



**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE**

**Université Abdelhamid Ibn Badis de Mostaganem**

**Faculté Des Sciences Exactes et de l'Informatique**

**Domaine des Sciences de la Matière**

**Département de physique**

**Projet de Fin d'Etudes**

**Pour obtenir le diplôme de Master en Physique**

**Option : Modélisation et Caractérisation des Matériaux**

**Présenté par :**

**HIMOUR NOURA**

**Sujet :**

## **ETUDE ET SIMULATION DES EFFETS ELECTROMAGNETIQUES DANS LES MICRO-BOBINES**

**Soutenue le : 30 / 05 / 2016**

**Devant le jury composé de :**

|                  |                       |                          |           |
|------------------|-----------------------|--------------------------|-----------|
| Mme Y. BENCHERIF | Maitre de Conférences | Université de Mostaganem | Président |
| Mr C. ABBES      | Maitre de Conférences | Université de Mostaganem | Examineur |
| Mme R. MELATI    | Maitre de Conférences | Université de Mostaganem | Encadreur |

**Année Universitaire: 2015/2016**

## DEDICACE

---

*JE DEDIE CE MODESTE TRAVAIL A :*

*A mes parents*

*A mon frère Khaled*

*A ma sœur Aicha*

*A ma sœur Djamila*

*A ma sœur Rekia*

*A ma sœur Weaam*

# *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 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 Madame Y. BENCHERIF, et Monsieur C. ABBES, Maîtres de conférences à l'université Abdelhamid Ibn Badis, Faculté des Sciences Exactes et de l'Informatique, qui ont accepté d'étudier mon travail en qualité d'examineurs.*

*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 (A. Benyagoub, G. Miloudi) et tous mes collègues de la promotion 2<sup>ème</sup> année master physique (2015-2016) pour leur aide, appuis et encouragements incessants, ainsi qu'à toute personne qui a contribué, directement ou indirectement, à la réalisation de ce mémoire.*

# Table des matières

# TABLE DES MATIERES

---

|                            |   |
|----------------------------|---|
| INTRODUCTION GENERALE..... | 2 |
|----------------------------|---|

## CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES COMPOSANTS PASSIFS

|                                               |    |
|-----------------------------------------------|----|
| I.1. INTRODUCTION .....                       | 5  |
| I.2. LES COMPOSANTS PASSIFS .....             | 6  |
| I.2.1 Qu'est-ce qu'un composants passif ..... | 6  |
| I.2.2.La résistance .....                     | 6  |
| I.2.3.condensateur .....                      | 7  |
| I.2.4.la bobine. ....                         | 7  |
| I.3. LES EFFETS DE LA BOBINE .....            | 7  |
| I.3.1. l'effet inductif .....                 | 7  |
| a) Inductance propre .....                    | 8  |
| b) Inductance mutuelle .....                  | 8  |
| I.3.2.L'effet capacitif [C] .....             | 9  |
| I.3.3.L'effet résistif [R] .....              | 9  |
| I.4. LES PERTES DANS UNE BOBINE REELLE .....  | 9  |
| I.5 LES MATERIAUX .....                       | 10 |
| I.5.1.Les matériaux conducteurs .....         | 10 |
| a) L'effet de peau. ....                      | 10 |
| b) L'effet de proximité .....                 | 11 |
| I.5.2.les matériaux magnétique.....           | 12 |
| a) Les alliages ferreux .....                 | 13 |
| b) Les ferrites .....                         | 13 |

|                                                                         |    |
|-------------------------------------------------------------------------|----|
| I.5.3. Les matériaux isolants utilisés dans les composants passifs..... | 14 |
| I.6. CONCLUSION.....                                                    | 14 |

## CHAPITRE II : LES INDUCTANCES PLANAIRES

|                                                                     |    |
|---------------------------------------------------------------------|----|
| II-1. INTRODUCTION .....                                            | 16 |
| II.2. L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS .....                    | 17 |
| II.2.1. Les avantages de l'intégration des composants passifs ..... | 17 |
| II.2.2. Les limites de l'intégration .....                          | 17 |
| II.3. LES TECHNIQUES DE L'INTEGRATION .....                         | 18 |
| II.3.1. Intégration hybride .....                                   | 18 |
| II.3.2. Intégration monolithique .....                              | 19 |
| II.4. ETAT DE L'ART SUR LES INDUCTANCES INTEGREES.....              | 19 |
| II.4.1. Les structures solénoïdales .....                           | 20 |
| II.4.2. Structures serpentins .....                                 | 20 |
| II.4.3. Les inductances spirales Planaires .....                    | 21 |
| II.5. METHODES MATHEMATIQUES POUR LE CALCUL DE L'INDUCTANCE.....    | 22 |
| II.5.1. Méthode de Wheeler .....                                    | 23 |
| II.5.2. Méthode de Monomial .....                                   | 23 |
| II.5.3. Méthode de Mohan .....                                      | 24 |
| II.5.4. Choix de la méthode de calcul .....                         | 25 |
| II.6. INFLUENCE DU NOYAU MAGNETIQUE SUR LES MICRO-BOBINES .....     | 25 |
| II.6.1. Choix du matériau ferromagnétique .....                     | 26 |
| II.7. CONCLUSION .....                                              | 27 |

## CHAPITRE III : METHODOLOGIE DE DIMENSIONNEMENT D'INDUCTANCE INTEGREE

|                                                                                      |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------|----|
| III-1. INTRODUCTION .....                                                            | 29 |
| III.2. PRESENTATION DU MICRO-CONVERTISSEUR.....                                      | 30 |
| III.2.1. Principe de fonctionnement d'un abaisseur de tension BUCK .....             | 30 |
| III.3. PRE-DIMENSIONNEMENT DE LA MICRO-BOBINE .....                                  | 32 |
| III.3.1. Influence de la largeur $w$ et de l'épaisseur $t$ du conducteur .....       | 32 |
| III.3.1.1. Densité de courant et effet de peau .....                                 | 32 |
| III.3.2. Influence du diamètre moyen sur la valeur de l'inductance .....             | 33 |
| III.3.3. Influence du nombre de spires sur la valeur de l'inductance .....           | 34 |
| III.3.4. Influence de la fréquence sur la valeur de l'inductance.....                | 34 |
| III.3.5. Influence de la perméabilité magnétique sur la valeur de l'inductance ..... | 35 |
| III.4. DIMENSIONNEMENT DU NOYAU DE LA MICRO BOBINE .....                             | 35 |
| III.4.1. Calcul de la valeur d'inductance .....                                      | 35 |
| III.4.2. Calcul de l'énergie stockée par la micro-bobine.....                        | 37 |
| III.5. DIMENSIONNEMENT GEOMETRIQUE DE LA MICRO-BOBINE.....                           | 37 |
| III.5.1. Calcul du nombre de spires $n$ .....                                        | 38 |
| III.5.2. Calcul de l'épaisseur $t$ et la largeur $w$ du conducteur.....              | 38 |
| III.5.3. Calcul de la distance inter-spires $s$ .....                                | 40 |

|                                                                           |    |
|---------------------------------------------------------------------------|----|
| III.5.4. Calcul de la longueur moyenne $I_{moy}$ du ruban conducteur..... | 40 |
| III.6. RESULTATS DU DIMENSIONNEMENT GEOMETRIQUE .....                     | 40 |
| III.7. Conclusion .....                                                   | 40 |

## **CHAPITRE IV : ETUDE DES EFFETS ELECTROMAGNETIQUES DANS LES MICRO-BOBINES**

|                                                                                                       |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| IV-1 INTRODUCTION .....                                                                               | 42 |
| IV.2. MODELISATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE SPIRALE.....                                             | 43 |
| IV.2.1. Les différents effets électromagnétiques qui apparaissent dans une micro-bobine planaire..... | 43 |
| IV.2.2. Modèle électrique en « $\pi$ » d'une inductance planaire .....                                | 43 |
| IV.2.3. Modèle de Yue et Yong .....                                                                   | 44 |
| IV.3. CIRCUIT ELECTRIQUE D'UNE INDUCTANCE SPIRALE PLANAIRE .....                                      | 45 |
| IV.3. 1. Inductance sans noyau magnétique .....                                                       | 45 |
| IV.3.2. Inductance avec noyau magnétique .....                                                        | 46 |
| IV.4. CALCUL DES PARAMETRES TECHNOLOGIQUES .....                                                      | 47 |
| IV.4.1. Interprétation des résultats .....                                                            | 48 |
| IV.5. SIMULATION DES COURANTS ET TENSIONS .....                                                       | 49 |
| IV.5.1. Calcul de la capacité et de la résistance de charge du micro-convertisseur .....              | 49 |
| IV.6. SIMULATION DU MICRO-CONVERTISSEURS AVEC UNE BOBINE IDEALE.....                                  | 50 |
| IV.6.1. Interprétation des résultats .....                                                            | 52 |
| IV.7. SIMULATION DU MICRO-CONVERTISSEURS CONTENANT L'INDUCTANCE MOFS .....                            | 53 |
| IV.7.1. Interprétation des résultats .....                                                            | 57 |
| IV. 8. CONCLUSION .....                                                                               | 58 |
| REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES .....                                                                     | 62 |
| CONCLUSION GENERALE .....                                                                             | 60 |

# Liste des figures

# LISTE DES FIGURES

---

## Chapitre I Généralités sur les composants passifs

|                   |                                                                       |    |
|-------------------|-----------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Figure I.1</b> | Composants passifs.....                                               | 6  |
| <b>Figure I.2</b> | Schéma d'un condensateur.....                                         | 7  |
| <b>Figure I.3</b> | Circuit électrique d'une bobine réelle en basses fréquences.....      | 9  |
| <b>Figure I.4</b> | Circuit électrique d'une bobine réelle en hautes fréquences.....      | 9  |
| <b>Figure I.5</b> | Distribution du courant due à l'effet de peau dans un conducteur..... | 11 |
| <b>Figure I.6</b> | Effet de proximité entre conducteurs coplanaires.....                 | 12 |

## Chapitre II Les inductances planaires

|                    |                                                                                                                      |    |
|--------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Figure II.1</b> | Intégration des composants passifs.....                                                                              | 17 |
| <b>Figure II.2</b> | Intégration hybride des systèmes de l'électronique de puissance.....                                                 | 18 |
| <b>Figure II.3</b> | Exemple d'intégration monolithique.....                                                                              | 19 |
| <b>Figure II.4</b> | Micro bobine solénoïdale.....                                                                                        | 20 |
| <b>Figure II.5</b> | Bobine serpent (a) Principe de la structure Serpent ; (b) Vue d'ensemble 3D; (c) Photographie de la réalisation..... | 21 |
| <b>Figure II.6</b> | Bobines de type spirale.....                                                                                         | 21 |
| <b>Figure II.7</b> | Structures inductives planaires spirales (a) Circulaire, (b) Carrée, (c) Hexagonale (d) Octogonale.....              | 22 |
| <b>Figure II.8</b> | Influence du noyau magnétique sur la valeur de l'inductance.....                                                     | 26 |

### Chapitre III Méthodologie de dimensionnement des micro-bobines

|                     |                                                                                          |    |
|---------------------|------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Figure III.1</b> | Schéma de principe du convertisseur BUCK.....                                            | 30 |
| <b>Figure III.2</b> | Chronogrammes de fonctionnement des tensions et courants dans un convertisseur Buck..... | 31 |
| <b>Figure III.3</b> | la différence paramètre constituant.....                                                 | 32 |
| <b>Figure III.4</b> | Variation de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence.....                        | 32 |
| <b>Figure III.5</b> | Variation de l'inductance en fonction de diamètre moyenne.....                           | 33 |
| <b>Figure III.6</b> | Variation de l'inductance en fonction de nombre de spires.....                           | 34 |
| <b>Figure III.7</b> | Variation de l'inductance en fonction de fréquence.....                                  | 34 |
| <b>Figure III.8</b> | Influence du noyau magnétique sur la valeur de l'inductance.....                         | 34 |
| <b>Figure III.9</b> | Variation de l'inductance en fonction la perméabilité relative.....                      | 35 |

### Chapitre IV Etude des effets électromagnétiques dans les micro-bobines

|                    |                                                                                                                                                |    |
|--------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Figure IV.1</b> | Champs créés dans une inductance planaire spirale.....                                                                                         | 43 |
| <b>Figure IV.2</b> | Coupe transversale d'une inductance planaire spirale.....                                                                                      | 44 |
| <b>Figure IV.3</b> | Modèles en « $\pi$ » d'inductances planaires spirales. Développés par (a) Nguyen et Meyer [Ng-1], (b) Ashby et al [As-1], (c) Yue et Wong..... | 44 |
| <b>Figure IV.4</b> | Circuit électrique équivalent en « $\pi$ » d'une inductance planaire spirale.....                                                              | 45 |
| <b>Figure IV.5</b> | Coupe transversale d'une inductance ferromagnétique planaire spirale.....                                                                      | 46 |
| <b>Figure IV.6</b> | Circuit électrique d'une inductance planaire ferromagnétique.....                                                                              | 46 |
| <b>Figure IV.7</b> | Micro-convertisseur contenant une bobine idéale.....                                                                                           | 50 |
| <b>Figure IV.8</b> | Forme d'ondes des courants du micro-convertisseur avec une bobine idéale.....                                                                  | 50 |
| <b>Figure IV.9</b> | Forme d'ondes des tensions du micro-convertisseur avec une bobine                                                                              |    |

|                                                                                                                    |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| réelle.....                                                                                                        | 51 |
| <b>Figure IV.10</b> Tension de sortie du micro-convertisseur.....                                                  | 52 |
| <b>Figure IV.11</b> Circuit électrique du BuckK contenant l' inductance dimensionnée....                           | 53 |
| <b>Figure IV.12</b> Forme d'ondes des courants du micro-convertisseur contenant<br>l' inductance dimensionnée..... | 53 |
| <b>Figure IV.13</b> Forme d'ondes des tensions du micro-convertisseur contenant<br>l' inductance dimensionnée..... | 54 |
| <b>Figure IV.14</b> Tension de sortie du micro-convertisseur.....                                                  | 55 |
| <b>Figure IV.15</b> Courants parasites inter-spires ,et courants induits dans le noyau.....                        | 56 |
| <b>Figure IV.16</b> Courants parasites circulant dans le substrat.....                                             | 57 |

# Liste des tableaux

## **Chapitre I Généralités sur les composants passifs**

|                    |                                                                   |    |
|--------------------|-------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Tableau I-1</b> | La permittivité relative de certains matériaux diélectriques..... | 14 |
|--------------------|-------------------------------------------------------------------|----|

## **Chapitre II Les inductances planaires**

|                     |                                                                  |    |
|---------------------|------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Tableau II-1</b> | Valeurs des coefficients $K_1$ et $K_2$ données par Wheeler..... | 23 |
|---------------------|------------------------------------------------------------------|----|

|                     |                                                                                                                                                 |    |
|---------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Tableau II-2</b> | Valeurs des coefficients : $\beta$ , $\alpha_1$ , $\alpha_2$ , $\alpha_3$ , $\alpha_4$ , $\alpha_5$ utilisés dans l'expression du Monomial..... | 24 |
|---------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|

|                     |                                                 |    |
|---------------------|-------------------------------------------------|----|
| <b>Tableau II-3</b> | Paramètres géométriques utilisés par Mohan..... | 25 |
|---------------------|-------------------------------------------------|----|

|                     |                                                              |    |
|---------------------|--------------------------------------------------------------|----|
| <b>Tableau II-4</b> | Caractéristiques des trois grandes familles de ferrites..... | 26 |
|---------------------|--------------------------------------------------------------|----|

## **Chapitre III Méthodologie de dimensionnement des micro-bobines**

|                      |                                               |    |
|----------------------|-----------------------------------------------|----|
| <b>Tableau III-1</b> | Résultats du dimensionnement géométrique..... | 40 |
|----------------------|-----------------------------------------------|----|

## **Chapitre IV Etude des effets électromagnétiques dans les micro-bobines**

|                     |                                              |    |
|---------------------|----------------------------------------------|----|
| <b>Tableau IV-1</b> | Permittivités électriques des matériaux..... | 47 |
|---------------------|----------------------------------------------|----|

|                     |                                            |    |
|---------------------|--------------------------------------------|----|
| <b>Tableau IV-2</b> | Résistivités électrique des matériaux..... | 47 |
|---------------------|--------------------------------------------|----|

|                     |                                         |    |
|---------------------|-----------------------------------------|----|
| <b>Tableau IV-3</b> | Epaisseurs des différentes couches..... | 48 |
|---------------------|-----------------------------------------|----|

|                     |                                                                            |    |
|---------------------|----------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Tableau IV-4</b> | Valeurs des paramètres technologiques de la micro-bobine dimensionnée..... | 48 |
|---------------------|----------------------------------------------------------------------------|----|

|                     |                                                          |    |
|---------------------|----------------------------------------------------------|----|
| <b>Tableau IV-5</b> | Valeurs minimales et maximales des courants mesurés..... | 51 |
|---------------------|----------------------------------------------------------|----|

|                     |                                                          |    |
|---------------------|----------------------------------------------------------|----|
| <b>Tableau IV-6</b> | Valeurs minimales et maximales des tensions mesurés..... | 52 |
|---------------------|----------------------------------------------------------|----|

|                     |                                                          |    |
|---------------------|----------------------------------------------------------|----|
| <b>Tableau IV-7</b> | Valeurs minimales et maximales des courants mesurés..... | 54 |
|---------------------|----------------------------------------------------------|----|

|                     |                                                          |    |
|---------------------|----------------------------------------------------------|----|
| <b>Tableau IV-8</b> | Valeurs minimales et maximales des tensions mesurés..... | 55 |
|---------------------|----------------------------------------------------------|----|

|                     |                                                            |    |
|---------------------|------------------------------------------------------------|----|
| <b>Tableau IV-9</b> | Valeurs minimales et maximales des courants parasites..... | 56 |
|---------------------|------------------------------------------------------------|----|

|                      |                                                            |    |
|----------------------|------------------------------------------------------------|----|
| <b>Tableau IV-10</b> | Valeurs minimales et maximales des courants parasites..... | 57 |
|----------------------|------------------------------------------------------------|----|



# Introduction générale

## Introduction Générale

Ces dernières années, les recherches en électronique de puissance se sont focalisées en grande partie sur l'intégration des convertisseurs en vue d'améliorer leurs performances en termes de rendement, compacité et fiabilité.

D'autre part, l'intégration des divers éléments composant un convertisseur statique est un des principaux enjeux aujourd'hui dans le domaine de l'électronique de puissance, car les convertisseurs comportent des composants actifs tels que les transistors, et des composants passifs associés telles que les inductances et les capacités. Les composants passifs présentant les 80 % de l'encombrement dans un convertisseur

faible puissance ont divers rôles, comme, le stockage temporaire de l'énergie électrique, le filtrage, le transfert énergétique ainsi que l'adaptation d'impédance.

Dans notre travail, nous nous sommes basés sur l'étude des micro-bobines sous forme planaires et spirales avec un noyau ferromagnétique. Notre objectif est de dimensionner une micro-bobine afin de l'intégrer dans un micro-convertisseur DC/DC abaisseur de tension. Ce dimensionnement est effectué de façon à atténuer tous les effets parasites qui peuvent apparaître lors de son fonctionnement.

Ce mémoire se décompose en quatre chapitres décrits ci-dessous.

Le premier chapitre est consacré à la présentation des composants passifs, spécifiquement, résistance, condensateur et bobine, ainsi que les divers types de matériaux qui rentrent dans la fabrication de ces composants, à savoir, les matériaux conducteurs, magnétiques et les matériaux isolants.

Nous présentons dans une première partie du deuxième chapitre les différentes technologies d'intégration utilisées dans l'électronique de puissance: la technologie hybride et la technologie monolithique. La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à l'état de l'art sur l'intégration des inductances et leurs différentes structures d'intégration : solénoïdale, serpentín et planaire ainsi que les différentes topologies de la structure planaire qui sont : carrée, hexagonale, orthogonale et circulaire. La troisième partie du second chapitre est consacrée à l'étude des différentes méthodes permettant le calcul de la valeur de l'inductance ainsi que le calcul des différents paramètres géométriques qui constituent la micro-bobine: les méthodes étudiées sont celles de Wheeler, Monomial et Mohan.

Les différentes ferrites utilisées pour la fabrication des noyaux des micro-bobines sont présentés à leur tour dans ce second chapitre.

Cette étude, nous a aidé à opter pour un modèle de micro-bobine de type spirale planaire carrée avec un noyau ferromagnétique en permalloy.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté dans un premier temps le micro-convertisseur dans lequel nous souhaitons intégrer notre micro-bobine, ainsi que son cahier des charges.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons présenté une étude paramétrique, concernant l'influence de différents paramètres géométriques sur la valeur de l'inductance. Nous avons terminé ce troisième chapitre par un dimensionnement géométrique, qui nous a permis de calculer les différents paramètres géométriques de la micro-bobine.

Dans la première partie du quatrième chapitre, nous avons donné une vue d'ensemble de modélisation d'une inductance planaire spirale, la deuxième partie est consacrée au calcul des paramètres technologiques, Dans la troisième partie, à l'aide du logiciel de PSIM6, nous avons simulé les différentes formes d'ondes des courants et tensions de notre micro bobine et du micro-convertisseur dans lequel elle est intégrée, afin de nous assurer que le dimensionnement de la micro-bobine effectué est correct et

que les effets électromagnétiques parasites issus de l'intégration sont fortement atténués.

Nous terminons ce mémoire avec une conclusion générale dans laquelle sont incluses les résultats de ce travail.

***Généralités sur les composants  
passifs***

**Chapitre I**

# **GENERALITES SUR LES COMPOSANTS PASSIFS**

## **I.1. INTRODUCTION**

Les composants passifs électriques, résistances ( $R$ ), inductances ( $L$ ), capacités ( $C$ ) sont les éléments de base permettant de modifier un signal électrique en fonction de leurs caractéristiques propres, les composants inductifs comme les bobines ou les transformateurs sont des éléments clefs de l'électronique de puissance. Ce sont des composants bien connus et maîtrisés en ce qui concerne leur forme discrète, mais leur intégration reste un vrai défi technologique.

Les applications en électrotechnique, électronique, et en microélectronique font appel à des matériaux de différentes natures : les isolants, les semi-conducteurs, les bons conducteurs et les matériaux magnétiques. Chacun de ces matériaux présente ses caractéristiques électromagnétiques qu'il faut accentuer ou atténuer suivant les besoins.

## I.2. LES COMPOSANTS PASSIFS

### I.2.1. Qu'est-ce qu'un composants passif ? [Na-1] [Ta-1]

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.
- ✓ Les composants piézo-électriques (quartz, céramiques) assurent des fonctions d'accord, de filtrage et d'horloge.



(a) Condensateurs et esistances.



(b) Bobines

**Figure I.1.** Composants passifs [De-1].

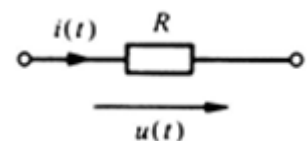
### I.2.2. La résistance

Une résistance est un composant électronique dont la principale caractéristique est de s'opposer au courant électrique, ce qui entraîne obligatoirement une chute de tension à ses bornes [Na-1] [Ro-1]. Nous pouvons dire que la résistance est un dipôle qui obéit à la loi d'Ohm :

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

$u(t)$  : est la valeur instantanée de la tension aux bornes du composant

$i(t)$  la valeur instantanée du courant traversant le composant.



### I.2.3. Le condensateur

Un condensateur, est un composant électronique ou électrique élémentaire, constitué de deux surfaces conductrices ou armatures, séparées par un isolant (diélectrique) ayant une permittivité donnée et soumises à une tension électrique. La valeur absolue de ces charges est proportionnelle à la valeur absolue de la tension qui lui est appliquée. Le condensateur est caractérisé par le coefficient de proportionnalité entre charge et tension appelé capacité électrique et exprimée en farads (F) [Ro-1] [Go-1].

La relation caractéristique d'un condensateur idéal est :

$$i = C \frac{du}{dt}$$

(I.2)

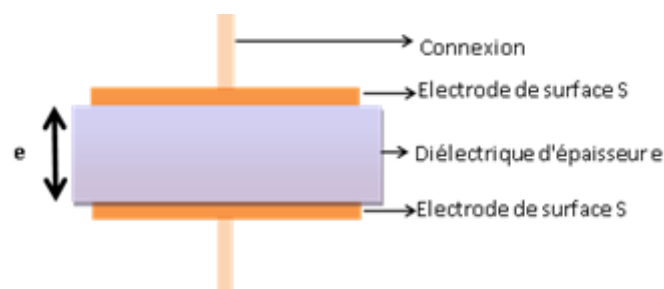


Figure 1.2. Schéma d'un condensateur [Go-1].

### I.2.4. La bobine

Une bobine ou auto-inductance est un composant électronique qui appartient aux familles des composants passifs. La bobine est constituée par un enroulement cylindrique d'un fil conducteur éventuellement autour d'un noyau en matériau ferromagnétique, et peut être utilisée dans un grand nombre d'applications impliquant des fréquences et des niveaux de puissance très divers [Ro-1]:

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

## I.3. LES EFFETS DE LA BOBINE

L'écart entre l'élément idéal de la bobine et le comportement physique qui influe sur ses caractéristiques crée d'autres phénomènes tels que l'effet inductif, l'effet capacitif et l'effet résistif.

### I.3.1. L'effet inductif

Lorsqu'un courant qui passe dans un circuit électrique fermé, il crée un champ magnétique à travers la section entourée par ce circuit. Cela conduit à l'écoulement d'un champ magnétique qui se voit par deux phénomènes:

- Inductance propre
- Inductance mutuelle

### a) 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 comme le rapport entre le flux embrassé par le circuit et le courant:

$$L = \frac{\phi}{i} \quad (I.3)$$

$L$  : Coefficient d'auto-induction [H]

$\phi$  : Flux du champ d'induction magnétique [H/A]

$i$  : courant dans l'élément auto-inductif [A]

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..). (Loi de Faraday)

$$e = -L \frac{di}{dt} \quad (I.4)$$

$e$  : La tension force électromotrice d'induction

$L$  : Inductance propre du circuit ou composant

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

Et  $e$  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.

### b) Inductance mutuelle

L'induction mutuelle est un coefficient permettant de décrire l'influence d'un circuit magnétique sur un autre. Elle reflète le fait que le changement 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 donc 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 courant  $i_1$  circule dans un circuit 1, il produit un champ magnétique à travers un circuit 2 défini par l'équation I.5:

$$M_{1,2} = \frac{\phi_2}{i_1} \quad (I.5)$$

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.3.2. 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.

### I.3.3. L'effet résistif [R ]

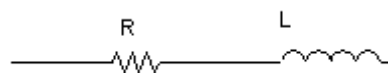
La dégradation d'énergie en forme thermique de la bobine. En raison du courant circulant dans un conducteur, la dissipation d'énergie se manifeste par un échauffement c'est l'effet résistive. Cet effet dépend de la chute de tension le long du conducteur et de l'effet de peau et de proximité [Go-1] [Gu-1].

## I.4. LES PERTES DANS UNE BOBINE REELLE

Une bobine ne présente jamais une inductance propre pure. Les pertes peuvent provenir de plusieurs causes [Bo-1]

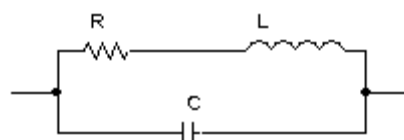
- Résistance ohmique du fil enroulé.
- Résistance ohmique accrue du fait de l'effet de peau dans le bobinage à partir de quelques centaines de kHz.
- Pertes par hystérésis provenant du noyau proportionnelles à la fréquence du courant.
- Pertes par courants de Foucault dans le noyau proportionnelles au carré de la fréquence du courant.
- De plus, les capacités entre spires ne sont pas négligeables en haute fréquence.

En fait, une bobine réelle est modélisable par l'association d'une résistance en série avec une inductance lorsque l'on travaille en basse fréquence (Figure I.3).



**Figure I. 3:** Circuit électrique d'une bobine réelle en basses fréquences.

Si on augmente la fréquence de travail, alors la bobine est modélisable par le circuit électrique de la figure I.4.



**Figure I.4:** Circuit électrique d'une bobine réelle en hautes fréquences.

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

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

Où

$\text{Imag}(Z)$  : énergie stockée

$\text{Reel}(Z)$  : énergie dissipée

## **I.5. LES MATERIAUX**

Les matériaux pouvant être mis en œuvre dans le contexte de l'intégration des composants passifs se répartissent en trois familles en fonction de leurs propriétés physiques : les diélectriques, les magnétiques et les conducteurs. Nous nous sommes restreints aux problèmes que peuvent engendrer la mise en œuvre et les caractéristiques des matériaux au sein de nos dispositifs [Ta-1] [Be-1].

### **I.5.1. Les matériaux conducteurs**

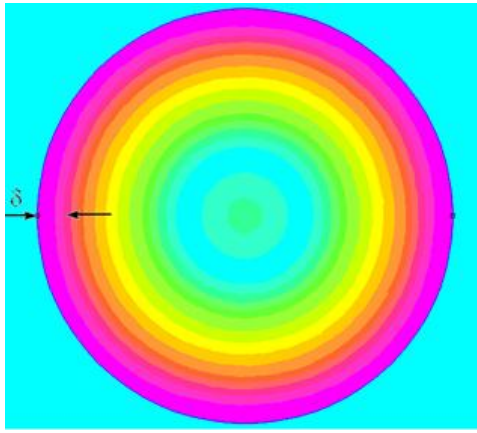
Les parties conductrices généralement réalisées en cuivre vont permettre les bobinages des différents éléments inductifs (inductance et transformateur) ainsi que les électrodes des condensateurs. Les conducteurs permettent également d'effectuer les interconnexions entre les différentes couches et les différents composants des circuits électriques.

Les matériaux utilisés souvent sont le cuivre, l'aluminium et l'or, le dernier est plus performant et bon conducteur grâce à sa faible résistivité. Le plus utilisé c'est le cuivre en raison de sa disponibilité et de son faible coût.

L'utilisation de la technologie intégrée simplifie la mise en œuvre des matériaux conducteurs en réduisant les longueurs d'interconnexions ce qui permet une réduction des pertes [Ta-1] [De-1] [Be-2].

#### **a) L'effet de peau**

Ce phénomène d'origine électromagnétique existe pour tous les conducteurs parcourus par des courants alternatifs. Il provoque la décroissance de la densité de courant électrique au fur et à mesure que l'on s'éloigne de la périphérie du conducteur. Il en résulte une augmentation de la résistance du conducteur et accentue les pertes par effet joules [Go-1][Xa-1].



(a) – section circulaire.



(b) – section rectangulaire.

**Figure I.5 :** Distribution du courant due à l'effet de peau dans un conducteur [Be-2].

### L'épaisseur de peau

- L'épaisseur de peau  $\delta$  dépendante de la fréquence détermine la largeur de la zone où se concentre le courant dans un conducteur traversé par un courant alternatif (Figure I.5) [Be-1] [Ta-1]. Cette épaisseur de peau peut être évaluée par la relation:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 \mu_r f}} \quad (I.6)$$

Avec :

$\rho$ : Résistivité du matériau

$\mu_0$ : Perméabilité de l'air

$\mu_r$ : Perméabilité du matériau

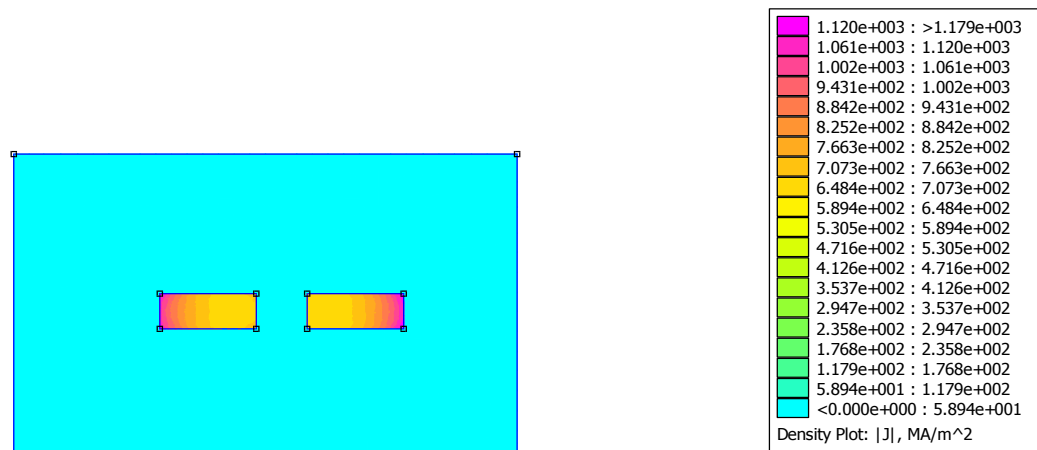
$f$ : fréquence de fonctionnement

### b) Effet de proximité

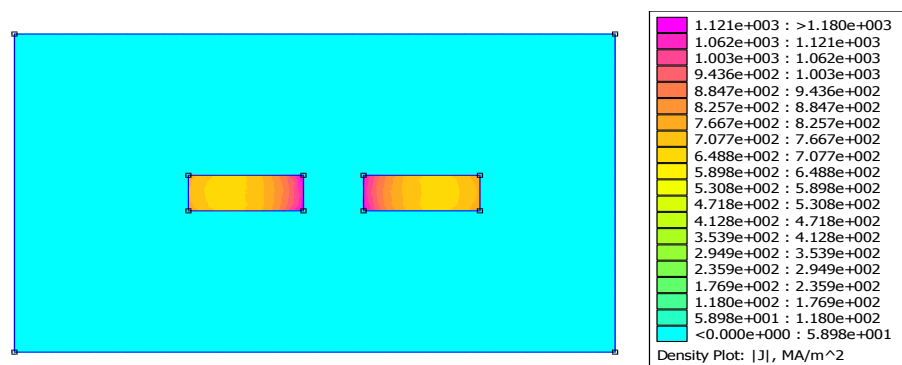
La circulation d'un courant dans un conducteur génère un champ magnétique de fuite pouvant perturber les conducteurs à proximité de ce premier [Be-1] [An-1].

Il est totalement dépendant de la géométrie de l'ensemble : section des conducteurs (circulaire, carrée, rectangle...), distance entre conducteurs, asymétrie des conducteurs etc...

On englobe, sous l'expression d'effet de proximité, deux phénomènes voisins qu'ils nous paraient nécessaire de dissocier pour plus de clarté malgré leurs similitudes (Figure I.6).



(a) – Effet de proximité direct.



(b) – Effet de proximité inverse.

**Figure I.6 :** Effet de proximité entre conducteurs coplanaires [Be-1].

✓ **Effet de proximité direct**

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

✓ **Effet de proximité inverse**

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

### I.5.2. Les matériaux magnétiques

La fonction base 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 magnétique dans une bobine permet d'accroître la valeur de son inductance, de canaliser le flux magnétique, d'emmagasiner de l'énergie ou de la transmettre. Les caractéristiques optimales du matériau constituant ce noyau sont : une perméabilité relative élevée permettant une augmentation significative de l'inductance, un niveau d'induction à saturation et une résistivité électrique élevée afin de limiter les "pertes fer" par courants de Foucault. Il n'existe pas de matériau parfait et tout est affaire de compromis, Il existe une grande diversité des ferrites [Tr-1].

### **a) Les alliages ferreux**

Les alliages ferreux fréquemment utilisés en électrotechnique et électronique de puissance sont nombreux, mais seuls les trois plus communs seront étudiés ici: les alliages fer-silicium (SiFe), fer-nickel (NiFe) et fer-cobalt (CoFe).

L'alliage SiFe est une variante du fer pur particulièrement adaptée aux fréquences industrielles (50 Hz). L'alliage idéal est constitué d'au plus 3,2% de silicium en poids dans du fer pur. L'effet négatif de cet ajout de silicium est de diminuer l'aimantation à saturation par rapport au fer pur. En effet, l'induction à saturation du SiFe classique (3,2% de Si) est de l'ordre de 1 à 1,5T au mieux, alors que celle du fer pur est supérieure à 2T [Na-1].

Par contre :

- le fer pur est un métal mou non manipulable industriellement sous forme de tôles ; l'ajout de silicium rigidifie l'alliage,
- le recuit et le laminage du fer pur induisent toujours de nombreux défauts de réseau cristallin perturbant ainsi les caractéristiques attendues, ceci de manière assez aléatoire ; la présence de silicium va stabiliser le réseau dans des conditions de hautes températures,
- la présence d'atomes de Si augmente considérablement la résistivité du métal ; la résistivité du fer pur à température ambiante est de  $11.10^{-8} \Omega.m$  alors que celle du SiFe à 3,8% de Si est de  $48.10^{-8} \Omega.m$ .

### **b) Les ferrites**

Les ferrites sont des matériaux à la base, des oxydes de fer ( $Fe_2O_4$ ) 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.

La grande diversité des ferrites vient des nombreuses possibilités de substitution cationiques dans leurs solutions solides. Cela donne autant de propriétés magnétiques différentes que de combinaisons possibles. Pour chaque type d'application (niveau de puissance, gamme de fréquence, gamme de température), il existe un matériau optimisé et son optimisation passe par une analyse détaillée de son environnement électrique. Pour 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 du fer contenant des inclusions de carbone en faible quantité.

Aujourd'hui, les ferrites sont les matériaux magnétiques les plus utilisés en électronique de puissance. Ils sont utilisés comme noyau des bobines, ainsi que dans la réalisation des transformateurs à haute fréquence en raison de sa haute résistance.

Les ferrites couramment utilisés en électrotechnique et électronique de puissance sont nombreux. Les plus importants sont: les ferrites mixtes de Nickel-Zinc (NiZn) de formule  $Ni_xZn_{1-x}Fe_2O_4$ , de Manganèse-Zinc (MnZn) de formule  $Mn_xZn_{1-x}Fe_2O_4$  et de Nickel-Fer (NiFe) de formule  $NiFe_2O_4$  [Le-2].

### I.5.3. Les matériaux isolants utilisés dans les composants passifs

Les matériaux isolants jouent un rôle crucial dans l'intégration des composants passifs, ils sont utilisés comme diélectriques dans les condensateurs, dans un composant planaire intégré par exemple, ils isolent la spirales conductrice du noyau magnétique. Les matériaux isolants couramment utilisés sont : l'oxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ), l'oxyde d'aluminium ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) [Tr-1] [Go-1].

Le tableau I.1 nous donne une idée sur la permittivité relative de certains matériaux diélectriques utilisés dans la réalisation de certains composants passifs

|                              |                         |              |                |                         |                         |
|------------------------------|-------------------------|--------------|----------------|-------------------------|-------------------------|
| <b>Matériau diélectrique</b> | $\text{Al}_2\text{O}_3$ | $\text{SiO}$ | $\text{SiO}_2$ | $\text{Ta}_2\text{O}_5$ | $\text{Si}_3\text{N}_4$ |
| <b>Permittivité relative</b> | 7 à 10                  | 6 à 8        | 4 à 5          | 25                      | 6 à 9                   |

**Tableau I.1** : La permittivité relative de certains matériaux diélectriques [Tr-1].

### I.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons donné un aperçu général sur les composants passifs, notre étude est relative à la bobine, du moment qu'elle fait l'objet de notre travail et que son rôle est essentiel en électronique de puissance. En dépit de son volume et de ses effets parasites qui restent un inconvénient dans les microsystemes, l'intégration d'une bobine dans un circuit d'électronique de puissance sera notre sujet d'étude dans les prochains chapitres.

# Chapitre II

## *Les inductances planaires*

# LES INDUCTANCES PLANAIRES

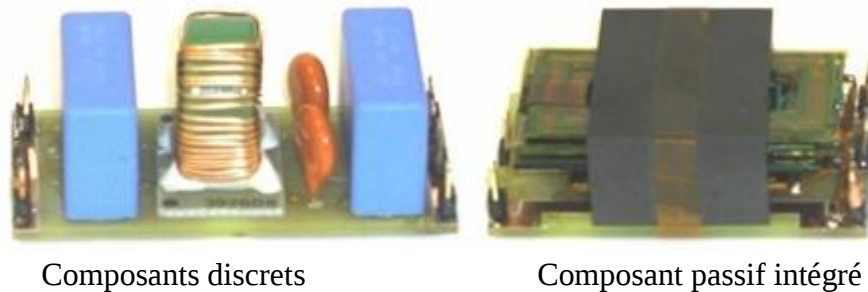
## **II. 1. INTRODUCTION**

Aujourd'hui, la technologie est très avancée vers la miniaturisation des composants électroniques et spécifiquement l'électronique de puissance. Seulement la miniaturisation des composants passifs reste un verrou technologique à faire sauter. Pour cette raison, la recherche en microélectronique porte tout son intérêt vers l'intégration des composants passifs qui restent à nos jours, positionnés à l'extérieur de la puce.

Malgré les efforts fournis, l'intégration des éléments passifs n'est pas encore arrivée à un stade final, il reste beaucoup de travail à fournir, pour arriver à une intégration final des composants passifs, car beaucoup de problèmes attendent d'être résolus.

## II.2. L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS

L'intégration d'un composant passif consiste à regrouper de façon harmonieuse des composants inductifs et capacitifs et résistifs à l'intérieur d'un volume réduit et de réaliser les liaisons internes effectives (figure II.1.). 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 II.1** : Intégration des composants passifs [Fa-1].

### II.2.1. 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. En réduisant, voire en annulant les connexions entre les composants passifs, ces perturbations sont fortement atténuées.
- ✓ La modularité et la standardisation. On constate, en effet, qu'un certain nombre de fonctions élémentaires se retrouve dans chaque système de conversion de l'énergie électrique. L'objectif est d'arriver à proposer des modules réalisant une fonction complète, qu'il suffit d'assembler pour obtenir le système désiré. Il est nécessaire que chaque brique soit en quelque sorte autonome et puisse être reliée sans souci aux autres constituants. La complexité du circuit est rapportée à l'intérieur des modules.
- ✓ Une plus grande compacité. Une bonne disposition des composants passifs, ne réduit pas uniquement le volume, mais peut également faciliter le refroidissement.

### II.2.2. 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.

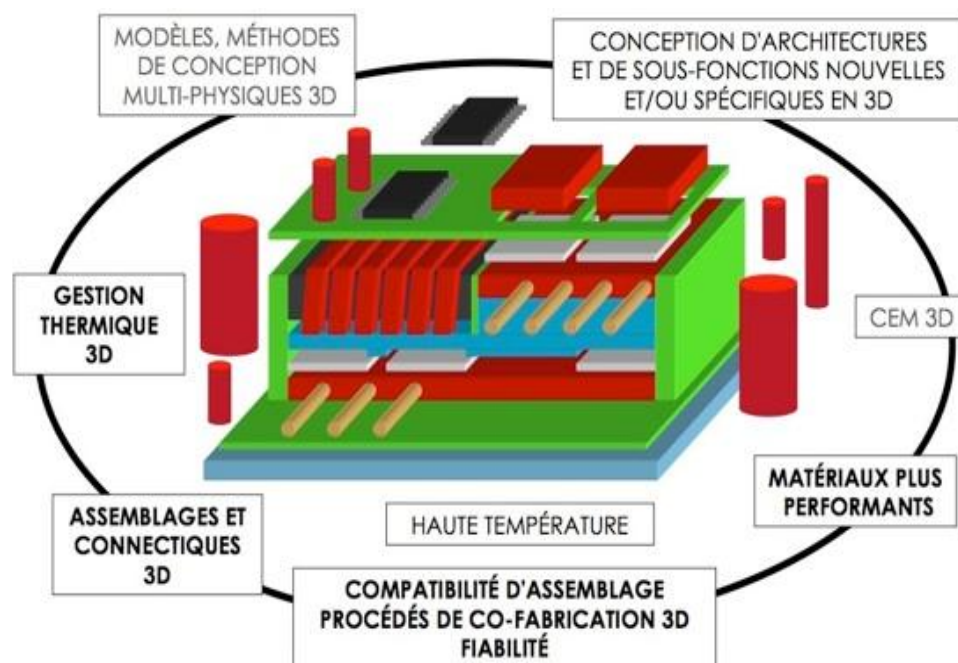
## II.3. LES TECHNIQUES DE L'INTEGRATION

Deux techniques d'intégration peuvent être envisagées en fonction des niveaux de puissances nécessaires, soit l'intégration hybride ou l'intégration monolithique.

### II.3.1. Intégration hybride

L'intégration hybride consiste à associer un bloc intégré de composants actifs et un bloc intégré de composants passifs réalisés à partir de matériaux conducteurs, magnétiques, diélectrique et isolants. Le support hybride (le substrat) doit à la fois assurer des fonctions d'isolation électrique et avoir une bonne conductibilité

Ce mode d'intégration est adapté aux applications fonctionnant dans des gammes de courants supérieurs à 30 A et des tensions comprises entre 600V et 1200V. Dans ces gammes de courants et de tensions, il est avant tout nécessaire de recourir à un mode d'intégration conduisant à une bonne évacuation de la chaleur. Les avantages principaux de ce mode d'intégration sont : la réduction des dimensions et la réduction du coût [Na-1][Be-3]. La figure II.2 montre un exemple d'Intégration hybride

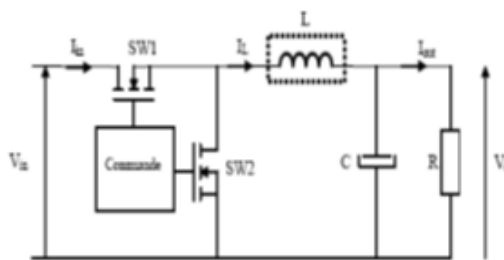


**Figure II.2.** Intégration hybride des systèmes de l'électronique de puissance [Go-1].

### II. 3. 2. Intégration monolithique

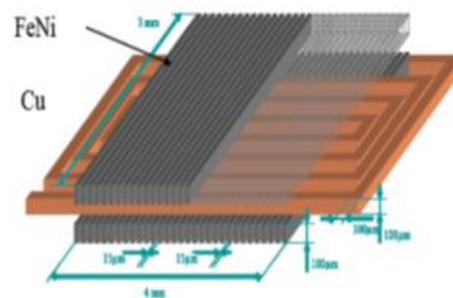
L'intégration monolithique, plus appropriée pour les convertisseurs de faible à très faible puissance, consiste à rassembler sur une même puce de silicium des semi-conducteurs de puissance et des circuits de contrôle commande, que l'on désigne souvent sous le nom de "Smart Power". Cependant, l'intégration monolithique possède ses limites techniques et économiques. Ainsi, certains circuits techniquement intégrables conduiraient à un coût très supérieur à celui de leur équivalent en éléments discrets. Réciproquement, certains composants ne sont pas intégrables (inductances et capacités de puissance) ou incompatibles (par exemple IGBT et diode rapide).

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



(a)

Emplacement de la micro bobine dans un dispositif d'électronique de puissance



(b)

Intégration monolithique d'une inductance

**Figure II.3 :** Exemple d'intégration monolithique [Li-1]

### II.4. ETAT DE L'ART SUR LES INDUCTANCES INTEGREES

Les inductances intégrées ont fait l'objet de diverses études scientifiques visant à mieux comprendre et modéliser leur comportement électrique et d'identifier les différents mécanismes à l'origine des pertes. Plusieurs méthodes d'intégration d'éléments inductifs peuvent être rencontrées dans la littérature, toutes ont pour but d'augmenter la valeur de l'inductance, d'améliorer la densité d'intégration ainsi que le facteur de qualité en diminuant les pertes et en permettant un fonctionnement à des fréquences toujours plus haut, avec un rendement tolérable. Depuis la fin des années soixante, les évolutions technologiques du secteur des convertisseurs de puissance nécessitent la demande des utilisateurs pour des densités de puissance toujours croissantes. L'apparition des alimentations à découpage puis l'augmentation graduelle des fréquences, utilisant de nouvelles techniques et de nouveaux matériaux, ont permis de répondre à cette demande [Go-1]. Nous allons présenter dans ce mémoire un état de l'art sur les micro-bobines.

### II. 4. 1. Les structures solénoïdales

La première idée concernant l'intégration des inductances est inspirée de la fabrication des inductances discrètes. Les inductances réalisées en discret, utilisées pour le stockage d'énergie, sont des structures solénoïdales obtenues en enroulant un fil conducteur autour d'un noyau magnétique. En microélectronique le procédé de fabrication de la structure solénoïdale repose sur des techniques d'électrodéposition pour les conducteurs et le noyau de fer nickel (permalloy). Toutefois la forte chute de la valeur de l'inductance avec la fréquence rend l'utilisation de ces composants dans des convertisseurs DC-DC peut intéressante au-delà du MHz. Cette micro-bobine solénoïdale intégrée (figure II.4) a été proposée par Ahn en 1996 [Li-1] [Ah-1].



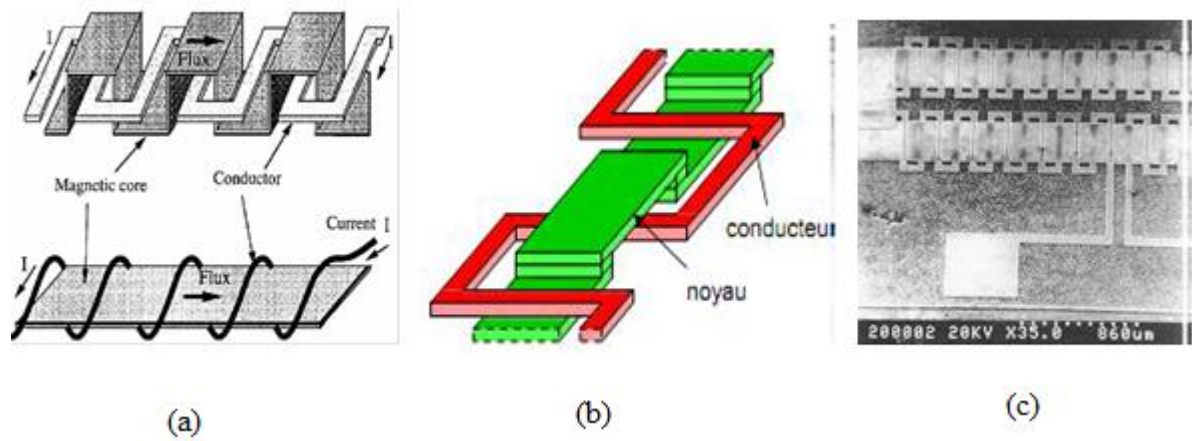
Figure II.4: Micro bobine solénoïdale.

### II. 4. 2. Structures serpents

Une deuxième évolution de la bobine solénoïdale a été développée au laboratoire au sein du groupe ISGE [Es-1] elle apporte quelques simplifications technologiques en supprimant l'étape intermédiaire de réalisation des vias entre les deux niveaux de conducteurs.

La seule différence entre ce type de bobines est la permutation faite à l'emplacement du conducteur avec celui du noyau. En effet, dans cette topologie le conducteur monocouche est aménagée en forme de serpent, alors que le noyau se trouve réparti sur trois niveaux pour envelopper le conducteur. Cette structure a pour objectif de réduire considérablement les résistances de contact le long du conducteur, assurant ainsi une montée en puissance par rapport au composant de forme toroïdal, sans risque de pertes excessives. La valeur d'inductance est calculée de façon identique à celle de la bobine précédente.

Finalement, vu que la longueur moyenne du noyau est plus importante, ceci a pour conséquence d'augmenter la réluctance du circuit magnétique et ainsi de diminuer la valeur de l'inductance [Es-3] [Be-1]. La figure II.5 (a) et (b) montre la topologie de ce type de bobine et (c) représente une photographie M.E.B. d'une réalisation.

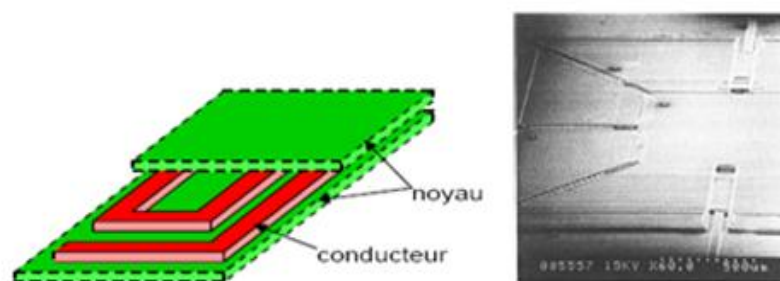


**Figure II.5 :** Bobine serpent (a) Principe de la structure Serpentin ; (b) Vue d'ensemble 3D; (c) Photographie de la réalisation [Gu-1].

### II. 4.3. Les inductances spirales Planaires

La plupart des inductances intégrées que l'on trouve dans la littérature possèdent une forme spirale planaire, tout à fait différent de ceux qui ont été présentées auparavant, Elles sont réalisées soit sur un substrat isolant, soit sur un substrat magnétique ou bien entre deux couches de matériaux magnétiques.

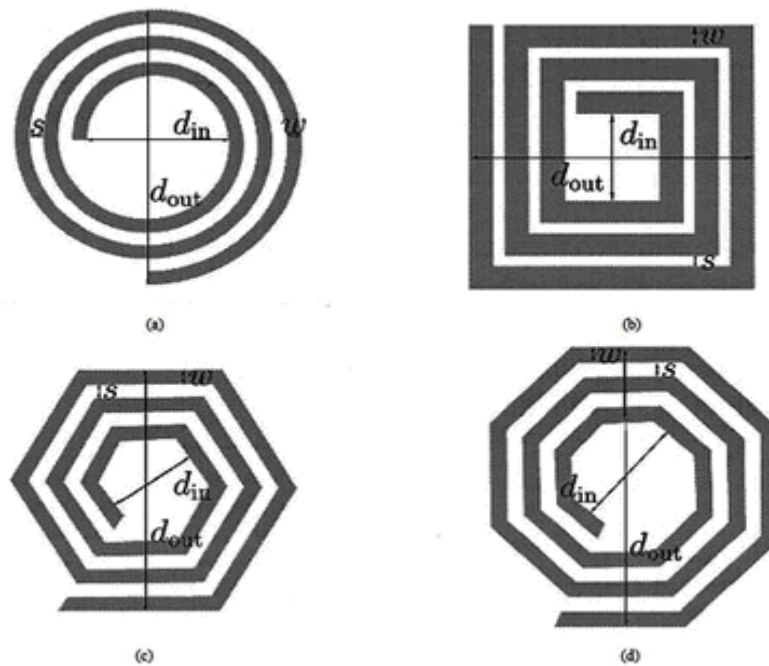
Les spirales simples sont très utilisées dans le domaine des radiofréquences pour fabriquer des inductances de quelques dizaines de nH. Afin de les adapter aux applications de puissance, la section du conducteur doit être augmentée pour réduire sa résistance. De plus, dans le but d'accroître la valeur d'inductance par unité de surface, le conducteur est pris en sandwich entre deux couches de matériaux magnétiques [Go-1] [Es-2] [Su-1]. La Figure II. 6 montre une vue en perspective d'une bobine de type "spirale" (a), et une photographie d'une réalisation (b)



**FigureII.6 :** bobines de type spirale [Ah-2].

La solution généralement adoptée consiste à dessiner une spirale (Figure II. 7 (a)). Cependant, certains procédés de fabrication ne permettent pas la réalisation de structures possédant des lignes courbes, dans ce cas, l'alternative à la spirale est l'inductance rectangulaire (Figure II. 7 (b)). Seulement, la présence d'angles droits contribue à la diminution des performances du fait des fortes concentrations de courant dans ces zones. Une

version polygonale (Figure II. 7(c, d)) peut être un compromis entre la spirale et l'inductance rectangulaire.



**Figure II.7 :** Structures inductives planaires spirales (a) Circulaire, (b) Carrée, (c) Hexagonale (d) Octogonale [Gu-1].

Avec

- $d_{out}$  : le diamètre extérieur
- $d_{in}$  : le diamètre intérieur
- $w$  : la largeur du conducteur
- $s$  : l'espacement entre deux conducteurs

Les différentes topologies offrent une augmentation marginale de la performance.

Les structures d'inductances hexagonales et circulaires sont connues pour offrir une augmentation des performances de 10% pour cent par rapport à la mise en page carrée.

## II.5. METHODES MATHEMATIQUES POUR LE CALCUL DE L'INDUCTANCE

Les calculs exacts pour l'inductance des différentes géométries nécessitent la résolution d'équations de Maxwell, à l'aide de calculs coûteux en 3D par éléments finis des simulateurs, ce qui paralyse le processus de conception. Par conséquent, les concepteurs sont intéressés par des expressions analytiques exactes pour les géométries, [Go-1] la valeur de l'inductance dépend de plusieurs paramètres qui sont

- le nombre de tours  $n$ .
- la largeur du conducteur  $w$ .
- l'espacement entre deux conducteurs.
- le diamètre intérieur  $d_{in}$ , extérieur  $d_{out}$  et moyen  $d_{avg}$

Ces derniers sont définis comme suit:

$$d_{avg} = \frac{(d_{out} + d_{in})}{2} \quad (II-1)$$

$$d_{out} = d_{in} + 2.n.(s + w) \quad (II-2)$$

### II. 5.1. Méthode de Wheeler

La méthode de calcul développée par Wheeler permet une évaluation de l'inductance d'une bobine hexagonale, octogonale ou carrée, réalisée de manière discrète [Wh-1]. Une simplification peut être opérée lorsqu'on se transpose dans le cas planaire intégré [Mo-1]. L'inductance  $L_{mw}$  donnée par la méthode de Wheeler a alors pour expression

$$L_{mw} = k_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{n^2 \cdot d_{avg}}{1 + k_2 \cdot \rho} \quad (II-3)$$

Dans laquelle  $\rho$  est le facteur de forme, défini par:

$$\rho = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}} \quad (II-4)$$

Et  $k_1$  et  $k_2$ , deux coefficients fonctions de la forme géométrique utilisée. Les valeurs de ces deux coefficients sont données dans le tableau II-1.

| Forme    | $k_1$ | $k_2$ |
|----------|-------|-------|
| Carrée   | 2,34  | 2,75  |
| Hexagone | 2,33  | 3,82  |
| Octogone | 2,25  | 3,55  |

**Tableau II-1 :** Valeurs des coefficients  $K_1$  et  $K_2$  données par Wheeler [Wh-1].

### II. 5.2. Méthode de Monomial

L'expression du Monomial utilisée pour calculer la self inductance est basée sur la relation suivante [Mo-2]:

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

$L_{\text{mon}} = \beta \cdot d_{\text{out}}^{\alpha_1} \cdot w^{\alpha_2} \cdot d_{\text{avg}}^{\alpha_3} \cdot n^{\alpha_4} \cdot s^{\alpha_5}$  Rappelons que  $n$  est le nombre de spires,  $\beta$ ,  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$ ,  $\alpha_4$ ,  $\alpha_5$  des constantes,  $d_{\text{avg}}$  le diamètre moyen de l'inductance défini à partir de  $d_{\text{in}}$  diamètre intérieur, et  $d_{\text{out}}$  diamètre extérieur, par la relation:

$$d_{\text{avg}} = \frac{d_{\text{out}} + d_{\text{in}}}{2} \quad (\text{II-6})$$

Avec

$w$  : Largeur des spires

$s$  : Espace entre spires

Et  $\beta$ ,  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$ ,  $\alpha_4$ ,  $\alpha_5$  : Coefficients fonction de la forme géométrique utilisée.

Les valeurs de ces coefficients sont données dans le tableau II-2.

| Géométrie | $\beta$              | $\alpha_1(d_{\text{out}})$ | $\alpha_2(w)$ | $\alpha_3(d_{\text{avg}})$ | $\alpha_4(n)$ | $\alpha_5(s)$ |
|-----------|----------------------|----------------------------|---------------|----------------------------|---------------|---------------|
| Carrée    | $1,62 \cdot 10^{-3}$ | -1,21                      | -0,147        | 2,4                        | 1,78          | -0,03         |
| Hexagonal | $1,28 \cdot 10^{-3}$ | -1,24                      | -0,174        | 2,47                       | 1,77          | -0,049        |
| Octogonal | $1,33 \cdot 10^{-3}$ | -1,21                      | -0,163        | 2,43                       | 1,75          | -0,049        |

**Tableau II-2** : Valeurs des coefficients :  $\beta$ ,  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$ ,  $\alpha_4$ ,  $\alpha_5$  utilisés dans l'expression du Monomial [Mo-1].

### II.5.3. Méthode de Mohan

Mohan [Mo-2] a développé une autre méthode pour la détermination de  $L$  qui simplifie les calculs et qui est basée sur le concept de feuilles de courants. Sa méthode sert d'approximation correcte dans le cas de géométrie où l'épaisseur du conducteur est négligeable devant sa largeur et sa longueur. Cette méthode a de plus l'avantage d'être facilement adaptable à d'autres géométries (carrée, octogonale et circulaire). L'inductance s'exprime par la relation suivante [Mo-2] :

$$L \cong \frac{\mu_0 \cdot n^2 \cdot d_{\text{avg}} \cdot c_1}{2} \cdot \left( \ln \left( \frac{c_2}{\rho} \right) + c_3 \cdot \rho + c_4 \cdot \rho^2 \right) \quad (\text{II-7})$$

Rappelons que  $n$  est le nombre de spires,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$  des constantes,  $d_{\text{avg}}$  le diamètre moyen de l'inductance défini à partir de  $d_{\text{in}}$  diamètre intérieur et  $d_{\text{out}}$  diamètre extérieur par la relation:

$$d_{\text{avg}} = \frac{(d_{\text{out}} + d_{\text{in}})}{2} \quad (\text{II-8})$$

Et  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$  : Coefficients dépendants de la forme géométrique utilisée.

Les valeurs de ces coefficients sont données dans le tableau II-3.

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

**Tableau II-3:** Paramètres géométriques utilisés par Mohan [Mo-2].

#### II. 5.4. Choix de la méthode de calcul

Parmi les méthodes de calcul présentées, ces trois méthodes donnent des résultats très proches pour chaque géométrie, de ce fait, nous optons pour la méthode qui facilite les calculs, c'est la méthode de Wheeler.

Dans le tableau II.1 donné par Wheeler, nous constatons que la valeur du coefficient prend la plus grande valeur  $k_1$  pour la géométrie carrée, de même la valeur prend la plus petite valeur  $k_2$  pour la même géométrie. De ce fait, la formule (II.3) de Wheeler attribue la plus grande valeur de l'inductance  $L$  à la spirale carrée.

Notre choix se pose donc sur la méthode de Wheeler pour une géométrie carrée.

#### II.6. INFLUENCE DU NOYAU MAGNETIQUE SUR LES MICRO-BOBINES

Après le choix de la géométrie de la bobine et la méthode de calcul, nous allons étudier l'influence du noyau sur la valeur de l'inductance.

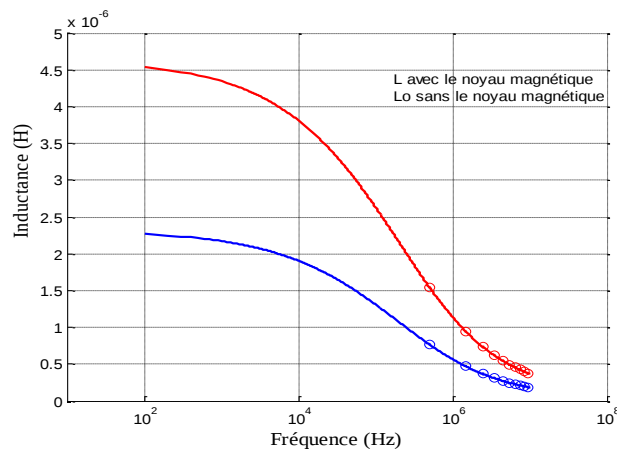
La littérature montre que le noyau d'une micro-bobine, permet non seulement d'augmenter la valeur de son inductance, de confiner les lignes de champ magnétiques, d'emmagasiner plus d'énergie.

Lorsqu'on insère un noyau magnétique dans une micro-bobine, l'expression qui permet le calcul de la valeur de l'inductance  $L$  sera donnée par l'équation II.9.

$$L_{mw} = k_1 \cdot \mu_0 \mu_r \cdot \frac{n^2 \cdot d_{avg}}{1 + k_2 \cdot \rho} \quad (\text{II-9})$$

$\mu_r$  représente la perméabilité relative du matériau magnétique utilisé comme noyau.

On remarque dans l'équation II.9 que la valeur de l'inductance  $L$  est proportionnelle à la perméabilité relative  $\mu_r$ , donc si  $\mu_r$  augmente, pour la même valeur de l'inductance, le nombre de spires  $n$  diminue. Ceci est en faveur de l'atténuation de différents effets parasites, que ce soit au niveau du ruban conducteur ou bien au niveau du substrat. Le choix judicieux du matériau magnétique détermine la taille du composant et permet d'augmenter la valeur de l'inductance de 10 à 100%, pour le même nombre de spires, et la même surface occupée [Ta-1] [Ch-2]. (Figure II.8).



**Figure II.8:** Influence du noyau magnétique sur la valeur de l'inductance [Ta-1].

### II.6.1 Choix du matériau ferromagnétique

Les applications en électrotechnique, en électronique et en microélectronique font appel à des matériaux magnétiques doux de natures différentes. Les matériaux doux sont utilisés surtout comme circuit magnétique, pour la concentration de lignes de flux magnétiques, comme noyau de bobines...etc. Leurs caractéristiques optimales sont:

Une induction à saturation élevée, une grande perméabilité relative, une forte résistivité électrique et une température de curie la plus élevée possible.

Les caractéristiques des trois grandes familles de ferrites sont présentées par le tableau (II.4).

| Paramètres typiques                   | MnZn        | NiZn            | NiFe                          |
|---------------------------------------|-------------|-----------------|-------------------------------|
| Fréquence d'utilisation               | 1KHz – 1MHz | 200kHz – 200MHz | 60KHz – > 1MHz                |
| Perméabilité magnétique $\mu_r$       | 850 - 5000  | 125 – 850       | 600 – > 10000                 |
| Température de Curie (°C)             | 100 - 300   | 150 – 450       | 250-- 630                     |
| Induction à saturation (mT) à 25°C    | 250 - 500   | 200 – 400       | 600 – 1600                    |
| Résistivité électrique ( $\Omega.m$ ) | 1- 10       | $10^3 - 10^6$   | $20. 10^{-8}$ – $80 .10^{-8}$ |

**Tableau II.4 :** Caractéristiques des trois grandes familles de ferrites [So-1].

Le tableau II.4 indique que l'induction à saturation, la perméabilité ainsi que la température de Curie des alliages NiFe sont plus élevées que celles du MnZn et du NiZn. L'inconvénient des l'alliages NiFe réside dans leur faible résistivité électrique qui est importante pour la réduction des courants de Foucault quand ils sont employés dans des champs alternatifs. Mais, la résistivité peut augmenter par l'introduction d'autres éléments conduisant à des alliages ternaires ou quaternaires.

Les alliages NiFe possèdent également d'autres critères très intéressants, ce sont les propriétés particulières des surfaces (états de surface sans défaut). En microélectronique, une

surface sans défauts évite le problème des court-circuits ainsi que le problème d'emballement thermique qui dégradent énormément les performances des composants microélectroniques.

Suite aux critères intéressants du NiFe, notre choix porte sur l'un de ses alliages : c'est le permalloy (80% de Ni et 20% de Fer). Le permalloy est très utilisé comme noyau dans les micro-bobines. Le seul inconvénient qui caractérise ce ferrite, est sa faible résistivité, mais ce problème peut être réglé par un bon dimensionnement géométrique.

## **II.7. CONCLUSION**

Dans ce chapitre nous avons présenté deux types d'intégrations de puissance : l'intégration hybride et l'intégration monolithique. De même, nous avons présenté un état de l'art sur les micro-bobines intégrées, ainsi que les matériaux magnétiques et les différentes méthodes de calcul de la littérature. Ceci, nous a permis de faire le choix du type d'inductances, et des matériaux qui rentrent dans sa réalisation.

Notre choix s'est porté donc sur une micro-bobine de type spirale planaire carrée avec un substrat en silicium et un noyau magnétique en permalloy.

# Chapitre III

*Méthodologie  
dimensionnement  
des micro-bobines*

# **METHODOLOGIE DE DIMENSIONNEMENT DES MICRO-BOBINES**

## **III.1. INTRODUCTION**

Comme le précise l'intitulé du chapitre, nous allons traiter les problèmes concernant l'optimisation du dimensionnement d'une micro-bobine intégrée pour l'électronique de puissance.

Nous rappelons que notre choix s'est porté sur une micro-bobine de type spirale planaire carrée avec un substrat en silicium et un noyau magnétique en permalloy. Notre objectif est l'intégration de cette structure dans un micro-convertisseur DC-DC abaisseur de tension de type Buck, dans la gamme des petites puissances et sous faibles tensions. Les contraintes liées à ce type d'intégration résident dans la mise au point d'une méthode adéquate permettant le dimensionnement de la micro-bobine intégrée, avec un minimum de pertes aux hautes et très hautes fréquences. Ils résident également dans la compatibilité des procédés technologiques contribuant à la fabrication du système complet ainsi que le coût de fabrication.

Un pré-dimensionnement précédant le dimensionnement des paramètres géométriques est nécessaire pour nous aider dans le choix des dimensions et impose les priorités en cas de nécessité lorsqu'on tombe dans l'embarras du choix.

### III.2. PRESENTATION DU MICRO-CONVERTISSEUR

Nous souhaitons intégrer la micro-bobine dimensionnée dans un micro-convertisseur Buck à stockage magnétique DC/DC abaisseur de tension (Figure III.1). Dans ce type de convertisseur, l'énergie est périodiquement stockée dans l'inductance sous forme d'un champ magnétique puis transférée vers la sortie. Le rapport cyclique qui est égal au rapport entre le temps de d'ouverture de l'interrupteur de commutation et la période, permet de contrôler la puissance transférée.

Le cahier des charges choisi est le suivant :

- Une tension d'entrée :  $V_e = 12\text{Volts}$  .
- Une tension de sortie :  $V_s = 6\text{Volts}$  .
- Un courant de sortie moyen :  $I_{\text{smoy}} = 0,5\text{ Ampères}$ .
- Un courant maximal :  $I_{L\text{max}} = 1\text{ Ampères}$ .
- Une fréquence de fonctionnement :  $f = 500\text{KHz}$ .

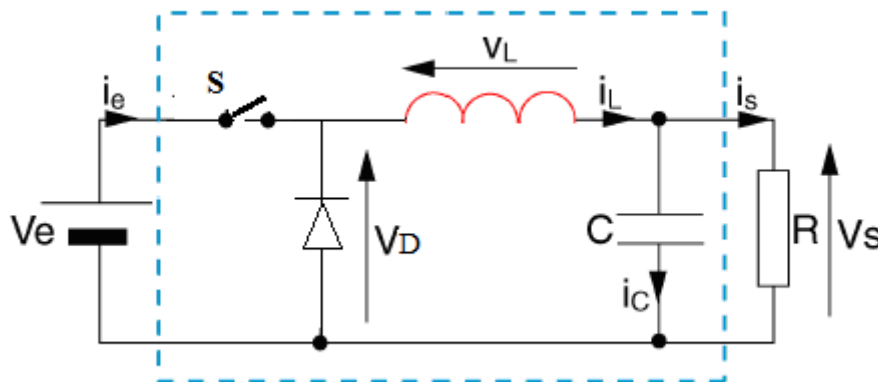


Figure. III.1 : Schéma de principe du convertisseur BUCK.

#### III.2.1. Principe de fonctionnement d'un abaisseur de tension BUCK

Les alimentations à découpage à deux interrupteurs ont toutes le même schéma de fonctionnement.

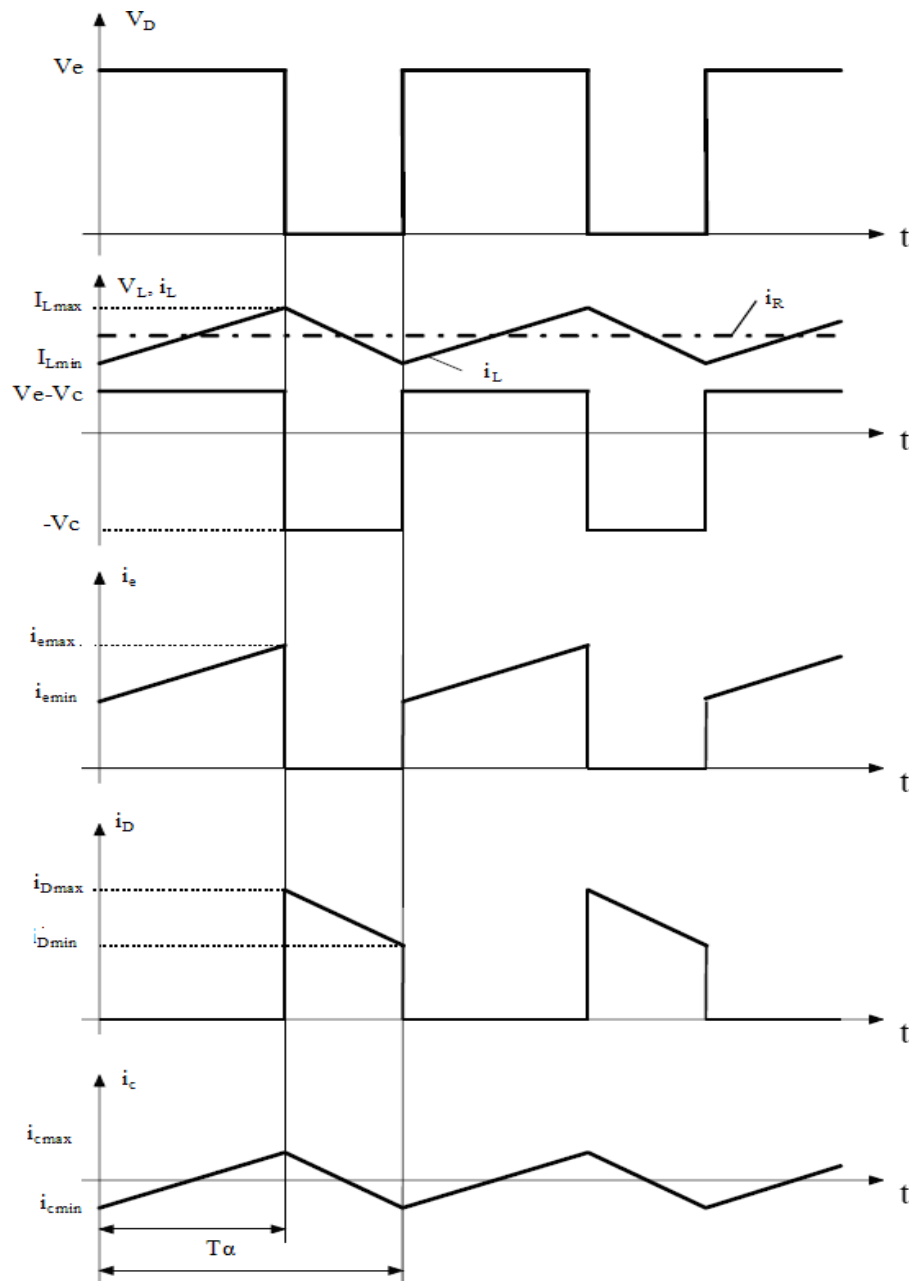
- Le premier interrupteur  $S$  permet de relier l'entrée à la sortie.
- Le second interrupteur représenté par une diode, court-circuite la source de courant quand  $S$  est ouvert.

Les états des deux interrupteurs doivent être complémentaires pour que la source de courant ne soit jamais en circuit ouverte et que la source de tension ne soit jamais court-circuitée.

Pour régler le transfert d'énergie, on applique aux interrupteurs une commande périodique de période  $T$  avec un rapport cyclique  $\alpha$  .

La tension de sortie du convertisseur est réglée en fonction du rapport cyclique. Le principe de fonctionnement de ce type de convertisseur est le suivant :

Lorsque l'interrupteur  $S$  se ferme pendant un temps  $\alpha T$ , le courant commence à circuler dans l'inductance  $L$ , le condensateur de filtrage  $C$  et la charge  $R$ . Lorsque l'interrupteur  $S$  s'ouvre, le courant dans l'inductance ne pouvant s'annuler immédiatement, c'est la diode qui assure la continuité du courant. Les formes d'ondes en mode de conduction continue des tensions et courants sont représentées par la figure III.2.



**Figure. III.2:** Chronogrammes de fonctionnement des tensions et courants dans un convertisseur Buck.

L'interrupteur est créé à l'aide d'un autre transistor MOS npn.

Les tensions et courants mis en jeu sont relativement faibles. Afin d'accroître le rendement du micro-convertisseur, il est impératif de réduire au maximum les pertes à l'intérieur de ce dernier.

### III.3. PRE-DIMENSIONNEMENT DE LA MICRO-BOBINE

Différents paramètres géométriques influent directement sur la valeur de l'inductance et de la résistance série dans les micro-bobines en technologie planar. Les paramètres principaux de cette influence sont les diamètres interne et externe de la spirale, la largeur et l'épaisseur du ruban conducteur, l'espacement inter-spires et le nombre de tours (figure III.3).

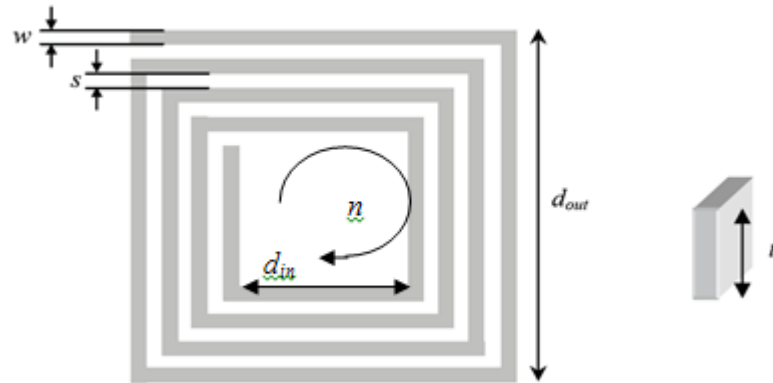


figure III.3 Les différents paramètres constituant [De-1].

#### III.3.1. Influence de la largeur $w$ et de l'épaisseur $t$ du conducteur

##### III.3.1.1. Densité de courant et effet de peau

Afin d'étudier l'influence de la fréquence sur l'effet de peau, nous utilisons le logiciel Origine pour tracer la courbe  $\delta = F(f)$ .

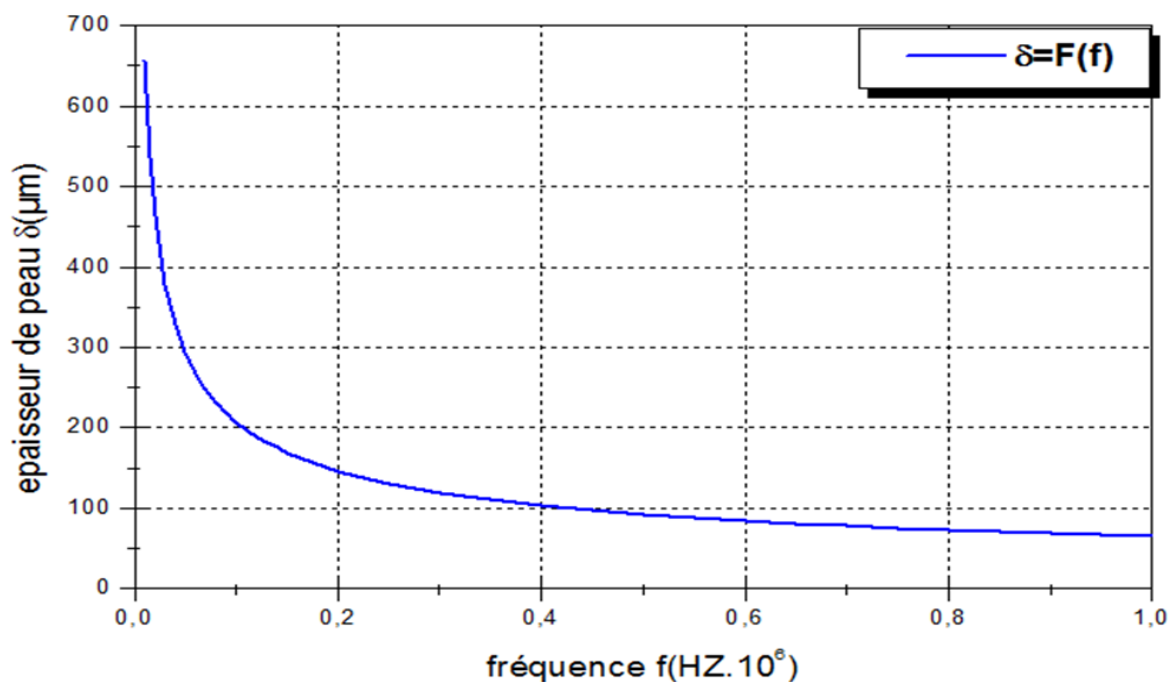
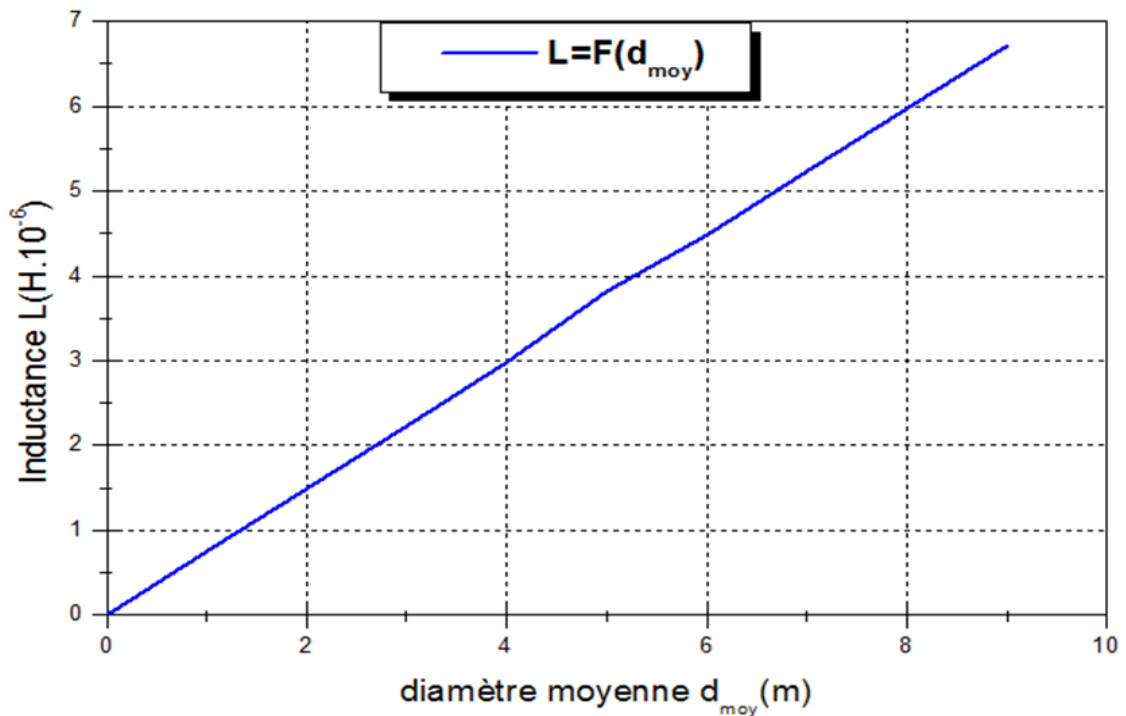


Figure. III.4 : Variation de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence.

Dans le courbe  $\delta=F(f)$  nous remarquons que l'augmentation de la fréquence diminue l'épaisseur de peau. À partir de cette concluons, nous pouvons estimer la résistance dans un conducteur rectiligne en fonction de la fréquence

### III.3.2. Influence du diamètre moyen sur la valeur de l'inductance

La figure III.5 représente la variation de l'inductance série L en fonction du diamètre moyenne  $d_{moy}$ .

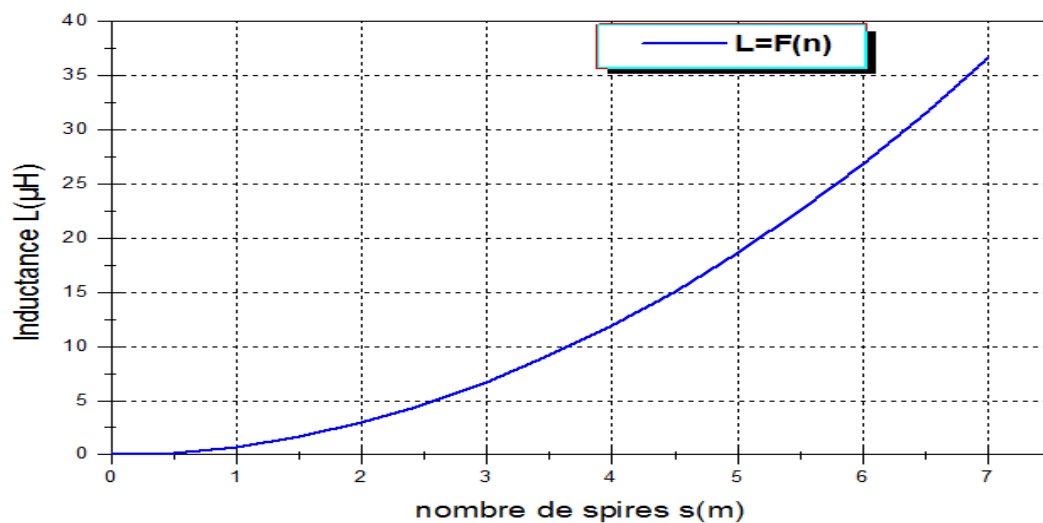


**Figure. III.5 :** Variation de l'inductance en fonction de diamètre moyenne.

Nous remarquons que la valeur du diamètre moyenne  $d_{moy}$  est proportionnelle à la valeur de l'inductance L. On peut déduire donc que l'augmentation du diamètre moyen entraîne une augmentation de la valeur de l'inductance L.

### III.3.3. Influence du nombre de spires sur la valeur de l'inductance

La courbe  $L = F(n)$  dans la figure III.6, représente d'influence du nombre de spires  $n$  sur la valeur de l'inductance  $L$ .



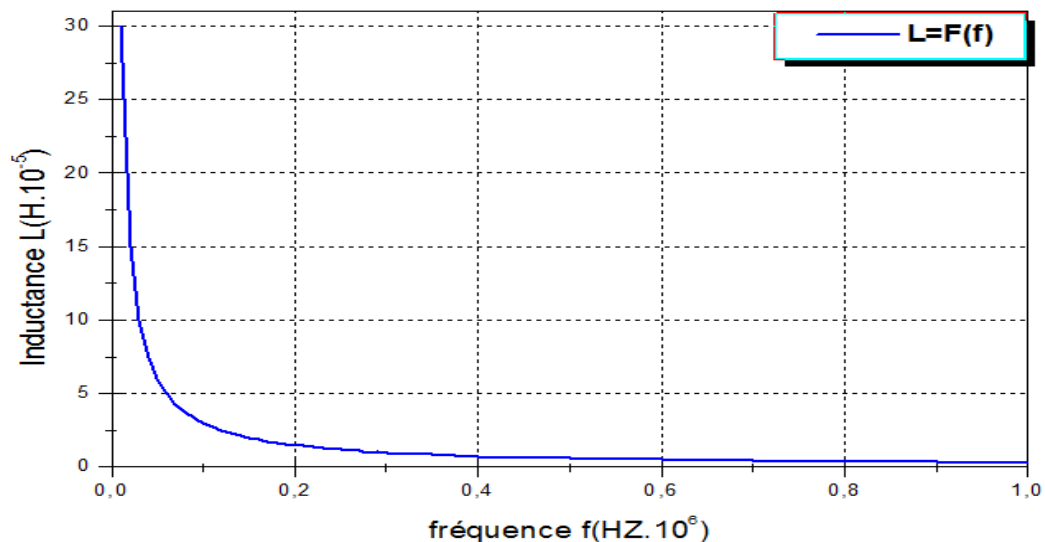
**Figure. III.6 :** Variation de l'inductance en fonction de nombre de spires.

D'après les équations (II-3 et II.7), nous remarquons que la valeur de l'inductance est proportionnelle au carré du nombre de tours  $n$ . Ainsi nous pouvons dire que l'augmentation du nombre de tours  $n$  conduit vers une augmentation rapide de la valeur de l'inductance  $L$ .

Physiquement, lorsque le nombre de tours augmente, le flux magnétique devient plus intense, ce qui permet une augmentation de la valeur de l'inductance.

### III.3.4. Influence de la fréquence sur la valeur de l'inductance

Le logiciel Origine, nous permet également d'étudier l'influence de la fréquence sur la valeur de l'inductance (Figure III.7).



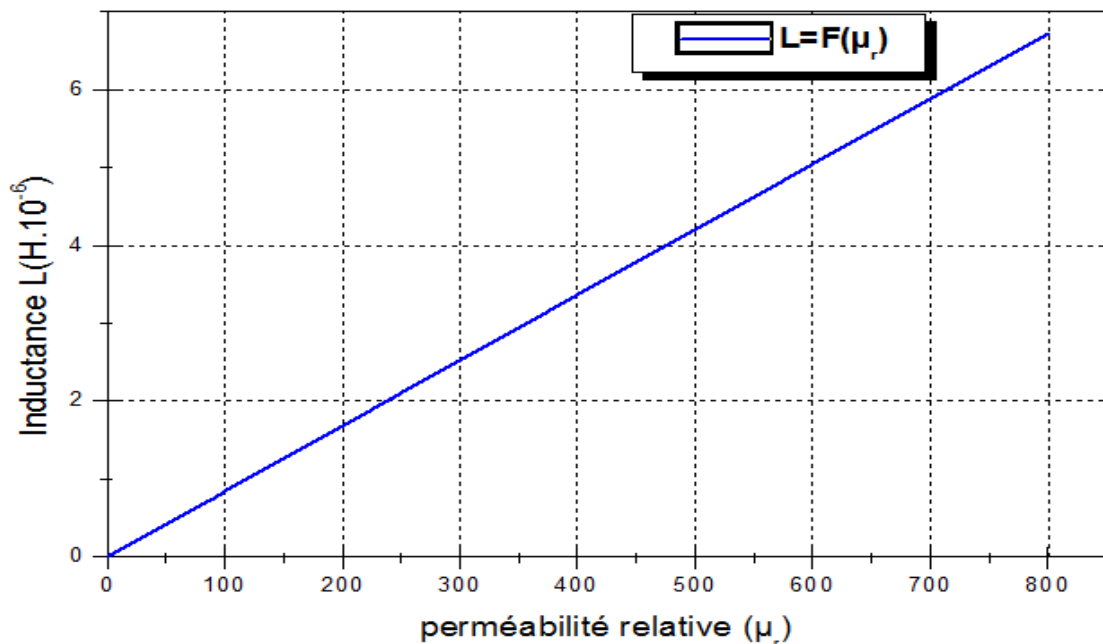
**Figure. III.7 :** Variation de l'inductance en fonction de la fréquence.

Dans la courbe  $L = F(f)$ , Nous remarquons que l'inductance  $L$  décroît d'une manière hyperbolique lorsque la fréquence augmente (équation III-6).

Aux basses fréquences, l'inductance  $L$  atteint son maximum car la résistance série est faible et constante. Lorsque la fréquence augmente, l'épaisseur de peau diminue et la résistance ohmique ainsi que les pertes joules augmentent

### III.3.5. Influence de la perméabilité magnétique sur la valeur de l'inductance

La figure III.8 représente la variation de valeur de l'inductance  $L$  en fonction de perméabilité magnétique



**Figure. III.8 :** Variation de l'inductance en fonction la perméabilité relative du noyau.

Nous remarquons que la valeur de la perméabilité relative du noyau est proportionnelle à la valeur de l'inductance (l'équation III. 10), Ainsi nous pouvons dire que toute augmentation de la valeur de la perméabilité relative conduit à l'augmentation de la valeur de l'inductance  $L$ .

Physiquement, qu'on on insère un noyau magnétique dans une bobine, la densité du flux magnétique augmente en fonction de la perméabilité relative du matériau magnétique. Lorsque la densité du flux magnétique croît, il est évident que la valeur de l'inductance croît aussi.

## III.4. DIMENSIONNEMENT DU NOYAU DE LA MICRO BOBINE

### III.4.1. Calcul de la valeur d'inductance

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

Durant l'état passant (état ON), le courant traversant la bobine augmente suivant la relation :

$$V_e = L \left( \frac{dI_L}{dt} \right) \quad (\text{III.1})$$

A la fin de l'état passant, le courant  $I_L$  a augmenté de :

$$\Delta I_{\text{on}} = I_{L\text{max}} - I_{L\text{min}} \quad (\text{III.2})$$

Le mode de fonctionnement est imposé par le courant de sortie moyen  $I_{S\text{moy}}$ .

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

$$I_{L\text{moy}} = I_{S\text{moy}} = \frac{I_{L\text{max}} + I_{L\text{min}}}{2} \quad (\text{III.3})$$

D'où

$$I_{L\text{min}} = 2I_{S\text{moy}} - I_{L\text{max}} \quad (\text{III.4})$$

Et par suit :  $I_{L\text{min}} = 0\text{A}$  et  $\Delta I_L = 1\text{A}$ .

Ainsi le micro-convertisseur fonctionne en mode de conduction discontinue, c'est-à-dire que le courant dans la bobine diminue jusqu'à s'annuler. Ensuite, à l'état passant, le courant augmente à nouveau.

La durée de la période  $T$  pendant laquelle l'interrupteur  $S$  de la figure III.1 est fermé conduit ainsi à une augmentation de l'énergie stockée dans l'inductance, cette durée est représentée par  $\alpha T$ .

Un abaisseur de tension est régi par les équations suivantes :

$$\Delta I_L = \frac{\alpha V_e (1 - \alpha)}{L.f} \quad (\text{III.5})$$

$\alpha = \frac{V_s}{V_e}$ . L'ondulation en courant  $\Delta I_L$  est maximale pour  $\alpha = 0.5$

Avec

Connaissant les valeurs de la fréquence, de la tension d'entrée et de l'ondulation en courant ( $f=500\text{Khz}$ ,  $V_e=12\text{V}$  et  $\Delta I_L=1\text{A}$ ), nous pouvons tirer la valeur de l'inductance L.

$$L = \frac{\alpha V_e (1-\alpha)}{\Delta I_L \cdot f} \quad (\text{III.6})$$

Après calcul, on trouve :  $L= 6.72 \mu\text{H}$

Ainsi nous devons réaliser une micro bobine dont la valeur de l'inductance sera  $6,72 \mu\text{H}$ . Nous calculons dans un premier temps l'énergie stockée par la micro-bobine, ensuite, nous calculons le volume du circuit magnétique, qui nous permet d'évaluer le diamètre externe de la micro-bobine. Le diamètre étant fixé, nous pouvons calculer les autres paramètres géométriques qui sont : le nombre de spires n, le diamètre interne de l'inductance  $d_{in}$ , la largeur et l'épaisseur respectives du ruban conducteur w et t, et la distance inter-spires s, l'évaluation de ces paramètres est parmi l'un des objectifs de cette étude.

#### III.4.2. Calcul de l'énergie stockée par la micro-bobine

La valeur de l'inductance de la micro-bobine étant déterminée, il est possible de calculer l'énergie maximale stockée dans ce composant par la relation (III. 7).

$$W = \frac{1}{2} L I_{L\text{moy}}^2 \quad (\text{III. 7})$$

Les valeurs de L et  $I_{L\text{moy}}$  étant connues, nous trouvons après calcul :  $w=0.75 \mu\text{j}$

Pour une valeur d'inductance de  $6.72\mu\text{H}$  traversée par un courant moyen  $I_{L\text{moy}}=0.5\text{A}$ , la micro-bobine peut stocker une quantité d'énergie moyenne de  $0.75\mu\text{j}$ .

Afin de déterminer le volume de permalloy (NiFe) nécessaire au stockage de l'énergie dans la micro bobine, nous devons connaître la densité volumique d'énergie caractérisant ce matériau. Cette densité est donnée par la relation (III.8).

$$W_{V\text{max}} = \frac{B_{\text{max}}^2}{2\mu_0\mu_r} \quad (\text{III. 8})$$

Le volume nécessaire pour stocker l'énergie va donc être fixé par l'induction magnétique maximale  $B_{\text{max}}$  que peut supporter le matériau et sa perméabilité relative  $\mu_r$ .

Avec une perméabilité relative  $\mu_r=800$  et une induction à saturation  $B_{\text{max}}=0.6\text{ T}$  du permalloy et  $\mu_0= 4\pi 10^{-7}\text{H/m}$ , nous aurons :  $w_{\text{vmax}}= 179 \text{ j}\cdot\text{m}^{-3}$

L'expression (III. 9) nous permet de déterminer le volume de permalloy nécessaire pour une valeur de l'inductance  $L = 6.72\mu\text{H}$ .

$$V = \frac{w}{w_{vmax}} = 4.18.10^{-9}m^3$$

(III. 9)

Soit  $4.18.10^{-9}m^3$  de permalloy pour stocker  $0.75\mu j$ .

### III.5. DIMENSIONNEMENT GEOMETRIQUE DE LA MICRO-BOBINE

Le volume du noyau ferromagnétique à étant évalué à  $4mm^3$ , nous considérerons ce dernier comme un bloc cubique, et nous prenons comme jeu de dimensions, une épaisseur de ce bloc égale à 1.5 mm ce qui donne une section carrée  $A_{mag}$  de  $2.66mm^2$  et de côté  $L = 1.63mm$  de.  $A_{mag}$  Étant la section sur laquelle nous poser une spirale carrée, et si on laisse dans chaque côté une épaisseur de  $65\mu m$  pour les tiges d'accès et de sortie de l'inductance, le diamètre externe serait égale à  $1500\mu m$ .

#### III.5.1. Calcul du nombre de spires n

Pour calculer le nombre de spires n, nous utilisons l'expression donnée par Wheeler :

$$L_{mw} = K_1 \mu_0 \mu_r \frac{n^2 d_{moy}}{1 + k_2 A_m} \quad (III. 10)$$

$$d_{moy} = \frac{1}{2} (d_{int} + d_{ext}) \quad (III.11)$$

$$A_m = \frac{d_{ext} - d_{int}}{d_{ext} + d_{int}} \quad (III.12)$$

Les coefficients  $k_1$  et  $k_2$  sont définis pour chaque géométrie, pour une spirale carré  $k_1=2.34$  et  $k_2=2.75$

À partir de relation (III. 10), nous déduisons le nombre de tours n :

$$n = \sqrt{\frac{L_{mw}(1+k_2 A_m)}{K_1 \mu_0 \mu_r d_{moy}}} \quad (III.13)$$

En posant  $c = \frac{d_{in}}{d_{ext}}$ , nous pouvons modifier l'expression de wheeler en écrivant n en fonction des paramètres c et  $d_{ext}$  au lieu de  $A_m, d_{moy}, d_{ext}$  et  $d_{in}$ , d'où la nouvelle expression de Wheeler (III. 14).

$$n = \sqrt{\frac{2L_{mw} [(1+c)+k_2 (1-c)]}{\mu_0 \mu_r k_1 d_{ext} (1+c)^2}} \quad (III. 14)$$

Avec une valeur de l'inductance  $L = L_{mw} = 6.72 \mu H$ , un rapport  $c = 0.2$  et un diamètre externe  $d_{ext} = 1.5 \cdot 10^{-3} m$  nous trouvons la valeur du diamètre interne  $d_{in} = 0.3 \cdot 10^{-3} m$  et un nombre de spires :  $n = 2.99 \approx 3$ .

### III.5.2. Calcul de l'épaisseur $t$ et la largeur $w$ du conducteur

Pour éviter le problème de l'effet de peau, nous calculons la largeur «  $w$  » et l'épaisseur «  $t$  » du conducteur en fonction de l'épaisseur de peau et de la densité de courant admissible par le ruban conducteur. La densité du courant dans un conducteur dont la section est rectangulaire, s'exprime par les relations suivantes [Ga- 1]:

$$j(x) = j_0 e^{\frac{-x}{\delta}} e^{\frac{-ix}{\delta}} \quad \text{et} \quad \|j(x)\| = j_0 e^{\frac{-x}{\delta}} \quad (\text{III.15})$$

$J(x)$  étant la densité surfacique du courant circulant dans la spirale

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (\text{III.16})$$

La valeur moyenne de la densité du courant surfacique sera décrite par l'équation (III.17).

$$j_{moy} = \frac{1}{\delta} \int_0^{\delta} \|j(w)\| dw = \frac{1}{\delta} \int_0^{\delta} j_0 e^{\frac{-w}{\delta}} dw = j_0 (1 - e^{-1}) \approx 0.63 j_0 \quad (\text{III.17})$$

Avec une résistivité du cuivre à température ambiante  $\rho = 1.7 \cdot 10^{-8} \Omega m$ , et une perméabilité magnétique  $\mu_r = 1$  avec  $\mu = \mu_0 \mu_r$  et  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} H/m$ , et une fréquence  $f = 500 KHz$  on obtient après calcul :  $\delta = 9.28 \cdot 10^{-5} m = 92.8 \mu m$

Les conditions imposées Pour que le courant circule dans toute la section du conducteur, sont :

$$W \leq 2\delta \quad \text{ou} \quad t \leq 2\delta$$

On impose une des deux valeurs  $t$  ou  $w$  et on calcule la deuxième. il est préférable de poser la valeur de l'épaisseur  $t$  du conducteur, car la largeur  $w$  dépend d'autres paramètres. On posant donc  $t = 20 \mu m$ , on peut calculer la largeur  $w$ .

Pour qu'un courant maximal  $I_{Lmoy} = 0.5 A$  puisse circuler dans le ruban conducteur de notre inductance, il faut que la section  $S$  de ce dernier remplisse la condition suivante :

$$I_{Lmoy} = S j_{moy} \quad \text{avec} \quad S = w \cdot t \quad (\text{III.18})$$

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

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

Selon les dimensions et la forme, des densités de courant de  $10^9$  à  $10^{10}$  A/m<sup>2</sup> sont alors possibles [Bo-1] [El-1], Ce qui nous permet de poser comme conditions aux limites

$$j_0 = 10^9 \text{ A/m}^2, \text{ d'où la densité de courant moyenne : } j_{\text{moy}} = 3.6 \cdot 10^8 \text{ A/m}^2$$

$$\text{Un courant moyen } I_{\text{Lmoy}} = 0.5 \text{ A nous donne : } S = 1.38 \cdot 10^{-9} \text{ m}^2 = 1388.88 \text{ } \mu\text{m}^2$$

Après calcul, la largeur aura comme valeur :  $W = 69.44 \text{ } \mu\text{m}$

### III.5.3. 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) à partir de la formule (III. 19).

$$s = \frac{d_{\text{ext}} - d_{\text{in}} - 2wn}{2(n-1)} \quad (\text{III. 19})$$

$$\text{D'où } s = 195.84 \text{ } \mu\text{m}$$

### III.5.4. Calcul de la longueur moyenne $I_{\text{moy}}$ du ruban conducteur

La longueur moyenne  $I_{\text{moy}}$  du conducteur dans une inductance spirale carrée est calculée à partir l'expression (III. 20).

$$I_{\text{moy}} = 4n [d_{\text{ext}} - (n-1)s - nw] - s \quad (\text{III. 20})$$

$$\text{D'où } I_{\text{moy}} = 10604.16 \text{ } \mu\text{m}$$

## III.6. RESULTATS DU DIMENSIONNEMENT GEOMETRIQUE

Les résultats du dimensionnement géométrique, sont regroupés dans le tableau III. 1 .

| Paramètres géométrique                     | Résultats du dimensionnement |
|--------------------------------------------|------------------------------|
| Nombre de spires : n                       | 3                            |
| Longueur moyenne du conducteur : $l_{moy}$ | 10604.16 $\mu m$             |
| Largeur du conducteur : w                  | 69.44 $\mu m$                |
| Epaisseur du conducteur : t                | 20 $\mu m$                   |
| Espacement inter-spires : s                | 195.84 $\mu m$               |
| Diamètre externe de la spirale : $d_{ext}$ | 1500 $\mu m$                 |
| Diamètre interne de la spirale : $d_{in}$  | 300 $\mu m$                  |

**Tableau III.1** : Résultats du dimensionnement géométrique.

### III.7. CONCLUSION

La topologie des inductances a été optimisée pour améliorer la performance des micro-bobines, mais ces méthodes résultent souvent d'un compromis. Dans ce chapitre nous avons présenté les différents paramètres électriques et géométriques qui influent d'une manière directe sur le comportement de l'inductance en fonction de la fréquence, nous avons évalué l'influence de tous les paramètres géométriques sur l'inductance.

À partir des valeurs de l'inductance et de l'énergie emmagasinée, ainsi que de la nature des matériaux choisis, nous avons dimensionné la micro- bobine en calculant les paramètres géométriques.

# Chapitre IV

*Etude des effets  
électromagnétiques dans les  
micro-bobines*

# **ETUDE DES EFFETS ELECTROMAGNETIQUES DANS LES MICRO-BOBINES**

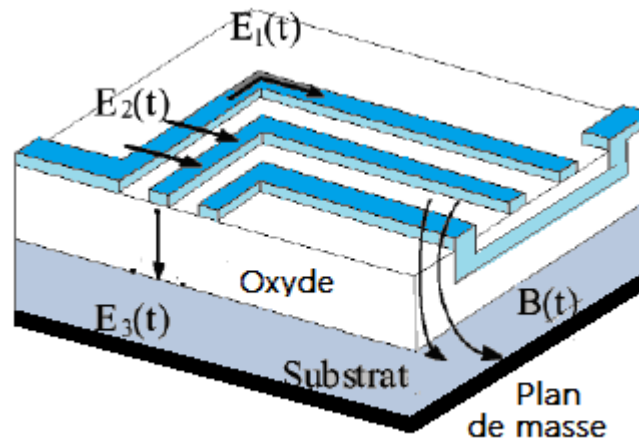
## **IV.1. INTRODUCTION**

Dans le chapitre III, nous avons présenté une étude qui a porté sur le dimensionnement d'une inductance planaire spirale carrée en vue de son intégration dans un micro-convertisseur, Mais dans ce chapitre nous allons étudier les effets parasites générées par la nouvelle architecture intégrée de la micro-bobine. Les effets parasites sont représentés dans le circuit électrique de la micro-bobine. L'objectif du dimensionnement est d'atténuer (ou éliminer si possible) les effets parasites. Le calcul les valeurs des éléments parasites générés par les circuits électrique et magnétique de la micro-bobine, ainsi que la simulation à l'aide du Logiciel PSIM, nous ont permis de valider notre dimensionnement.

## IV.2. MODELISATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE SPIRALE

### IV.2.1. Les différents effets électromagnétiques qui apparaissent dans une micro-bobine planaire

Nous considérerons une micro-bobine de forme spirale planaire carrée nommée **inductance planaire spirale** et essayer d'étudier les différents effets électromagnétiques qui peuvent apparaître lors de son fonctionnement.



**Figure IV.1:** Champs créés dans une inductance planaire spirale [Tu-1].

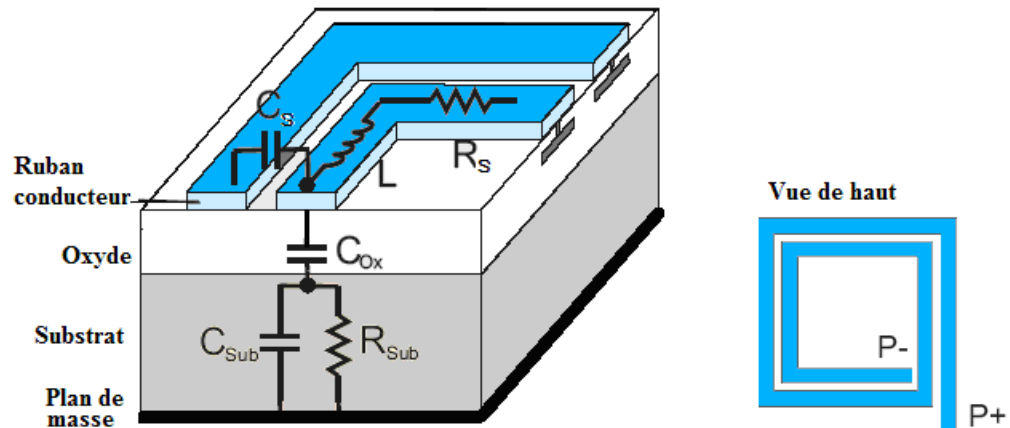
- Le champ électrique  $E_1(t)$  est dû à la différence de potentiel entre les deux extrémités de la spirale. Ce champ induit des pertes ohmiques  $R_s$  compte tenu de la conductivité non nulle de la spirale conductrice.
- Le champ électrique  $E_2(t)$  est le résultat de la différence de potentiel 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 l'inductance et le substrat se traduisant par une capacité  $C_{ox}$ , ainsi que des pertes ohmiques à l'origine des résistances  $R_{si}$ , du fait que le champ électrique pénètre dans le substrat semi-conducteur.
- Le champ magnétique désigné par l'induction  $B(t)$  est causé par le courant circulant à travers les pistes de la spirale. Il définit un comportement inductif se traduisant par la circulation des courants parasites dans le substrat et les pistes.

Indépendamment des structures géométriques des inductances planaires spirales (circulaire, carrée ou octogonale), Il reste même les effets électromagnétiques.

### IV.2.2. Modèle électrique en « $\pi$ » d'une inductance planaire

L'idée de base qui a permis de concevoir le modèle électrique d'une inductance planaire spirale, consiste à modéliser l'ensemble de l'enroulement comme un seul dipôle. En conséquence l'inductance et tous les éléments parasites sont rapportés à un seul élément physique.

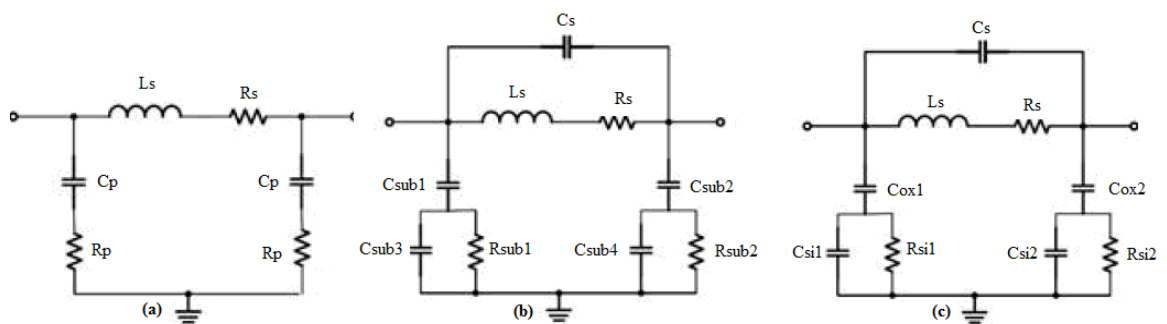
Quels parasites apparaissent ? Et comment doivent-ils être aménagés en un circuit électrique équivalent. La coupe transversale d'une inductance planaire représentée par la figure VI.2 nous donne la réponse en justifiant le modèle électrique rapporté par Yue et Yong (figure IV.3).



**Figure IV.2:** Coupe transversale d'une inductance planaire spirale.

### IV.2.3. Modèle de Yue et Yong

Le premier modèle électrique d'une inductance planaire avec un substrat en silicium était proposé par Nguyen et Meyer [Ng-1] en 1990. Ils ont proposé un modèle en « $\pi$ » pour décrire le comportement d'une l'inductance spirale planaire (Figure IV.3 (a)). Plus tard Ashby et al [As-1] ont amélioré le modèle de Nguyen et Meyer en prenant en considération plus de mécanismes physiques apparaissant dans l'inductance (Figure IV.3 (b)). Cependant les paramètres du modèle avaient besoin d'être ajustés à partir des courbes expérimentales plutôt que d'avoir une signification physique. Six ans plus tard, Yue et Yong [Yu-1] ont rapporté un modèle similaire (Figure IV.3 (c)) mais avec des paramètres plus appropriés à la géométrie de l'inductance [Co-1].



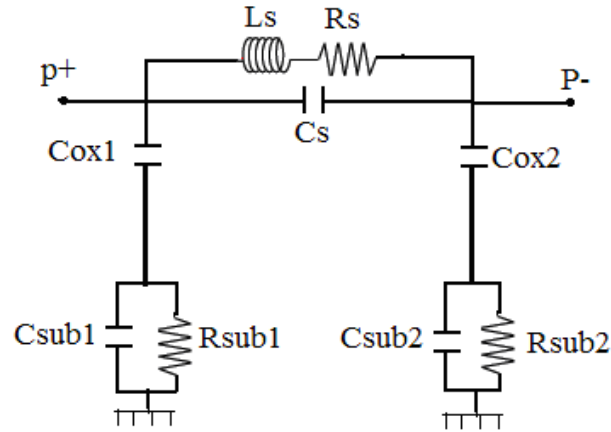
**Figure IV.3 :** Modèles en «  $\pi$  » d'inductances planaires spirales développés par (a) Nguyen et Meyer [Ng-1], (b) Ashby et al [As-1], (c) Yue et Wong [Yu-1].

## IV.3. CIRCUIT ELECTRIQUE D'UNE INDUCTANCE SPIRALE PLANAIRE

### IV.3.1. Inductance sans noyau magnétique

On se basant sur le modèle de Yue et Yong, tout en prenons en considération les différents effets parasites associés, incluant l'inductance série propre  $L_s$ , les

résistances  $R_s$  et  $R_{si}$ , ainsi que les capacitifs parasites  $C_s$ ,  $C_{si}$  et  $C_{ox}$ , le circuit électrique d'une inductance spirale planaire (micro-bobine) sera représenté par le modèle de la figure IV.4.



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

- $C_s$  : 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.
- $R_s$  : Pertes ohmiques dans le ruban conducteur de la spirale.

La branche série est composée de l'inductance globale  $L_s$  et la résistance série  $R_s$  qui apparaît le long de l'enroulement entier.  $C_s$  est située entre les terminaux.

En raison de l'hypothèse de symétrie, les éléments parasites  $C_{ox}$ ,  $R_{sub}$  et  $C_{sub}$  de l'enroulement sont divisés en deux parties égales et placés de chaque côté des pôles ce qui justifie les relations suivantes :

$$C_{ox1} = C_{ox2} = \frac{C_{ox}}{2} \quad (IV.1)$$

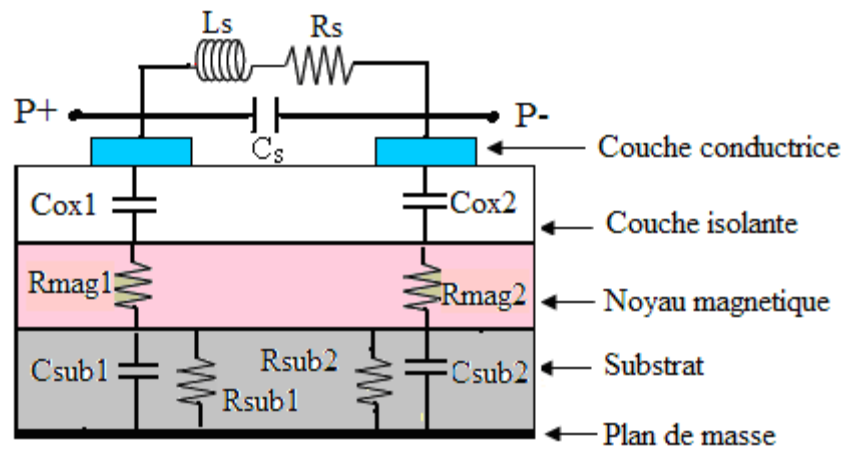
$$C_{sub1} = C_{sub2} = \frac{C_{sub}}{2} \quad (IV.2)$$

$$R_{sub1} = R_{sub2} = 2R_{sub} \quad (IV.3)$$

#### IV.3.1. Inductance avec noyau magnétique

Quand on insère un noyau ferromagnétique entre le diélectrique et le substrat semi-conducteur, d'autres paramètres technologiques apparaissent dans le circuit électrique de

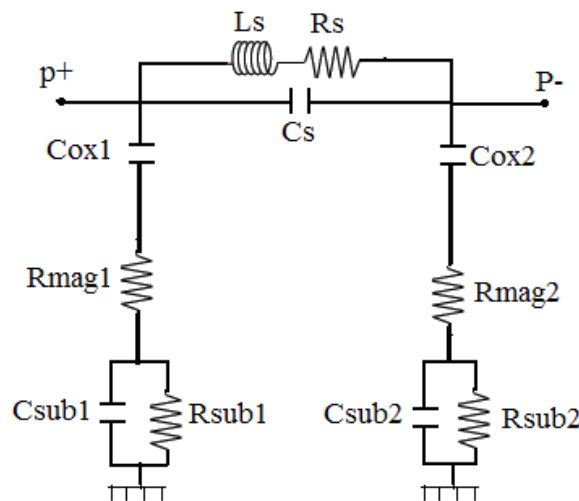
l'inductance spirale planaire. Ce nouveau circuit électrique (Figure IV.6) résulte de la coupe transversale de l'inductance ferromagnétique (Figure IV.5).



**Figure IV.5 :** Coupe transversale d'une inductance ferromagnétique planaire spirale [Me-2].

Les éléments rajoutés dans le nouveau circuit électrique de la figure IV.6 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.6 :** Circuit électrique d'une inductance planaire ferromagnétique [Me-2].

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

$$C_s = \epsilon_0 \frac{\tau l_{moy}}{s} \quad (IV.4)$$

$$C_{ox1} = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_{ox} \frac{A}{\tau_{ox}} \quad (IV.5)$$

$$C_{sub1} = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_{si} \frac{A}{h_{sub}} \quad (IV.6)$$

Les expressions appropriées pour les résistances du substrat et de la ferrite sont données par les relations suivantes :

$$R_{sub} = \rho_{si} \frac{h_{sub}}{A} \quad (IV.7)$$

$$R_{mag} = \rho_{NiFe} \frac{h_{mag}}{A} \quad (IV.8)$$

$$R_s = \rho \frac{l_{moy}}{w.t} \quad (IV.9)$$

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

#### IV.4. CALCUL DES PARAMETRES TECHNOLOGIQUES

Connaissant les permittivités électriques et les résistivités électriques des différents matériaux, utilisés dans la conception de la micro-bobine, ainsi que les dimensions de ses différents paramètres géométriques, nous pouvons calculer les valeurs des paramètres technologiques.

| Matériaux                     | Permittivités électriques des        |
|-------------------------------|--------------------------------------|
| L'air                         | $\epsilon_0 = 8,85 \text{pF.m}^{-1}$ |
| Dioxyde de silicium (isolant) | $\epsilon_{ox} = 3,9$                |
| Silicium (semi-conducteur)    | $\epsilon_{si} = 11,8$               |

**Tableau IV.1 :** Permittivités électriques des matériaux.

| Matériaux | Résistivité électriques des Matériaux     |
|-----------|-------------------------------------------|
| Permalloy | $\rho_{NiFe} = 20.10^{-8} \Omega\text{m}$ |
| Silicium  | $\rho_{Si} = 18,5 \Omega\text{m}$         |
| Cuivre    | $\rho_{cu} = 1,7.10^{-8} \Omega\text{m}$  |

**Tableau IV.2 :** Résistivités électrique des matériaux.

| Epaisseurs des différentes couches    | Valeurs               |
|---------------------------------------|-----------------------|
| L'épaisseur du noyau                  | $h_{mag} = 500 \mu m$ |
| L'épaisseur du substrat               | $h_{sub} = 100 \mu m$ |
| L'épaisseur du diélectrique (isolant) | $t_{ox} = 35 \mu m$   |

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

Pour le calcul des paramètres technologiques qui sont le résultat de différents effets parasites dus à la technologie du composant, nous allons nous en servir des expressions données par la littérature pour les calculer.

Avec  $w=69.44\mu m$ ,  $l_{moy}=10604.16\mu m$ ,  $t=20\mu m$ ,  $s=195.84\mu m$

#### ➤ Valeurs calculées des paramètres technologiques

| paramètres technologiques | valeurs calculées |
|---------------------------|-------------------|
| $C_s$ (PF)                | $9,584.10^{-3}$   |
| $C_{ox}$ (pF)             | 0,726             |
| $C_{sub}$ (pF)            | 0,768             |
| $R_s$ ( $\Omega$ )        | 0,129             |
| $R_{mag}$ ( $\Omega$ )    | $6,79.10^{-5}$    |
| $R_{sub}$ ( $\Omega$ )    | 1256,19           |

**Tableau IV.4:** Valeurs des paramètres technologiques de la micro-bobine dimensionnée.

#### IV.4.1. Interprétation des résultats

Notre objectif dans le dimensionnement géométrique d'une inductance est d'avoir les dimensions minimales qui nous permettent d'intégrer le composant, mais avec des pertes et effets parasites négligeables.

Les résultats obtenues concordent avec notre objectif :

- ✓ Les capacités  $C_{ox}$ ,  $C_{sub}$  et  $C_s$  ont de très faibles valeurs, ceci implique que les courants induits par effet capacitif dans le substrat et le noyau sont très faibles.

La résistance  $R_{mag}$  et  $R_{sub}$ , doit être aussi grandes que possible, afin de faire barrière aux courants induits par effet capacitif, seulement :

- ✓ la valeur de la résistance  $R_{mag}$  est trop faible ( $6.79 \cdot 10^{-5} \Omega$ ), mais ceci n'est pas un problème, car les très faibles courants qui se s'infiltrant au noyau par effet capacitif, vont être affaiblis par la résistance substrat  $R_{sub}$  ( $1256,19 \Omega$ ).

On déduit donc que les résultats sont assez encourageants.

## IV.5. SIMULATION DES COURANTS ET TENSIONS

Afin de nous assurer que le dimensionnement de la micro-bobine effectué est correcte et que les effets électromagnétiques parasites issus de l'intégration sont fortement atténués, nous allons, à l'aide d'un logiciel de simulation, visualiser les différentes formes d'ondes des courants et tensions de notre micro-bobine et du micro-convertisseur dans lequel elle est intégrée. Le logiciel utilisé est le PSIM6.0.

Dans un premier temps, nous simulons le circuit électrique équivalent du micro-convertisseur Buck contenant une bobine idéale pour nous assurer de son bon fonctionnement (Figures IV.7, IV.8 IV.9 et IV.10). Ensuite, nous simulons le circuit électrique équivalent du micro-convertisseur Buck, qui contient cette fois la micro-bobine que nous avons dimensionné. (Figures IV.11 jusqu'à IV.14).

Avant de passer à la simulation, nous allons d'abord calculer la valeur du condensateur C et de la résistance de charge R.

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

Dans un convertisseur DC/DC, le signal de tension de sortie est toujours affecté par des ondulations à des degrés différents, par contre le courant de sortie peut être continu, car la grande variation de courant aux bornes de l'inductance, peut être atténuée par le condensateur [Me-4].

La valeur de la capacité du convertisseur fixe le degré d'ondulation de la tension de sortie, elle est donnée par l'expression IV.10.

$$C = \frac{V_s (1 - \frac{V_s}{V_e})}{8 L f^2 \Delta V_s} \quad (IV.10)$$

L'ondulation de la tension de sortie étant fixée par le cahier des charges à 1% de la valeur moyenne de  $V_s$ , nous obtenons comme valeur de capacité du condensateur :

$$C = 3.72 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

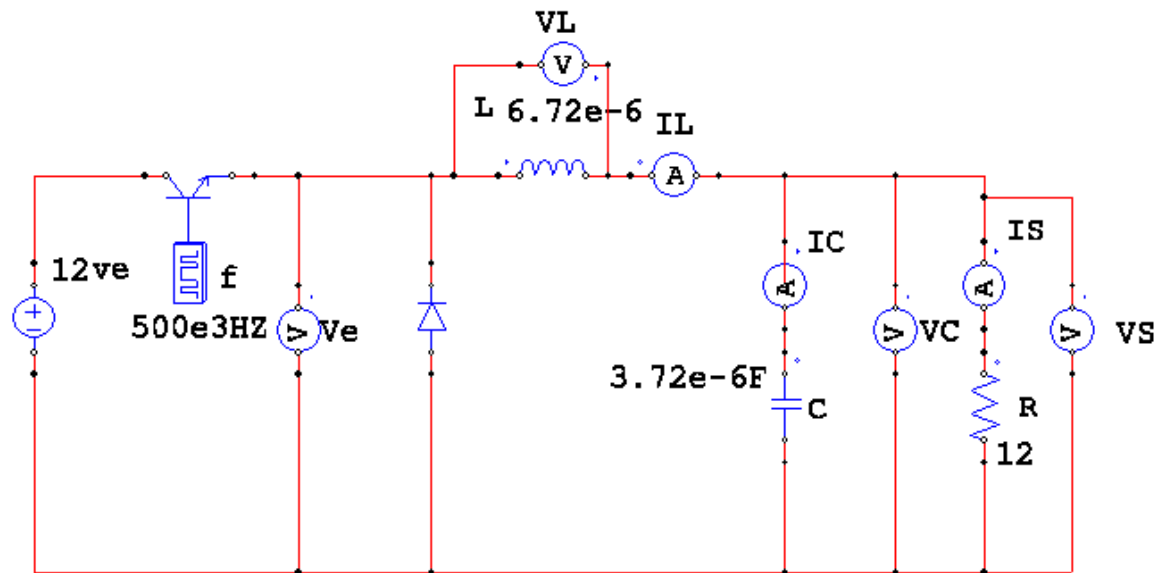
La résistance R de la charge de micro convertisseur est calculée à l'aide de la relation (IV.11).

$$R = \frac{V_s}{I_{smoy}} \quad (IV.11)$$

$$\text{D'où : } R = 12 \Omega$$

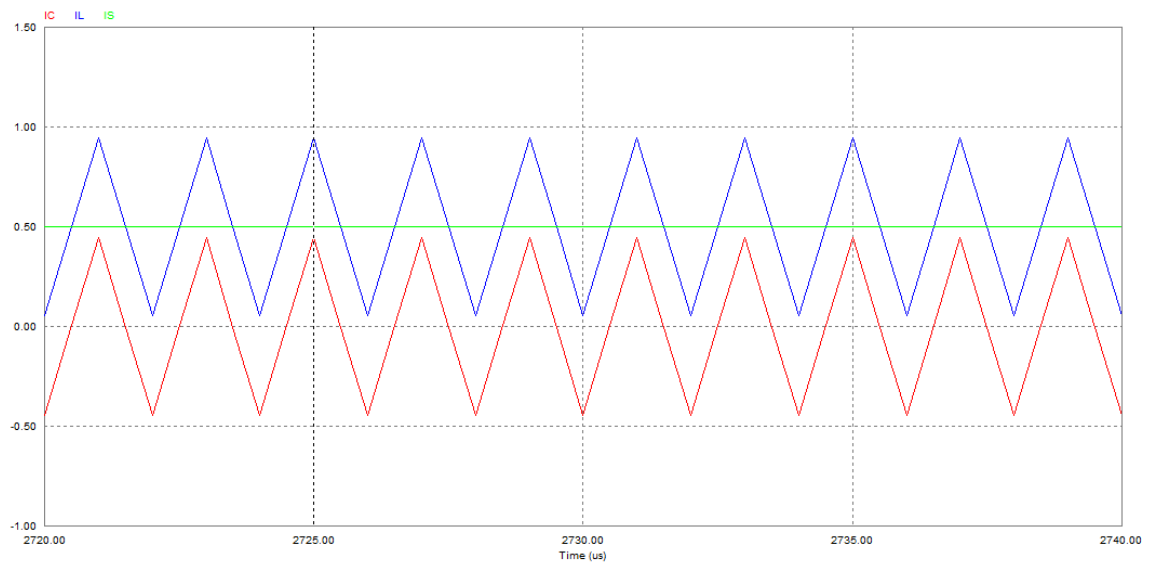
## IV.6. Simulation du micro-convertisseurs contenant une bobine idéale

Le figure IV.8 représent la simulations du Micro-convertisseur avec une bobine idéale.



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

➤ **Formes d'ondes des courants :**



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

$I_L$  : courant circulant dans la bobine idéale (bleu).

$I_C$  : courant circulant dans le condensateur C du micro-convertisseur (rouge).

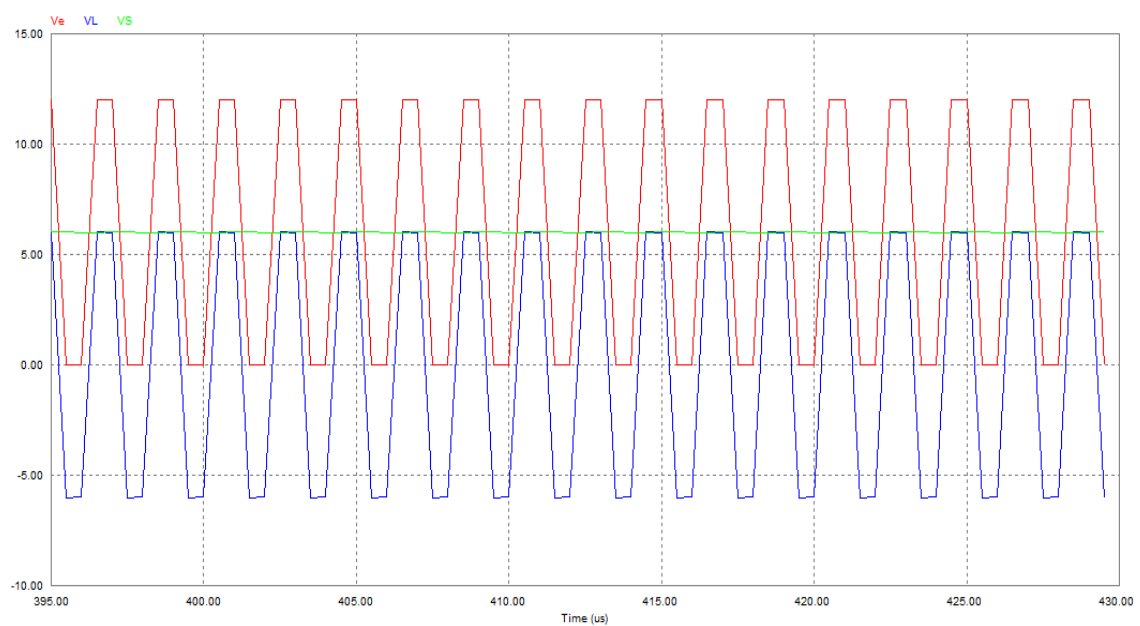
$I_S$  : courant de sortie du micro-convertisseur (vert).

| Measure |             |
|---------|-------------|
| Time    | 2.72600e-3  |
| IC      | -4.44482e-1 |
| IL      | 5.42569e-2  |
| IS      | 4.98739e-1  |

| Measure |            |
|---------|------------|
| Time    | 2.72499e-3 |
| IC      | 4.41818e-1 |
| IL      | 9.43056e-1 |
| IS      | 5.01236e-1 |

**Tableau IV.5 :** Valeurs minimales et maximales des courants mesurés.

➤ **Forme d'ondes des tensions :**

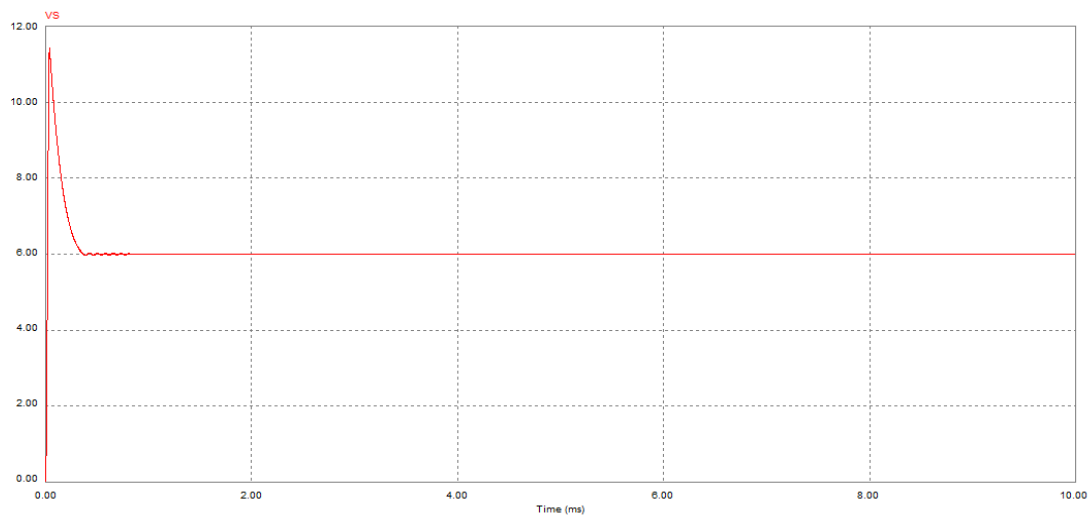


**FigureIV.9 :** Forme d'ondes des tensions du micro-convertisseur avec une bobine réelle.

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

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

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



**Figure IV.10 :** Tension de sortie du micro-convertisseur.

| Measure |             |
|---------|-------------|
| Time    | 4.09759e-4  |
| Ve      | -2.67230e-6 |
| VL      | -6.00662e+0 |
| VS      | 6.00662e+0  |

| Measure |            |
|---------|------------|
| Time    | 4.08741e-4 |
| Ve      | 1.20000e+1 |
| VL      | 6.00787e+0 |
| VS      | 5.99212e+0 |

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

#### IV.6.1. Interprétation des résultats

Les formes d'ondes des courant et tensions représentées par les figurés (IV.8. IV.9. IV.10) sont identiques à celles d'un convertisseur Buck.

Le courant de sortie et la tension de sortie du micro-convertisseur sont continus. Le courant aux bornes de la bobine réelle est triangulaire. le régime transitoire marque sa signature pendant les premières microsecondes de déclenchement du micro-convertisseur (IV.10). Les valeurs minimales et maximales des tensions et des courants sont très en accord avec celles du cahier des charges (tableaux IV.5 et IV.6 ).

#### IV.7. Simulation du micro-convertisseurs contenant l'inductance intégrée

La figure IV.11 représente le circuit électrique d'un micro-convertisseur Buck comportant l'inductance spirale planaire ( micro-bobine) dimensionnée.

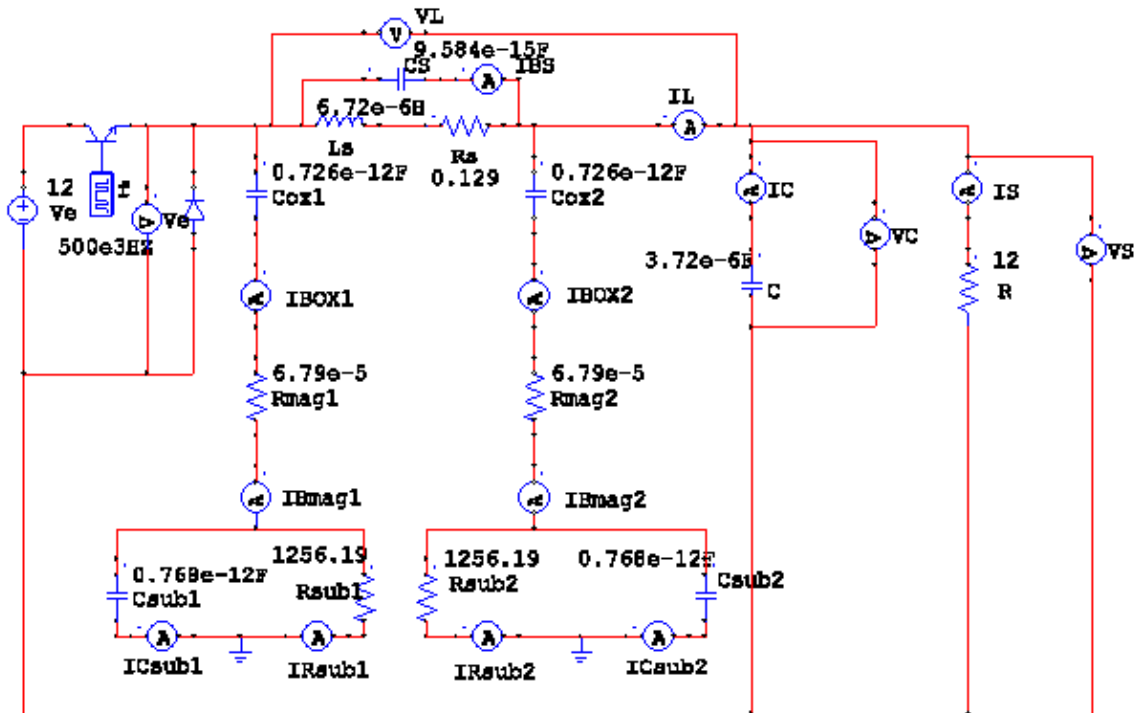


Figure IV.11 :Circuit electrique du Buck contenant l' inductance dimensionnée.

#### ➤ Formes d'ondes des courants :

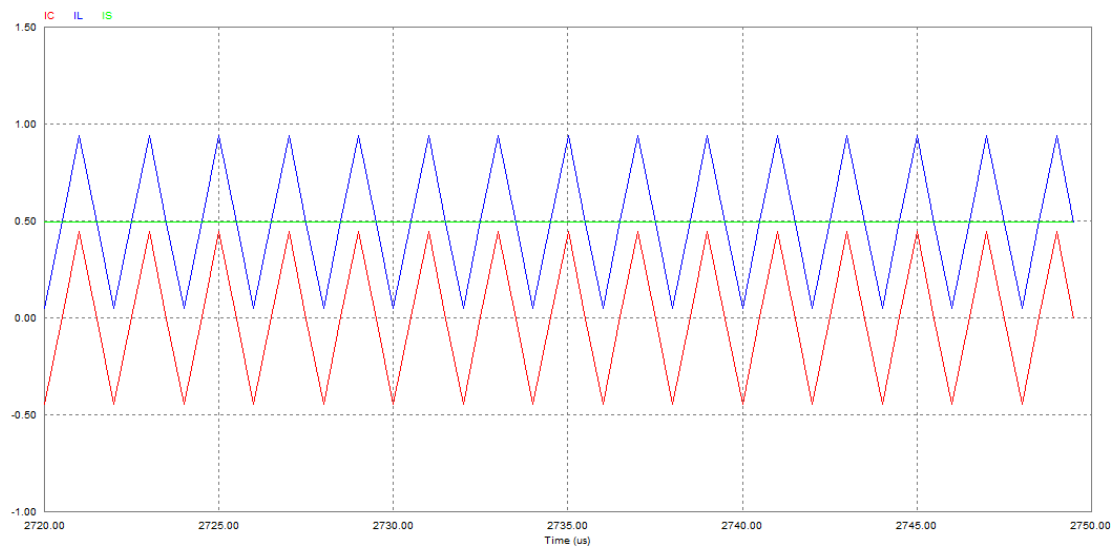


Figure IV.12 : Forme d'ondes des courants du micro-convertisseur contenant l'inductance dimensionnée.

$I_L$  : Courant circulant dans l'inductance dimensionnée (bleu).

$I_C$  : Courant circulant dans le condensateur C du micro-convertisseur (rouge).

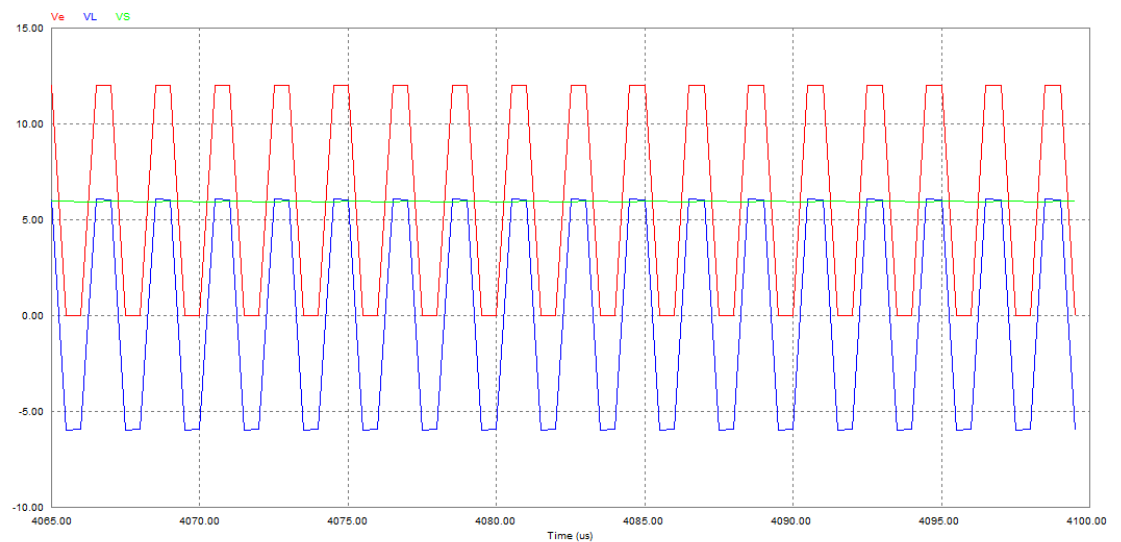
$I_S$  : Courant de sortie du micro-convertisseur (vert).

| Measure |             |
|---------|-------------|
| Time    | 2.72602e-3  |
| IC      | -4.28865e-1 |
| IL      | 6.44863e-2  |
| IS      | 4.93352e-1  |

| Measure |            |
|---------|------------|
| Time    | 2.72499e-3 |
| IC      | 4.40739e-1 |
| IL      | 9.36669e-1 |
| IS      | 4.95930e-1 |

**Tableau IV.7 :** Valeurs minimales et maximales des courants mesurés.

➤ **Forme d'ondes des tensions :**

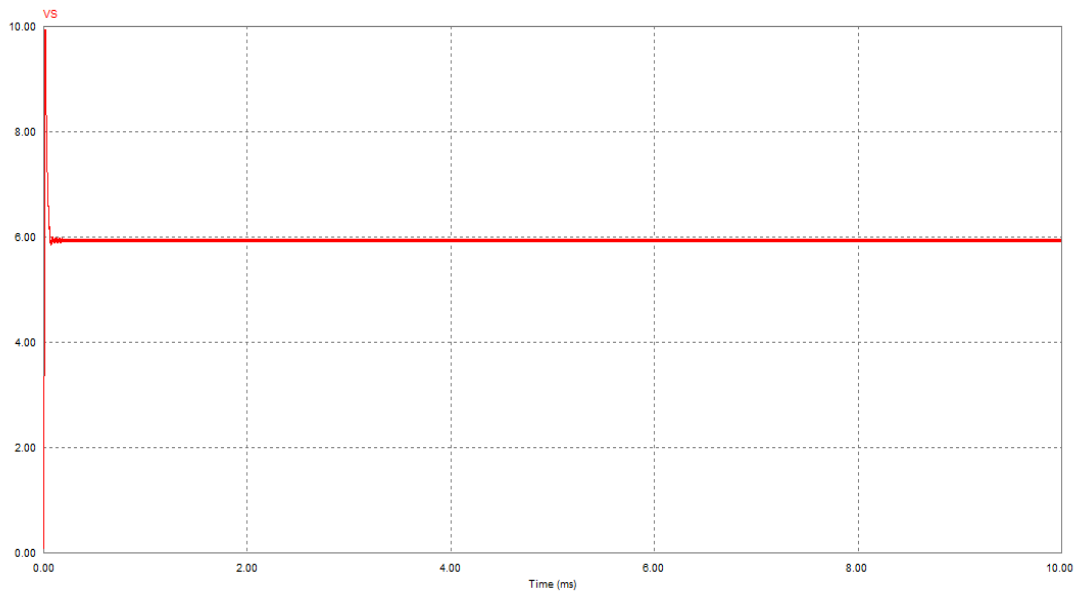


**FigureIV.13 :** Forme d'ondes des tensions du micro-convertisseur contenant l'inductance dimensionnée.

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

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

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



**Figure IV.14 :** Tension de sortie du micro-convertisseur

| Measure |             |
|---------|-------------|
| Time    | 4.09775e-3  |
| Ve      | -2.66940e-6 |
| VL      | -5.94304e+0 |
| VS      | 5.94304e+0  |

| Measure |            |
|---------|------------|
| Time    | 4.09674e-3 |
| Ve      | 1.20000e+1 |
| VL      | 6.07229e+0 |
| VS      | 5.92769e+0 |

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

#### ➤ Courants parasites :

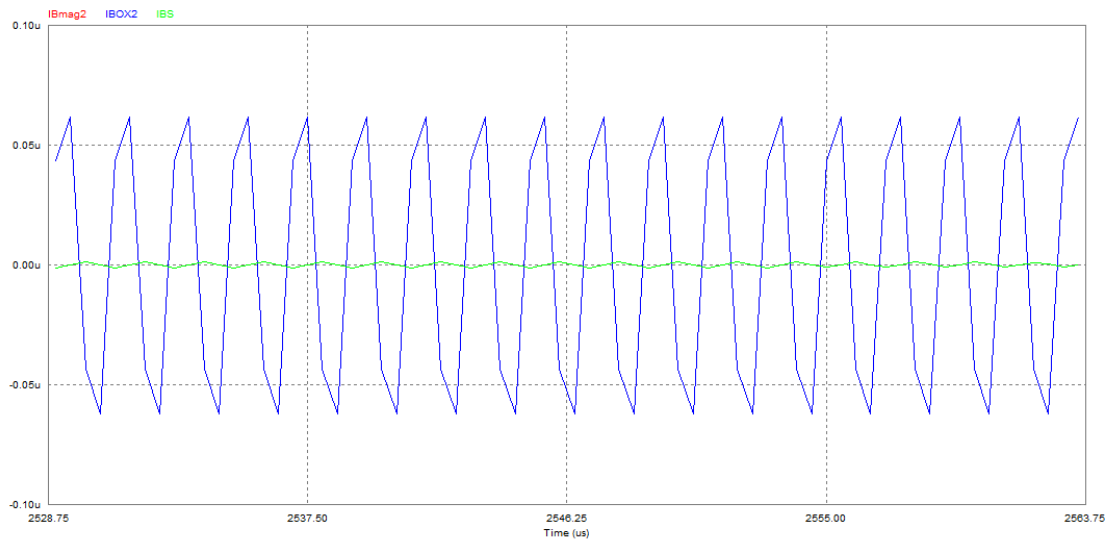
Le dimensionnement géométrique de l'inductance spirale planaire ( micro-bobine) est effectuée non seulement pour réduire son volume, mais aussi pour atténuer les effets parasites, et protéger l'inductance des courants parasites qui peuvent nuire à son fonctionnement, de ce fait ,nous avons visualisé et mesuré les courants induits par effets capacitif ,au niveau de chaque couche de l'inductance Figure (IV.15,IV.16).

IBox2 : sont les courants induit par effet capacitif suite à la présence de la couche de dioxyde de silicium entre la spirale conductrice et le noyau qui est également conducteur (en bleu).

IBmag2 : représente les courants qui circulent dans le noyau situé entre la couche isolante de dioxyde de silicium et le substrat de silicium ( en rouge, superposé au bleu).

IBs :reperse les courants inter-spires ( en vert)

ICsub2 et Isub2 : sont les courants traversant le substrat.



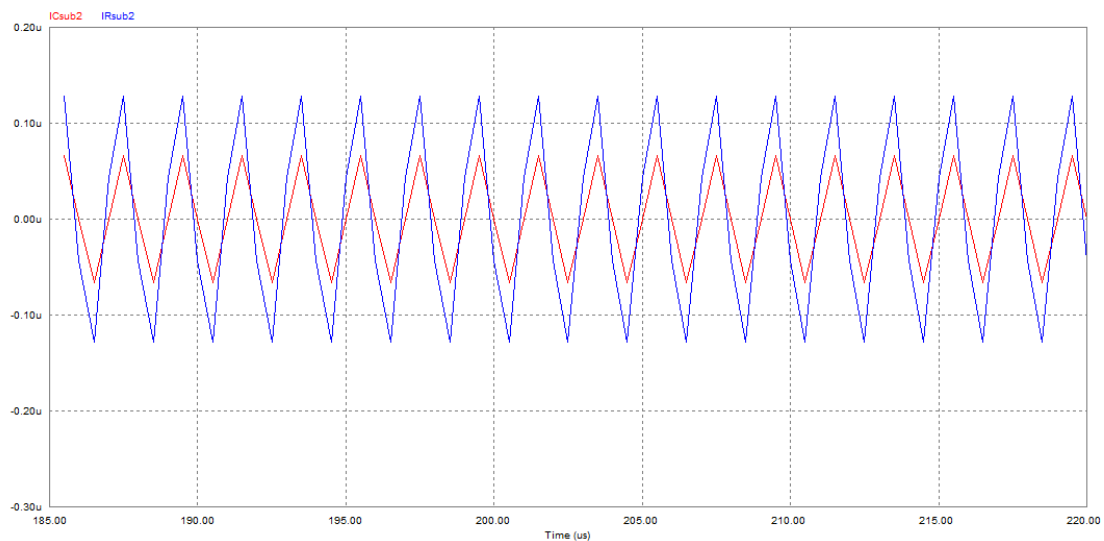
**FigureIV.15 :** Courants parasites inter-spires ,et courants induits dans le noyau.

| Measure |             |
|---------|-------------|
| Time    | 2.54848e-3  |
| IBmag2  | -6.13385e-8 |
| IBOX2   | -6.13385e-8 |
| IBS     | 5.54556e-11 |

| Measure |             |
|---------|-------------|
| Time    | 1.47598e-3  |
| IBmag2  | -3.95316e-8 |
| IBOX2   | -3.95316e-8 |
| IBS     | 1.28127e-9  |

**Tableau IV.9 :** Valeurs minimales et maximales des courants parasites.

Les courants IBmag et IBox sont identiques.



**FigureIV.16 :** Courants parasites circulant dans le substrat.

| Measure |             |
|---------|-------------|
| Time    | 2.02482e-4  |
| ICsub2  | -6.39943e-8 |
| IRsub2  | -1.25354e-7 |

| Measure |            |
|---------|------------|
| Time    | 1.99463e-4 |
| ICsub2  | 6.14630e-8 |
| IRsub2  | 1.22076e-7 |

**Tableau IV.10 :** Valeurs minimales et maximales des courants parasites.

#### IV.7.1.Interprétation des résultats

Les figures (IV.15. IV.16) représentent les courants parasites induits dans le noyau ainsi que les courants parasites circulant dans le substrat.

les courants parasites ( IBs, IBmag, et IBox) qui circulent dans lenoyau et le substrat sont negligeaes, il en est de meme pour les courants parasites inter-spaires. Leurs valeurs mesurées sont de l'ordre du I/100 de  $\mu A$  et moins. ( tableau IV.9 et IV.10 ).

De ce fait, les formes d'ondes des courants et tensions sont très en accord avec ceux de la littiratures (figure IV.12. IV.13),et leurs valeurs mesurées à l'etat stationnaire sont très proches de valeurs du chier des charges (tableau IV.7et IV.8).

#### **IV.8. CONCLUSION**

L'objectif de notre travail est de modéliser une micro bobine afin de l'intégrer dans un micro-convertisseur, occupant un volume très faible, et avec un minimum de pertes générées lors de son fonctionnement.

Les effets parasites sont fortement atténués suite au dimensionnement géométrique de la micro-bobine effectué au chapitre III. De ce fait les résultats issus de la simulation du micro-convertisseur contenant la micro-bobine dimensionnée sont très encourageants.

# Conclusion générale

## Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire représente une contribution à l'intégration micro-électronique d'éléments passifs inductifs pour des applications de puissance. Sur la base d'études des besoins énergétiques actuels, nous avons essayé d'identifier les principaux verrous technologiques à l'intégration des bobines, pour pouvoir résoudre certains problèmes de dimensionnement tout en préservant le bon fonctionnement et la fiabilité du composant concerné.

Notre objectif majeur est le dimensionnement géométrique d'une micro-bobine, afin de l'intégrer dans un micro-convertisseur de type Buck synchrone abaisseur de tension, destiné à la conversion d'énergie de faible puissance. À partir des conditions de fonctionnement de ce système, nous avons effectué le dimensionnement d'une micro-bobine de forme spirale planaire, avec un noyau ferromagnétique pris en sandwich entre le substrat et l'isolant. Ce dimensionnement était effectué de façon à réduire le volume de l'inductance et éliminer le maximum d'effets perturbateurs.

Notre plan de travail était le suivant :

En se basant sur les données du cahier des charges d'un micro-convertisseur Buck, nous avons calculé les paramètres géométriques de l'inductance spirale planaire de sorte à atténuer tous les effets parasites. Le circuit électrique de l'inductance, nous a permis de calculer les paramètres technologiques.

L'étape suivante consistait à intégrer cette nouvelle inductance dans notre micro-convertisseur abaisseur de tension.

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

Nous concluons enfin que les résultats trouvés sont très encourageants et reflètent des dimensions compatibles avec l'intégration des micro-bobines.

# **Références bibliographiques**

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

### [A]

- [Ah-1]** C.H. Ahn, M.G. Allen, “A comparison of two micro machined inductors (bar- and meander-type) for fully integrated boost DC/DC power converters”, Power Electronics, IEEE Transactions on, Volume 11, Issue 2, Pp. 239 – 245, March 1996.
- [Ah-2]** Ahn et Allen «A planar micromachined spiral inductor for integrated magnetic microactuator Applications »Journal of Micromachining and Microengineering, 3, 1993.
- [An-1]** André DUCLUZAUX, Schneider Electric 2022.

- [As-1]** K.B.Ashby,W.C.Finley,J.J.Bastek, S.Moinian,I.A. Koullias,"High Q inductors for wireless applications in a complementary silicon bipolar process", proc.Bipolar/BICMOS circuits and technology Meeting, pp.179-182,1994.

## **[B]**

- [Be-1]** M. Bechiche, F. Benmoussa, Dimensionnement d'une inductance planaire spirale, Mémoire de Master en Electrotechnique, 27 juin 2009.
- [Be-2]** A. BENATIA, H. BAKHTI, détermination des paramètres d'une inductance intégrée à partir de son circuit équivalent, thèse de Master, 2010.
- [Be-3]** "Etude et conception d'une nouvelle alimentation à découpage à transfert d'énergie mixte basée sur un composant passif LCT intégré". Benjamin VALLET. Thèse Joseph Fourier, 2007.
- [Bo-1]** Bodgan Grabowski, « Composants de l'électronique », Dunod, 1982, p. 87.
- [Bo-2]** J.M. Boggetto, Lembeye Y, Ferrieux J.P., Avenas Y."Micro. fabricated power inductors on silicon " PESC IEEE conférence ,vol.3, pp1225-1229,2002.

## **[C]**

- [Ch-1]** Chik Patrick Yue, «*On-chip spiral inductors for Silicon-based radio-frequency integrated circuits*», PhD thesis partial fulfilment, Stanford University, 1998.
- [Ch-2]** H.A. Chong, A.G. Mar, “Micromachined planar inductors on silicon wafers for MEMS applications”, IEEE Transactions on Industrial Electronics 45 (6),pp. 866–875, 1998.
- [Co-1]** G.Couderchon,"Alliages magnétiques doux", Techniques de l'ingénieur .Matériaux fonctionnels,Vo.N2 , 1998.

## **[D]**

- [De-1]** M. DERKAOU, Intégration d'une micro-bobine spirale carrée dans un micro-convertisseur de type buck,thèse de magister,2010.

## [E]

- [El-1]** M. El-achkar, "conception d'un micro-actionneur magnétique à grande échelle pour les expériences de commande ".
- [Es-1]** B. Estibals , "Conception, réalisation et caractérisation de micro-miroirs à déflexion localisée appliqués aux télécommunications optiques." Thèse soutenue au LAAS-CNRS, Rapport LAAS N°02606, 19 décembre 2002
- [Es-2]** B. Estibals, C. Alonso, H. Camon, A. Martinez, "*Design and integration of photovoltaic switching conversion chains*", 6th ESPC 2002, pp. 35-40, 2002.
- [Es-3]** B. Estibals, J.-L. Sanchez, C. Alonso, H. Camon et J.-P. Laur, «*Vers l'intégration de convertisseurs pour l'alimentation des microsystemes*», J3eA, Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes, Volume 2, Hors-Série 2, 5 (2003).

## [F]

- [Fa-1]** A. Fasquelle, "Contribution à la modélisation multi-physique : électro-vibro-acoustique et aérothermique de machines de traction", Thèse de Doctorat soutenue à l'Ecole Centrale de Lille, 30 Novembre 2007.

## [G]

- [Ga-1]** J. Gautier, "Modèles électrique pour la conception des circuits intégrés sur silicium", Edition Lavoisier, 2004.
- [Go-1]** M. GOUAL, N. REZIGA, Intégration des éléments passifs dans un semi-conducteur , thèse de Master, 2011.
- [Gu-1]** Y. GUETTAF, conception d'une stratégie pour l'étude d'une inductance planaire intégrée dans un convertisseur de type push-pull, Mémoire en vue de l'obtention du diplôme de Magister, 01 Juilly 2012.

## [L]

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

- [Li-1]** T.M. Liakopoulos, C.H. Ahn, “3-D microfabricated toroidal planar inductors different magnetic core schemes for MEMS and power electronic applications”, *Magnetics, IEEE Transactions on*, Volume 35, Issue 5, Part 2, Pp.:3679 – 3681, Sept. 1999.

## **[M]**

- [Me-1]** R. MELATI , Conception d’un nouveau modele d’inductance integree , these de doctorat ,17Juin2013.
- [Me-2]** R. Melati, A.Hamid,T.Lebey,"Desiyn of a new electrical model of a ferromagnetic planar moductor for its integration in a micro-converter ",*Mathematical and computer Madelling*, Vol 57,pp200-227,Janvier 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.

## **[N]**

- [Na-1]** A. NAMOUNE, Diffrentes methodes de dimesionnement d’ une inductance planaire integree ,these de magister, 2010.
- [Ng-1]** N. M. Nguyen, R.G.Meyer,"SiIC-compatible inductors and LCpassive filters", *IEEE journal of solide –state circuits*. pp.1028-1031.n<sup>o</sup>25, 1990.

## **[R]**

- [Ro-1]** robert LBoylested<< analyse des circuits – mtroduction >>traduit est adapté par Gilles Martel 2éme eduction.

## **[S]**

- [So-1]** C. Somo, D. Malec and V. Bley, “New Use of Mn-Zn Ferrite Material in Power Electronics Integrated LC filters”, *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, 2008.

- [Su-1]** SUGAHARA S., EDO M., SATO T., The optimum chip size of a thin film reactor for a high-efficiency operation of a micro DC-DC converter, Power Electronics Specialists Conference, PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Volume 2, pp. 1499 - 1503, 17-22 May 1998.

## **[T]**

- [Ta-1]** F.Taibi,"Intégration de puissance (Intégration d'une Inductance spiral en moyennes fréquences)", Mémoire de Magister soutenue à l'université des sciences et de technologie d'Oran MB, 2009.

- [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 Transformers", Mémoire d'ingénieur, soutenue à l'Institut Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik, Avril 2002.

## **[W]**

- [Wh-1]** H-A. Wheeler, "Simple inductance formulas for radio coils", Proceedings of IRE, vol. 16, n°10, pp. 1398-1400, 1928.

## **[X]**

- [Xa-1]** Xavier MARGUERON, « *Élaboration sans prototypage du circuit équivalent de transformateurs de type planar* », Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, France Oct. 2006.

## **[Y]**

- [Yu-1]** C.Patrick Yue, S.Simon Wong, "Physical modeling of spiral inductors on Silicon", IEEE Transactions on Electron Devices, vol.47, No.3, Mars 2000.