi que leur résistance.

	Inductance	Résistance	L/R
Spire carrée	79,3 nH	142,47 mΩ	$5,57 \cdot 10^{-7}$ H/Ω
Spire circulaire	62.5 nH	110,97 mΩ	$5,63 \cdot 10^{-7}$ H/Ω

Tableau II.6: Rapport L/R en fonction de la forme de spirale

Bien que l'inductance d'une spire circulaire soit plus faible que celle d'une spire carrée, le périmètre de celle-ci est également plus faible pour la topologie circulaire. Au final, le rapport L/R d'une topologie circulaire est sensiblement plus grand que pour une topologie carrée.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenter les besoins et les applications d'un micro convertisseur, nous avons également décrit son fonctionnement et déduit les paramètres électriques constituant son circuit en fonction de son cahier des charges.

A partir de l'énergie stockée dans la bobine, nous avons déduit la surface du circuit magnétique sur laquelle sera déposée la bobine, ce qui a permis de dégager les dimensions de la bobine.

Nous avons également passé en revue toutes les méthodes de calcul d'inductance, ce qui a permis de déduire ses paramètres géométriques.

Dans le chapitre suivant, on se propose de diminuer la résistance de l'inductance en augmentant sa largeur ce qui permet d'améliorer les performances de la bobine.

*Chapitre III: Bobine à
largeur de spire variable*

III.1 Introduction

La micro-bobine que nous souhaitons développer s'inscrit dans une orientation générale tendant vers la miniaturisation et l'intégration totale des systèmes de petite puissance.

Le principe de calcul des paramètres géométriques des spirales à largeur de spire variables reste le même que pour les spirales à largeur constante développé en chapitre II, pour cela, à partir des mêmes données de base de la bobine à largeur de spire constante, nous allons calculer la progression de la largeur de la spire et déduire son inductance et sa résistance.

Une comparaison entre les deux stratégies (spirales à largeur de spires constantes, et spirale à largeur de spires variables) pourra donc se faire et permettra de déduire l'impact de la largeur sur les performances de la bobine.

III.2 Bobine à largeur de spire variable

III.2.1 Objectif

Le type de conception présenté précédemment, considère donc une largeur de spire constante, dimensionnée principalement vis-à-vis de l'épaisseur de peau à la fréquence considérée. Cette méthode impose ainsi un nombre de spires par rapport à l'inductance voulue, la résistance du bobinage étant une grandeur qui découle de ce dimensionnement.

L'idée ici est de partir d'une résistance donnée par spire, puis de déterminer le nombre total de spires en considérant une valeur limite à ne pas dépasser. Cette méthode implique une largeur de spire croissante en fonction du rayon de celle-ci afin de compenser la variation de la résistance liée à l'allongement de la spire par une variation de la largeur de la spire.

Cette approche est particulièrement intéressante pour l'inductance dont la résistance DC totale sera effectivement réduite pour un nombre de spire donné. De plus, et c'est là son intérêt principal, cette méthode présente l'avantage de mieux utiliser le volume du conducteur sur l'ensemble du bobinage. En effet, en l'absence de circuit magnétique, la concentration du champ magnétique au centre du bobinage génère une plus mauvaise répartition du courant au sein des spires centrales que pour les spires périphériques, comme le montre la simulation sous Flux2D [35] de la figure III.1. Ainsi, en réduisant le volume du conducteur au fur et à mesure que l'on se rapproche du centre de la spire, on réduit également l'effet de peau et l'effet de proximité.

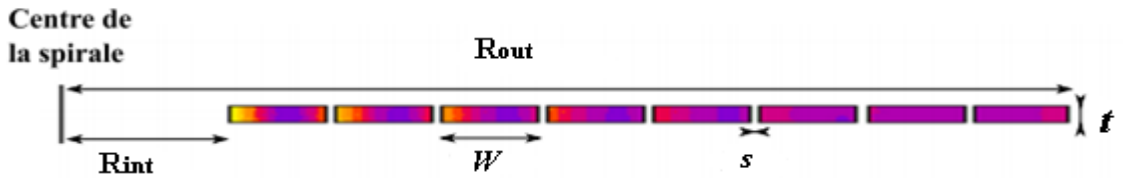


Figure. III.1: Répartition du courant dans un dimensionnement classique à 100 MHz

III.2.2 Calcul de la progression de la largeur des spires

Pour la détermination de la progression de la largeur des spires pour assurer une résistance par spire constante, l'idéal étant de trouver le critère qui permet de donner la largeur optimale pour chaque spire vis à vis de l'effet de peau et de proximité, ce qui est beaucoup plus complexe .

Nous allons simuler la configuration d'une inductance spirale plane par des cercles concentriques, où R_0 est le rayon intérieur de la spire :

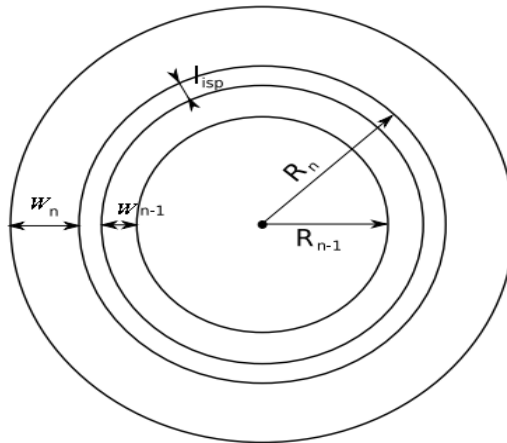


Figure III.2 Rayon de la spire en fonction du numéro de la spire

De la géométrie de la figure III.2, nous déduisons le rayon par spire :

$$\begin{aligned}
 R(1) &= R_0 \\
 R(2) &= R(1) + w(1) + s \\
 R(3) &= R(2) + w(2) + s \\
 R(3) &= R(1) + w(1) + w(2) + 2s \\
 R(n) &= R(n-1) + w(n-1) + s \\
 R(n) &= \sum_{i=1}^{n-1} (w(i) + s) + R_0
 \end{aligned}
 \tag{III.1}$$

A partir de l'équation de la résistance d'un conducteur circulaire:

$$R = \frac{\rho_{cu} l_T}{S} = \frac{\rho_{cu} n \pi d_{avg}}{wt} \quad \text{III.2}$$

On peut écrire la résistance par spire de notre bobine :

$$R_{/spire} = \frac{\rho_{cu} 2\pi R(1)}{w(1)t} = \frac{\rho_{cu} 2\pi R(2)}{w(2)t} = \frac{\rho_{cu} 2\pi R(n)}{w(n)t} \quad \text{III.3}$$

Nous déduisons la relation de la largeur de la spire n:

$$w(n) = \frac{w(n-1)R(n)}{R(n-1)} \quad \text{III.4}$$

Soit en remplaçant le rayon de la spire par son expression:

$$w(n) = \frac{w(n-1)[R(n-1) + w(n-1) + s]}{R(n-1)} \quad \text{III.5}$$

Donc, pour le calcul de la progression de la spire, nous pouvons utiliser l'algorithme suivant:

1. Calcul du rayon par spire :

$$R(n) = \begin{cases} R_0 = \frac{D_{in}}{2} & \text{if } n = 1 \\ \sum_{i=1}^{N-1} (w(i) + s) + R_0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad \text{III.6}$$

2. Calcul de la largeur par spire :

$$w(n) = \begin{cases} w_0 & \text{if } n = 1 \\ w(n) = \frac{w(n-1)[R(n-1) + w(n-1) + s]}{R(n-1)} & \text{or} \\ = w(n-1) \frac{R(n)}{R(n-1)} & \text{otherwise} \end{cases} \quad \text{III.7}$$

Avec :

s : l'espacement inter spires.

w(i) : la largeur du conducteur pour la spire i.

R(i) : le rayon de la spire i.

t : Épaisseur de la spire

En utilisant les mêmes données de base de la bobine à largeur de spire constante :

- Diamètre extérieur $d_{out}=600 \mu\text{m}$.
- Diamètre intérieur $d_{in}= 100 \mu\text{m}$.
- Espacement entre les spires $s=3 \mu\text{m}$.
- Épaisseur des pistes $t=180 \mu\text{m}$.
- Largeur de la spire initiale $w(1)=5\mu\text{m}$.

Ainsi, pour $n=1$, $R(1) = R_0 = 50 \mu\text{m}$ et $w(1) = w_0=5\mu\text{m}$.

Le calcul du rayon de la spire i et de sa largeur se poursuit pour les n spires.

III.2.3 Allure de la largeur de la spire et de son rayon en fonction du numéro de la spire

À partir des deux relations de récurrence (III.6, III.7), nous pouvons générer une suite de nombres correspondant à la progression que doit suivre la largeur des spires et le rayon afin d'assurer une résistance constante en continu quel que soit la spire considérée.

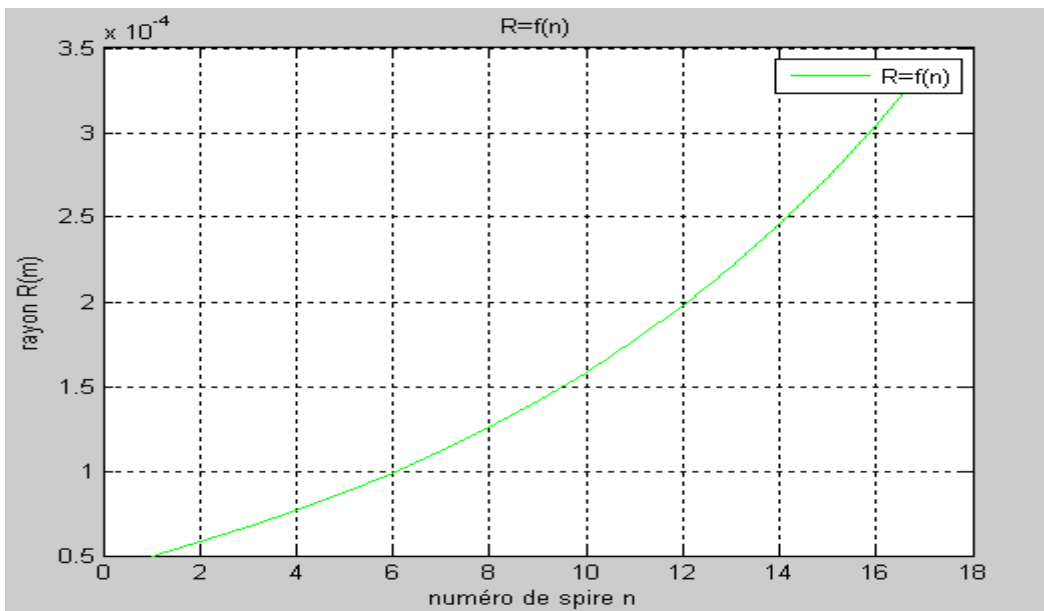


Figure. III.2: Progression du rayon de la spire

Le rayon de la spire augmente, à partir de sa valeur initiale : $R(1) = R_0 = D_{in}/2=50 \mu\text{m}$, en fonction du numéro de la spire, et atteint sa valeur limite pour :

$$R(n) = R_{out} = (d_{out} / 2) - W(n) \tag{III.8}$$

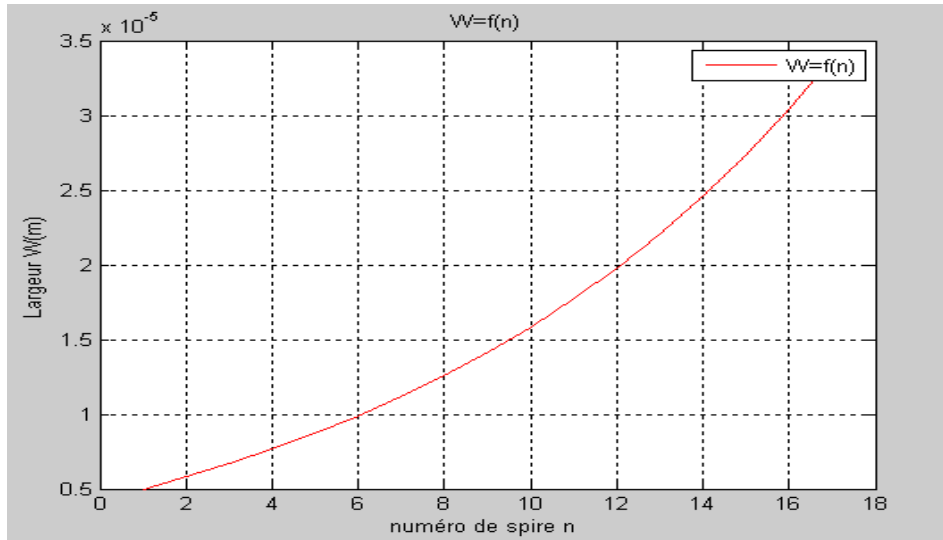


Figure. III.3: Progression de la largeur de spire

Egalement, la largeur de la spire augmente, à partir de sa valeur initiale $w(1) = w_0 = 5\mu\text{m}$ en fonction du numéro de la spire, et atteint une valeur qui satisfait l'équation III.8

Donc le nombre de spire que l'on peut déposer sans dépasser la valeur limite (de la bordure) d_{out} sera pour $n=15$, le rayon aura atteint une valeur de $R(15) = 271,0834 \mu\text{m}$ et la largeur sera de $w(15) = 27,10834\mu\text{m}$.

III.2.4 Calcul l'inductance pour n=15

En utilisant l'expression générique de l'inductance de Mohan (éq..II.33) :

$$L = \frac{\mu n^2 d_{moy} c_1}{2} \left(\ln\left(\frac{c_2}{\rho}\right) + c_3 \rho + c_4 \rho^2 \right)$$

Et en exprimant ρ en fonction de la largeur de la spire :

$$\rho = \frac{nw + (n - 1)s}{d_{avg}} \tag{III.9}$$

Avec $nw = w(1) + w(2) + \dots + w(n),$ III.10

Et également pour le diamètre moyen :

$$d_{avg \text{ ou } moy} = 2 * \frac{R(1)+R(2)+\dots+R(n)}{n} \tag{III.11}$$

On en déduit la valeur numérique de l'inductance, soit donc :

$$L = 45,97 \text{ nH}$$

III.2.5 Calcul de la résistance R_{DC}

Pour un dimensionnement classique :

$$R_T = \frac{\rho_{cu} n \pi d_{moy}}{wt} \quad \text{III.12}$$

Pour un dimensionnement de spire à largeur variable:

$$R_T = \frac{\rho_{cu} 2\pi}{t} \left[\sum_{i=1}^n \frac{R(i)}{w(i)} \right] \quad \text{III.13}$$

Ou:

$$R_T = n \frac{\rho_{cu} 2\pi}{t} \frac{R(i)}{w(i)} \quad \text{III.14}$$

Calculons la résistance de la première spire :

$$R_1 = \rho_{cu} \frac{2\pi R(1)}{t w(1)} \quad \text{III.15}$$

Avec :

$\rho_{cu} = 1,7 \cdot 10^{-8} \Omega m$ et (1), $w(1)$, rayon et largeur de la spire 1 :

Donc la résistance totale de la spire en continu s'évalue à :

$$R_{DC} = n \cdot R_1 = n \rho_{cu} \frac{2\pi R(1)}{t w(1)} \quad \text{III.16}$$

$$R_{DC} = 88,96 \text{ m}\Omega$$

Pour étudier le comportement de ce type de dimensionnement vis à vis de l'effet de peau et de proximité, nous allons également calculer la résistance en alternatif pour une gamme de fréquence élevée tel 100MHz pour se rendre compte des grandeurs caractéristiques à ces fréquences:

- Pour un dimensionnement classique

$$R_T = \frac{\rho_{cu} l_T}{w \delta (1 - e^{-t/\delta})} \quad \text{III.17}$$

- Dimensionnement à largeur variable

$$R_T = \frac{n \rho_{cu} 2\pi R(i)}{w(i) \delta (1 - e^{-t/\delta})} \quad \text{III.18}$$

Soit donc l'épaisseur efficace: $t_{\text{eff}} = \delta (1 - e^{-\frac{t}{\delta}}) = 6,57 \text{ }\mu\text{m}$

Donc : $R_{100\text{MHz}} = 2372,44 \text{ m}\Omega$

Nous remarquons l'effet de la fréquence sur la résistance : La résistance en DC était de l'ordre de $R_{DC} = 88,96 \text{ m}\Omega$, et à 100 Mhz elle passe à $2,37 \text{ m}\Omega$, néanmoins elle reste relativement faible.

III.3 Etude comparative d'une bobine à largeur de spire variable et celle à largeur constante

III.3.1 Effet de la fréquence

Pour vérifier visuellement que les effets de peau et de proximité sont beaucoup moins présents dans le cas d'un dimensionnement à largeur de spire variable, la figure III.4 présente les résultats de simulation Flux2D de 3 cas [35].



Figure III.4: Répartition du courant à 100MHz dans les spires des dimensionnements présentés

On observe sur la figure III.4 que la répartition du courant dans chaque spire de la spirale à largeur de spire variable est bien homogène, ce qui permet d'exploiter au mieux la section de cuivre. Il est évident que la densité de courant est plus élevée pour les spires internes (la section du conducteur étant plus petite) que pour les spires externes, ce qui pourrait causer un échauffement plus important au centre, mais la résistance de chaque spire reste conforme au dimensionnement voulu. Le rapport L/R est donc assez bon pour ce cas là, puisqu'il n'est pas pénalisé par une résistance trop élevée.

III.3.2 Calcul l'inductance de la spire à largeur constante

Pour étudier l'influence des paramètres géométriques d'une spirale à largeur constante ou variable, nous considérons, sur une même étendue ($d_{out}-d_{in}$), en premier lieu, une même répartition du nombre de spire donc les largeurs des spires sont différentes, cas du design 1, ou une même répartition de la largeur (largeur de la spire constante égale à la largeur initiale du cas variable) alors le nombre de spire va augmenter, cas du design 2 :

Pour le design 1:

$$d_{out} = 600 \text{ }\mu\text{m}, \quad d_{in} = 100 \text{ }\mu\text{m}, \quad n = 15, \quad w = 14 \text{ }\mu\text{m}, \quad t = 180 \text{ }\mu\text{m}, \quad s = 3 \text{ }\mu\text{m}$$

Pour le design 2:

$$d_{\text{out}} = 600 \mu\text{m} , \quad d_{\text{in}} = 100 \mu\text{m} , \quad n = 31 , \quad w = 5 \mu\text{m} , \quad t = 180 \mu\text{m} , \quad s = 3 \mu\text{m}$$

En utilisant l'équation III.34 et les paramètres géométriques de chaque design, on trouve après calcul:

$$\text{Pour le design 1 : } L = 62,5 \text{ nH}$$

$$\text{Pour le design 2 : } L = 283,79 \text{ nH}$$

Les valeurs de l'inductance obtenues, pour une spirale à largeur constante, sont plus élevées que pour une spirale à largeur variable, si la largeur est plus élevée ou surtout si le nombre de spire est plus élevé.

III.3.3 Calcul de la résistance de la spire à largeur constante

En utilisant l'équation III.16, III.18 on trouve les résultats suivants:

$$\text{Pour le design 1} \quad R_{\text{DC}} = 110,97 \text{ m}\Omega \quad \text{et} \quad R_{100\text{MH}} = 3040,33 \text{ m}\Omega$$

$$\text{Pour le design 2} \quad R_{\text{DC}} = 643,53 \text{ m}\Omega \quad \text{et} \quad R_{100\text{MH}} = 17630,84 \text{ m}\Omega$$

Par contre, la valeur de la résistance obtenue, pour une spirale à largeur variable, est plus faible que pour une spirale à largeur constante, si la largeur est plus élevée ou le nombre de spire plus élevé. Il est évident, que si le nombre de spire augmente ou que la largeur soit élevée, l'inductance de la spire augmente et ceci au détriment de la résistance totale de la spire.

III.3.4 Tableau de comparaison des résultats

Le tableau III. 1 résume les performances des bobines obtenues à partir d'un dimensionnement classique et celui utilisé pour des spirales à largeur de spire variable.

Ce tableau présente également les deux rapports L/R . Le premier, L/R_{DC} , correspond à l'inductance et à la résistance en continu, ce qui nous permettra de juger l'intérêt des différents cas pour une utilisation en inductance car comme nous l'avons déjà précisé, le dimensionnement de l'inductance privilégie la composante continue. Le second, $L/R_{100\text{MHz}}$, correspond aux valeurs d'inductance et de résistance à 100 MHz, pour une utilisation en haute fréquence tel pour le transformateur .

Nous précisons que les calculs ont été fait pour une bobine dans l'air.

Sans circuit magnétique	Design 1	Design 2	Design à largeur variable
Inductance (nH)	62,5	283,79	45,97
Résistance DC (mΩ)	110,97	643,53	88,96
Résistance (100MHz) (mΩ)	3040,33	17630,84	2372,44
L/R_{DC} (H/Ω)	$563,22 \cdot 10^{-9}$	$441 \cdot 10^{-9}$	$516,75 \cdot 10^{-9}$
L/R_{100MHz} (H/Ω)	$20,56 \cdot 10^{-9}$	$16,1 \cdot 10^{-9}$	$19,38 \cdot 10^{-9}$

Tableau III.1: Comparaison dimensionnements classiques et largeur de spire variable.

D'après le tableau III. 1, nous notons que l'inductance de design 2 est plus grande par rapport aux autres modèles, mais la résistance dans ce design, en DC ou en alternatif, est très élevée, cette dernière a conduit à une diminution significative du rapport L/R.

D'autre part, nous constatons que le rapport L/R du design 1 est le plus grand, ceci est dû au fait, d'une part que la largeur des spires a été dimensionnée pour être égale à deux fois l'épaisseur de peau, ce qui permet de ne pas être gêné par celui-ci, tout en permettant d'obtenir une section de conducteur plus importante. Il y a que l'effet de proximité qui génère une densité de courant non homogène sur les spires internes. En plus l'avantage d'une faible résistance du fait de ses spires larges.

Le design à largeur variable, confère également un rapport L/R plus élevé que le design 2, et la prise en compte que la résistance dans ce dernier est faible par rapport aux designs (1,2). La présence d'un circuit magnétique augmente l'inductance des trois designs et le rapport L/R est privilégié dans le cas d'une bobine largeur variable, car les spires intérieures sont étroites, ce qui limite fortement les pertes liées au champ magnétique de fuite alors que dans le design 1 les spires étant larges, ce champ de fuite génère des pertes non négligeables dans ces spires. Nous pouvons conclure que le dimensionnement en considérant une largeur de spire variable permet d'obtenir un bon rapport L/R dans l'air ; même si ce n'est pas le meilleur parmi les dimensionnements proposés ; tout en réduisant au mieux la résistance totale, qui est un critère essentiel lorsqu'il s'agit de faire de la conversion d'énergie.

Alors, on peut dire que le design à largeur variable ; dans l'air ou avec circuit magnétique; reste le meilleur en terme de facteur de qualité, qui est la norme de base pour la conversion d'énergie.

III.4 Modèle électrique du micro bobine intégrée

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 [26, 21, 36]. 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 (fig. III.6) 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.

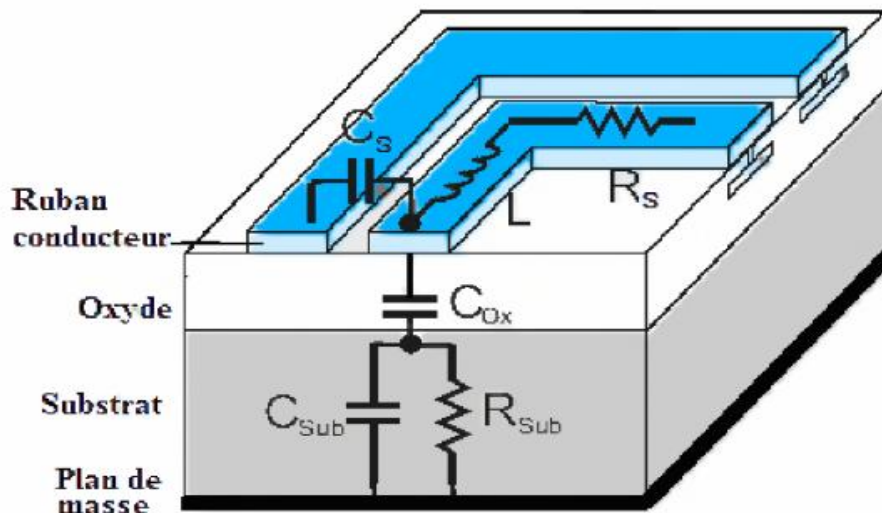


Figure III. 5 : Coupe transversale d'une inductance planaire spirale

A partir de ce modèle physique nous pouvons déduire le circuit électrique équivalent d'une inductance planaire spirale intégré sur silicium par la figure III.6 :

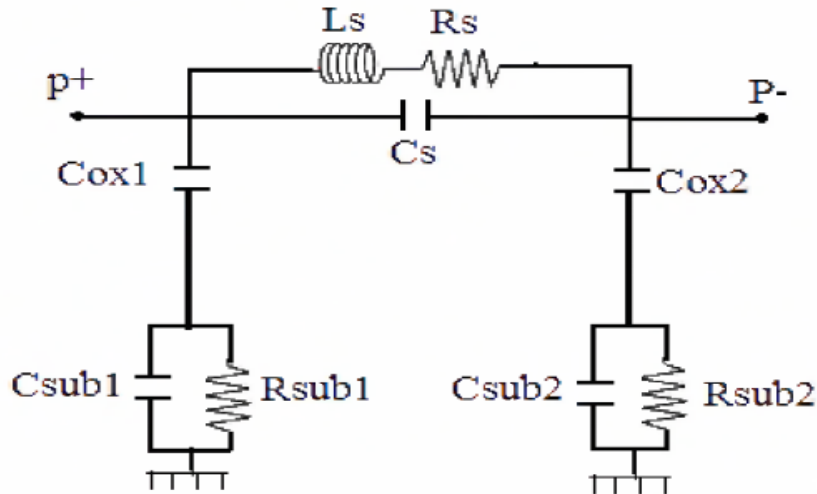


Figure III.6 : Circuit électrique équivalent en $\llcorner\pi\llcorner$ d'une inductance planaire spirale

Les éléments localisés peuvent être identifiés comme suit :

- ✓ C_s : Capacité parasite de couplage inter-spire .
- ✓ C_{sub} : Capacité parasite de couplage dans le substrat .
- ✓ C_{ox} : Capacité parasite de couplage dans l'oxyde .
- ✓ R_{sub} : Pertes ohmiques dans le substrat semi conducteur.
- ✓ R_s : Pertes ohmiques dans le ruban conducteur de la spirale.

La branche série est composée de l'inductance globale L_s et la résistance série R_s qui apparait le long de l'enroulement entier. La capacité C_s , due aux effet de proximité, est située entre les points terminaux.

III.5 Calcul des paramètres électriques de la structure

III.5.1 Resistance et capacité 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 [4]. 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} . 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 (éq. II.41) A la fréquence $f = 10$ MHz

l'épaisseur du conducteur est de : $t_{eff} = \delta (1 - e^{-\frac{t}{\delta}}) = 20,75 \mu m$ $\delta = 20,75 \mu m$

Pour un matériau conducteur de cuivre et à la fréquence de 10 MHz la résistance de spire sera de l'ordre de :

$$R_s = n \frac{\rho \cdot 2 \pi R(1)}{w(1) \cdot t_{\text{eff}}} \quad \text{III.19}$$

$$R_s = 0,77 \ \Omega$$

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 :

$$C_s = t \cdot l_t \frac{\epsilon_0}{s} \quad \text{III.20}$$

Avec $l_t = 2 \cdot \pi \cdot (R(1) + R(2) + \dots + R(15))$ III.21

Soit donc : $l_t = 12.5 \text{ mm}$

Après calcul : $C_s = 6,64 \text{ pF}$

III.5.2 Resistances et capacités du substrat

a) Modèle électrique du substrat

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 qui dégrade aussi les performances de l'inductance à haute fréquence.

Cet effet capacitif peut être pris en considération par un condensateur relié en parallèle à la résistance du substrat. La figure III.7 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 III.7). Ces deux effets parasites dégradent les performances de l'inductance.

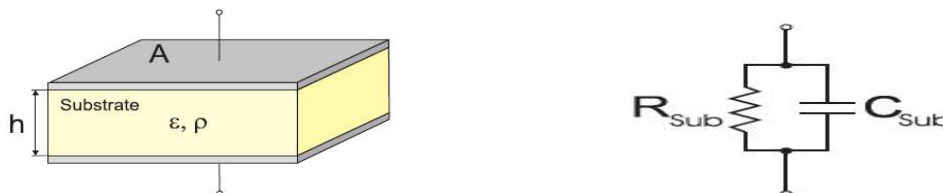


Figure III.7 : Substrat bloc et circuit équivalent.

Le substrat étant faiblement résistif (typiquement $\rho_{Si \text{ dopé}} \sim 3 \ \Omega \cdot \text{Cm}$), R_{si} traduit l'effet Joule généré par les boucles de courants induits qui circulent dans le substrat (éq III.22).

Un modèle simple décrivant la résistance du substrat, est donnée par la relation :

$$R_{si} = \frac{2n}{l_1 \cdot w(1) \cdot G_{sub}} = R_{sub} \quad \text{III.22}$$

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 modélisant les pertes du substrat ($\frac{s^2}{m}$)).

b) La résistance de substrat R_{sub}

La résistance de couplage associée au substrat dégrade aussi les performances de l'inductance à haute fréquence. Pour notre cas de la spirale à largeur variable on peut l'exprimer par la relation suivante :

$$R_{sub} = \rho \frac{h}{S_A} \quad \text{III.23}$$

Avec h l'épaisseur du substrat ; S_A la section du conducteur qui est en contact avec l'isolant :

$$S_A = 2 \cdot \pi \cdot [R(1) \cdot w(1) + R(2) \cdot w(2) + \dots + R(15) \cdot w(15)] \quad \text{III.24}$$

Soit donc : $S_A = 2,27 \cdot 10^{-7} \text{ m}^2$

En application numérique, $\rho_{si} = 10 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$, une épaisseur $h = 14 \mu m$, on trouve après calcul :

$$R_{sub} = 6,17 \cdot 10^{-7} \Omega$$

Vu le schéma du montage III.6 on déduit :

$$R_{sub1} = R_{sub2} = 2 R_{sub} \quad \text{III.25}$$

Soit après calcul : $R_{sub1} = R_{sub2} = 1,23 \cdot 10^{-5} \Omega$

c) 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} et est donnée par la relation suivant:

$$C_{sub} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \frac{S_A}{h} \quad \text{III.26}$$

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

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

Soit donc: $C_{sub} = 1,7 \cdot 10^{-12} \text{ F}$

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

$$C_{sub1} = C_{sub2} = \frac{C_{sub}}{2} \quad \text{III.27}$$

Soit donc : $C_{sub1} = C_{sub2} = 0,85 \text{ pF}$

En combinant les équations III.18 et III.15 on obtient :

$$C_{\text{sub}} \cdot R_{\text{sub}} = \rho \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \quad \text{III.28}$$

L'expression (III.20) 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.

$$f_c = \frac{w_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \rho \epsilon_0 \epsilon_r} \quad \text{III.29}$$

$$f_c = 152 \cdot 10^{15} \text{ Hz}$$

III.5.3 Capacité de l'oxyde

Le circuit en « π » (figure III.6) étant symétrique, nous avons :

$$C_{\text{ox1}} = C_{\text{ox2}} = \frac{C_{\text{ox}}}{2} \quad \text{III.30}$$

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

$$C_{\text{ox}} = \frac{1}{2} S_A \cdot \left(\frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_{\text{ox}}}{t_{\text{ox}}} \right) \quad \text{III.31}$$

Pour une épaisseur de l'oxyde $t_{\text{ox}} = 10 \mu\text{m}$; $\epsilon_{\text{ox}} = 3.9$, on trouve :

$$C_{\text{ox}} = 0,39 \text{ pF} \quad \text{et} \quad C_{\text{ox1}} = C_{\text{ox2}} = 0,195 \text{ pF}$$

III.5.4 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 [28] :

$$Q = 2 \cdot \pi \cdot \frac{\text{énergie emmagasinée}}{\text{énergie perdue dans une période}} \quad \text{III.31}$$

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 :

$$Q_{\text{inductance}} = \frac{\text{pic énergie magnétique} - \text{pic énergie électrique}}{\text{énergie perdue dans une période}} \quad \text{III.32}$$

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 substrat du montage en π , est plus aisé lorsqu'on modifie le montage en π par le circuit parallèle simplifié de la figure III.8, dont une des extrémités est connectée à la masse.

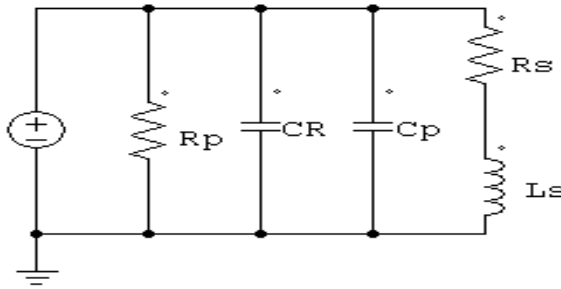


Figure III.8 : Circuit équivalent d'une inductance reliée à la masse

A l'aide de l'équation (III.32) appliquée au modèle, nous établissons une relation entre les paramètres du montage en π (C_{ox} , C_{sub} et R_{sub}) et ceux du nouveau modèle (C_R , C_p et R_p) [28]:

$$R_p = \frac{1}{\omega^2 \cdot C_{ox}^2 \cdot R_{si}} + \frac{R_{si} (C_{ox} + C_p)^2}{C_{ox}^2} \quad \text{III.33}$$

$$C_p = C_{ox} \cdot \frac{1 + \omega^2 (C_{ox} + C_{si}) C_{si} \cdot R_{si}^2}{1 + \omega^2 (C_{ox} + C_{si})^2 \cdot R_{si}^2} \quad \text{III.34}$$

On trouve après calcul :

$$R_p = 2,7 \cdot 10^{15} \Omega \quad , \quad C_p = 0,39 \cdot 10^{-12} \text{ F}$$

Ce qui permet de déduire l'expression des énergies :

- Le pic d'énergie électrique :

$$E_{\text{crête électrique}} = \frac{V_L^2 \cdot (C_s + C_p)}{2} \quad \text{III.35}$$

- Le pic d'énergie magnétique :

$$E_{\text{crête magnétique}} = \frac{V_L^2 \cdot L_s}{2 \cdot [(\omega \cdot L_s)^2 + R_s^2]} \quad \text{III.36}$$

- L'énergie perdue durant une période :

$$E_{\text{perdue}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot V_L^2}{\omega \cdot 2} \left[\frac{1}{R_p} + \frac{R_s}{(\omega \cdot L_s)^2 + R_s^2} \right] \quad \text{III.37}$$

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

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

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = 2 \cdot \pi \cdot f \quad \text{III.38}$$

Donc : $\omega = 6,28 \cdot 10^7 \text{ rad/s}$.

En remplaçant les équations (III.36), (III.37) et (III.38) dans (III.32) et en utilisant les équations III.39, III.33, III.34 avec les valeurs numériques suivantes :

Nous déduisons l'expression du facteur de qualité de la structure intégrée :

$$Q = \frac{\omega \cdot L_s}{R_s} \cdot \frac{R_p}{R_p + \left[\left(\frac{\omega \cdot L_s}{R_s} \right)^2 + 1 \right] R_s} \cdot \left[1 - \frac{R_s^2 \cdot (C_s + C_p)}{L_s} - \omega^2 \cdot L_s \cdot (C_s + C_p) \right] \quad \text{III.39}$$

Soit donc après calcul : $Q=3,75$

III.5.5 Tableau récapitulatif des résultats

Les valeurs des paramètres électriques de la bobine à largeur de spire variables sont regroupées dans le tableau suivant :

C_s (pF)	R_s (Ω)	L_s (nH)	C_{ox} (pF)	C_{sub} (pF)	R_{sub} (Ω)	Q
6,64	0,77	62,5	0,39	1,73	$6,17 \cdot 10^{-7}$	3,75

Tableau III.2: Paramètres électriques de la bobine intégrée

III.6 Conclusion

Le travail que nous avons présenté dans ce chapitre repose essentiellement sur la dimension d'une inductance planaire circulaire à largeur de spire variable à partir d'un cahier de charge.

Nous pouvons ainsi conclure que le dimensionnement en considérant une largeur de spire variable permet d'obtenir un bon rapport L/R dans l'air ou avec un circuit magnétique tout en réduisant au mieux la résistance totale, ce qui est un critère essentiel lorsqu'il s'agit de faire de la conversion d'énergie

Nous avons également présenté le modèle électrique d'une inductance planaire circulaire intégrée sur un substrat et calculé ensuite ses paramètres électriques. Vu la complexité du circuit nous l'avons transformé en un circuit électrique parallèle ce qui nous a permis de dégager l'expression du facteur de qualité de notre inductance intégrée.

Dans le chapitre suivant, on se propose de simuler les grandeurs électriques du micro convertisseurs obtenus à partir de l'inductance spirale intégrée.

*Chapitre IV : Simulation et
évaluation des résultats*

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présenterons les résultats de l'étude paramétrique de la micro-bobine intégrée à largeur variable étudiée, 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 et à l'aide du logiciel de simulation Simulink de MATLAB, nous allons procéder à la simulation, d'un micro-convertisseur contenant une bobine simple non intégrée, et celui d'un micro-convertisseur avec une bobine intégrée, afin de comparer les formes d'ondes des tensions de sortie et tester par suite la validité des résultats du dimensionnement de la micro-bobine.

IV.2 Influence des paramètres géométriques sur l'inductance spirale planaire

IV.2.1 Influence de la fréquence sur la valeur de l'inductance série : $L = f(F)$

La figure (IV.1) représente la variation de l'inductance série en fonction de la fréquence.

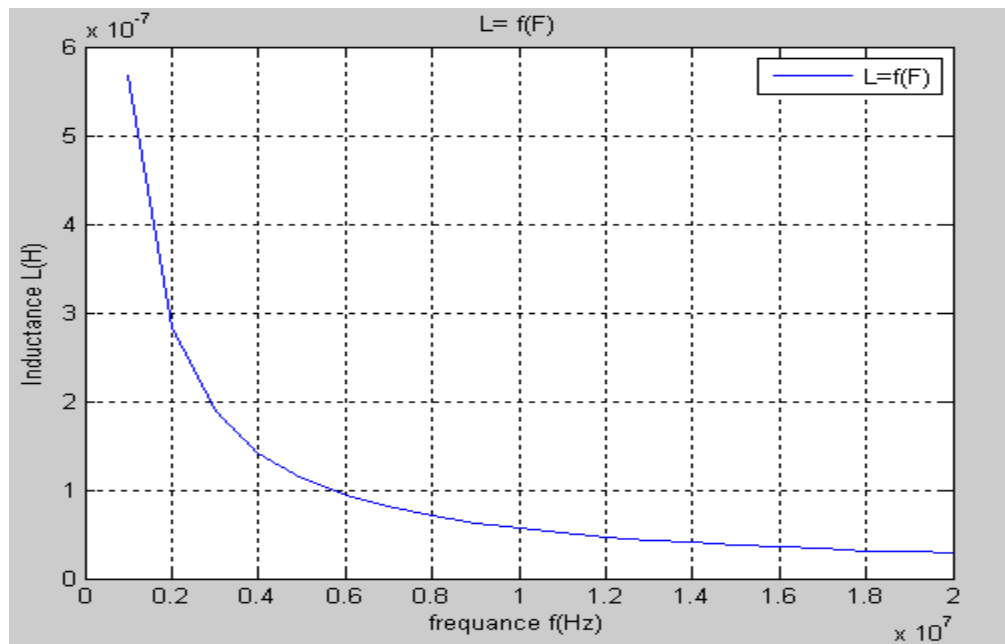


Figure IV.1 : Variation de l'inductance en fonction de la fréquence $L=f(F)$.

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-spires dégrade la valeur de l'inductance.

IV.2.2 Influence de la fréquence sur la valeur de l'inductance pour différentes valeurs de la largeur du conducteur

La figure (IV.2) représente la variation de l'inductance série en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur du conducteur.

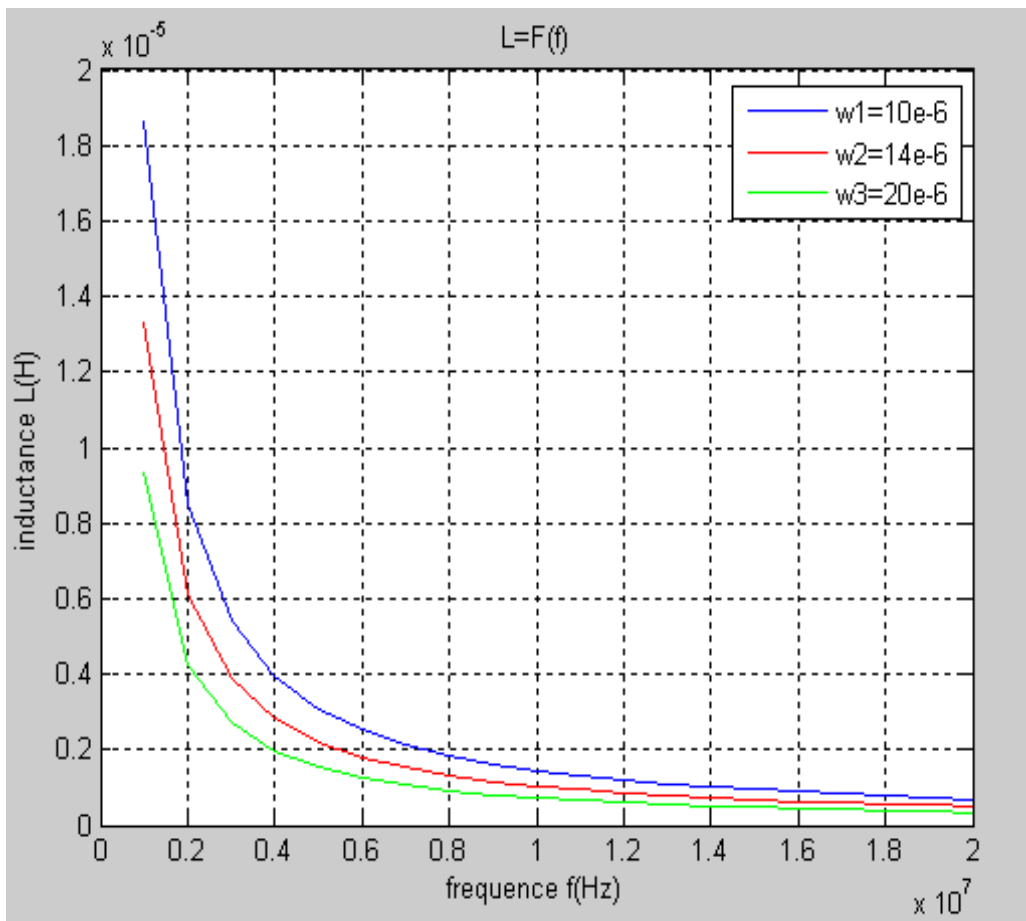


Figure IV.2 : Variation de l'inductance en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur du conducteur

L'analyse de la figure (IV.2) 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.

IV.2.3 Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série : $R_s = f(f)$

La courbe de la figure (IV.3) représente la résistance série R_s en fonction de la fréquence.

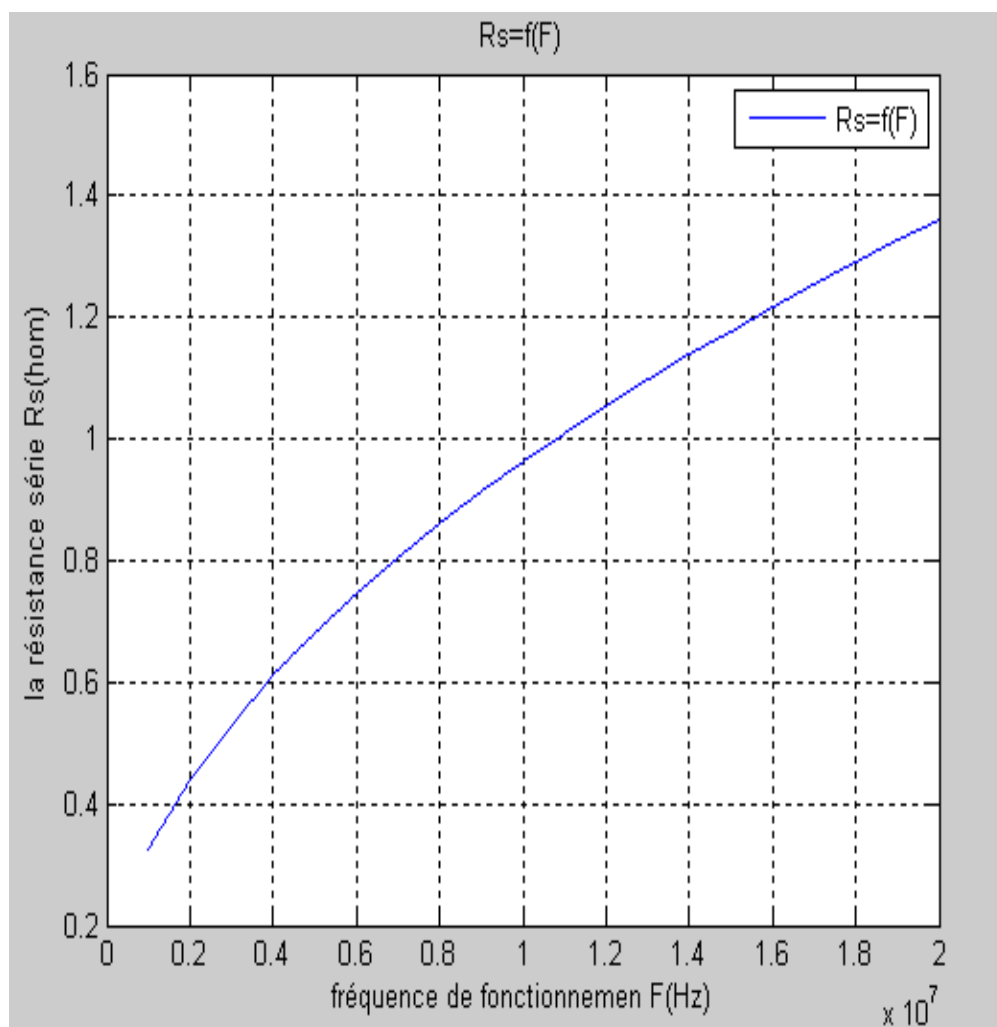


Figure IV.3 : Variation de la résistance série en fonction de la fréquence de fonctionnement

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 ($R_s = \rho \cdot \frac{1}{w \cdot t_{eff}}$), ce qui conduit à des pertes importantes par effet joule.

IV.2.4 Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série pour différentes valeurs de l'espacement inter-spices :

La courbe de la figure (IV.4) représente la résistance série R_s en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'espacement inter-spices.

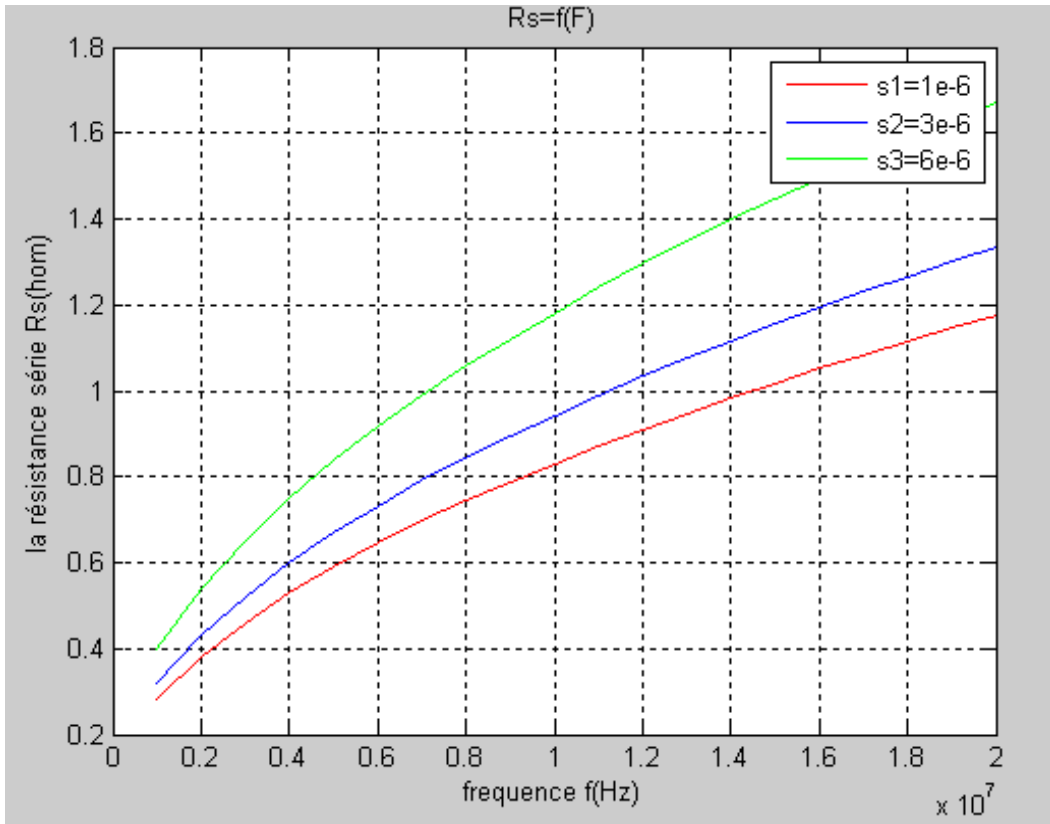


Figure IV.4: Variation de la résistance série en fonction de la fréquence pour différents valeurs de l'espacement inter-spices

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 donnent les plus petites valeurs de la résistance série. Donc un espacement étroit entre les spires est en faveur de la diminution du rapport L/R même lorsque la fréquence augmente.

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

IV.2.5 Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série pour différentes valeurs de la largeur du conducteur :

La courbe de la figure (IV.5) représente la résistance série R_s en fonction de la fréquence pour différents valeurs de largeur du conducteur.

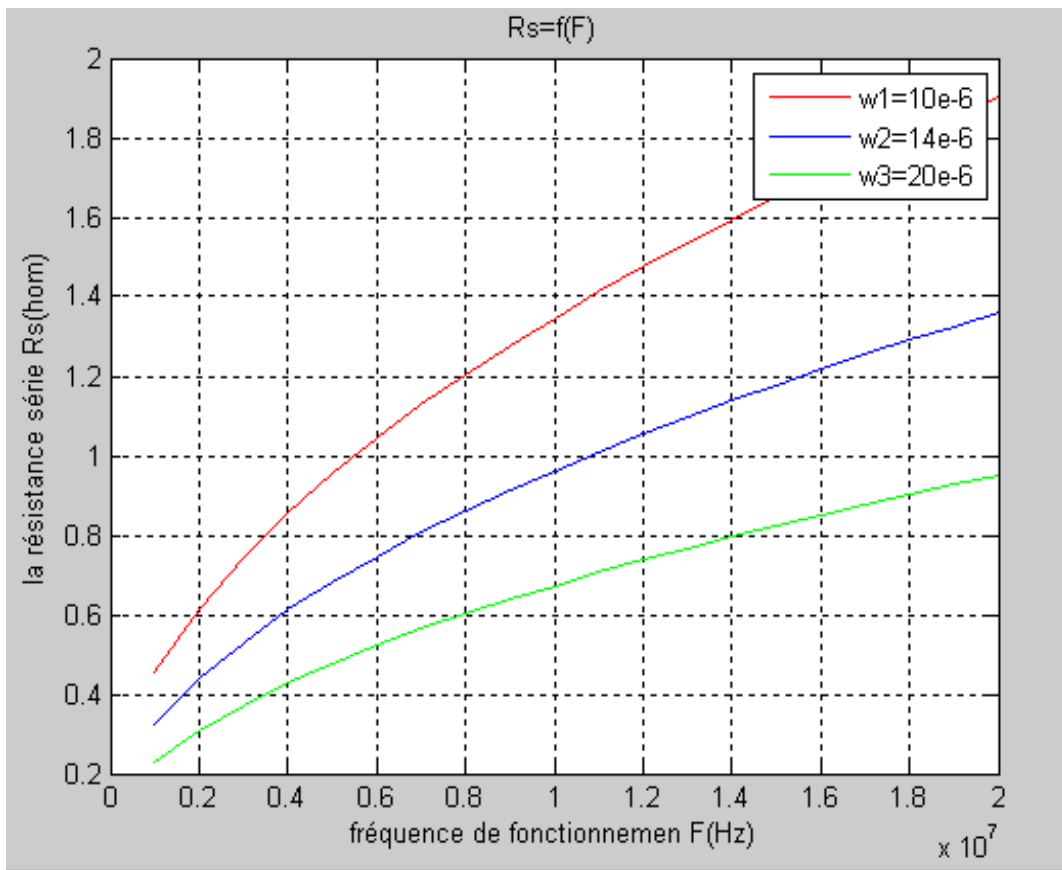


Figure IV.5 : Variation de la résistance série en fonction de la fréquence pour différents valeurs de largeur du conducteur.

La figure IV.5 représente les valeurs des résistances séries variant avec la fréquence pour différentes largeurs de conducteur w . Ces largeurs varient de $10 \mu\text{m}$ à $20 \mu\text{m}$. L'espace inter-

spires s et le nombre de spires n sont constants. Nous pouvons déduire que la diminution de la largeur des conducteurs, pour une fréquence donnée, provoque une augmentation de la résistance série. En outre, la diminution de la largeur des conducteurs provoque l'augmentation de l'inductance (fig. IV.2).

IV.2.6 Influence de la fréquence sur la valeur de le facteur de qualité :

La courbe de la figure (IV.6) représente le facteur de qualité en fonction de la fréquence.

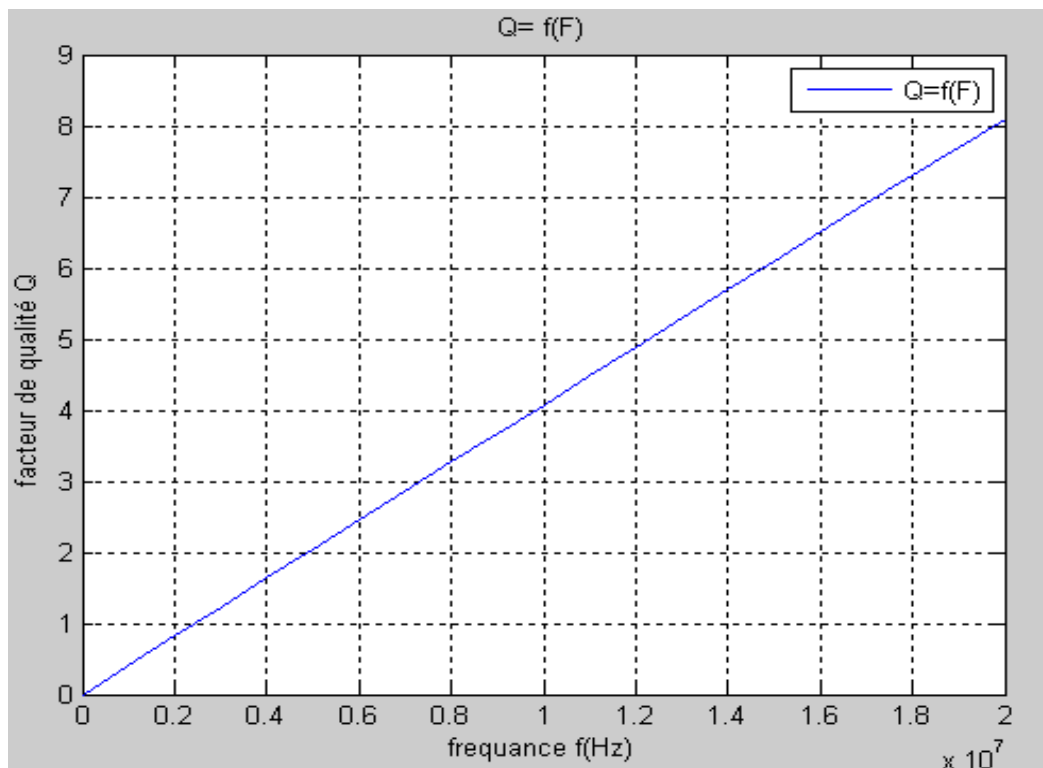


Figure IV.6 : Variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence.

A partir de la figure (IV.6) qui représente la variation de facteur du qualité en fonction de la fréquence, on observe que le facteur du qualité est directement proportionnel avec la variation de la fréquence de sorte que l'augmentation de ce dernière induit l'augmentation de la valeur de facteur du qualité sur une gamme de fréquence donnée.

IV.3 Simulation du modèle électrique du micro convertisseur

IV.3.1 Simulation du modèle électrique avec une inductance simple

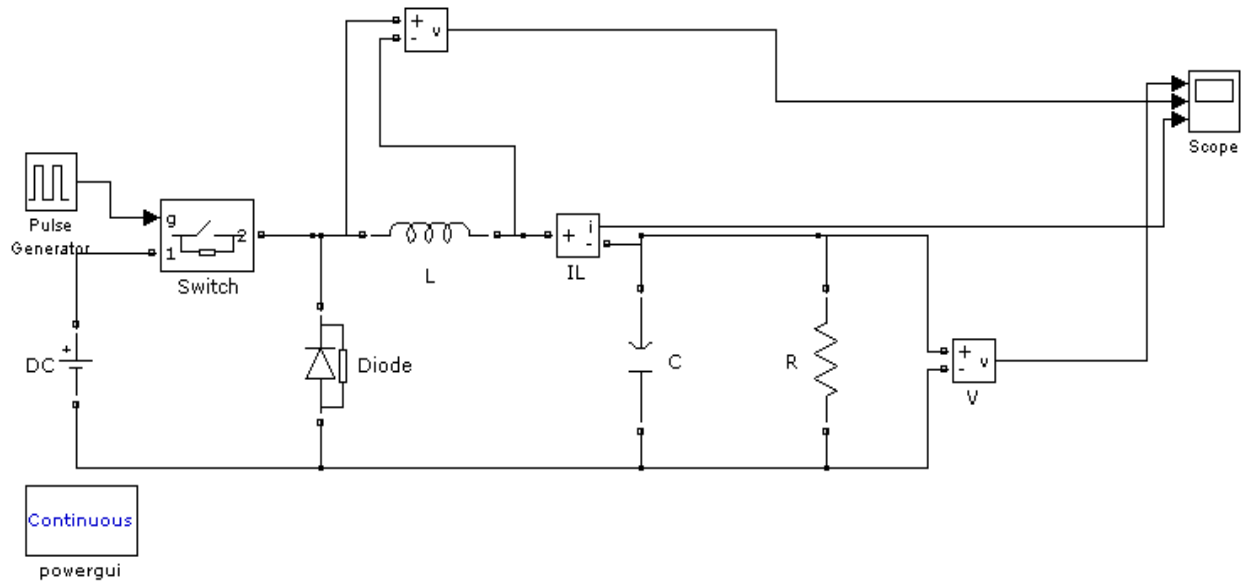


Figure IV.7 Schémas du micro-convertisseur à simple inductance

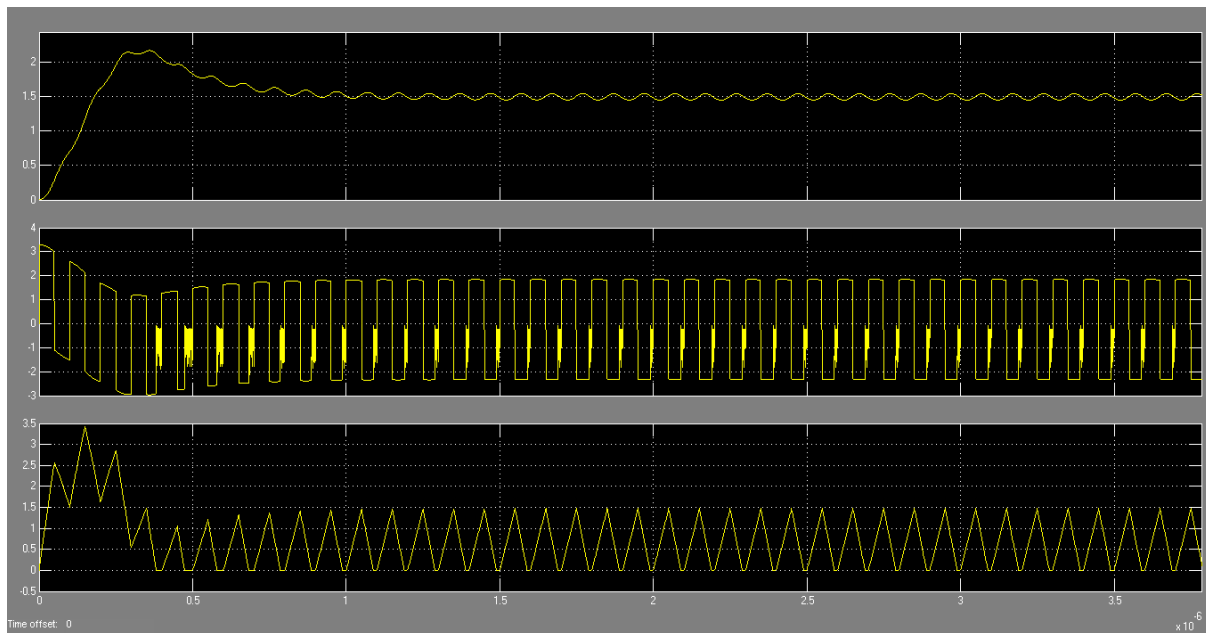


Figure IV.8 Tension de sortie du micro-convertisseur à simple inductance

Après la simulation du circuit (figure IV.7) 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 $V_s=1.48$ V. La figure V.8 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.

IV.3.2.Simulation du modèle électrique avec l'inductance intégrée à largeur de spire variable

Le circuit de la figure IV.9 montre la simulation du circuit électrique du micro convertisseur avec le modèle de l'inductance intégrée à largeur de spire variable :

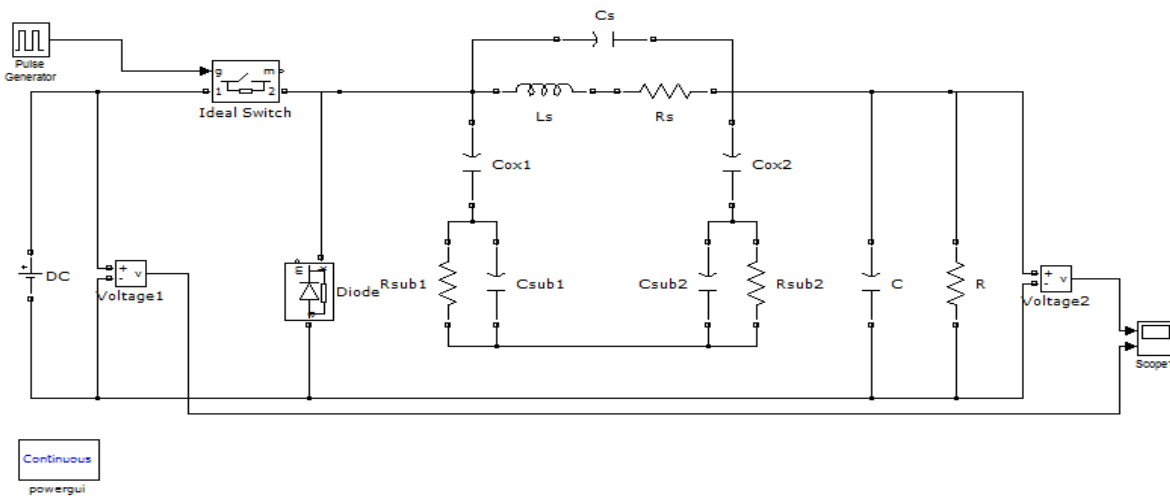


Figure IV.9 Schéma du micro-convertisseur à inductance intégrée

Après la simulation, nous remarquons bien que sous l'action d'une tension constante à l'entrée du micro convertisseur de $V_e= 3,3$ V (fig. IV.10), nous obtenons une tension continue à la sortie du micro convertisseur avec une valeur proche de la valeur souhaitée de $V_s=1.5$ V.

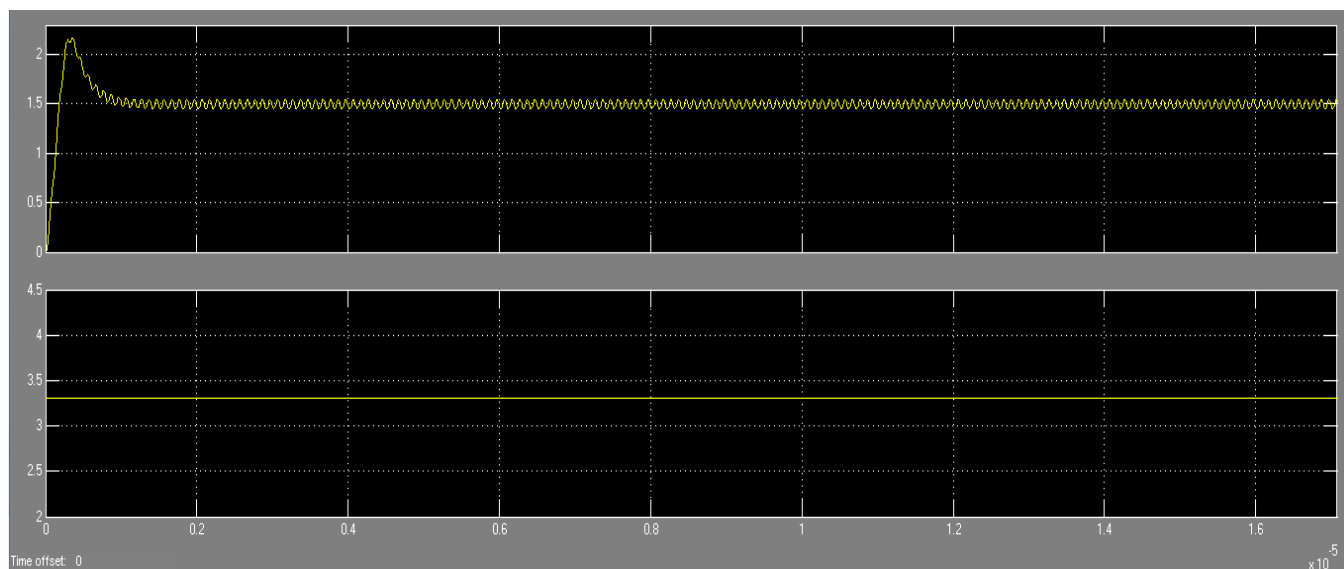


Figure IV.10 La tension d'entrée et de sortie du micro-convertisseur à inductance intégrée

La simulation du micro convertisseur avec une simple bobine donne une tension de sortie en moyenne égale à 1.48 V, tandis que le micro convertisseur simulé avec la bobine intégrée donne une tension de sortie de 1.49 V. Cette tension est proche de la valeur commandée (1.5 V). Ceci confirme la validité des paramètres géométriques et électriques calculés de notre inductance.

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de l'inductance spirale planaire circulaire 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 la tension de sortie montre que les valeurs sont proches de la valeur désirée.

Ce type de micro-bobine à largeur de spire variable montée sur PCB a été réalisée au laboratoire Laplace de plasma et conversion d'énergie à l'université Paul Sabatier de Toulouse par l'équipe du laboratoire d'électronique de puissance de l'université des Sciences et de la Technologie d'Oran que l'on a jugé utile d'ajouter en annexe.

conclusion générale

Conclusion générale

Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes de dimensionnement d'une micro bobine, et nous pensons que le type de dimensionnement, utilisé dans ce travail, a apporté une contribution à l'étude de l'intégration microélectronique d'éléments passifs inductifs pour les applications de puissance. L'intégration des composants passifs comme l'inductance a toujours été considérée comme un verrou technologique.

A l'aide des simulations numériques, nous avons étudié le dimensionnement d'une micro bobine en tenant compte des contraintes de conversion de puissance. Le cahier des charges d'un micro-convertisseur, qu'il soit abaisseur de tension (Buck) ou élévateur de tension (Boost), constitue un point de départ essentiel et inévitable pour ce type d'étude. Ce qui permet de déduire le comportement fréquentiel, de son inductance (L), de la valeur de sa résistance (R) et du facteur de qualité de la bobine intégrée.

Pour contourner les effets parasites, tels les effets de peau dans les conducteurs, les effets capacitifs entre conducteurs proches et les effets cumulés du champ magnétique au centre de la spirale, nous nous sommes proposés d'étudier une inductance spirale circulaire à largeur de spire variable pour diminuer ces effets et compenser l'augmentation de sa longueur à mesure que l'on s'éloigne de son centre par une augmentation de sa largeur, tout en se fixant une valeur initiale de résistance minimale. Ainsi cette approche non seulement diminue les pertes par effet joule mais améliore aussi les performances du convertisseur en haute fréquence.

Pour pousser cette étude à ses limites pour le domaine expérimental, nous avons opéré à très haute fréquence, de l'ordre du 10 Mhz, ce qui s'est traduit par une faible valeur d'inductance et aussi un faible facteur de qualité. Une amélioration de ces deux paramètres fondamentaux de la micro bobine peuvent être améliorés en effectuant une étude de la bobine à largeur de spire variable posée entre deux circuits magnétiques pour canaliser au mieux le champ magnétique à l'intérieur de la structure.

Annexe

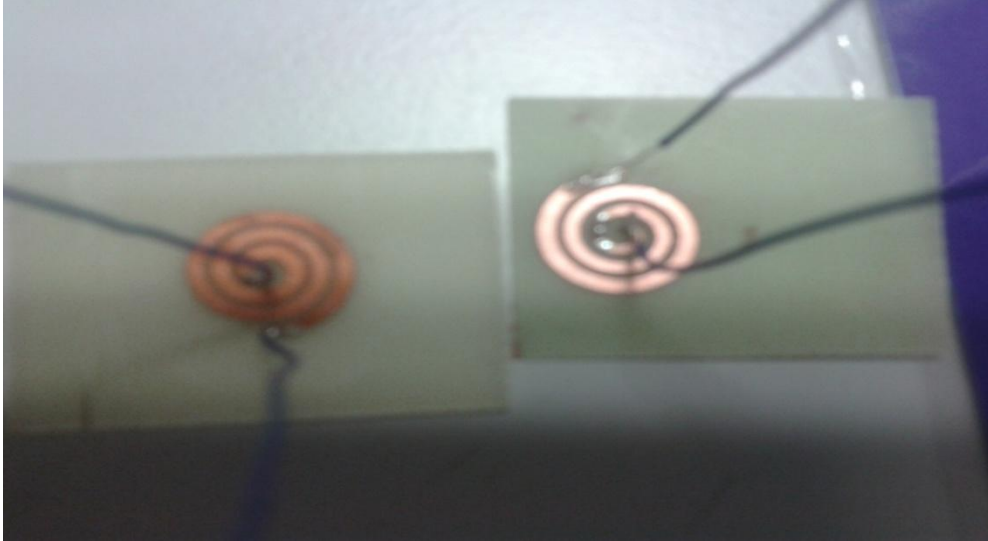


Figure 1 : Bobine circulaire sur PCB à largeur de spire constante et variable.

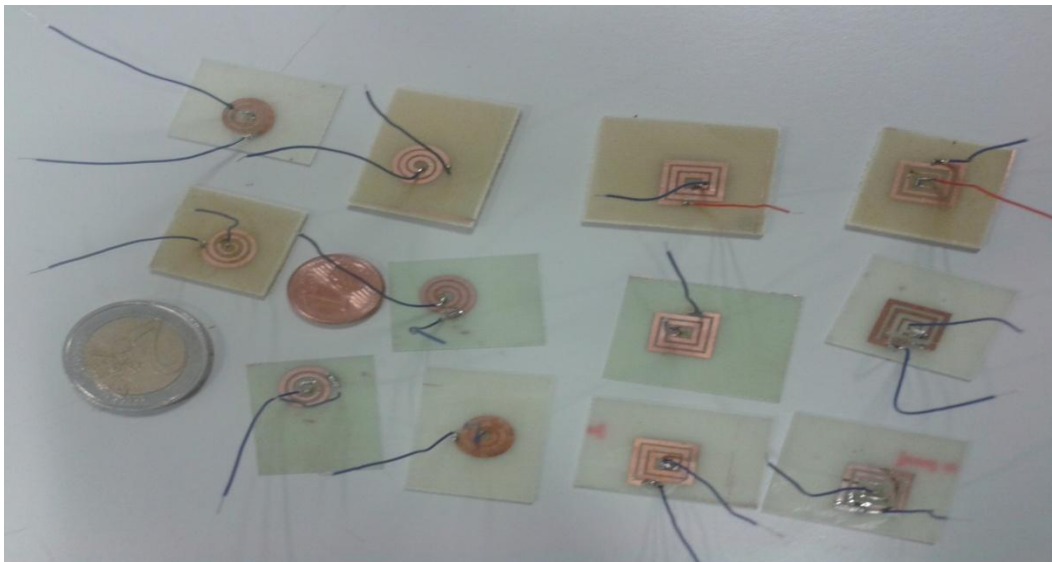


Figure 2: Bobines circulaires et carrés sur PCB à largeur de spire constante et variable

Références bibliographiques

- [1] : Mr. Bessafi Nedjmeddine , Mlle. Diellal Fatima Zohra «<conception et réalisation d'une micro bobine spirale à largeur de spires variable >>. Mémoire master USTO, 2015.
- [2] : Mlle. Derkaoui Mokhtaria «<Intégration d'une micro-bobine spirale carrée dans un micro - convertisseur DC-DC de type Buck>>.Mémoire magister , université USTO,2010
- [3] : Mr. Namoune Abdelhadi «< Différentes méthodes de dimensionnement d'une inductance planaire intégrée >>.Thèse magister ,USTO ,2010.
- [4] : Mr. Soltani Nacer Eddine , Mlle. Daroua Siham «<Intégration d'une micro-bobine spirale carrée dans un micro -convertisseur DC-DC de type Buck>>. Mémoire master , université d'oran IMSI ,2016.
- [5] : Génie électrique. R. Mérat et Al. Nathan. Étapes références.
- [6]: 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.
- [7] : Siamak Salimy. «Développement, intégration et modélisation de composants passifs intégrés en couches minces dans une filière CMOS. Electronique». Université de NANTES, 2010.
- [8] : 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.
- [9] : 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.
- [10] : 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.
- [11] Mr Khelif Abdelkader «< intégration d'une micro bobine spirale carrée dans un micro convertisseur de type booste >> Thèse magister USTO ,2012.
- [12] Mme Taibi Fatna «< Intégration des composants passifs en électronique de puissance (Application : Intégration d'une inductance spirale) >> Thèse de magister USTO,2010.

- [13] F. Roozeboom et al. Philips Journal of Research N°1 « Soft-magnetic fluxguide materials », 1998.
- [14] Sullivan et Sanders. «Measured Performance of a High-Power-Density Micro-fabricated Transformer in a DCDC Converter ». IEEE Power Electronics Specialists Conference 1996.
- [15] S. Ghandour. Conception de convertisseurs DC/DC `a base de MEMS. Micro et nanotechnologies/Micro électronique. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2011. Français.
- [16] F. Forest "Electronique de puissance basse tension, haut rendement pour les applications portables" Revue 3EI, vol. 29, (2002).
- [17] Ghislain TROUSSIER << Intégration de bobine sur silicium pour la conversion d'énergie >> Thèse doctorat , Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse , 2004
- [18]: Aicha ziouche, «Etude et conception des inductances monolithiques pour des circuits intégrés radiofréquences sur silicium» ; Universite Saad Dahlab de Blida, Novembre2006
- [19] : J. P. Ferrieux, F. Forest, «Alimentations à découpage – Convertisseurs à résonance», Ed Dunod, 3ème edition, 1999.
- [20] J. M. Shaw, J. D. Gelorme, N. C. LaBianca, W. E. Conley, S. J. Holmes, “Negative photoresists for optical lithography”, IBM J. Res. Develop., Vol. 41, pp. 33-39, 1997.
- [21] Ghislain TROUSSIER, “Intégration de bobines sur silicium pour la conversion d'énergie”, thèse, Soutenue le mardi 6 juillet 2004.
- [22]: 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
- [23]: 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.
- [24]: K. I. Arai, M. Yamaguchi, H. Ohzeki et al. «Application of YIG film to thin film inductors ». IEEE Transactions on Magnetics, Novembre 1991.
- [25] : 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.
- [26] Waseem A. Rosten, Charlie S. Korman et Wolfgang Daum. «High density interconnect embedded magnetics for integrated power». IEEE Transactions on Power Electronics, juillet 2006..

- [27] Melati Rabia « Conception d'un nouveau modèle d'inductance intégrée » Thèse doctorat , USTO, 17 Juin 2013
- [28] S. Mohan, M.del Mar. Hershenson, S,P. Boyd, T,H.Lee,« Simple accurate expressions for planar spiral inductances » IEEE Journal of Solid -State Circuits, pp.1419-1424,vol34N° 10,1990.
- [29] H.M. Greenhouse , « Design of planar rectangular microelectronic inductors» , Trans .Parts, hybrids, packaging , vol PHP-10, n° 2 ,pp.101-109,Jun 1974.
- [30] H.E .Bryan, « Printed inductors and capacitors» . Tele-Tech & Electronic Industries.pp.68,1955.
- [31] F . E. Terman ,« Radio engineering handbook», McGraw-Hill, New -York,pp.48-60, 1943.
- [32] C.R. Neagu ,H.V. Jansen, A.Smith, J.G.E.Gardeniers ,M.C .Elwenspoek, « Characterization of a planar microcoil for implantable microsystems» , Sensors and Actuators , vol. A 62,pp.599-611.1997.
- [33] H-A. wheeler,« Simple inductance formulas for radio coils» , Proceedings of IRE, vol. 16 , n ° 10, pp .1398-1400 , 1928.
- [34] S. Mohan , « The design, modelling and optimization of on-chip inductor and transformer circuit» , Doctoral dissertation , Stanford University,1999.
- [35] Olivier Deleage « conception , réalisation et mise en oeuvre d'un micro -convertisseur intégré pour la convesion DC / DC» These Doctorat . Université JOSEPH FOURIER. 2009
- [36] C.Alonso,« Contribution à l'optimisation , la gestion et le traitement de l'énergie » , Université Paul Sabatier- Toulouse III, 2003.
- [37] : Alain Salles. «Conception d'éléments passifs magnétiques pour convertisseurs de faible puissance. Micro et nanotechnologies/Micro électronique». Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2008.
- [38]: C. Patrick Yue, «On-Chip Spiral Inductors for Silicon-Based Radio-Frequency Integrated Circuits Center» for Integrated Systems Stanford University, CA.