

**Faculté des Sciences Exactes et d'Informatique**  
**Département de physique**  
**Filière : Physique**

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES  
Pour l'Obtention du Diplôme de Master en physique  
Option : **Physique des matériaux**

THEME :

**Modélisation électrique d'une bobine plane et  
étude des effets parasites liés au modèle**

Etudiante : **BOUCHAFA Saida**

Encadrante : **MELATI Rabia**

# DÉDICACE

***JE DEDIE CE MODESTE TRAVAIL A :***

***A mes parents***

***A mon frère Zineddine***

***A mon frère Hadj***

***A mon frère Rafik***

***A ma sœur Fatima***

***A ma sœur Warda***

## **REMERCIEMENTS**

*Mes remerciements vont tout premièrement, à ALLAH le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience durant toutes ces années d'études.*

*J'adresse mes sincères remerciements et reconnaissances à mon encadreur madame R. MELATI, Maître de conférence A à l'Université Abdelhamid Ibn Badis, Faculté des Sciences Exactes et de l'Informatique. Sa disponibilité, et son savoir faire, m'ont permis de mener à bien ce travail.*

*J'exprime mon profond respect pour les membres de jury de l'université Abdelhamid Ibn Badis, Faculté des Sciences Exactes et de l'Informatique, d'avoir accepté d'examiner mon mémoire.*

*La réalisation de ce mémoire doit beaucoup au formidable soutien moral de ma famille, Je voudrais remercier tout particulièrement mes parents pour leur soutien et leurs encouragements tout au long de ces années.*

*Enfin un grand merci à mes amis et tous mes collègues de la promotion 2<sup>ème</sup> année master physique (2018-2019) pour leur aide, appuis et encouragements incessants, ainsi qu'à toute personne qui a contribué, directement ou indirectement, à la réalisation de ce mémoire.*

# SOMMAIRE

## SOMMAIRE

Dédicace.....	
Remerciements.....	
Sommaire.....	
Liste des figures.....	
Liste des tableaux.....	
Introduction générale.....	1
<b>CHAPITRE I : APERÇU GENERAL SUR LES COMPOSANTS PASSIFS ET BOBINES INTEGREE</b>	
I.1. INTRODUCTION.....	5
I.2. LES COMPOSANTS PASSIFS .....	6
I.2.1. Le rôle d'un composant passif .....	6
I.2.2 Resistance.....	7
I.2.3 Condensateur.....	8
I.3. BOBINE.....	9
I.3.1. Le rôle du noyau dans une bobine.....	9
I.3.2. Le circuit électrique d'une bobine.....	10
I.4. LES EFFETS DE LA BOBINE .....	10
I.4.1. L'effet inductif [L].....	10
I.4.1. 1. Inductance propre.....	11
I.4.1.2. Inductance mutuelle.....	11
I.4.2. L'effet résistif [R].....	12
I.4.3. L'effet capacitif [C].....	12
I.4.4. L'effet de peau.....	12
I.4.4.1. L'épaisseur de peau .....	13

## Sommaire

---

I.5. L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS .....	14
I.5.1. Pourquoi intégrer les composants passifs ?.....	14
I.5.1.1. Les avantages de l'intégration des composants passifs .....	14
I.5.1.2. Les limites de l'intégration .....	15
I.6. COMPOSANTS PLANAIRES INTEGRES .....	15
I.6.1. Inductance solénoïdale .....	15
I.6.2. Inductance serpentín .....	16
I.6.3. Inductance planaire spirale.....	16
I.6.4. Technologies de fabrication des inductances spirales .....	17
I.7. CONCLUSION.....	17
 <b>CHAPITRE II : PARAMETRES GEOMETRIQUES ET MODELE ELECTRIQUE D'UNE BOBINE SPIRALE PLANAIRE</b>	
II.1. INTRODUCTION .....	19
II.2. LES PARAMETRES GEOMETRIQUES D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE SPIRALE .....	20
II.3. LES CIRCUITS ELECTRIQUES D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE SANS NOYAU ET AVEC NOYAU. ....	20
II.3.1. Bobine planaire sans noyau .....	20
II.3.1.1. Les différents les effets électromagnétiques.....	20
II.3.1.2. Coupe transversale d'une bobine planaire spirale.....	21
II.4. LES MATERIAUX RENTRANT DANS LA FABRICATION DES BOBINES PLANAIRES SPIRALES.....	22
II.4.1. Les matériaux diélectriques.....	22
II.4.2. Matériaux conducteurs .....	23
II.4.3 Matériaux magnétiques .....	23
II.4.4. Les semi-conducteurs.....	24
II.5. LES PERTES DANS LES MATERIAUX MAGNETIQUES .....	25
II.5.1. Les pertes par hystérésis.....	25
II.5.2. Pertes par courant de Foucault.....	25
II.5.3. Température de Curie.....	26
II.6. CONCLUSION.....	26

**CHAPITRE III : DIMENSIONNEMENT DES CIRCUITS  
MAGNETIQUE ET GEOMETRIQUE D'UNE BOBINE PLANAIRE  
CARREE**

III.1. INTRODUCTION.....	28
III.2.CHOIX DE LA GEOMETRIE DE LA BOBINE .....	29
III.2.1. Comparaison des trois géométries en utilisant la méthode de Wheeler.....	29
III.2.2. Comparaison des trois géométries en utilisant la formule de Mohan.....	31
III.2.3. Comparaison des trois géométries en utilisant la formule de Monomial.....	33
III.3. PRESENTATION DU MICRO-CONVERTISSEUR.....	34
III.3.1. Principe de fonctionnement du convertisseur.....	35
III.3.1.1 Etude théorique en conduction continue.....	35
III.4. DIMENSIONNEMENT DE LA BOBINE SPIRALE PLANAIRE.....	38
III.4.1. Dimensionnement du circuit magnétique.....	38
III.4.1.1 Calcul de la valeur de l'inductance.....	39
III.4.1.2. Dimensionnement du noyau.....	40
III.4.2. Dimensionnement du circuit électrique de la bobine.....	41
III.4.2.1. Calcul du nombre de spires n.....	41
III.4.2.2. Calcul de l'épaisseur t et la largeur w du conducteur.....	42
III.4.2.3. Calcul de la distance inter-spires s.....	43
III.4.2.4. Calcul de la longueur moyenne du conducteur.....	44
III.4.2.5. Résultats du dimensionnement géométrique .....	44
III.5.CONCLUSION.....	44

**CHAPITRE IV : CALCUL DES PARAMETRES TECHNOLOGIQUES  
ET SIMULATIONS DES EFFETS ELECTROMAGNETIQUES**

## Sommaire

---

IV. 1. INTRODUCTION .....	47
IV.2. CIRCUIT ELECTRIQUE D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE AVEC NOYAU .....	48
IV.3. CALCUL DES PARAMETRES TECHNOLOGIQUES.....	49
IV.4. SIMULATION DES EFFETS ELECTROMAGNETIQUES.....	51
IV.5. SIMULATION DES FORMES D'ONDES DES COURANTS ET TENSIONS.....	53
IV.5.1. Calcul de la capacité et de la résistance de charge du micro-convertisseur.....	53
IV.5.2. Simulation du micro-convertisseurs contenant une bobine idéale.....	54
IV.5.3. Simulation du micro-convertisseur contenant une bobine planaire spirale .....	56
IV.6. CONCLUSION.....	58
<b>CONCLUSION GENERALE</b>	<b>60</b>

# Liste des figures

<b>Chapitre I</b>	<b>Aperçu général sur les composants passifs et bobines intégrées</b>	
<b>Figure I-1</b>	Exemples de composants passifs	6
<b>Figure I-2</b>	Sens du courant et de la tension dans une résistance.	7
<b>Figure I-3</b>	Circuit électrique d'une résistance en haute fréquence.	7
<b>Figure I-4</b>	Condensateur à plaques parallèles.	8
<b>Figure I-5</b>	Circuit électrique d'un condensateur en haute fréquence. .	9
<b>Figure I-6</b>	Les circuits magnétiques fermé et ouvert	9
<b>Figure I-7</b>	Circuit électrique d'une bobine en basse fréquence.	10
<b>Figure I-8</b>	Circuit électrique d'une bobine en haute fréquence.	10
<b>Figure I-9</b>	Illustration de l'effet de peau dans un conducteur (a) cylindrique, (b) rectangulaire	13
<b>Figure I-10</b>	Epaisseur de peau dans un conducteur rectangulaire	13
<b>Figure I-11</b>	Exemple d'intégration des composants passifs	14
<b>Figure I-12</b>	Inductance solénoïde sur substrat: (a) Schéma d'illustration ; (b) photographie de l'inductance solénoïde réalisée sur substrat	15
<b>Figure I-13</b>	Inductance méandre intégrée avec deux niveaux de matériau magnétique	16
<b>Figure I-14</b>	Exemples d'inductances spirales .	16
<b>Figure I-15</b>	Différentes topologies spirales planaires.	17
<b>Chapitre II</b>	<b>Paramètres géométriques et modèle électrique d'une bobine spirale planaire</b>	
<b>Figure II-1</b>	Les paramètres géométriques d'une bobine spirale planaire carrée.	20
<b>Figure II-2</b>	Les champs créés dans une bobine planaire spirale [Tu-1].	20
<b>Figure II-3</b>	Coupe transversale d'une inductance planaire spirale	21

# Liste des figures

<b>Figure II-4</b>	Circuit électrique équivalent en « $\pi$ » d'une bobine planaire spirale	22
<b>Figure II-5</b>	Représentation des pertes dans le substrat silicium	24
<b>Figure II-6</b>	Cycle d'hystérésis d'un matériau magnétique	25
<b>Chapitre III</b>	<b>Dimensionnement des circuits magnétique et géométrique d'une bobine spirale planaire carrée</b>	
<b>Figure III-1</b>	Variation de l'inductance en fonction du diamètre moyen	30
<b>Figure III-2</b>	Variation de l'inductance en fonction de nombre de tours	30
<b>Figure III-3</b>	Variation de l'inductance en fonction du diamètre moyen	32
<b>Figure III-4</b>	Variation de l'inductance en fonction du nombre de tours	32
<b>Figure III-5</b>	Variation de l'inductance en fonction du diamètre moyen	33
<b>Figure III-6</b>	Variation de l'inductance en fonction de nombre de spires	34
<b>Figure III-7</b>	Schéma de principe d'un convertisseur Boost élévateur de tension	35
<b>Figure III-8</b>	Etat passant du convertisseur Boost	36
<b>Figure III-9</b>	Etat bloqué du convertisseur Boost	37
<b>Figure III-10</b>	Algorithme de la procédure du dimensionnement de la bobine	38
<b>Figure III-11</b>	Variation de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence	42
<b>Chapitre IV</b>	<b>Calcul des paramètres technologiques et simulations des effets électromagnétiques</b>	
<b>Figure IV-1</b>	Coupe transversale d'une inductance ferromagnétique planaire spirale	48
<b>Figure IV-2</b>	Circuit électrique d'une inductance planaire ferromagnétique	48
<b>Figure IV-3</b>	Coupe transversale d'une inductance planaire.	51
<b>Figure IV-4</b>	Distribution des lignes de champ magnétique dans l'inductance	51
<b>Figure IV-5</b>	Flux d'induction magnétique dans l'inductance	52

# Liste des figures

<b>Figure IV-6</b>	Densité de courant dans l'inductance.	52
<b>Figure IV-7</b>	Micro-convertisseur contenant une bobine idéale	54
<b>Figure IV-8</b>	Forme d'ondes des tensions du micro-convertisseur avec une bobine idéale.	55
<b>Figure IV-9</b>	courant de sortie du micro-convertisseur	55
<b>Figure IV-10</b>	Circuit électrique du BOOST contenant l'inductance dimensionnée	56
<b>Figure IV-11</b>	Forme d'ondes des tensions du micro-convertisseur avec une inductance intégrée	57
<b>Figure IV-12</b>	Courant de sortie du micro-convertisseur	75

# Liste des tableaux

<b>Chapitre III</b>	<b>Paramètres géométriques et modèle électrique d'une bobine spirale planaire</b>	Page
<b>Tableau III-1</b>	Coefficients $K_1$ et $K_2$ utilisés par Wheeler [Wh-1]	29
<b>Tableau III-2</b>	Coefficients géométriques utilisés par Mohan [Mo-2].	31
<b>Tableau III-3</b>	Valeurs des coefficients donnés par Monomial [Mo-1].	33
<b>Tableau III-4</b>	Résultat du dimensionnement géométrique	44
<b>Chapitre IV</b>	<b>Calcul des paramètres technologiques et simulations des effets électromagnétiques</b>	
<b>Tableau IV-1</b>	Permittivités électriques des matériaux	49
<b>Tableau IV-2</b>	Résistivité électriques des matériaux	49
<b>Tableau IV-3</b>	Epaisseur des différentes couches	50
<b>Tableau IV- 4</b>	Valeurs des paramètres technologiques dans l'inductance	50
<b>Tableau IV-5</b>	Calcul de la capacité et de la résistance de charge du micro-convertisseur	54
<b>Tableau IV-6</b>	Valeurs minimales et maximales des tensions mesurés	55
<b>Tableau IV-7</b>	La valeur du courant sortie	56
<b>Tableau IV-8</b>	Les Valeurs maximales et minimales des tensions mesurées	57
<b>Tableau IV-9</b>	La valeur du courant sortie	57

# INTRODUCTION GÉNÉRALE

## INTRODUCTION GENERALE

### Introduction générale

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

Les composants passifs tels que les bobines, les capacités et les résistances ou les transformateurs sont des éléments clés dans la conversion d'énergie. Ce sont des composants bien connus et maîtrisés en ce qui concerne leur forme discrète. Seulement leurs formes discrètes occupent des volumes important qui ne sont pas conformes avec les systèmes embarqués.

Dans notre travail, nous nous sommes basés sur la réduction de la taille d'une bobine discrète afin de l'intégrer dans un micro-convertisseur Boost élévateur de tension. Après avoir fait un survol bibliographique et choisi la forme de la bobine pouvant avoir une taille très réduite. C'est une bobine de type planaire et spirale carrée avec

un noyau magnétique en ferrite de Manganèse-Zinc ( MnZn). Vu que la bobine de type spirale planaire contient plusieurs couches empilées de différents matériaux, à savoir : les matériaux conducteurs, isolants, magnétiques et semi- conducteurs, il est évident que plusieurs effets parasites peuvent survenir lors de son fonctionnement. De ce fait, notre objectif dans ce travail est de dimensionner une cette bobine spirale planaire et ce dimensionnement est effectué de façon à atténuer tous les effets parasites. Notre mémoire se compose de quatre chapitres :

Notre premier chapitre est composé de deux parties : la première partie est consacré à la présentation des composants passifs, spécifiquement, résistance, condensateur et bobine, ainsi que les effets parasites qu'ils peuvent générées pour les basses et hautes fréquences, la plus grande partie était consacrée à la bobine.

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à l'intégration des composants passifs, ainsi qu'un état de l'art sur les bobines et leurs différentes structures d'intégration : solénoïdale, serpentins et planaire ainsi que les différentes topologies de la structure planaire qui sont : carrée, hexagonale, orthogonale et circulaire.

Dans le second chapitre, intitulé « Paramètres géométriques et modèle électrique d'une bobine spirale planaire » nous avons présenté les différents paramètres géométriques, ainsi que les différents paramètres technologiques qui sont issus des différents matériaux empilés et les différentes effets électromagnétiques que peuvent générer ces matériaux lors du fonctionnement de la bobine planaire. Les paramètres technologiques sont déduits de la coupe transversale de la bobine et des différents champs électromagnétiques. Les différents matériaux constituant la bobine planaire ont également été présentés dans ce deuxième chapitre, ainsi que les différentes pertes qu'ils peuvent générer.

Dans le troisième chapitre nous avons présenté les différentes méthodes permettant le calcul de la valeur de l'inductance pour différentes géométries : les spirales circulaire, carrée et octogonale. Cette comparaison, nous a permis d'opter pour la spirale carrée. Les méthodes étudiées sont celles de Wheeler, Monomial et Mohan.

A partir d'un cahier des charges du micro convertisseur Boost DC/DC élévateur de tension, nous avons également cherché à déterminer la valeur de l'inductance de la bobine nécessaire pour le bon fonctionnement de ce dernier. La valeur de l'inductance nous a permis le dimensionnement du noyau magnétique de la bobine spirale planaire en fonction de son énergie emmagasinée.

La réduction des dimensions de cette inductance spirale carré passe par l'augmentation de la fréquence de stockage/déstockage de l'énergie ; pour cela le matériau magnétique utilisé est une Manganèse- Zinc Mn-Zn. Ces matériaux magnétiques présentent une perméabilité relative élevée.

Le dimensionnement du circuit magnétique, nous a permis de faire le dimensionnement des paramètres géométriques. Les résultats étaient dans les normes de l'intégration.

Le chapitre quatre était consacré plus aux validations des résultats obtenus dans un premier temps nous avons calculé les différents paramètres technologiques. Ces paramètres sont dus aux différents effets parasites et effets et aux pertes électromagnétiques.

La simulation électromagnétique établie à l'aide du logiciel FEMM 4.2, nous a permis de visualiser les lignes de champ magnétique, le flux d'induction magnétique ainsi que l'effet de peau. Ces simulation nous ont permis de valider le modèle de bobine choisi.

La dernière partie de ce chapitre était consacrée à la validation des résultats obtenus. à l'aide du logiciel de simulation PSIM, nous avons visualisé les différentes formes d'ondes des courants et tensions du micro-convertisseur dans lequel elle est intégrée, la bobine spirale planaire que nous avons dimensionné. Les formes d'ondes des courants et tensions étaient en accord avec ceux d'un convertisseur Boost DC/DC et les valeurs mesurées étaient très proches de celles du cahier des charges. En conclusion, le dimensionnement de la bobine spirale planaire effectué était correct et a permis d'atténuer fortement les effets parasites issus des différents matériaux empilés.

# CHAPITRE I

## **Aperçu général sur les composants passifs et bobines intégrées**

# APERÇU GENERAL SUR LES COMPOSANTS PASSIFS ET BOBINES INTEGREES

## I.1. INTRODUCTION

Les composants électroniques sont classés en deux catégories, les composants actifs assurant le transfert d'énergie (amplificateurs de puissance, composants actifs en régime linéaire et/ou commutation) et les composants passifs (inductances, capacités, transformateurs) ayant divers rôles comme le stockage temporaire de l'énergie électrique, le filtrage, le transfert énergétique ainsi que l'adaptation d'impédance. Parmi les composants passifs, nous citons : les résistances, les condensateurs, les bobines ainsi que les effets électromagnétiques qui leurs sont liées.

Les bobines intégrées ont également pris leurs parts dans ce chapitre.

## I.2. LES COMPOSANTS PASSIFS

Dans les modèles de circuit, on considère chaque composant électronique passif comme un composant parfait. Les caractéristiques des composants parfaits dépendent de la manière dont ils traitent l'énergie qu'ils reçoivent.

**Résistance :** L'énergie fournie à une résistance est consommée et dissipée sous forme de chaleur. Une résistance agit toujours comme un récepteur (puissance absorbée).

**Bobine :** L'énergie absorbée par une bobine est stockée sous la forme d'énergie magnétique. Elle agit alors comme un récepteur (puissance absorbée). La bobine peut ensuite rendre cette énergie stockée au circuit électrique en transformant l'énergie magnétique en énergie électrique. Elle agit alors comme un générateur (puissance fournie).

**Condensateur :** L'énergie absorbée par un condensateur est stockée sous la forme d'énergie électrique. Il agit alors comme un récepteur (puissance absorbée). Le condensateur peut ensuite rendre cette énergie stockée au circuit électrique. Il agit alors comme un générateur (puissance fournie).

### I.2.1. Le rôle d'un composant passif

Les composants électroniques forment de très nombreux types et catégories, ils répondent à divers standards de l'industrie aussi bien pour leurs caractéristiques électriques que pour leurs caractéristiques géométriques. Un composant électronique est dit passif lorsqu'il ne permet pas d'augmenter la puissance d'un signal, dans la plupart des cas il s'agit même de réduire la puissance, par rapport à celle que remplissent les composants actifs. Parmi les composants passifs, nous citons :

- 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 concourent également à réaliser filtrage, découplage, accord ou transformation.



(a) Condensateurs et résistances.



(b) Bobines

Figure I.1. Exemples de composants passifs [De-1].

## I.2.2 La résistance

### 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) :

$$u(t) = Ri(t) \quad (I.1)$$

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

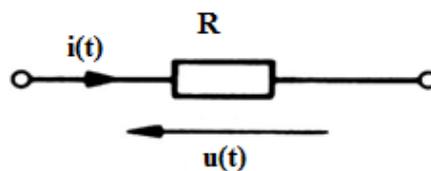


Figure I.2: Sens du courant et de la tension dans une résistance.

### b) Caractéristiques électriques :

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

$$R = \rho \frac{l}{s} = \frac{l}{\sigma \cdot s} \quad (\text{I-2})$$

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

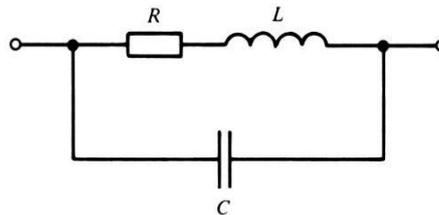
$l$  : la longueur [m],

$s$  : la section [ $m^2$ ],

$\sigma$  : La conductivité [ $\Omega \cdot m$ ]<sup>-1</sup>,

### c) Schéma équivalent d'une résistance en haute fréquence

Les concepteurs de circuits doivent tenir compte des contraintes des caractéristiques générales. Le mode de fabrication et la présence inévitable des fils de connexions entraînent l'apparition d'une composante inductive propre  $L$ . Les deux bornes de la résistance agissent comme électrodes accumulant des charges, d'où la capacité  $C$ . Cet effet parasite est plus prononcé dans les bobinages et se nomme capacité propre  $C$ .



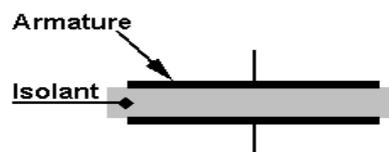
**Figure I.3:** Circuit électrique d'une résistance en haute fréquence.

## I.2.3 Le 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 les armatures.

Tout composant qui présente une telle propriété est un condensateur.



**Figure I.4 :** Condensateur à plaques parallèles.

### b) Caractéristiques électriques

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

$$C = \frac{\epsilon \cdot s}{d} \quad \text{où} \quad \epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \quad (\text{I-3})$$

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

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

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

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

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

Pour obtenir des condensateurs de grande capacité, il est indispensable de disposer d'une grande surface commune aux deux électrodes avec une faible distance entre elles et d'un diélectrique à haute permittivité relative. Ce qui pose des contraintes de l'encombrement. La quantité de charge stockée par la capacité est donnée par la relation I.4.

$$C : \text{Capacité} = \frac{Q}{U} \quad (\text{I-4})$$

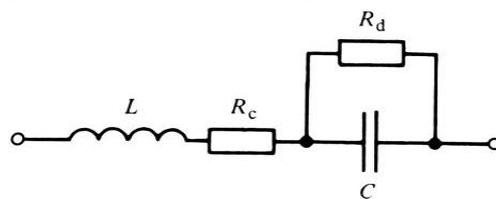
$C$  : Capacité en farad [F]

$Q$  : quantité d'électricité déplacée.

$U$  : tension à ses bornes.

### c) Schéma équivalent d'un condensateur en haute fréquence

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



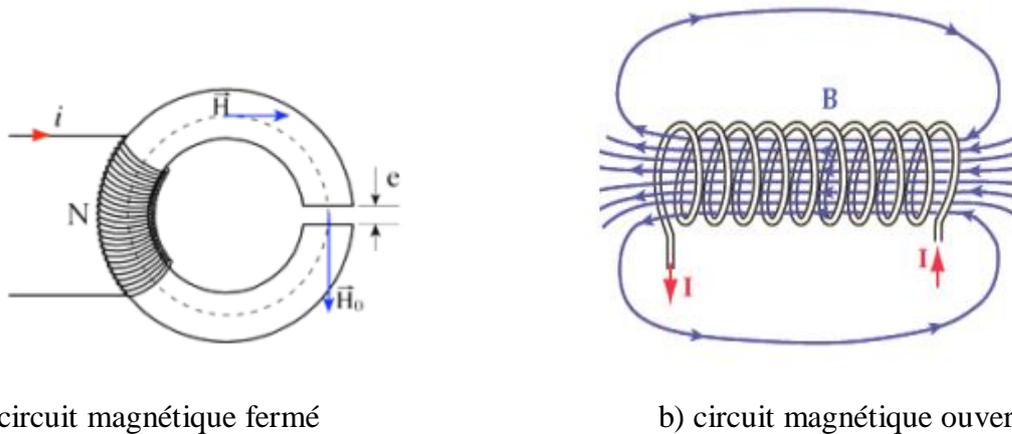
**Figure I.5:** Circuit électrique d'un condensateur en haute fréquence.

Dans notre travail, nous allons nous orienter vers la bobine.

## I.3. LA BOBINE

Classiquement, une bobine (appelée également inductance) est un composant courant que l'on rencontre en électrotechnique et en électronique. Il s'agit d'un dipôle formé d'une ou plusieurs spires de fil conducteur. Le fil de la bobine peut être enroulé sur un noyau magnétique ou sur un support non magnétique (bobine à air). Le noyau magnétique peut former un circuit magnétique fermé ou ouvert suivant l'utilisation [Co-1].

Le poids et les dimensions d'une bobine sont généralement beaucoup plus importants que l'ensemble des autres composants d'un circuit.



a) circuit magnétique fermé

b) circuit magnétique ouvert

**Figure I.6:** Les circuits magnétiques fermé et ouvert

### I.3.1. Le rôle du noyau dans une bobine

Le noyau ou matériau magnétique dans une bobine, permet de canaliser les lignes de champ ce qui permet d'augmenter la valeur de l'inductance  $L$  (jusqu'à un facteur  $\mu_r$  perméabilité relative) [Ad-1] [Al-2]. Le facteur de proportionnalité entre le flux  $\Phi$  créé et le courant électrique est appelé coefficient d'auto-induction ou encore inductance symbolisé par la lettre  $L$ , elle correspond au rapport entre le flux magnétique créée lors du passage du courant dans la bobine et le courant traversant cette dernière et est notée  $L = \Phi / I$  et exprimée en Henry [H]. Le matériau utilisé comme le noyau est caractérisé par sa perméabilité magnétique  $\mu_r$ . L'expression I.5 nous permet de calculer la valeur de l'inductance  $L$ .

$$L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S \cdot n^2}{l} \quad (\text{I-5})$$

$L$  : inductance en henry [H]

$\mu_0$  : constante magnétique

$\mu_r$  : perméabilité relative effective du matériau magnétique

$n$  : nombre de spires

$S$  : section effective du noyau magnétique

$l$  : longueur effective du noyau magnétique

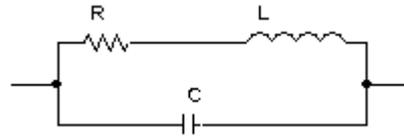
### I.3.2. Le circuit électrique d'une bobine

Une bobine réelle est modélisable par l'association d'une résistance en série avec une inductance lorsque l'on travaille en basse fréquence (Figure I.7).



**Figure I.7 :** Circuit électrique d'une bobine en basse fréquence.

Si on augmente la fréquence de travail, alors la bobine est modélisable par le circuit de la figure I.8.



**Figure I.8 :** Circuit électrique d'une bobine en haute fréquence.

Les performances d'une inductance, d'impédance  $Z$  exprimée par l'expression (I.6), se mesurent par le facteur de qualité  $Q$  [Fe-1], défini par la relation (I.7) :

$$Z = (R + jL\omega) // \frac{1}{jC\omega} ; \quad Z = \frac{R + jL\omega}{1 + jRC\omega - LC\omega^2} \quad (\text{I.6})$$

$$Q = \frac{\text{Energie stockée}}{\text{Energie dissipée}} ; \quad Q = \frac{\text{Imag}(Z)}{\text{Reel}(Z)} \quad (\text{I.7})$$

Où,

Imag ( $Z$ ) représente énergie stockée.

Reel ( $Z$ ) représente énergie dissipée.

## I.4. LES EFFETS DE LA BOBINE

### I.4.1. L'effet inductif [L]

Le comportement physique qui influe sur les caractéristiques de la bobine crée des phénomènes tels que l'effet inductif, l'effet capacitif et l'effet résistif

Lorsqu'un courant traverse un circuit électrique, il crée un champ magnétique à travers la section entourée par ce circuit ; Il en résulte un flux du champ magnétique qui se voit par deux phénomènes :

- ✓ Inductance propre
- ✓ Inductance mutuelle

#### I.4.1.1. Inductance propre

La surface circonscrite par un circuit électrique parcourue par un courant  $i$  est traversée par le flux du champ magnétique (appelé autrefois flux d'induction). L'inductance  $L$  du circuit électrique est alors définie par la relation I.8 :

$$L = \frac{\Phi}{i} \quad (\text{I-8})$$

L : Coefficient d'auto-induction

$\Phi$  : Flux du champ d'induction magnétique

i : courant dans l'élément auto-inductif

Il est important de préciser que le flux en question est celui produit par le courant i et non celui provenant d'une autre source (courant, aimant, etc..). Le passage du courant dans la bobine, crée une tension auto-induite aux bornes de l'inductance donnée par l'expression (I-9)

$$e = -L \frac{di}{dt} \quad (\text{Loi de Faraday}) \quad (\text{I-9})$$

L : Inductance propre du circuit ou composant

e : La tension force électromotrice d'induction

$\frac{di}{dt}$  : La variation du courant qui traverse le circuit en fonction du temps [A/s]

e et i sont des valeurs instantanées.

Nous remarquons que :

Lorsque le courant est constant,  $\frac{di}{dt}$  est nul et par conséquent la tension e auto-induite est nulle aussi.

Le signe (-) indique que la tension auto-induite aux bornes de l'inductance s'oppose aux variations du courant qui la traverse.

Quand on applique une tension constante à une inductance, le courant qui rentre par l'extrémité positive augmente avec le temps.

### I .4.1. 2. Inductance mutuelle

L'induction mutuelle est un coefficient permettant de décrire l'influence d'un circuit magnétique sur un autre. Elle traduit le fait qu'une variation de courant dans un circuit magnétique peut entraîner l'apparition d'une tension dans un autre circuit magnétique. L'induction mutuelle entre deux circuits est définie par le rapport entre le flux créé par un dipôle électrique traversant un second dipôle et le courant ayant créé ce flux.

Lorsqu'un circuit 1 traversé par un courant noté  $i_1$  produit un champ magnétique  $\Phi_2$  à travers un circuit 2, on peut écrire :

$$M_{1,2} = \frac{\Phi_2}{i_1} \quad (\text{I-10})$$

La valeur de cette inductance mutuelle dépend des deux circuits en présence (caractéristiques géométriques, nombre de spires..) mais aussi de leur position relative : éloignement et orientation.

#### **I.4.2.L'effet résistif [R]**

L'effet résistif dans une bobine est du à la résistivité du fil conducteur enroulé. Comme tout matériau, le conducteur dispose d'une résistivité qui va engendrer des pertes par effet joules. La résistance continue d'un enroulement est définissable en fonction de la surface du matériau conducteur ainsi que de la longueur moyenne de l'enroulement.

$$R = \frac{\rho \cdot l}{S} \quad (\text{I-11})$$

Avec  $\rho$  : résistivité du matériau ( $\rho=1.673 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$  dans le cas du cuivre)

$l$  : longueur moyenne de l'enroulement (m)

$S$  : surface du conducteur ( $m^2$ )

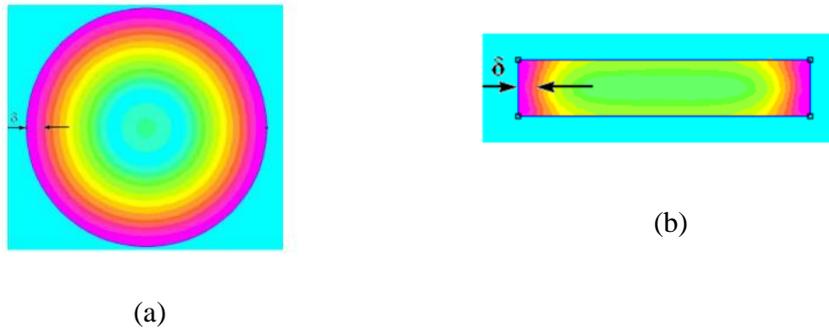
Cette résistance va croître avec la fréquence, ce qui va accentuer d'avantage les pertes par effet joules. Plusieurs méthodes permettent de calculer analytiquement les pertes cuivre.

#### **I.4.3. L'effet capacitif [C]**

Lorsqu'on applique une différence de potentielle à deux conducteurs isolés, on assiste à une accumulation de charges par effet électrostatique. C'est l'effet capacitif. Ce phénomène est présent dans les bobines. Les conducteurs en spires entourés par un isolant et placés l'un à cote de l'autre se comportent comme des condensateurs, ce qui génère un effet capacitif.

#### **I.4.4. L'effet de peau**

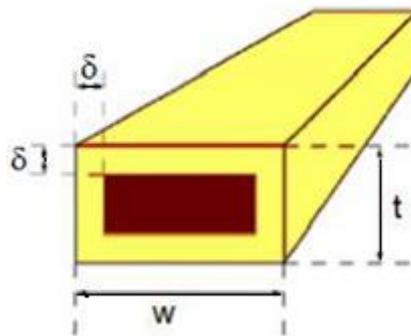
C'est un phénomène d'origine électromagnétique qui se manifeste lorsqu'un conducteur est parcouru par un courant alternatif. Un champ magnétique est créé tout autour du conducteur et en raison de la conductivité finie, une partie du champ magnétique est contenue à l'intérieur du conducteur, créant ainsi des courants de Foucault s'opposant au passage du courant. Ce dernier circule alors de préférence vers la périphérie du conducteur, cela signifie que le courant ne circule pas uniformément dans toute la section du conducteur [Ki-1]. Tout se passe comme si la section utile du conducteur était diminuée, l'effet de peau se traduit par l'augmentation apparente de la résistance effective du conducteur puisque sa section diminue au fur et à mesure que la fréquence augmente [Sa-1]-[Al-1]



**Figure I.9:** Illustration de l'effet de peau dans un conducteur  
(a) cylindrique, b) rectangulaire

#### I.4.4.1. L'épaisseur de peau

L'épaisseur de peau  $\delta$  détermine la largeur de la zone où se concentre le courant dans un conducteur traversé par un courant alternatif. (Figure I.10)



**Figure I.10:** Epaisseur de peau dans un conducteur rectangulaire

L'expression de l'épaisseur de peau est donnée par la relation I.12.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}} = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega \cdot \mu}} \quad (\text{I-12})$$

$\delta$  : épaisseur de peau [m]

$\omega$  : pulsation [rad/s] ( $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ )

$f$  : fréquence du courant [Hz]

$\mu$  : perméabilité magnétique [H/m]

$\rho$  : résistivité électrique [ $\Omega \cdot m$ ] ( $\rho = 1/\sigma$ )

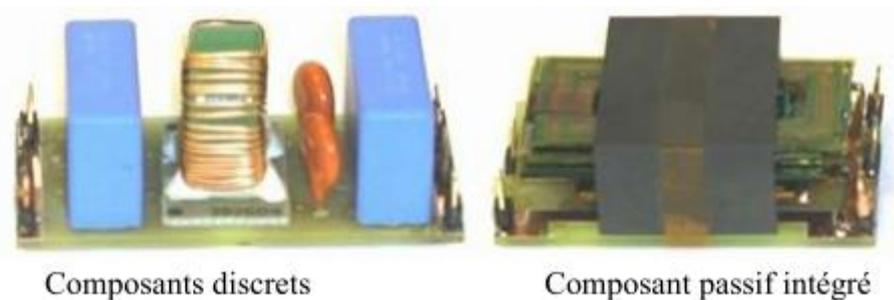
$\sigma$  : conductivité électrique [S/m]

Ayant défini les effets connus de la bobine, nous allons maintenant nous orienter vers un autre type de bobines de tailles très réduites qu'on appelle les bobines intégrées. La bobine étant un

composant passif, nous allons dans un premier temps, définir l'intégration des composants passifs.

## I.5. L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS

L'intégration de composants passifs consiste à regrouper de façon harmonieuse des composants inductifs, capacitifs et résistifs à l'intérieur d'un volume réduit et de réaliser les liaisons internes effectives (figure I.11). Cette intégration peut causer des interactions électromagnétiques internes qui peuvent conduire à de nouvelles fonctions ou propriétés dans le composant intégré (par exemple, le conducteur, peut être, en même temps les électrodes de condensateur ou les spires de bobinage ...). Il s'agit d'une différence par rapport à l'utilisation de composants discrets. Ces nouvelles fonctions et propriétés doivent être prises en compte dans le calcul et le processus de fabrication des circuits intégrés [Ng-1].



**Figure I.11 :** Exemple d'intégration des composants passifs [Fa-1].

### I.5.1. Pourquoi intégrer les composants passifs ?

En technologie discrète, le nombre de composants passifs augmentent avec la complexité des systèmes. La contrainte de l'encombrement dans le cas d'objets mobiles rend l'intégration massive indispensable, car le volume et le poids des composants passifs sont très importants comparés aux composants actifs.

#### I.5.1.1. Les avantages de l'intégration des composants passifs

Les avantages que l'on peut retirer de l'intégration des composants sont nombreux, à savoir par exemple :

- La diminution du volume occupé par les composants passifs.
- La réduction des interconnexions et par suite des perturbations électromagnétiques, car dans les structures classiques, les connexions sont une des sources principales des perturbations électromagnétiques.
- Une plus grande compacité. Une bonne disposition des composants passifs, ne réduit pas uniquement le volume, mais peut également faciliter le refroidissement.

### I.5.1.2. Les limites de l'intégration

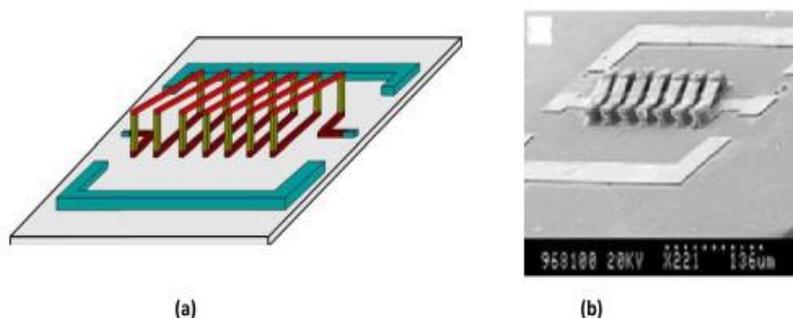
- Utilisation en faibles puissances
- Faible capacité de stockage d'énergie due aux faibles valeurs des composants.
- Dans certains cas la réduction du volume a pour conséquence de favoriser l'échauffement du composant intégré.
- Coût de fabrication (problème économique) : les techniques de réalisation ne sont pas totalement maîtrisées.

## I.6. COMPOSANTS PLANAIRE INTÉGRÉS

Dans les années 80, une nouvelle technologie a vu le jour, à savoir celle des inductances (ou bobines) planaires dont l'utilisation reste relativement limitée mais en plein développement. Celles-ci ont la même définition que les inductances classiques ou discrètes néanmoins, elles diffèrent par leurs formes, leurs tailles, leurs technologies de fabrication et leurs utilisations. La structure planaire est une technologie qui permet de limiter l'épaisseur des matériaux constituant le composant. Le bobinage est une spirale réalisée par gravure dans une plaque métallique (conducteur). Dans la littérature, les inductances intégrées planaires se présentent sous trois types : solénoïde, serpentín et spirale.

### I.6.1. Inductance solénoïdale

C'est le type d'inductance le plus courant. Il existe également dans la littérature de nombreuses variantes de réalisation en technologies hybrides ou intégrées. La figure I.12 présente le schéma et la photographie d'inductance solénoïdale réalisée sur substrat.

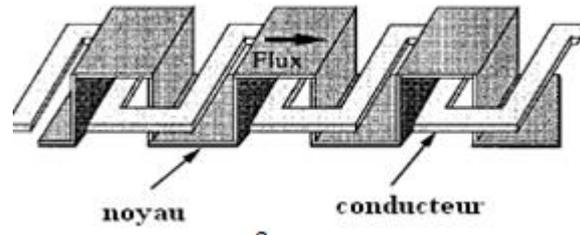


**Figure I.12:** Inductance solénoïde sur substrat :

(a) Schéma d'illustration ; (b) photographie de l'inductance solénoïde réalisée sur substrat [Do-1].

### I.6.2. Inductance serpentín

Dans la littérature, l'inductance de type serpentín se présente sous diverses formes à savoir : zig-zag, méandre et enchevêtré. La figure I.13 présente une topologie d'inductance de type méandre.

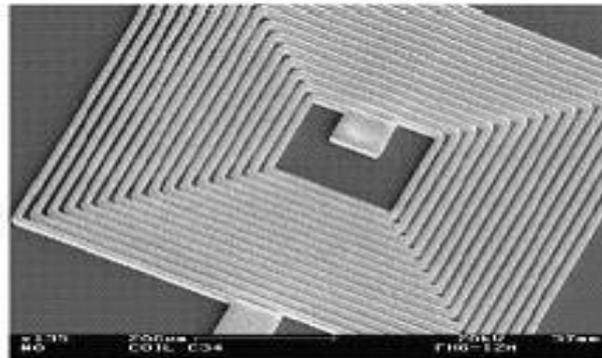


**Figure I.13:** Inductance méandre intégrée avec deux niveaux de matériau magnétique [Ch-1].

### I.6.3. Inductance planaire spirale

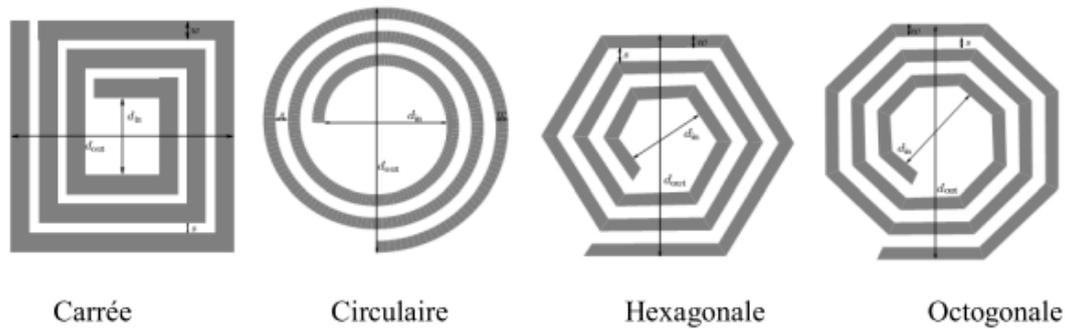
Ce type d'inductances intégrées est très répandu dans la littérature, car elle peut être facilement dessinée avec les éditeurs de layout classiques [Gu-1]. Elles sont réalisées soit sur un substrat isolant [Mu-1], soit magnétique [Me-1] ou bien entre deux couches de matériaux magnétiques [Da-1]. Les inductances spirales présentent de meilleures caractéristiques, notamment le coefficient de qualité  $Q$  [De-2][Ch-2]. C'est sur ce type de géométrie que nous allons baser notre étude.

La figure I-14 (a) montre une photographie de la réalisation d'une bobine spirale prise à l'aide d'un microscope électronique et la figure I-14 (b) présente une vue 3D.



**Figure I.14:** Exemple d'inductance spirale.

Pour ce type de structure, il existe plusieurs modèles topologiques (Fig.I.15) se présentant soit en carrées, circulaires, hexagonale ou polygonales.



**Figure I.15:** Différentes topologies spirales planaires.

Spirale carrée, octogonale ou circulaire ? la question reste posée. L'analyse des performances nous en dira plus. Dans le travail que nous présentons, nous allons faire une étude comparative de ces trois types d'inductance planaire, afin de choisir la plus performante afin d'en faire une étude approfondie.

#### **I.6.4. Technologies de fabrication des inductances spirales**

La mise en place des techniques permettant de fabriquer l'inductance planaire est l'aspect le plus important dans le processus de conception, réalisation et caractérisation de l'inductance. Plusieurs travaux présentent les techniques et technologies utilisées dans la fabrication de l'inductance. Le point commun de ces travaux est la combinaison de techniques de fabrication dans le seul but de fabriquer une inductance intégrée de hautes performances. Toutefois, toutes ces fabrications sont basées sur deux technologies : MEMS (Micro-ElectroMechanical Systems) et MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit). Il faut noter que le procédé de fabrication n'est pas inclus dans notre travail.

### **I.7. CONCLUSION**

Dans ce chapitre nous avons donné un aperçu général sur les composants passifs, et les effets parasites générés en hautes fréquences. Les bobines discrètes et bobines intégrées ont eu une grande part d'intérêt dans ce chapitre.

Les effets parasites que peuvent générer les bobines, ont également été cités dans ce chapitre, tels que l'effet capacitif, l'effet de résistif, et l'effet de peau, etc.

Les inductances (ou bobines) planaires étant les plus étudiées dans la littérature, et portant le plus d'intérêt, nous allons dans ce mémoire nous orienter vers l'étude et la modélisation d'une bobine spirale planaire afin de l'intégrer dans un convertisseur Boost.

# CHAPITRE II

## **Paramètres géométriques et modèle électrique d'une bobine spirale planaire**

# PARAMETRES GEOMETRIQUES ET MODELE ELECTRIQUE D'UNE BOBINE SPIRALE PLANAIRE

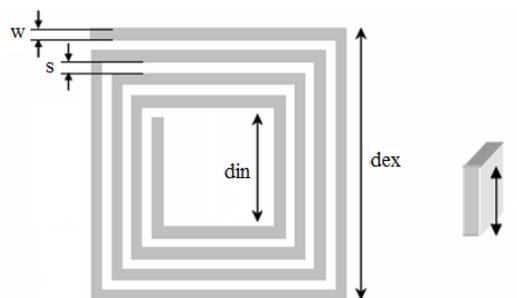
## II.1. INTRODUCTION

Le travail que nous présentons dans ce chapitre repose essentiellement sur la présentation des paramètres géométriques d'une bobine spirale planeaire et la conception du modèle électrique de cette bobine. Le modèle électrique est déduit de la coupe transversale de la bobine et des phénomènes électromagnétiques qui peuvent apparaître lors de son fonctionnement.

Pour le côté «Matériau», différents matériaux sont utilisés dans la conception des bobines spirales planaires, à savoir les matériaux conducteurs, les isolants, les semi-conducteurs et les matériaux magnétiques. Plusieurs équipes de recherche travaillent depuis de nombreuses années sur les nouveaux matériaux magnétiques, « les ferrites » qui ont connu un succès inimaginable. Outre leur bas coût de fabrication, le succès industriel des ferrites est dû aux innombrables compositions chimiques qu'il est possible de réaliser et qui conduisent à autant de propriétés magnétiques différentes.

## II.2. LES PARAMETRES GEOMETRIQUES D'UNE BOBINE PLANAIRE SPIRALE

Les inductances ou bobines spirales planaires se présentent sous différentes formes géométriques, circulaire, carrée, octogonale, et hexagonale. Elles sont toutes caractérisées par les mêmes paramètres géométriques : les diamètres interne  $d_{in}$  et externe  $d_{ex}$ , le nombre de spires  $n$ , la largeur  $w$  et l'épaisseur  $t$  du conducteur ainsi que l'espacement inter-spires  $s$  (Figure II.1).



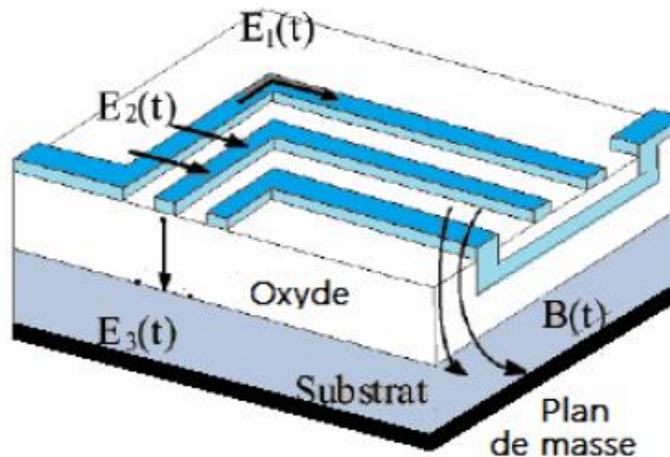
**Figure II.1 :** Les paramètres géométriques d'une bobine spirale planeaire carrée.

## II.3. LES CIRCUITS ELECTRIQUES D'UNE BOBINE PLANAIRE

### II.3.1. Bobine planaire sans noyau

#### II.3.1.1. Les différents les effets électromagnétiques

Lorsqu'une différence de potentiel est appliquée aux bornes d'une bobine spirale planaire, quelque soit sa géométrie, un champ magnétique et trois champs électriques apparaissent comme indiqué dans la figure II.2.



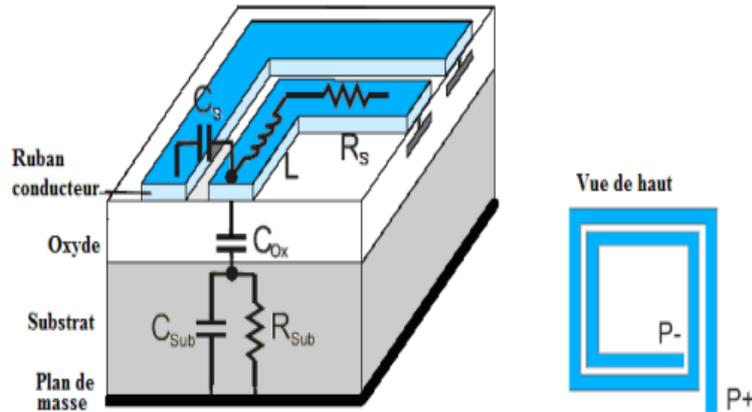
**Figure II.2:** Les champs créés dans une bobine planaire spirale [Tu-1].

- Le champ magnétique désigné par l'induction  $B(t)$  est causé par le courant circulant à travers les pistes de la spirale. Ce champ magnétique conduit à la circulation des courants parasites dans le substrat.
- La différence de potentiel entre les deux extrémités de la spirale crée un champ électrique  $E_1(t)$ . Ce champ induit des pertes ohmiques  $R_s$  qui sont dus à la conductivité non nulle de la spirale conductrice.
- Le champ électrique  $E_2(t)$  est le résultat de la différence de potentiel entre les spires à l'origine d'un couplage capacitif inter-spires  $C_s$ .
- Le champ électrique  $E_3(t)$  apparaît suite à la différence de potentiel entre la spirale conductrice et le plan de masse. Il induit un couplage capacitif entre la spirale et le substrat se traduisant par une capacité  $C_{ox}$ , ainsi que des pertes ohmiques à l'origine des résistances  $R_{sub}$ , du fait que le champ électrique pénètre dans le substrat semi-conducteur.

#### II.3.1.2. Coupe transversale d'une bobine planaire spirale

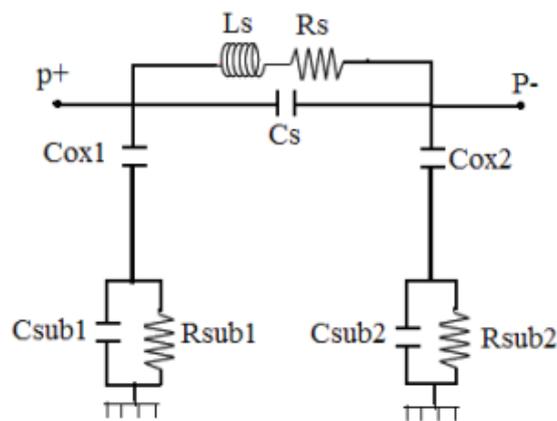
Nous nous inspirons des différents champs électromagnétiques de la Figure II.2 afin d'extraire tous les paramètres technologiques de la bobine spirale planaire qui sont représentés par la figure II.3. L'ensemble de l'enroulement est modélisé comme un seul dipôle. En conséquence l'inductance et tous les éléments parasites sont rapportés

à un seul élément physique. Quels parasites apparaissent ? Et comment doivent-ils être aménagés en un circuit électrique équivalent. La réponse est donnée par le modèle électrique de Yue et Yong [Yu-1] (figureII.4).



**Figure II.3 :** Coupe transversale d'une inductance planaire spirale

Dans le modèle de Yue et Yong, tous les effets parasites dérivant de l'architecture de la bobine sont pris en considération, à savoir : l'inductance série propre  $L_s$ , les résistances  $R_s$  et  $R_{si}$ , ainsi que les capacitifs parasites  $C_s$ ,  $C_{sub}$  et  $C_{ox}$ ,



**Figure II.4:** Circuit électrique équivalent en « $\pi$ » d'une bobine planaire spirale

Les paramètres technologiques de la bobine sont décrits comme suit :

$C_s$  : Capacité parasite de couplage inter-spires.

$C_{sub}$  : 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.

**Rs** : Pertes ohmiques dans le ruban conducteur de la spirale.

**Ls** : L'inductance globale de la bobine

## **II.4 LES MATERIAUX RENTRANT DANS LA FABRICATION DES BOBINES PLANAIRES SPIRALES**

Les matériaux pouvant être mis en œuvre dans la fabrication des bobines spirales planaires se répartissent en quatre familles en fonction de leurs propriétés physiques: les diélectriques, les conducteurs, les magnétiques, et les semi-conducteurs.

### **II.4.1. Les matériaux diélectriques**

Les matériaux diélectriques ou isolants sont utilisés dans la réalisation des bobines spirales planaires pour dissocier électriquement le bobinage du noyau magnétique ou du substrat. Dans les publications, les matériaux diélectriques couramment utilisés sont : l'oxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ), l'oxyde d'aluminium ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ), les nitrures de silicium et des polymères de type résines photosensibles ou polyamides.

Les matériaux diélectriques jouent un rôle crucial dans la réalisation des bobines spirales planaires, car dans un composant planaire intégré, la présence d'un diélectrique pris en sandwich entre deux matériaux conducteurs ou entre un matériau conducteur et un matériau semi conducteur génère différents effets capacitifs qui créent des courants parasites et perturbent le bon fonctionnement du composant. Un bon choix du matériau diélectrique, et un bon dimensionnement permettent d'atténuer fortement ces effets parasites, mais leur suppression totale reste impossible,

### **II.4.2. Les matériaux conducteurs**

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

Les conducteurs permettent également d'effectuer les interconnexions entre les différentes couches et les différents composants. L'utilisation de la technologie planaire simplifie la mise en œuvre des matériaux conducteurs en réduisant les longueurs d'interconnexions ce qui permet une réduction des pertes. Quel que soit l'usage, ces parties conductrices feront obligatoirement l'objet de circulations de courants qui génèrent des effets non désirés, tels que l'effet résistif, l'effet de peau, l'effet de proximité...etc.

Les trois principaux métaux conducteurs utilisés dans la littérature sont : L'or, l'aluminium et le cuivre.

Par contre, le cuivre reste le métal le plus utilisé pour la réalisation des bobines spirales planaires, en raison de son faible cout et de ses propriétés électriques très intéressantes, et des différentes possibilités pour le déposer (Évaporation, pulvérisation ou électrochimie).

### II.4.3. Les matériaux magnétiques [Tr-1]

La fonction première des composants magnétiques, dans les circuits de l'électronique de puissance est de transmettre une puissance (transformateurs) ou de stocker de l'énergie (inductances). La présence d'un noyau dans une bobine met en évidence différents avantages :

- Il permet d'accroître la valeur de son inductance,
- De canaliser le flux magnétique,
- D'emmagasinier 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 la valeur de l'inductance.
- Un niveau d'induction à saturation élevé.
- Une résistivité électrique élevée afin de limiter les «pertes fer» qui sont dues aux phénomènes d'hystérésis et de courants induits.
- Une température de Curie élevée pour éviter la démagnétisation du matériau.

Il n'existe pas de matériau parfait et tout est affaire de compromis.

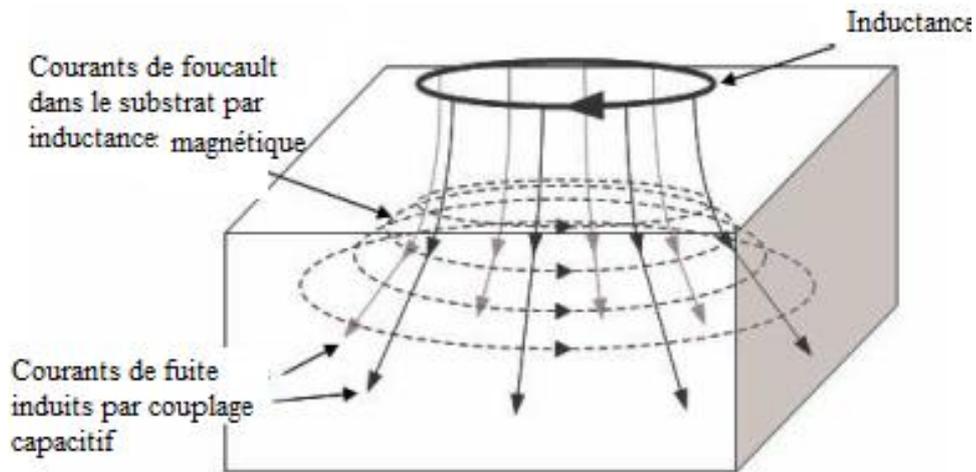
Aujourd'hui, les ferrites sont les matériaux magnétiques les plus utilisés en électronique de puissance. Ces matériaux sont à la base, des oxydes de fer ( $\text{Fe}_2\text{O}_4$ ) qui en pratique sont mélangés avec d'autres constituants tels que le manganèse (Mn), le nickel (Ni) ou le zinc (Zn). Les proportions de ces additifs sont choisies pour optimiser les propriétés magnétiques du matériau final.

Les ferrites couramment utilisés en électrotechnique et électronique de puissance sont nombreux. Les familles les plus importantes dans la réalisation des bobines spirales planaires sont: les ferrites mixtes de Nickel-Zinc (NiZn) de formule  $\text{Ni}_x\text{Zn}_{1-x}\text{Fe}_2\text{O}_4$ , de Manganèse-Zinc (MnZn) de formule  $\text{Mn}_x\text{Zn}_{1-x}\text{Fe}_2\text{O}_4$  et de Nickel-Fer (NiFe) de formule  $\text{NiFe}_2\text{O}_4$ .

**Pour en finir, il est bon de préciser que le nom « ferrite » désignant les oxydes magnétiques est masculin et qu'il ne faut pas confondre avec la ferrite qui désigne une variété allotropique du fer contenant des inclusions de carbone en faible quantité [Le-1].**

### II.4.4. Les semi-conducteurs

Les bobines spirales planaires sont habituellement posées sur un substrat semi-conducteur de silicium. Seulement la nature conductrice du silicium entraîne ainsi plusieurs formes de pertes. Ces pertes sont illustrées sur la figure I.5.



**Figure. II.5:** Représentation des pertes dans le substrat silicium [Ni-1].

### ➤ Les courants de Foucault

Le champ magnétique créé par la bobine induit un courant image dans le substrat, c'est le courant de Foucault (Figure II.5). Le sens de ce courant est opposé à celui de la bobine, par conséquent le champ magnétique créé par ce courant image s'oppose au champ magnétique principal et provoque la diminution de la valeur réelle de l'inductance.

### ➤ Pertes par induction électrique

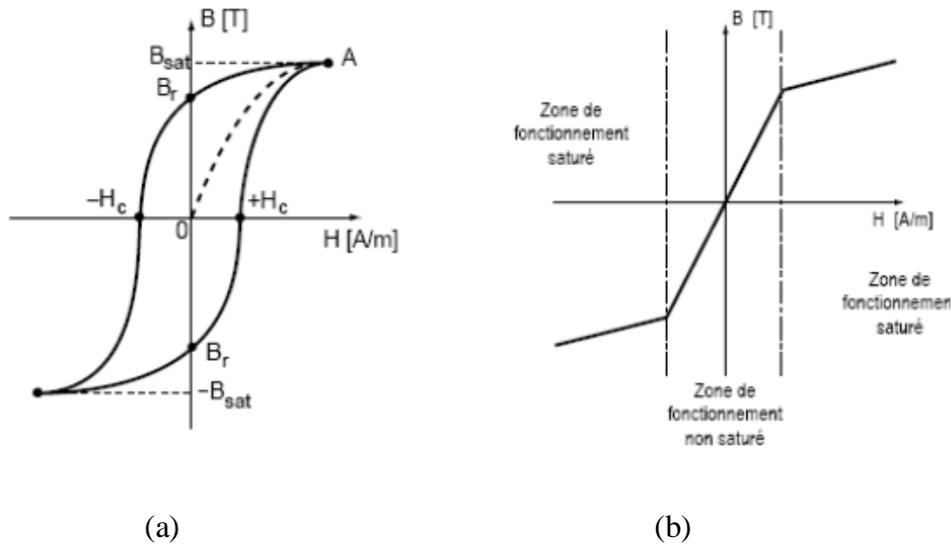
la spirale conductrice de la bobine, et le substrat semi-conducteur forment une capacité parasite. Il en résulte des courants induits qui se déplacent de la spirale vers le substrat. Ainsi, de l'énergie électrique est encore dissipée par effet Joule dans le substrat [Ge-1].

## II.5. Les pertes dans les matériaux magnétiques

Les pertes magnétiques se traduisent par une dissipation de chaleur dépendant de la fréquence à laquelle est décrit le cycle d'hystérésis ainsi que de son amplitude. On distingue deux principaux types de pertes, les pertes dites par hystérésis et les pertes par courants de Foucault.

### II.5.1. Les pertes par hystérésis

Le parcours du cycle d'hystérésis donné par la figure II.6 implique un échauffement du matériau et donc des pertes. Ces pertes sont appelées pertes par hystérésis. Elles sont d'autant plus élevées que l'aire du cycle d'hystérésis est importante.



**Figure II.6 :** Cycle d'hystérésis d'un matériau magnétique [Co-2]  
 a) Forme typique du cycle, b) : Forme idéale.

Pour un matériau donné, la forme du cycle d'hystérésis dépend:

- De la température: l'induction à saturation  $B_s$  décroît avec la température et s'annule à une température dite température de Curie  $T_c$ .
- De la fréquence avec laquelle le cycle est décrit.
- Des traitements qu'a subi le matériau.

### II.5.2. Pertes par courant de Foucault

Les matériaux magnétiques ont souvent des propriétés conductrices pour le courant électrique. En présence d'un flux variable, les f.é.m. induites créent des courants de Foucault qui circulent dans le matériau. L'effet Joule dissipe l'énergie sous forme de chaleur, ce sont les pertes par courants de Foucault. Ces pertes sont difficiles à modéliser,

### II.5.3. Température de Curie

Dans un matériau ferromagnétique la température de Curie ou point de Curie, est la température  $T_C$  à partir de laquelle le matériau perd son aimantation spontanée. Au-dessus de cette température, le matériau est dans un état désordonné dit paramagnétique.

## II.6. CONCLUSION

Le travail que nous avons présenté dans ce chapitre repose essentiellement sur la modélisation d'une bobine spirale planaire dans le but de l'intégrer dans un convertisseur élévateur de tension (Boost). La conception du modèle électrique de la bobine nécessite de prendre en compte les différents matériaux rentrant dans la fabrication de cette bobine, ainsi que les différents effets électromagnétiques rentrant en jeu.

Les pertes dans les matériaux constituant la bobine, sont également pris en considération dans ce chapitre ;

Nous avons vu que pour évaluer les performances d'une bobine spirale planaire, on s'intéresse généralement à ses paramètres technologiques à travers son modèle en  $\pi$  le plus approprié à la géométrie de la bobine.

# CHAPITRE III

## **Dimensionnement des circuits magnétique et géométrique d'une bobine spirale planaire carrée**

# DIMENSIONNEMENT DES CIRCUITS MAGNETIQUE ET ELECTRIQUE D'UNE BOBINE SPIRALE PLANAIRE CARREE

## III.1. INTRODUCTION

Ce troisième chapitre est composé de deux parties: dans la première partie, nous avons effectué une étude comparative entre trois géométries de bobines spirales planaires (carrée, circulaire et octogonale) afin de choisir celle qui donne la valeur la plus élevée de l'inductance. Notre objectif est d'intégrer cette bobine dans un convertisseur Boost élévateur de tension. De ce fait, nous allons dans la deuxième partie de ce chapitre dimensionner cette bobine afin de réduire son volume et trouver des moyens appropriés pour limiter si possibles les effets parasites qui apparaissent lors de son fonctionnement.

## III.2.CHOIX DE LA GEOMETRIE DE LA BOBINE

Dans ce paragraphe, nous allons faire une étude comparative de trois bobines spirales planaires de différentes géométries (carrée, circulaire et octogonale).

Parmi les méthodes de calcul qu'on trouve dans la littérature, seules les méthodes de Mohan de Wheeler (modifiée) et de Monomial traitent les trois cas de géométries que nous avons cité. Nous allons donc nous intéresser à ces trois méthodes afin de faire le choix de notre bobine.

### III.2.1.Comparaison des trois géométries en utilisant la méthode de Wheeler

En utilisant l'équation III.1 donnée par Wheeler [Wh-1], ainsi que son tableau (Tableau III.1), nous allons tracer des courbes qui nous permettent de comparer la valeur de l'inductance pour les trois géométries (carrée, circulaire et octogonale).

$$L_{mw} = k_1 \mu \frac{n^2 d_{moy}}{1 + k_2 A_m} \quad (III.1)$$

Dans laquelle  $\rho$  est le facteur de forme, et  $d_{\text{moy}}$ , le diamètre moyen:

Avec  $\mu = \mu_0 \mu_r$ ;  $\mu_r$  est la perméabilité magnétique relative du noyau, et  $\mu_0$  la perméabilité magnétique du vide  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

$$d_{\text{moy}} = \frac{(d_{\text{ex}} + d_{\text{in}})}{2} \quad (\text{III.2})$$

$$\rho = \frac{(d_{\text{ex}} - d_{\text{in}})}{d_{\text{ex}} + d_{\text{in}}} \quad (\text{III.3})$$

$k_1$  et  $k_2$  sont des coefficients correspondant aux différentes géométries.

Forme	$K_1$	$K_2$
Carrée	3.34	2.75
Hexagonale	2.33	3.82
Circulaire	2.25	3.55

Tableau III.1: coefficients  $K_1$  et  $K_2$  utilisés par Wheeler [Wh-1].

### ➤ Variation de l'inductance en fonction du diamètre moyen

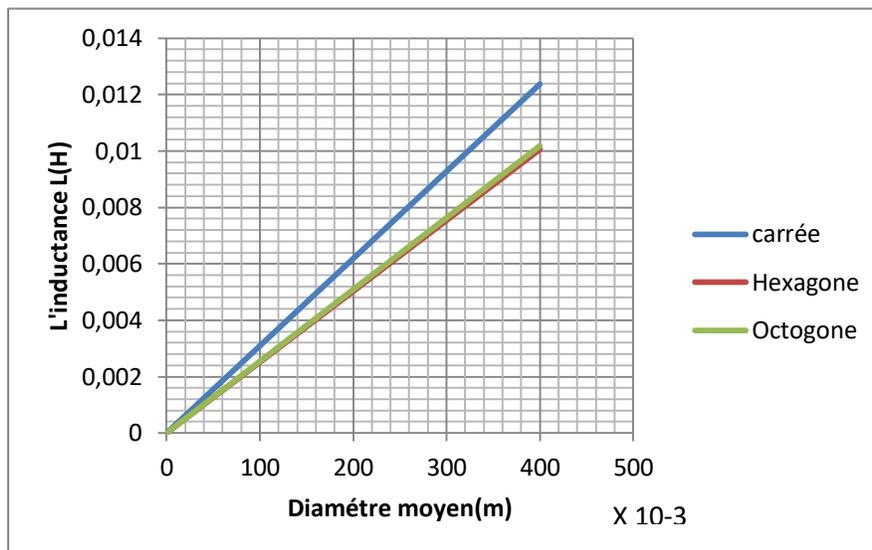
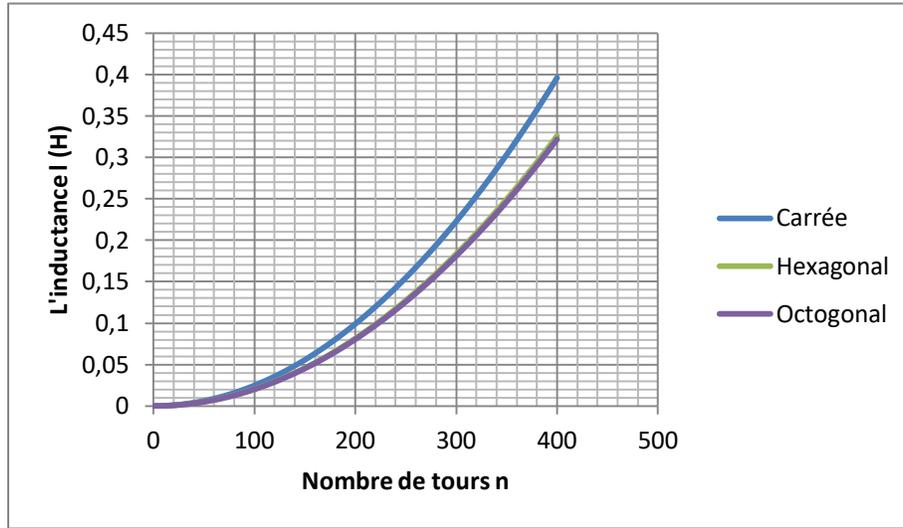


Figure III.1: Variation de l'inductance en fonction du diamètre moyen

La figure III.1 montre que l'inductance augmente linéairement avec le diamètre moyen et la géométrie carrée prend la plus grande valeur d'inductance, comparée aux géométries circulaire et octogonale.

En utilisant toujours l'équation de Wheeler, nous traçons la courbe qui nous donne la variation de l'inductance en fonction du nombre de tours (Figure III.2).

➤ **Variation de l'inductance en fonction du nombre de tours**



**Figure III.2:** Variation de l'inductance en fonction de nombre de tours n

L'évolution de l'inductance en fonction du nombre de spires montre également que la valeur de l'inductance augmente lorsque le nombre de spires augmente, de même la géométrie carrée garde toujours la plus grande valeur d'inductance.

**III.2.2. Comparaison des trois géométries en utilisant la formule de Mohan**

Maintenant en utilisant l'équation III.4 de Mohan [Mo-1] ainsi que son tableau (Tableau III.2), nous traçons des courbes permettant de comparer la valeur de l'inductance pour les trois géométries (carrée, octogonale et circulaire).

$$L \cong \frac{\mu_0 \cdot n^2 \cdot d_{avg} \cdot c_1}{2} \cdot \left( \ln \left( \frac{c_2}{\rho} \right) + c_3 \cdot \rho + c_4 \cdot \rho^2 \right) \quad (III.4)$$

Rappelons que n est le nombre de spires,  $d_{moy}$  le diamètre moyen de l'inductance défini à partir de  $d_{in}$  diamètre intérieur et  $d_{ex}$  diamètre extérieur,  $\rho$  est le facteur de forme donné par l'équation III.3,  $c_1, c_2, c_3, c_4$  sont les coefficients dépendant de la forme géométrique utilisée. Les valeurs de ces coefficients sont données par le tableau III.2.

Geometrie	C <sub>1</sub>	C <sub>2</sub>	C <sub>3</sub>	C <sub>4</sub>
Carrée	1.27	2.07	0.18	0.13
Haxagonale	1.09	2.23	0	0.17
Octogonale	1.07	2.29	0	0.19
Circulaire	1	2.46	0	0.20

Tableau III.2: Coefficients géométriques utilisés par Mohan [Mo-2].

➤ Variation de l'inductance en fonction du diamètre moyen

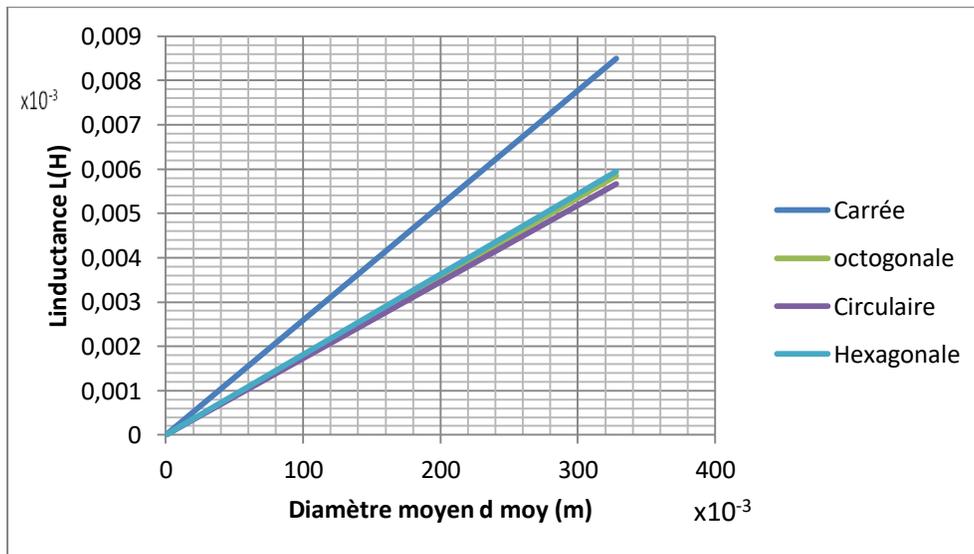
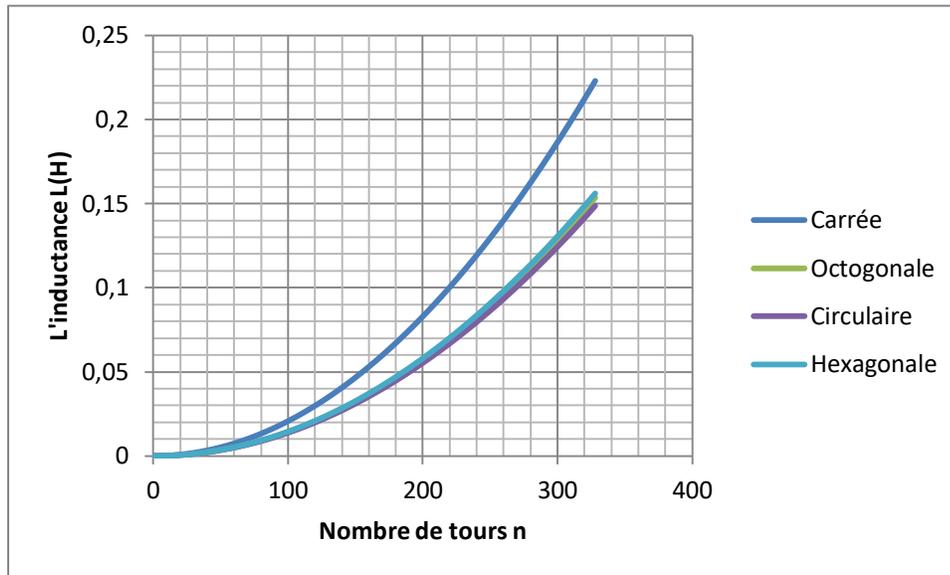


Figure III.3: Variation de l'inductance en fonction du diamètre moyen

Si on compare la valeur de l'inductance en fonction du diamètre moyen dans le cas quatre géométries de la bobine spirale planaire, on remarque que l'expression de Mohan, attribue la plus grande valeur d'inductance pour la géométrie carrée.

➤ **Variation de l'inductance en fonction du nombre de tours**



**Figure III.4:** Variation de l'inductance en fonction du nombre de tours.

La figure III.4 montrent également que l'inductance prend la plus grande valeur pour la géométrie carrée.

**III.2.3. Comparaison des trois géométries en utilisant la formule de Monomial**

L'expression de Monomial utilisée pour calculer l'inductance est basée sur la relation III.5 [Mo-2]:

$$L_{\text{mon}} = \beta \cdot d_{\text{out}}^{\alpha_1} \cdot w^{\alpha_2} \cdot d_{\text{avg}}^{\alpha_3} \cdot n^{\alpha_4} \cdot s^{\alpha_5} \quad \text{(III-5)}$$

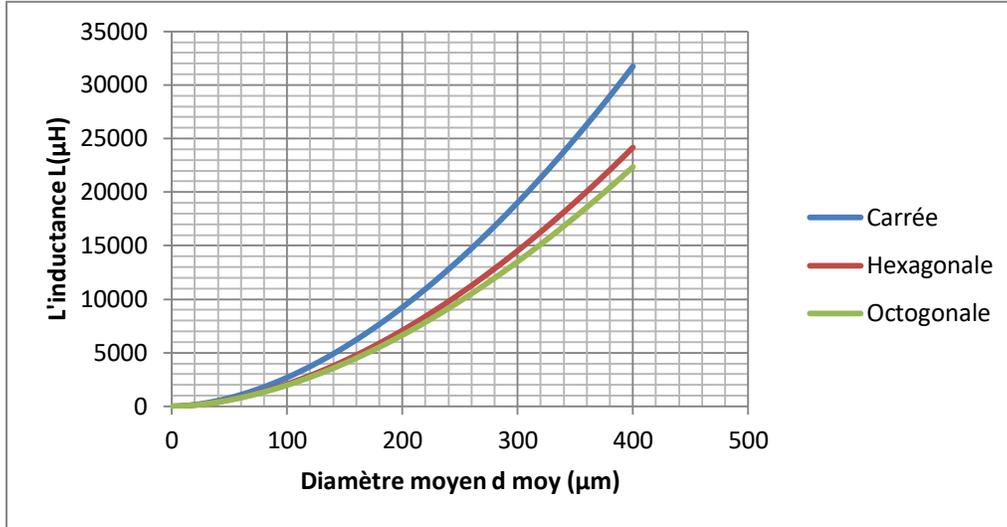
Rappelons que n est le nombre de spires,  $d_{\text{moy}}$  le diamètre moyen de la bobine spirale défini par la relation III.2 (paragraphe III.2.1), w et s sont respectivement la largeur du conducteur et l'espacement inter- spires.

$\beta$ ,  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$ ,  $\alpha_4$ ,  $\alpha_5$  sont les coefficients de Monomial, définissant la forme géométrique de la spirale. Ces coefficients sont donnés dans le tableau III.3.

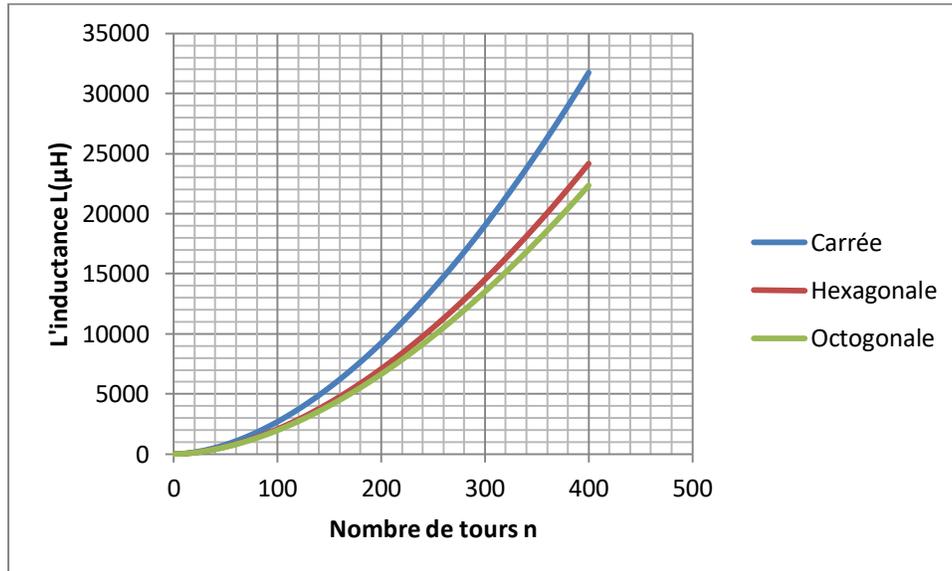
Géométrie	$\beta$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\alpha_4$	$\alpha_5$
<b>Carrée</b>	$1,62 \cdot 10^{-3}$	-1,21	-0,147	2,4	1,78	-0,03
<b>Hexagonal</b>	$1,28 \cdot 10^{-3}$	-1,24	-0,174	2,47	1,77	-0,049
<b>Octogonal</b>	$1,33 \cdot 10^{-3}$	-1,21	-0,163	2,43	1,75	-0,049

**Tableau III.3:** Valeurs des coefficients donnés par Monomial [Mo-1].

En se servant de l'expression donnée par Monomial, nous allons tracer les courbes de l'inductance en fonction du diamètre moyen ( Figure III.5) et en fonction du nombre de spires ( Figure III.6) pour différentes géométries.



**Figure III.5:** Variation de l'inductance en fonction du diamètre moyen



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

Les figures Figure III.5 et figure III.6 ont été tracées à partir de la relation (III.5) Elles montrent que le changement de la géométrie ne modifie pas le sens de variation de l'inductance en fonction du diamètre moyen, ni même en fonction du nombre de tours. Ces simulations confirment que la valeur de l'inductance la plus élevée est attribuée à la spirale carrée.

**Résultats :** suite aux résultats de ces simulations, nous optons pour une bobine planaire spirale carrée.

### III.3. PRESENTATION DU MICRO-CONVERTISSEUR BOOST

Nous nous orientons donc dans cette étude vers une bobine planaire spirale carrée que nous allons intégrer dans un micro-convertisseur Boost DC/DC élévateur de tension (Figure III.7) dédié aux petites puissances. Son cahier des charges est le suivant :

- Une tension d'entrée :  $V_e = 6$  Volts.
- Une tension de sortie :  $V_s = 12$  Volts
- Une puissance de sortie moyenne :  $P_s = 5$  Watts.
- Un courant maximal :  $I_M = 0,6$  Ampères.
- Une fréquence de fonctionnement :  $f = 500$  KHz.

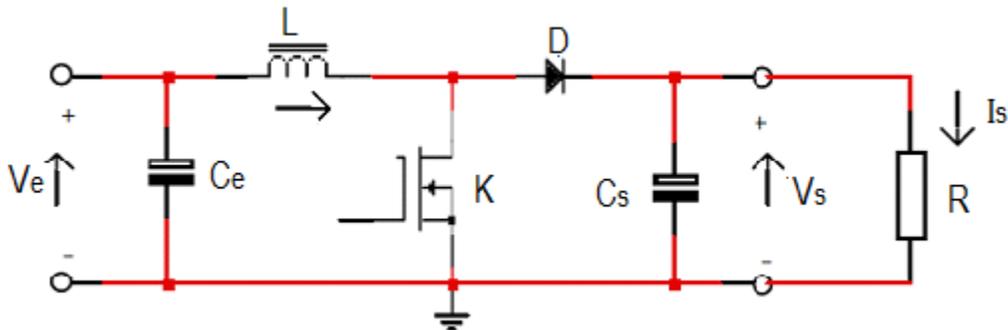


Figure III.7 : Schéma de principe d'un convertisseur Boost élévateur de tension

#### III.3.1. Principe de fonctionnement du convertisseur boost

Le principe d'un tel convertisseur est d'assurer la fluence d'énergie entre une source de courant continu, et une source de tension continue (Figure III.1). Le circuit est alimenté par une source de tension  $V_e$ , la sortie est chargée par une résistance  $R$  et débite un courant  $I_s$ .

L'interrupteur  $K$ , est un MOSFET de puissance, est géré par un rapport cyclique  $\alpha$  à la fréquence  $F = 1/T$ . On distingue deux modes de fonctionnement de ce circuit selon que le courant circule dans l'inductance de façon continue ou non continue : se sont le mode de conduction continu et mode de conduction discontinu. Le mode conduction continu est le plus intéressant pour ce convertisseur, c'est-à-dire que le courant ne s'annule jamais dans la bobine.

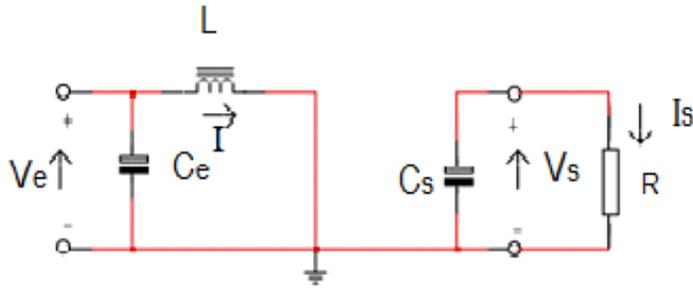
Dans cette étude, nous nous intéressons au mode continu et nous admettons l'hypothèse suivante :

- La capacité du condensateur de sortie sera supposée suffisamment grande pour que la tension à ses bornes soit constante au cours du temps avec de une très faible ondulation  $\Delta V_s = 1\%$ .

### III.3.1.1. Etude théorique en conduction continue

- **Phase 1 : Etat passant :** ( $0 < t < \alpha T$ )

L'interrupteur K est fermé, la diode D est bloquée. Le schéma équivalent du circuit est représenté par la figure III.8.



**Figure III.8 :** Etat passant du convertisseur Boost

A l'état passant, le circuit est géré par les équations suivantes :

$$V_L - V_e = 0 \quad (\text{III.6})$$

$$V_L = L \left( \frac{dI_L}{dt} \right) \quad (\text{III.7})$$

A partir des relations (III.6) et (III.7) on déduit :

$$V_e = L \left( \frac{dI_L}{dt} \right) \quad (\text{III.8})$$

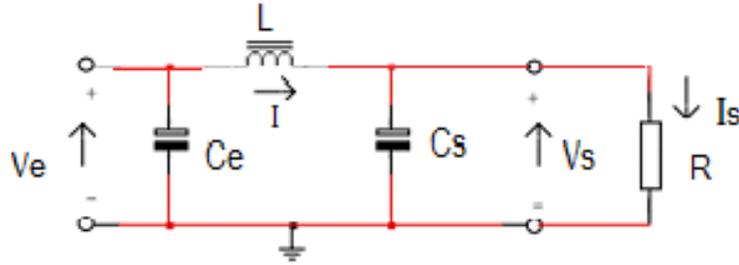
$$\int_0^{\alpha T} V_e dt = \int_{I_{min}}^{I_{max}} L dI_L \quad (\text{III.9})$$

$$L = \frac{V_e \alpha}{f \Delta I} \quad (\text{III.10})$$

Avec  $\Delta I = I_{\max} - I_{\min}$

➤ **Phase 2 : Etat bloqué :** ( $\alpha T < t < T$ )

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



**Figure III.9 :** Etat bloqué du convertisseur Boost

$$V_L = L \left( \frac{dI_L}{dt} \right) \quad (\text{III.11})$$

En appliquant la loi des mailles, on peut écrire :

$$V_L + V_s - V_e = 0 \quad \text{d'où}$$

$$V_L = V_s - V_e \quad (\text{III.12})$$

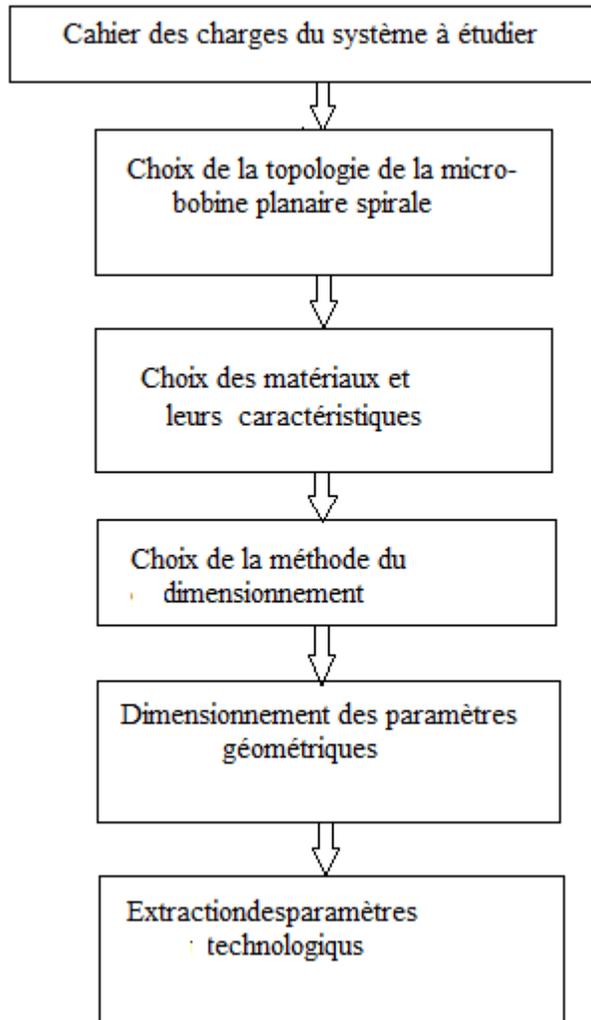
$$V_e - V_s = L \frac{dI_L}{dt} \quad (\text{III.13})$$

f étant la fréquence du circuit ( $f = 1/T$ ), on aura :

$$L = \frac{(V_s - V_e)(T - \alpha T)}{\Delta I} = \frac{(V_s - V_e)(1 - \alpha)}{f \Delta I} \quad (\text{III.14})$$

### III.4. DIMENSIONNEMENT DE LA BOBINE SPIRALE PLANAIRE

L'algorithme de la figure III.10 présente les étapes à suivre pour dimensionner une bobine spirale planaire.



**Figure III.10:** Algorithme de la procédure du dimensionnement de la bobine.

#### III.4.1. Dimensionnement du circuit magnétique

A partir du cahier des charges, nous définissons les spécifications du micro-convertisseur qui constitue le point de départ pour le dimensionnement de la bobine. En tenant compte des caractéristiques électriques et magnétiques choisies, nous évaluons le volume du noyau magnétique, qui nous permet de définir la section sur laquelle sera posé le circuit électrique de la bobine spirale planaire, ensuite nous évaluerons les

dimensions de ce circuit en tenant compte des données du cahier des charges du micro-convertisseur.

### III.4.1.1 Calcul de la valeur de l'inductance

Le volume du noyau magnétique dépend de l'énergie emmagasinée, cette dernière dépend à son tour de la valeur de l'inductance. De ce fait, nous allons dans un premier temps calculer la valeur de l'inductance.

A l'état passant, l'expression de l'inductance  $L$  est donnée par la relation III.15 (paragraphe III.4.1.1).

$$L = \frac{V_e \alpha}{f \Delta I} \quad (\text{III.15})$$

Afin de calculer la valeur de l'inductance  $L$ , on doit passer par le calcul de  $\Delta I$ .

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min} \quad (\text{III.16})$$

Et  $\alpha$  étant le rapport cyclique avec:

$$\alpha = 1 - \frac{V_e}{V_s} = 0.5 \quad (\text{III.17})$$

En appliquant la loi des nœuds dans la figure III.9, on obtient

$$I_{L\text{moy}} = I_{C\text{moy}} + I_{S\text{moy}} \quad (\text{III.18})$$

On sait que :

$$I_{S\text{moy}} = \frac{P_{S\text{moy}}}{V_s} = 0.41 \text{ A} \quad (\text{III.19})$$

$I_{S\text{moy}} = I_{L\text{moy}} - I_{C\text{moy}}$ , avec  $I_{C\text{moy}} = 0\text{A}$  puisque le courant moyen traversant le condensateur est nul en régime permanent, ainsi :  $I_{L\text{moy}} = I_{S\text{moy}} = 0.41 \text{ A}$

$$I_{L\text{moy}} = I_{S\text{moy}} = \frac{I_{\text{max}} + I_{\text{min}}}{2} = 0.41 \text{ A} \quad (\text{III.20})$$

$$I_{\text{min}} = 2I_{S\text{moy}} - I_{\text{max}} = 0.22\text{A} \quad (\text{III.21})$$

Avec  $I_{\text{max}}=0.6\text{A}$  donnée par le cahier des charges, on obtient :

$$\Delta I = 0.6 - 0.22 = 0.38\text{A} \text{ et } L = 15.79 \mu\text{H} \quad (\text{III.22})$$

Ainsi  $I_{\text{min}}$  est différent de zéro, le convertisseur fonctionne en mode de conduction continue, c'est à dire que le courant dans la bobine est toujours positif et ne s'annule.

### III.4.1.2. Dimensionnement du noyau

Le volume du noyau de la bobine sera déterminé en fonction de l'énergie moyenne stockée dans la bobine, elle est donnée par la relation (III. 23).

$$W = \frac{1}{2} LI_{\text{moy}}^2 \quad (\text{III.23})$$

$$W = 1.33\mu\text{J} \quad (\text{III.24})$$

Afin de déterminer le volume du noyau magnétique en Manganèse- Zinc (MnZn) nécessaire pour stocker une énergie de  $1.33 \mu\text{J}$ , nous devons connaître la densité volumique d'énergie caractérisant le Manganèse-Zinc.

En effet la densité d'énergie volumique stockable dans un milieu de perméabilité  $\mu=\mu_0 \mu_r$  vaut :

$$W_{v\text{max}} = \frac{B_{\text{max}}^2}{2\mu_0\mu_r} \quad (\text{III.25})$$

Avec une perméabilité relative du (MnZn)  $\mu_r=1000$ , une induction à saturation  $B=0,7 \text{ T}$  et une perméabilité magnétique du vide  $\mu_0= 4 \pi 10^{-7} \text{ H / m}$ , on obtient:

$$W_{v\text{max}} = 195.06 \text{ Jm}^{-3}$$

Le calcul du volume du noyau magnétique peut se faire selon l'expression III.26.

$$V = \frac{W}{W_{\text{max}}} \quad (\text{III .26})$$

$$V = \frac{W}{W_{\max}} = \frac{1,33 \cdot 10^{-6}}{195,06} = 6,82 \cdot 10^{-9} \text{ m}^3 \quad (\text{III.27})$$

$$V = 6,82 \cdot 10^{-9} \text{ m}^3 = 6,82 \text{ mm}^3$$

Nous avons donc besoin d'un volume de  $6,82 \text{ mm}^3$  de Manganèse- Zinc (MnZn) pour stocker une énergie de  $1,33 \mu\text{J}$

Nous considérerons le noyau magnétique comme un parallélépipède, et nous prenons comme jeu de dimensions, une épaisseur de ce parallélépipède  $e=1\text{mm}$ , ce qui donne une section carrée  $A=6,82\text{mm}^2$ , de côté  $a=2,61\text{mm}$ . A étant la section sur laquelle nous allons poser une spirale carrée.

### III.4.2. dimensionnement du circuit électrique de la bobine

Les inductances ou bobines spirales planaires se présentent sous différentes formes géométriques, circulaire, carrée, octogonale, et hexagonale. Nous rappelons qu'elles sont toutes caractérisées par les mêmes paramètres géométriques : les diamètres interne  $d_{\text{in}}$  et externe  $d_{\text{ex}}$ , le nombre de spires  $n$ , la largeur  $w$  et l'épaisseur  $t$  du conducteur ainsi que l'espacement inter-spires  $s$ .

Notre spirale carrée va être posé sur une section carrée de côté  $L=2,61\text{mm}$ , ce qui fait qu'on peut laisser de chaque côté de la section une distance de  $0,055\text{mm}$  ( $55\mu\text{m}$ ), ce qui donne un diamètre externe  $d_{\text{ex}}=2,5\text{mm}=2500\mu\text{m}$ .

Pour dimensionner le circuit électrique, nous allons calculer tous les paramètres géométriques de façon à atténuer les effets parasites.

#### III.4.2.1. Calcul du nombre de spires $n$

En se basant sur la méthode de Wheeler, nous calculons le nombre de spires  $n$  à partir de la relation de Wheeler transformée (relation III.28) [Me-1]

$$n = \sqrt{\frac{2 \cdot L \cdot [(1+c) + k_2(1-c)]}{\mu_0 \mu_r \cdot k_1 \cdot d_{\text{ex}} \cdot (1+c)^2}} \quad (\text{III.28})$$

$k_1=2,34$  et  $k_2=2,75$  sont les coefficients de Wheeler.

Avec un diamètre externe  $d_{\text{ex}}=2,5 \text{ mm}$  et un rapport  $c = \frac{d_{\text{in}}}{d_{\text{ex}}} = 0,25$  qui donne un

diamètre interne de  $625 \mu\text{m}$  on trouve :

$$n = 4,6 \approx 5$$

### III.4.2.2. Calcul de l'épaisseur $t$ et la largeur $w$ du conducteur

Le calcul de l'épaisseur  $t$  et la largeur  $w$  du conducteur se fait en fonction de l'épaisseur de peau et de la densité de courant admissible par le ruban conducteur.

L'effet de peau est un phénomène physique qui provoque la décroissance de la densité de courant à mesure que l'on s'éloigne de la périphérie du conducteur; il est défini par l'équation III.29.

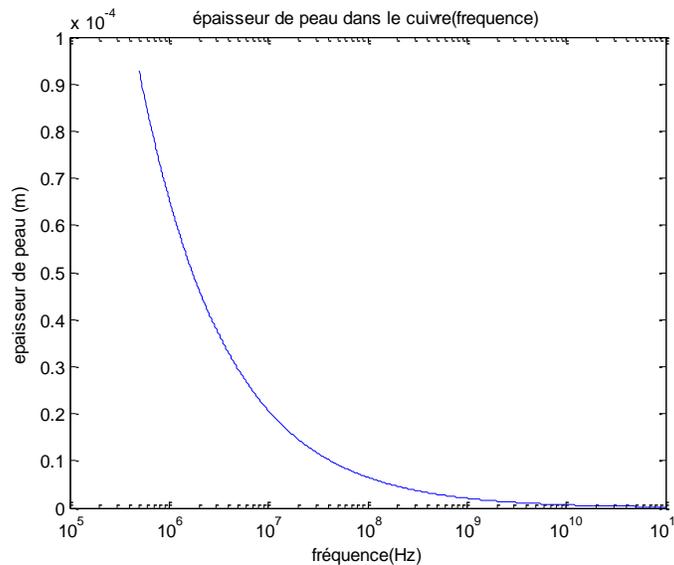
$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f}} \quad (\text{III.29})$$

Pour un conducteur en cuivre, nous avons :  $\rho_{\text{cuivre}} = 1,7 \cdot 10^{-8} [\text{.m}]$  ,  $\mu_r = 1 [\text{H/m}]$

On trouve après le calcul :

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega \cdot \mu}} = 92,84 \mu\text{m} \quad (\text{III.30})$$

La courbe de la variation de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence est donnée par la figure III.11.



**Figure III.11:** Variation de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence

Pour que l'effet de peau soit contourné dans tout le conducteur, il faut que l'une des conditions suivantes soit remplie :  $w \leq 2\delta$  ou  $t \leq 2\delta$ . On impose une des deux valeurs  $t$  ou  $w$  et on calcule la deuxième valeur en fonction de la densité de courant tolérée dans le conducteur (expression III.33). On opte par exemple pour  $t=20\mu\text{m}$ . De ce fait, nous avons besoin de calculer la valeur de la densité de courant moyenne donnée par l'expression III.31 [Me-1].

$$J_{\text{moy}} = j_0(1 - e^{-1}) \approx 0.63j_0 \quad (\text{III.31})$$

Les densités de courant tolérées dans les bobines planaires spirales sont de  $10^3 \text{ A/mm}^2$  à  $10^4 \text{ A/mm}^2$  [Bo-1] [El-1], on peut poser donc comme conditions aux limites  $j_0 = 10^3 \text{ A/mm}^2$ , d'où la densité de courant moyenne :

$$j_{\text{moy}} = 0,63 \cdot 10^3 \text{ A/mm}^2 = 0,63 \cdot 10^9 \text{ A/m}^2 \quad (\text{III.32})$$

Pour qu'un courant moyen  $I_{L\text{moy}} = 0,41\text{A}$  puisse circuler dans le ruban conducteur de notre bobine, il faut que la section  $S$  de ce dernier remplisse la condition suivante :

$$I_{L\text{moy}} = S \cdot j_{\text{moy}} \quad \text{avec } S = w \cdot t \quad (\text{III.33})$$

Après calcul, on trouve  $S = 650.79 \mu\text{m}^2$  et  $w=32.54\mu\text{m}$

La condition  $t \leq 2\delta$  étant vérifiée, on peut augmenter la valeur de la largeur  $w$  afin d'éviter des spires trop espacés. On prend par exemple  $w=150 \mu\text{m}$ .

### III.4.2.3. Calcul de la distance inter-spires $s$

A partir de la forme géométrique carrée de l'inductance, on tire la valeur de la distance inter spire ( $s$ ) en utilisant l'expression III.34 :

$$d_{\text{ex}} = d_{\text{in}} + 2wn + 2s(n-1) \Leftrightarrow s = \frac{d_{\text{ex}} - d_{\text{in}} - 2wn}{2(n-1)} \quad (\text{III.34})$$

Connaissant  $d_{\text{ex}}=2.5\text{mm}$  et  $C = d_{\text{in}}/d_{\text{ex}}=0.25$ , on tire la valeur de  $d_{\text{in}}$  :

$$d_{\text{in}} = 0.625\text{mm} = 625\mu\text{m}$$

D'où  $s=46.87 \mu\text{m}$ .

### III.4.2.4. Calcul de la longueur moyenne du conducteur

La longueur moyenne du conducteur dans une inductance spirale carrée est déduite à partir de l'expression III.35:

$$l_{\text{moy}} = 4n [d_{\text{ex}} - (n - 1)s - nw] - s \quad (\text{III.35})$$

D'où  $l_{\text{moy}} = 31.20 \text{ mm}$

### III.4.2. 5. Résultats du dimensionnement géométrique

Les résultats du dimensionnement des paramètres géométriques de la spirale sont regroupés dans le tableau III.4.

Inductance L ( $\mu\text{H}$ )	Nombre de tours n	Longueur $l_{\text{moy}}$ (mm)	Largeur w ( $\mu\text{m}$ )	Epaisseur t ( $\mu\text{m}$ )	Espacement s ( $\mu\text{m}$ )	Diamètre externe $d_{\text{out}}$ ( $\mu\text{m}$ )	Diamètre interne $d_{\text{in}}$ ( $\mu\text{m}$ )
15.79	5	31.20	150	20	46.87	2500	625

**Tableau. III.4:** résultat du dimensionnement géométrique.

Les résultats obtenus sont en encourageants, car les valeurs des dimensions des différents paramètres géométriques ont été bien réduit pour favoriser l'intégration de la bobine planaire spirale dans un micro-convertisseur.

## III.5. CONCLUSION

Le but de ce chapitre était la réduction de la taille d'une bobine, afin de l'intégrer dans un micro-convertisseur DC/DC élévateur de tension de type Boost. De ce fait, nous avons opté pour une bobine de type spirale planaire. Les géométries de cette dernière étant nombreuses, nous avons fait une étude comparatives de trois géométries : les spirales carrée, circulaire et octogonale afin d'opter pour la bobine qui donne la plus grande valeur d'inductance.

Cette comparaison était effectué à l'aide de trois expressions analytiques, l'expression de Wheeler modifiée, l'expression de de Mohan et celle de Monomial.

Du fait de la réduction de la surface et du volume de la bobine planaire spirale carrée pour laquelle nous avons opté, un dimensionnement géométrique de deux paramètres fondamentaux a été effectué. Le premier est le circuit magnétique qui dépend fortement du matériau rentrant dans sa fabrication. Le deuxième est le circuit électrique. Ces deux

paramètres vont agir au niveau de la valeur de l'inductance, de l'énergie stockée, des pertes dans le noyau et dans le conducteur, sans oublier le volume de la bobine.

Le dimensionnement du circuit magnétique et le dimensionnement des paramètres géométriques liés au circuit électrique étant effectué, les résultats obtenus sont encourageants.

# CHAPITRE IV

## **Calcul des paramètres technologiques et simulations des effets électromagnétiques**

# CALCUL DES PARAMETRES TECHNOLOGIQUES ET SIMULATIONS DES EFFETS ELECTROMAGNETIQUES

## IV.1. INTRODUCTION

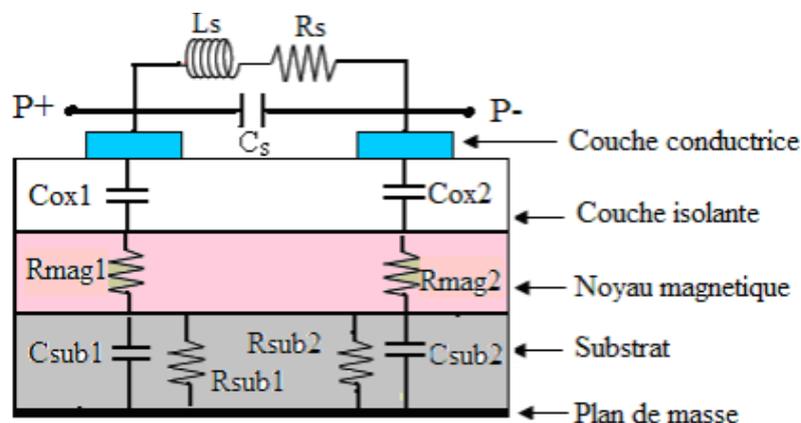
Dans le chapitre III, nous avons présenté une étude qui a porté sur le dimensionnement géométrique des circuits magnétique et électrique d'une bobine planaire spirale carrée en vue de son intégration dans un micro-convertisseur Boost DC/DC. Pour tester si le dimensionnement effectué était correcte, nous allons étudier les effets électromagnétiques résultant de l'empilement des couches de la bobine planaire. Ces effets électromagnétiques engendrent des effets parasites qui sont représentés dans le circuit électrique de la bobine et dont les paramètres sont calculés.

La visualisation des effets électromagnétiques est effectuée à l'aide du logiciel de simulation FEMM4.2, et la validation des résultats du dimensionnement est effectuée à l'aide du Logiciel de simulation PSIM.

## IV.2. CIRCUIT ELECTRIQUE D'UNE BOBINE PLANAIRE AVEC NOYAU

Nous avons présenté au chapitre II le circuit électrique en  $\pi$  d'une bobine spirale planaire, mais étant donné que notre bobine contient un noyau magnétique, nous présentons dans ce quatrième chapitre le circuit électrique d'une bobine avec noyau.

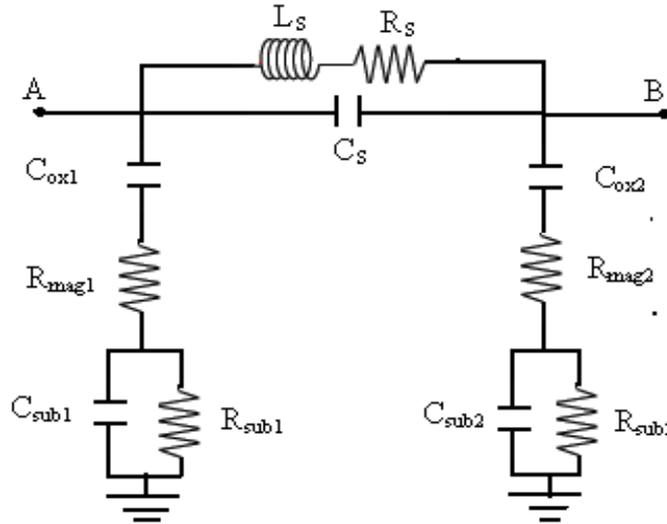
Quand on insère un noyau ferromagnétique entre le diélectrique et le substrat semi-conducteur, d'autres paramètres technologiques apparaissent dans le circuit électrique de la bobine spirale planaire (Figure IV.1).



**Figure IV.1 :** Coupe transversale d'une inductance ferromagnétique planaire spirale [Me-2].

Les éléments rajoutés dans le nouveau circuit électrique de la figure IV.1 sont :

Les résistances  $R_{mag1}$  et  $R_{mag2}$  qui représentent les pertes par effets Joule dans le noyau magnétique. Elles s'opposent au passage des courants induits par effet capacitif.



**Figure IV.2:** Circuit électrique d'une inductance planaire ferromagnétique [Me-2].

On modélise habituellement les capacités dans une inductance planaire par des capacités à plaques parallèles, d'où les expressions :

$$C_s = \epsilon_0 \frac{t l_{moy}}{s} \quad (IV.1)$$

$$C_{ox1} = \frac{1}{2} l_T \cdot w \cdot \frac{\epsilon_0 \epsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad (IV.2)$$

$$C_{sub1} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{2 \cdot h_{sub}} \quad (IV.3)$$

Les expressions des résistances du substrat et du noyau sont données par les relations suivantes :

$$R_{sub} = \rho_{Si} \frac{h_{sub}}{A} \quad (IV.4)$$

$$R_{mag} = \rho_{MnZn} \frac{h_{mag}}{A} \quad (IV.5)$$

$$R_s = \rho \frac{l_{moy}}{\omega \cdot t} \quad (IV.6)$$

$h_{\text{sub}}$  Représente l'épaisseur du substrat, et  $h_{\text{mag}}$  l'épaisseur du noyau ferromagnétique.  $A$  est la section du ruban conducteur en contact avec l'isolant ( $A = l_{\text{moy}} \cdot w$ ).  $l_{\text{moy}}$  la longueur moyenne,  $w$  la largeur et  $t$  l'épaisseur respectives du ruban conducteur.

### IV.3. CALCUL DES PARAMETRES TECHNOLOGIQUES

Pour calculer les paramètres technologiques, nous avons besoins des caractéristiques électriques des matériaux utilisés dont les valeurs sont regroupées dans les tableaux IV.1 et IV.2.

Permittivités électriques des matériaux
$\epsilon_0 = 8.85 \text{ pFm}^{-1}$
$\epsilon_{\text{ox}} = 3.9$
$\epsilon_{\text{si}} = 11.8$
<b>Tableau IV.1</b> : Permittivités électriques Des matériaux

resistivités électriques des matériaux
$\rho_{\text{MnZn}} = 1.2 \text{ } \Omega\text{m}$
$\rho_{\text{cu}} = 1.7 \cdot 10^{-8}$
$\rho_{\text{si}} = 18.5$
<b>Tableau IV.2</b> : Permittivités électriques des matériaux

#### ➤ Epaisseurs des différentes couches

Epaisseurs des différentes couches
$t = 20\mu\text{m}$
$h_{\text{mag}} = e = 1000\mu\text{m}$
$h_{\text{sub}} = 100\mu\text{m}$
$t_{\text{ox}} = 100\mu\text{m}$
$d = 55\mu\text{m}$

**Tableau IV.3** : Epaisseur des différentes couches

$t$  : représente l'épaisseur du conducteur

$h_{\text{mag}}$ : l'épaisseur du noyau magnétique.

$h_{\text{sub}}$  : l'épaisseur du substrat en silicium.

$t_{\text{ox}}$  : l'épaisseur de l'isolant en dioxyde de silicium

$d$  : représente la distance que nous avons laissé de chaque coté quand nous avons posé la spirale sur le bloc de noyau.

➤ **Résultat**

Les valeurs des paramètres technologiques calculées sont regroupées dans le tableau IV.4

Paramètres technologiques	Valeur calculées
$C_s$ (pF)	2,29
$C_{ox}$ (pF)	0,807
$C_{sub}$ (pF)	2,44
$R_{sub}$ ( $\Omega$ )	395,29
$R_{mag}$ ( $\Omega$ )	256,41
$R_s$ ( $\Omega$ )	0,176

**Tableau IV.4:** Valeurs des paramètres technologiques dans dus aux effets électromagnétiques

➤ **Interprétation des résultats**

Les capacités  $C_{ox}$  et  $C_{sub}$  doivent être aussi faibles que possible, pour empêcher le passage du courant par couplage capacitif dans le noyau et dans le substrat.

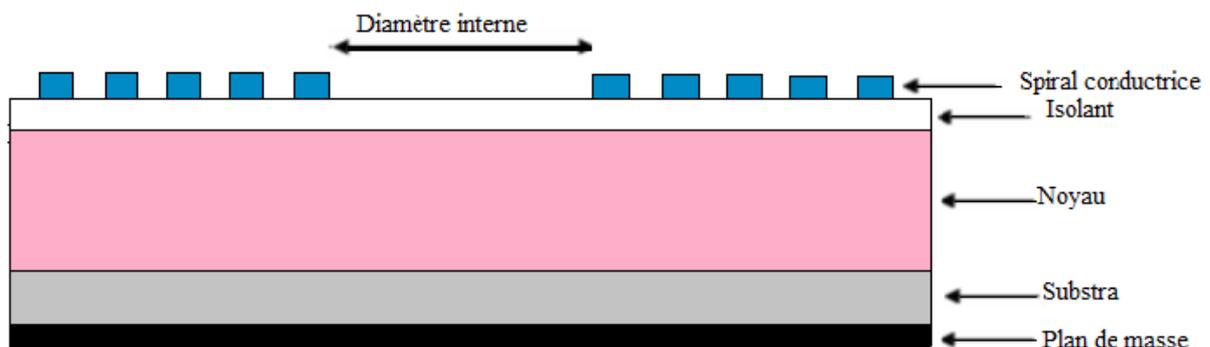
La capacité  $C_s$  doit également être très faible pour éviter les court-circuits entre les spires.

Les résistances  $R_{mag}$  et  $R_{sub}$  doivent être aussi élevées que possible d'empêcher les courants induits par effet capacitif de circuler dans le noyau et le substrat. Par contre la résistance  $R_s$  doit être très faible pour faciliter la circulation du courant dans le conducteur et limiter les pertes par effets joules.

Nous remarquons d'après le tableau IV.4 que nos objectifs sont globalement atteints.

**IV.4. SIMULATION DES EFFETS ELECTROMAGNETIQUES**

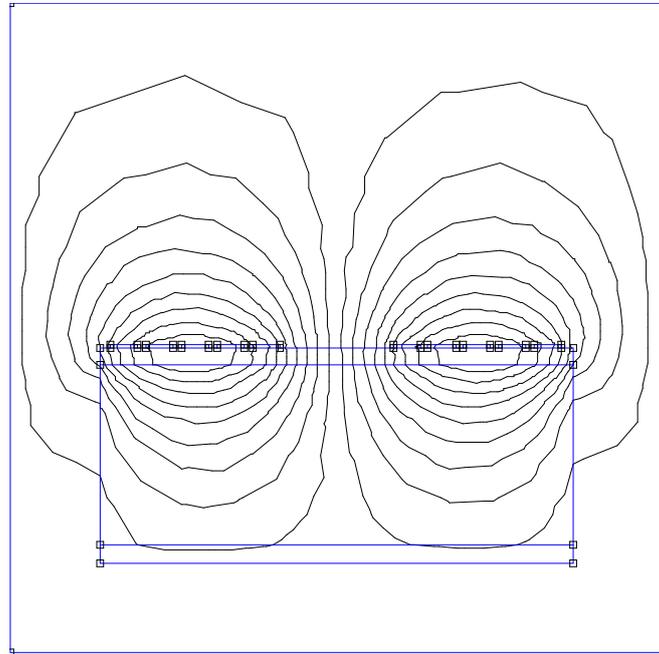
La coupe transversale de la bobine spirale planaire, montre les différentes couches empilées (figure IV.3). une couche isolante de dioxyde de silicium  $SiO_2$  est posée sur le noyau en matériau ferromagnétique de Manganèse-Zinc. Le noyau est à son tour posé sur un substrat en silicium. La spirale conductrice est posée sur la couche isolante. Nous allons nous en servir de cette figure pour effectuer la simulations des effets électromagnétiques.



**Figure IV.3 :** Coupe transversale d'une inductance planaire.

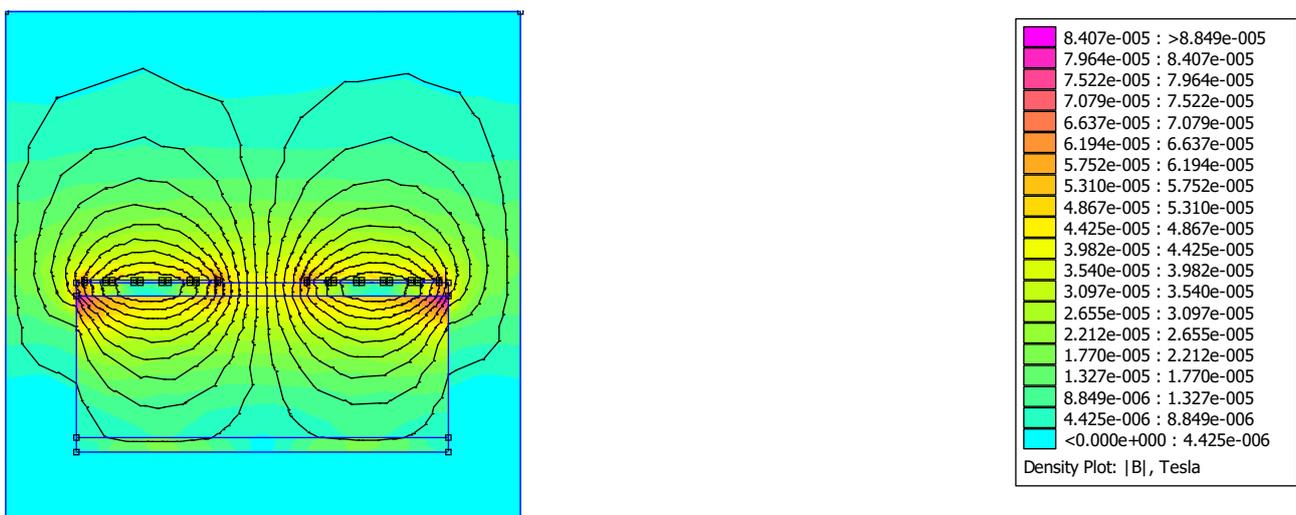
### ➤ Simulation, résultats et interprétation

La simulation électromagnétique est effectuée à l'aide du logiciel FEMM 4.2, les résultats sont représentés par les figures IV.4, IV.5 et IV.6.



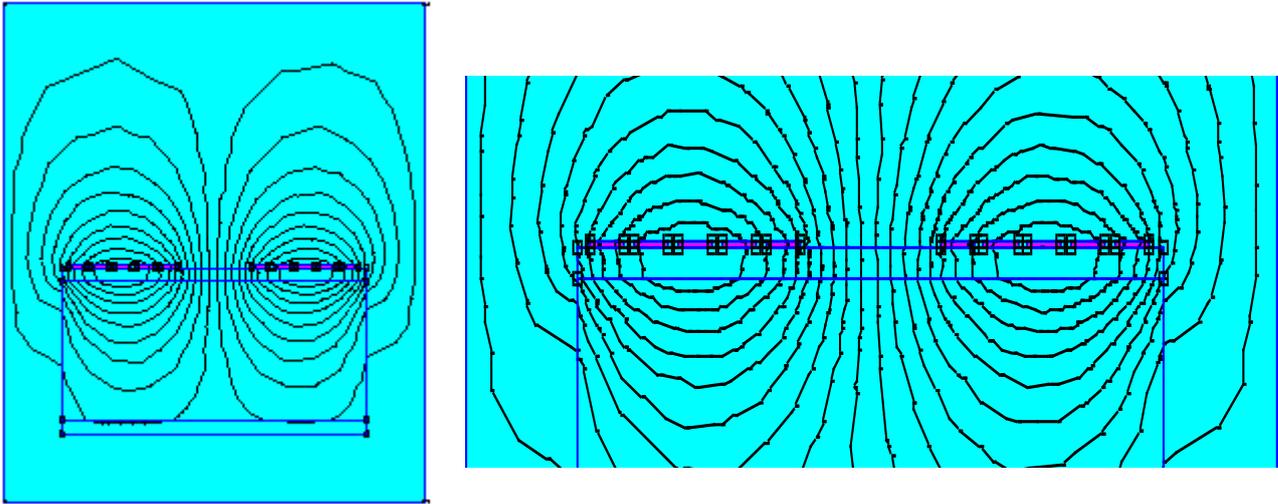
**Figure IV.4:** Distribution des lignes de champ magnétique dans la bobine

On constate dans la figure IV.4 que les lignes de champ magnétiques entourent bien les spires de la bobine et ils sont bien confinés dans le noyau. Le substrat en silicium n'est pas traversé par ces lignes de champ magnétique car sa perméabilité magnétique est très faible par rapport à celle du noyau en ferrite de Magnésium-Zinc.



**Figure IV.5:** Flux d'induction magnétique dans l'inductance

On remarque dans la figure IV.5 que le flux induction est plus intense à l'intérieur de la bobine, plus particulièrement dans la partie supérieure du noyau. De ce fait lorsque cette bobine sera placée dans un circuit électrique, il n'y a pas de risque de perturbation des composants du voisinage.



**Figure IV.6:** simulation de la densité de courant dans le conducteur

La figure IV.6 montre que le courant électrique traverse tout le conducteur est que l'effet de peau est totalement contourné. Ceci est dû au bon dimensionnement géométrique du circuit électrique de la bobine.

## IV.5. SIMULATION DES FORMES D'ONDES DES COURANTS ET TENSIONS.

Pour valider nos résultats, nous allons visualiser à l'aide du logiciel de simulation PSIM 6.0 différentes tensions et courants dans le micro-convertisseur, et mesurer leurs valeurs. Pour cela, nous avons besoin de calculer les valeurs de la résistance de charge  $R_s$  ainsi que les condensateurs d'entrée  $C_e$  et de sortie  $C_s$ .

### IV.5.1. Calcul de la capacité et de la résistance de charge du micro-convertisseur

#### ➤ Calcul de la valeur du condensateur de sortie $C_s$

Durant la phase 1 qui dure  $\alpha T$ , le condensateur fournit seul l'énergie à la charge. Le courant de sortie étant supposé constant, on peut calculer la charge fournie par le condensateur:

$$\Delta Q = I_s \alpha T \quad (IV.7)$$

Si l'on admet une ondulation  $\Delta V_s$  de la tension de sortie, on peut écrire:

$$\Delta Q = C \Delta V_s \quad (IV.8)$$

On en déduit la capacité du condensateur de sortie:

$$C_s = \frac{I_s \alpha T}{\Delta V_s} = 41 \mu\text{F} \quad (\text{IV.9})$$

➤ **Calcul de la valeur du condensateur d'entrée  $C_e$**

Si on considère la figure III.8 du convertisseur Boost DC/DC à l'état passant  $t \in [0, T/2]$ , on peut écrire :

$$I_{C_e} = \frac{C_e dV_{C_e}}{dt} \quad \text{Or } V_{C_e} = V_L = V_e \quad (\text{IV.10})$$

La loi de mailles

$$I_C = I_L - I_s \quad (\text{IV.11})$$

$$I_{C_{\max}} = I_{L_{\max}} - I_s = 0,6 - 0,41 = 0,19 \text{ A} \quad (\text{IV.12})$$

$$I_{C_{\min}} = I_{L_{\min}} - I_s = 0,22 - 0,41 = -0,19 \text{ A} \quad (\text{IV.13})$$

$$\Delta I_C = I_{C_{\max}} - I_{C_{\min}} = 0,38 \text{ A} \quad (\text{IV.14})$$

On a

$$\Delta I_{C_e} = \frac{C_e \Delta V_{C_e}}{\Delta T} \Rightarrow C_e = \frac{\Delta I_{C_e} \Delta T}{\Delta V_{C_e}} \quad (\text{IV.15})$$

D'où

$$C_e = \frac{\Delta I_C}{2.f.\Delta V_e} = 0.063 \mu\text{F} \quad (\text{IV.16})$$

➤ **Calcul de la valeur du résistance de charge  $R_s$**

$$R_s = \frac{V_s}{I_s} = 29,26 \Omega \quad (\text{IV.17})$$

### IV.5.2. Simulation du micro-convertisseurs contenant une bobine idéale

La figure IV.7 représente le circuit électrique du micro-convertisseur avec une bobine discrète idéale.

Paramètres	Valeur calculées
$V_e$ (V)	6
$V_s$ (V)	12
$C_s$ ( $\mu\text{F}$ )	41
$R_s$ ( $\Omega$ )	29,26
$C_e$ ( $\mu\text{F}$ )	0,063

Tableau IV.5. Calcul de la capacité et de la résistance de charge du micro-convertisseur

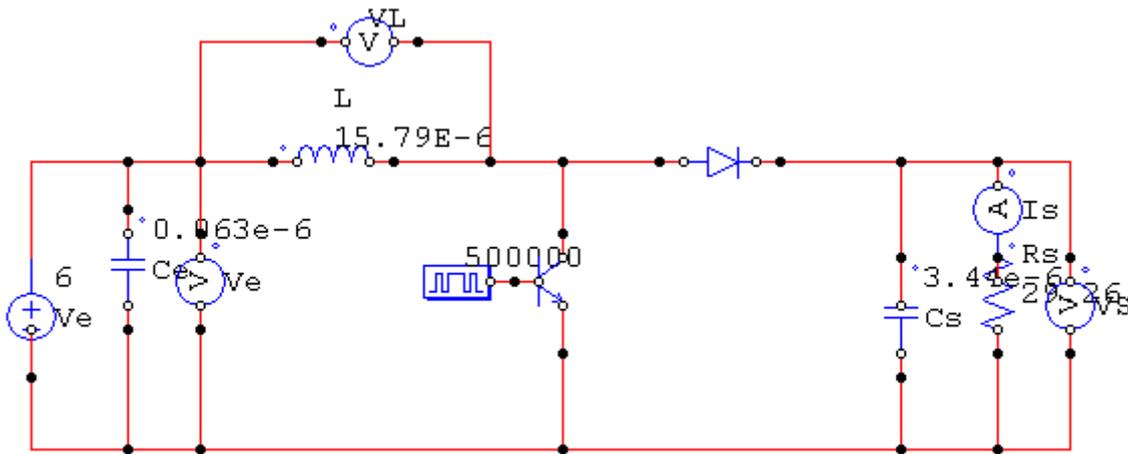


Figure IV.7 :Micro-convertisseur contenant une bobine discrète idéale.

Le logiciel de simulation PSIM 6.0 nous a permis de visualiser les différentes formes d'ondes des courants et tensions du micro-convertisseur.

➤ **Formes d'ondes des tensions :**

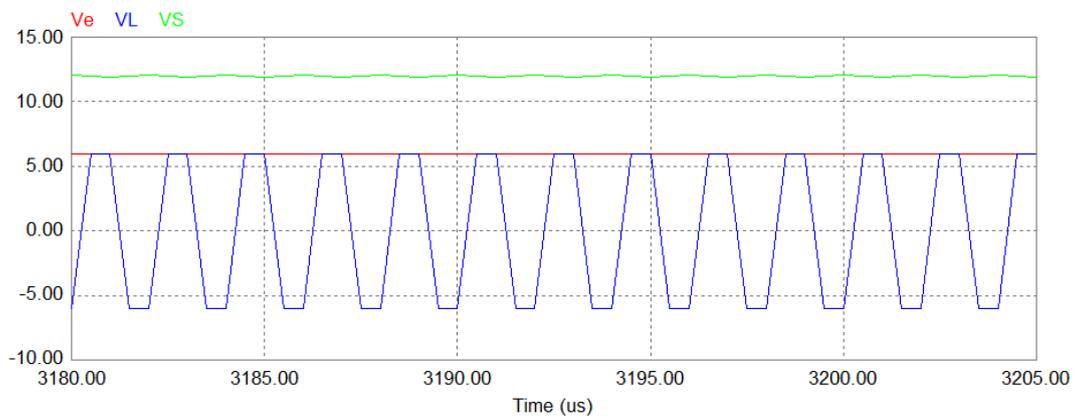


Figure IV.8 : Forme d'ondes des tensions du micro-convertisseur avec une bobine idéale.

➤ **Valeurs mesurées des tensions**

Les valeurs mesurées sont données par le tableau IV.6

$V_L$  : Tension aux bornes de l'inductance idéale (bleu).

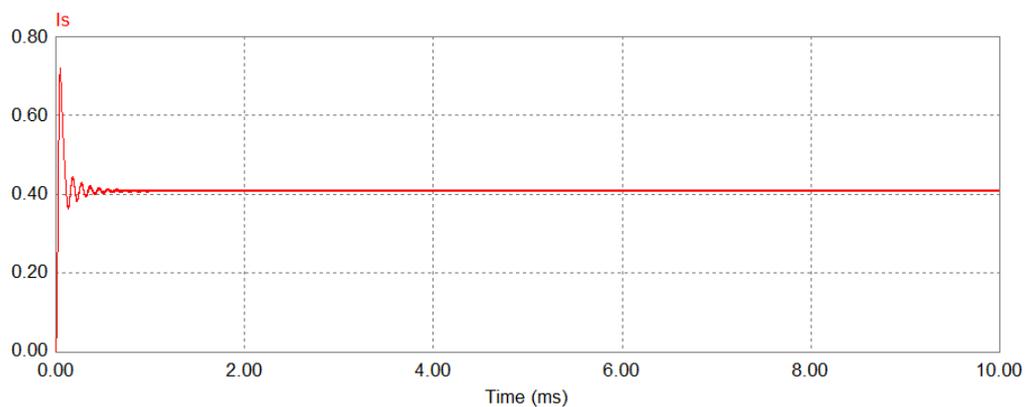
$V_e$  : Tension d'entrée du micro-convertisseur (rouge).

$V_S$  : Tension de sortie du micro-convertisseur (vert).

Time	3.18266e-3	1.39952e-3
$V_e$	6.00000e+0	6.00000e+0
$V_L$	5.99999e+0	-5.99274e+0
$V_S$	1.19571e+1	1.19928e+1

**Tableau IV.6 :** Valeurs minimales et maximales des tensions mesurés.

➤ **Forme d'onde du courant sortie :**



**Figure IV.9 :** courant de sortie du micro-convertisseur.

Time	3.74402e-3
$I_s$	4.11262e-1

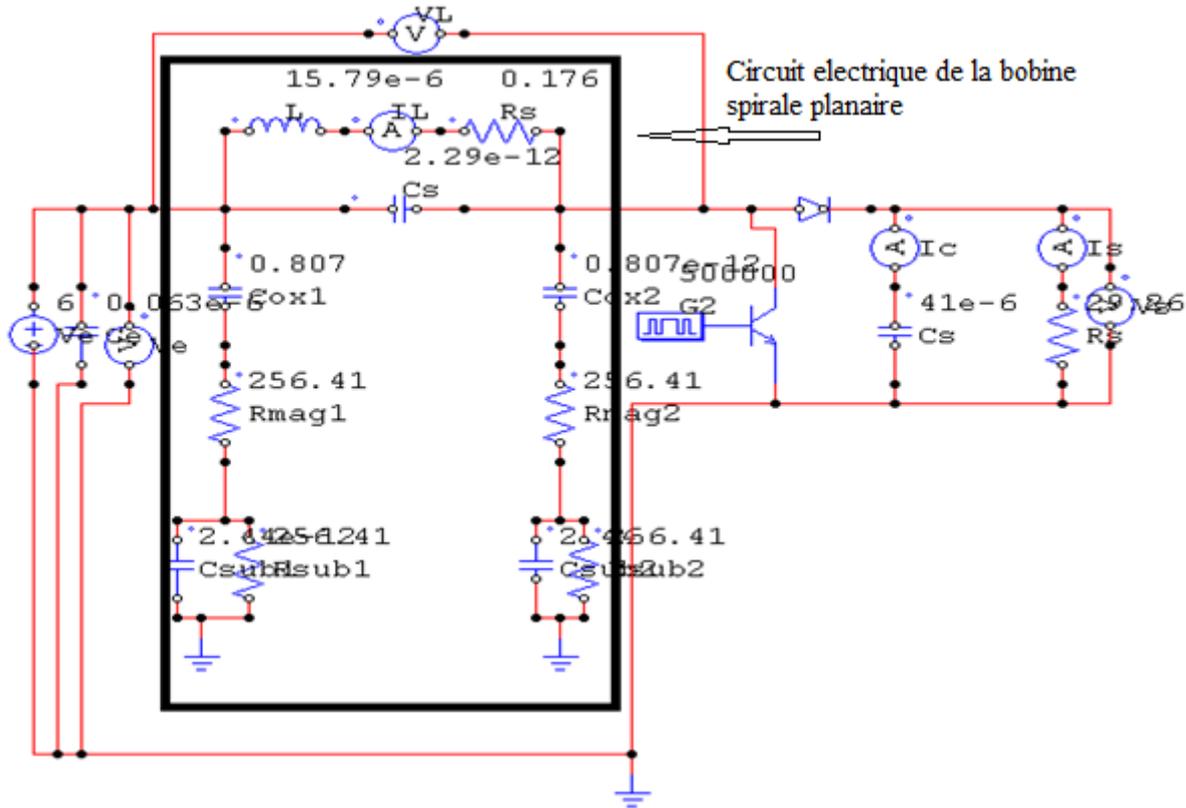
**Tableau IV.7 :** La valeur mesurée du courant sortie

➤ **Interprétation:**

Les formes d'ondes des courants et tensions représentées par les figures IV.8 et IV.9 sont identiques à celles d'un convertisseur Boost. Les tensions d'entrée et de sortie du micro-convertisseur sont continues et leurs valeurs sont très proches de celles du cahier des charges.

### IV.5.3. Simulation du micro-convertisseur contenant une bobine planaire spirale

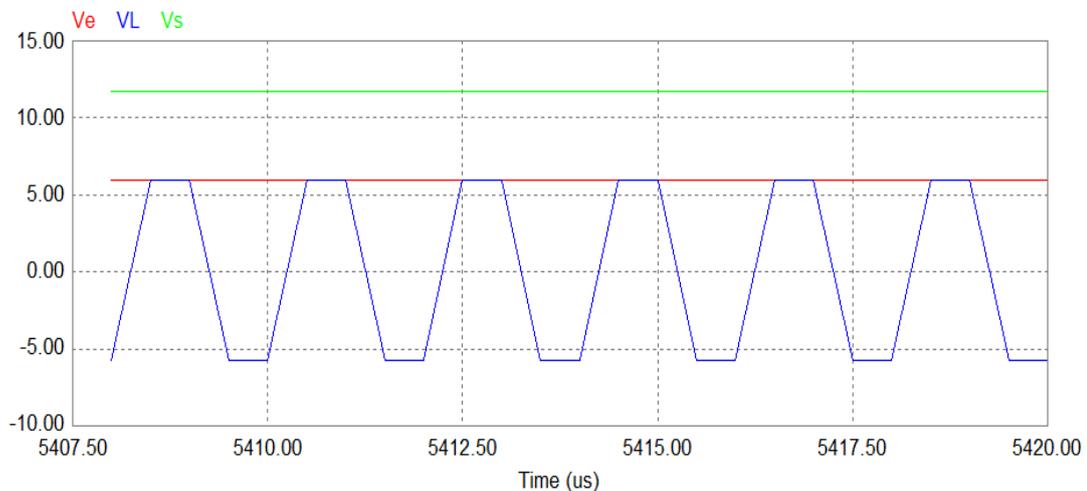
La figure IV.10 représente le circuit électrique d'un micro-convertisseur Boost DC/DC dans lequel, nous avons intégré la bobine spirale planaire dimensionnée.



**Figure IV.10:** Circuit électrique du Boost contenant la bobine spirale planaire dimensionnée

différentes formes d'ondes des courants et tensions simulés par le logiciel PSIM 6.0 sont représentées dans les figures IV.11 et IV.12.

#### ➤ Forme d'ondes des tensions



**Figure IV.11:** Forme d'ondes des tensions du micro-convertisseur avec la bobine dimensionnée

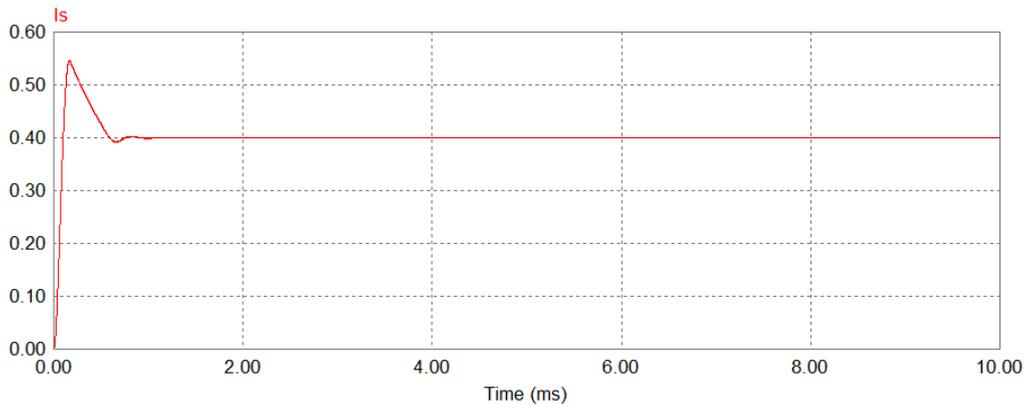
➤ **Valeurs mesurées des tensions**

Les valeurs mesurées des différentes tensions du micro-convertisseur sont représentées par le tableau IV.7

Mesure		Mesure	
Time	5.88374e-3	Time	5.88678e-3
Ve	6.00000e+0	Ve	6.00000e+0
VL	-5.70308e+0	VL	5.99999e+0
Vs	1.17031e+1	Vs	1.16974e+1

**Tableau IV.8:** Les Valeurs maximales et minimales des tensions mesurées.

➤ **Forme d'onde du courant sortie :**



**Figure IV.12 :** Courant de sortie du micro-convertisseur.

Mesure	
Time	6.25598e-3
Is	4.00030e-1

**Tableau IV.9:** La valeur du courant sortie

➤ **Interprétation des résultats**

Afin de valider les résultats du dimensionnement géométrique effectué de la bobine spirale planaire, nous avons remplacé la bobine parfaite par le circuit électrique de celle dimensionnée dans le micro-convertisseur Boost, et nous avons visualiser les différentes formes d'ondes des courants et tensions à l'aide du logiciel PSIM6.0.

Les formes d'ondes des tensions d'entrée et de sortie du micro-convertisseur étaient dans les normes, ainsi que ceux la tension aux bornes de la bobine. Les valeurs mesurées de ces tensions

(Tableau IV.7) étaient très proches de celles du cahier des charges. Le courant de sortie était bien continu ayant une valeur de 0.4 A (Tableau IV.8) au lieu de 0.41A (valeur calculée).

On peut dire donc que notre dimensionnement était correct.

## **IV.6.Conclusion**

L'objectif de notre travail est de modélisation et le dimensionnement d'une bobine spirale planaire carrée afin de l'intégrer dans un micro-convertisseur élévateur DC/DC de type Boost. Le dimensionnement avait deux points importants : la réduction du volume de la bobine et l'atténuation des effets parasites. Le volume de la bobine était bien réduit lors du dimensionnement et les effets parasites étaient modélisés par un circuit électrique.

Pour valider nos résultats, nous avons utilisé le logiciel FEMM 4.2 pour visualiser les différents effets électromagnétiques et le logiciel PSIM6.0 pour visualiser et mesurer les tensions et courant de la bobine et du micro-convertisseur. Les résultats étaient bien encourageants.

# CONCLUSION GÉNÉRALE

## CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire représente une contribution à l'intégration d'éléments passifs pour des applications de puissance.

Notre objectif majeur est le dimensionnement géométrique d'une bobine, afin de l'intégrer dans un micro-convertisseur DC/DC élévateur de tension de type Boost, destiné à la conversion d'énergie de faible puissance. À partir des conditions de fonctionnement de ce convertisseur, nous avons effectué le dimensionnement d'une bobine de forme spirale planaire carrée, avec un noyau ferromagnétique pris en sandwich entre le substrat et l'isolant. Le but de cette contribution est de réduire le volume de la bobine tout en prenant en considération les différents effets parasites générés par l'empilement des couches de cette dernière.

Le plan de travail de notre mémoire est structuré comme suit :

Dans le premier chapitre nous avons donné un aperçu général sur les composants passifs (en particulier les bobines) ainsi que les effets électromagnétiques caractérisant chacun des composants. Nous avons également présenté dans ce chapitre, les bobines intégrées et leurs différentes topologies..

Dans le chapitre II, après avoir présenté les différents paramètres géométriques des bobines spirales planaires, nous avons défini les différents champs électromagnétiques qui peuvent coexister dans une ce type de bobine. Ces champs sont bien évidemment la source de pertes énergétiques. Les différents paramètres technologiques caractérisant ces pertes ont été décrits à partir de leurs expressions mathématiques. Dans ce chapitre, nous avons également passé en revue les différents matériaux rentrant dans la fabrication des bobines planaires spirales.

Le chapitre III concerne la présentation des différentes méthodes d'évaluation et une comparaison entre différentes bobines ou inductances spirales de type planaires (carré, circulaire, hexagonale, octogonale). Ceci nous a permis de conclure que la topologie la plus fiable est la spirale carrée.

En se basant sur les données du cahier des charges d'un micro-convertisseur DC/DC élévateur dédié aux petites puissances, nous avons dimensionné les paramètres géométriques de la bobine spirale planaire carrée de sorte à atténuer tous les effets parasites. Le circuit électrique de la bobine, nous a permis de calculer les paramètres technologiques.

Dans le chapitre IV, nous nous sommes servi du dimensionnement géométrique de notre bobine afin de réaliser à l'aide du logiciel FEMM4.2 la simulation des différents phénomènes électriques et électromagnétiques à savoir, les lignes de champ magnétique, la densité du flux magnétique et la densité de courant électrique.

Afin de validation les résultats du dimensionnement effectué, nous avons utilisé le logiciel PSIM6.0 pour comparer les différentes formes d'ondes des courants et tensions issues de la bobine spirale planaire dimensionnée à celles issues d'une bobine discrète et parfaite. Les formes d'ondes étaient conformes à celles de la littérature et les valeurs mesurées très proches de celles du cahier des charges.

Nous concluons enfin que les résultats trouvés sont très encourageants car le dimensionnement effectué était bien étudié. Il nous a non seulement permis de réduire la taille de la bobine, mais aussi de contourner différents effets parasites.

# REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

### [A]

[Ad-1] Adoum Kriga, Thèse de doctorat, Université Jean Monnet, Saint Etienne, “ Étude et réalisation de micro-inductances pour convertisseur DC/DC ”, **2008**, 142p.

[Al-1] Alexis chevalier « etude experimentale, elaboration et Modelisation de materiaux composites a base de poudres Magnetiques douces » Université de Bretagne Occidentale, Soutenue le 12 Octobre **1998**, pp163

[Al-2] Allassem Désiré, Thèse de doctorat, Université Jean Monnet, Saint Etienne, ”Contribution à la réalisation d’une micro-inductance planaire”, 2010,177p.

### [B]

[Bo-1] J.M. Boggetto, Lembeye Y, Ferrieux J.P., Avenas Y. “Micro fabricated power inductors on silicon” PESC IEEE Conférence, vol.3, pp 1225-1229, **2002**.

## Références bibliographiques

### [C]

- [Ch-1] Chiaming Alex Chang, Sung-Pi Tseng, Jun Yi Chuang, et al. "Characterization of Spiral Inductors with Patterned Floating Structures. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, mai 2004, Vol52, N°5, pp. 1375-1381.
- [Ch-2] Chik Patrick Yue, «On-chip spiral inductors for Silicon-based radio-frequency integrated circuits», PhD thesis partial fulfilment, Stanford University, (1998).
- [Co-1] F.DE Coulon et M. Jufer, Introduction à l'Electrotechnique, Traité d'électricité volume1 (7e éd.) Lausanne Ppur ,1995.
- [Co-2] M. Correvon, "Systèmes électroniques 1, 1ère partie", Cours HES-SO.

### [D]

- [Da-1] Yaya Dagal Dari, «Conception, réalisation et caractérisation d'inductances planaires à couches magnétiques», Thèse de l'université Jean Monnet de SaintÉtienne, France, (2013).
- [De-1] M. Derkaoui, Intégration d'une micro-bobine spirale carrée dans un micro- convertisseur de type buck,thèse de magister,2010.
- [De-2] M. Derkaoui, A. Hamid, T. Lebey, R. Melati, «Design and Modeling of an Integrated Micro-Transformer in a Flyback Converter», Telkomnika, Vol. 11, N°4, pp.444-547, (2014).
- [Do-1] Dong-Ming Fang, Xi-Ning Wang, Yong Zhou, Xiao-Lin Zhao, Fabrication and performance of a micro machined 3-D solenoid inductor, Microelectronics Journal 37 (2006) , pp.948–951.

### [E]

- [El-1] M. El-achkar, "Conception d'un micro-actionneur magnétique à grande échelle pour les expériences de commande".

## Références bibliographiques

### [F]

- [Fa-1] S. Faucher, “Modélisation quasi-analytique des composants passifs hybrides planar par la méthode des lignes de transmission“, Université Montpellier Ii, **2003**.
- [Fe-1] J. P. Ferrieux, F. Forest, « Alimentations à découpage – Convertisseurs à résonance », Ed Dunod, 3ème edition, **1999**

### [G]

- [Ge-1] S. Gevorgian, Jakobson. H, T. Lewin and E. Kollberg, “Design Limitations for Passive Microwave Components in Silicon MMICs” 28 Th European Microwave Conference, **1998**.
- [Gu-1] Y. Guettaf, M. Rizouga, A, and A. Hamid, «Design and Modeling of a Square Planar Inductor for a Push Pull Converter», Journal of Electrical and Electronics Engineering, Vol. 8, N° 1, pp. 17-22, (**2015**).

### [K]

- [Ki-1] B. Kirk , « High Q Inductors for Wireless Applications in a Complementary Silicon Bipolar Process » IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 31, NO. 1, JANUARY **1996**

### [L]

- [Le-1] R. Lebourgeois “ Ferrites doux pour l’électronique de puissance » Collection Techniques de l’Ingénieur, 10 Octobre **2005**.

### [M]

- [Me-1] R. Melati, A. Hamid, L. Thierry and M. Derkaoui, «Design of a new electrical model of a ferromagnetic planar inductor for its integration in a micro-converter», Mathematical and Computer Modelling, Vol. 57, N° 3, pp. 200-227, (**2013**).
- [Mo-1] S. MOHAN & al., « Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances,» IEEE Journal of Solid -State Circuits, 34, no 10 (**1999**), pp. 1419-1424.
- Mo-2] S. S. Mohan, M. del Mar Hershenson, S. P. Boyd, and T. H. Lee, « Simple accurate expressions for planar spiral inductances, » IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 34, no. 10, pp. 1419–1424, Oct. 1999.

## Références bibliographiques

[Mu-1] R. Murphy-Arteaga, J. Huerta-Chua, A. Diaz-Sanchez et al, «Fabrication, characterisation and modelling of integrated on-silicon inductors», Microelectronics

### [N]

[Ng-1] D. Q. Nguyen, "Etude de matériaux ferroélectriques à base de titanate de baryum. Application à l'intégration de composants passifs en électronique de puissance", Université Toulouse Se III – Paul Sabatier U.F.R. Pca, **2006**.

[Ni-1] A. M. Niknejad "Analysis, Simulation, and Applications of passive Devices on Conductive Substrat" PhD Dissertation, University of California at Berkeley, **2000**.

### [S]

[Sa-1] Sangwoo Kim et al, "Compact Equivalent Circuit Models for the Skin Effect ", Microelectromagnetic devices group, the University of Texas at Austin Austin, TX 78712

### [T]

[Tr-1] G. Troussier, " Intégration de bobines sur silicium Pour la conversion d'énergie", Thèse de Doctorat, Laboratoire d'Analyse Et d'Architecture Des Systèmes Du CNRS, **2004**.

[Tu-1] R. Thuringer, "characterization of Integrated Lumped Inductors and Trasformers", Mémoire d'ingéniorat, soutenue à l'Intstitut Nachrichtentecgnik und Hochfrequenztechnik, Avril **2002**.

### [W]

[Wh-1] H-A. Wheeler, «Formulas for the skin effect», Proceedings of IRE, vol. 30, pp.412-424,

### [Yu]

[Yu-1] C.Patrick Yue, S.Simon Wong, "Physical modeling of spiral inductors on Silicon",IEEE Transations on Electron Devices, vol.47,No.3,**Mars 200**.