



**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

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

**FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE**

**DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE**

**THESE**

**en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat En Sciences**

**Spécialité Electrotechnique**

**Option : Intégration pour l'Electronique de Puissance et Matériaux**

Présentée par

**Melle. DERKAOUI MOKHTARIA**

SUJET DE THESE

**Intégration d'un Transformateur dans une Alimentation  
à Découpage de Type Flyback**

Soutenue le : Lundi 09 Mars 2015

*Devant le jury composé de:*

Mr. BOUTCHACHA Touati	Professeur	USTO-MB	Président
Mr. HAMID Azzedine	Professeur	USTO-MB	Encadreur
Mr. RIZOUGA Mohamed	M.C.A	USTO-MB	Co-Encadreur
Mr. BENDAOU D Abdelber	Professeur	Univ.SBA	Examineur
Mr. MOHELLEBI Hassene	Professeur	Univ.TiziOuzou	Examineur
Mr. SAIDANE Abdelkader	Professeur	ENP-Oran	Examineur

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

﴿ وَمَا تَوْفِيقِي إِلَّا بِاللَّهِ عَلَيْهِ تَوَكَّلْتُ وَإِلَيْهِ أُنِيبُ ﴾

[هود:88]

*A mes chers parents*

*A mon frère Rachid*

*A ma sœur Rafika*

*A mon frère Mustapha Kamel*

*A LAKHDAR Asmaa*

*« Seuls ceux qui croient en leurs rêves peuvent les réaliser »*

*Hergé*

# REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans cette thèse a été réalisé dans l'équipe IEPM « Intégration pour l'Electronique de Puissance et Matériaux » au sein de la faculté de Génie Electrique à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf USTO-MB.

Avant d'exposer ce travail, comme il est de tradition, je tiens à remercier toutes les personnes qui ont participé à son aboutissement. Je voudrais commencer mes remerciements par les différents membres du jury :

Tout d'abord, je voudrais remercier mes deux encadreurs Monsieur Azzedine HAMID et Monsieur Mohamed RIZOUGA, respectivement, Professeur et Maître de conférences à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran qui m'ont accueilli au sein de l'équipe IEPM et proposé ce sujet de thèse. Au-delà de leurs capacités scientifiques, c'est avant tout leur gentillesse, leur bonne humeur et leur disponibilité de tous les instants qui font d'eux des personnes incontournables et surtout indispensables. Leurs qualités humaines et leurs compétences m'ont permis de mener à bien cette thèse.

Je remercie les membres du jury, et tout d'abord Monsieur Touati BOUTCHACHA, Professeur à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, qui m'a fait l'honneur de le présider. Je remercie également Messieurs Abdelber BENDAOU Professeur à l'Université Djilali Liabes de Sidi Bel Abbas, Hassene MOHELLEBI Professeur à l'Université de Tizi Ouzou et Abdelkader SAIDANE Professeur à ENP-ORAN qui ont accepté, en qualité d'examineur d'expertiser ce travail.

Je voudrais aussi exprimer toute ma gratitude à l'équipe IEPM, (Rabia MELATI, Fatima Zohra MEDJAOUI, Abdelhak ALLAOUI,...) pour leur sympathie, leur patience et leur disponibilité face à mes demandes. Je salue également toutes les personnes que j'oublie et qui pourtant ont compté durant les années passées au sein du laboratoire.

Pour finir, je souhaite remercier toute ma famille pour m'avoir guidé, soutenu et encouragé pendant cette période difficile de la vie. Bien sûr, c'est à eux que je dédie cette thèse.

## TABLE DES MATIERES

---

<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>1</b>
------------------------------------	----------

### CHAPITRE I

#### **ETAT DE L'ART SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS**

I.1. Introduction .....	5
I.2. Domaines d'application des systèmes intégrés.....	6
I.3. Origines de l'intégration des composants passif .....	7
I.4. Les techniques de l'intégration.....	8
I.4.1. Intégration hybride .....	8
I.4.1.1. Empilement des fonctions.....	9
I.4.1.2. Regroupement de fonctions.....	10
I.4.2. Intégration monolithique.....	12
I.5. Les composants inductifs.....	14
I.5.1. La fonction inductance en électronique.....	14
I.5.2. Les différentes structures d'une micro-inductance.....	16
I.5.3. Modèles électriques équivalents d'une inductance planaire spirale .....	21
I.5.4. Différentes structures de micro-transformateurs.....	23
I.6. Conclusion.....	28

### CHAPITRE II

#### **OBJECTIFS DE L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET MATERIAUX UTILISES**

II.1. Introduction.....	30
II.2. Les composants passifs .....	31

II.3. Les composants passifs intégrés.....	31
II.4. Objectifs de l'intégration des composants passifs.....	35
II.5. Les limites de l'intégration des composants passifs.....	35
II.6. Les matériaux utilisés pour l'intégration des composants passifs .....	36
II.6.1. Matériaux conducteurs.....	36
II.6.1.1. Les différentes pertes dans les conducteurs.....	37
II.6.2. Matériaux magnétiques.....	41
II.6.2.1. Les différentes pertes dans les matériaux magnétiques.....	43
II.6.3. Matériaux diélectriques .....	44
II.6.4. Matériaux semi-conducteurs.....	45
II.7. Conclusion.....	46

## **CHAPITRE III**

### **DIMENSIONNEMENT DU MICRO-TRANSFORMATEUR**

III.1. Introduction.....	48
III.2. Présentation du convertisseur.....	49
III.3. Principe de fonctionnement du convertisseur flyback.....	51
III.3.1. Etude des formes d'onde.....	51
III.4. Rappels sur le principe de fonctionnement d'un transformateur.....	56
III.5. Dimensionnement du micro-transformateur.....	58
III.5.1. Détermination des inductances primaire et secondaire du micro-transformateur...	59
III.5.2. Dimensionnement du noyau magnétique.....	60
III.5.3. Détermination des paramètres géométriques du micro-transformateur.....	61
III.5.3.1. Calcul du nombre de spires du primaire et du secondaire.....	62
III.5.3.2. Calcul de la largeur et de l'épaisseur du conducteur primaire.....	63
III.5.3.3. Calcul de l'espace inter-spires du primaire.....	64
III.5.3.4. Calcul de la longueur totale du conducteur primaire.....	64
III.5.3.5. Calcul de la largeur et de l'inter-spires du secondaire.....	65
III.5.3.6. Calcul de la longueur totale du conducteur du secondaire.....	65
III.6. Conclusion.....	65

## **CHAPITRE IV**

### **MODELISATION DU MICRO-TRANSFORMATEUR**

IV.1. Introduction.....	67
IV.2. Modélisation du micro-transformateur.....	68
IV.2.1. Présentation du micro-transformateur.....	68
IV.2.2. Critères de choix des matériaux entrant dans la conception du micro-transformateur.....	70
IV.3. Extraction des paramètres électriques.....	71
IV.3.1. Profil des différents paramètres électriques.....	71
IV.3.2. Calcul des paramètres électriques.....	72

IV.3.3. Résultats de calcul des paramètres électriques .....	74
IV.3.4. Interprétation des résultats.....	75
IV.4. Etude paramétrique.....	75
IV.4.1. Influence de la largeur des conducteurs sur les résistances du noyau magnétique et du substrat.....	76
IV.4.2. Influence de la largeur des conducteurs sur les capacités du substrat, de l'oxyde et de couplage.....	77
IV.4.3. Influence de l'épaisseur des conducteurs sur la capacité inter-spires.....	78
IV.4.4. Influence de la fréquence sur les inductances du primaire et du secondaire.....	79
IV.4.5. Influence de la fréquence sur la résistance série du primaire et du secondaire.....	80
IV.4.6. Influence de la fréquence sur le facteur de qualité des inductances primaire et secondaire.....	81
IV.5. Modélisation magnétique du micro-transformateur par la méthode des éléments finis.....	82
IV.5.1. Résultats de simulation.....	85
IV.5.1.1. Répartition des lignes de champ magnétique dans le micro-transformateur...	85
IV.5.1.2. Densité de courant dans le micro-transformateur.....	86
IV.6. Conclusion.....	87

## **CHAPITRE V**

### **VALIDATION DU MODELE DU MICRO-TRANSFORMATEUR ET RESULTATS DES SIMULATIONS**

V.1. Introduction.....	88
V.2. Validité du modèle de micro transformateur.....	89
V.2.1. Détermination de la capacité et de la résistance de charge du micro-convertisseur..	89
V.2.2. Inductance magnétisante.....	90
V.2.3. Simulations effectuées sur un micro-convertisseur flyback contenant un micro-transformateur idéal.....	90
V.2.3.1. Formes de la tension et du courant de sortie.....	91
V.2.3.2. Formes des courants et tensions du transistor et de la diode.....	92
V.2.3.3. Formes des courants et tensions du primaire et du secondaire du micro-transformateur idéal.....	94
V.2.4. Simulations effectuées sur un micro-convertisseur flyback contenant un micro-transformateur réel.....	95
V.2.4.1. Formes de la tension et du courant de sortie.....	96
V.2.4.2. Formes des courants et tensions du transistor et de la diode.....	98
V.2.4.3. Formes des courants et tensions du primaire et secondaire du micro-transformateur réel.....	99
V.2.5. Simulations effectuées sur un micro-convertisseur flyback contenant un micro-transformateur intégré.....	101
V.2.5.1. Formes de la tension et du courant de sortie.....	102
V.2.5.2. Formes des courants et tensions aux bornes du transistor et de la diode.....	103
V.2.5.3. Formes des courants et tensions du primaire et du secondaire du micro-	

transformateur intégré.....	104
V.2.6. Comparaison des résultats de simulations.....	106
V.3. Représentation spectrale des tensions aux bornes des micro-inductances du primaire et du secondaire.....	107
V.4. Rendement du convertisseur flyback.....	109
V.5. Conclusion.....	110
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>112</b>
<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....</b>	
<b>ANNEXES.....</b>	

## LISTE DES FIGURES

---

### CHAPITRE I

#### ETAT DE L'ART SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS

Figure I.1 : Différentes applications dans le domaine de l'intégration des systèmes de puissance.....	7
Figure I.2 : Concepts d'intégration d'une structure PIAC avec différents emplacements des composants actifs [Wi-1], (a) Composants actifs en dessous de l'empilement des couches passives, (b) Composants actifs au dessus de l'empilement des couches passives.....	9
Figure I.3 : Convertisseur emPIC intégré : (a) Les différentes couches, (b) Circuit complet, (c) Convertisseur réalisé [Wa-1][Wa-2].....	10
Figure I.4 : Différentes technologies d'intégration de composants passifs sur PCB [Jo-1][Jo-2].....	11
Figure I.5: Principe de conception du LCT.....	11
Figure I.6: Composants LCT réalisés au laboratoire G2ELAB de Grenoble: (a) LCT bobiné de Khaled Laouamri en 2001 [La-1][La-2], (b) LCT planar de Phillipe Goubier en 2003 [Go-2], (c) LCT planar de Benjamin Vallet en 2007 [Va-2].....	12
Figure I.7 : Schéma d'une inductance réalisée par ENPIRION [Sw-1].....	12
Figure I.8 : Schéma d'un condensateur MIM (Métal-Isolant-Métal) [Es-1] .....	13
Figure I.9: Schéma équivalent de base d'une inductance.....	14
Figure I.10 : Schéma équivalent d'une inductance en haute fréquence.....	14
Figure I.11 : Séparation magnétique/électrostatique .....	15
Figure I.12: Circuit équivalent d'une inductance reliée à la masse pour le modèle du facteur de qualité.....	15

Figure I.13 : Exemples d'inductances de type ligne : (a) Ligne coplanaire encapsulée par un matériau magnétique [Je-1], (b) Coupe transversale d'une ligne en "V" encapsulée par un matériau magnétique [Ch-2].....	17
Figure I.14 : Vue en coupe d'une structure inductive typique MMIC (Métal Oxyde Silicium Plan de masse) .....	17
Figure I.15 : Bobine de type solénoïdale : (a) Principe, (b) Solénoïde intégrée à structure tridimensionnelle sans noyau [Ch-1], (c) Solénoïde réalisé par micro-moulage de polymère [Er-1], (d) Solénoïde réalisé au LETI pour la conversion de puissance [Or-1], (e) Bobine solénoïdale développée au LAAS [Sa-1].....	18
Figure I.16: Bobine de type méandre : (a) Principe, (b) Photographie d'une inductance méandre intégrée avec deux niveaux de matériau magnétique [Ah-1], (c) Photographie d'une micro-inductance méandre [Ah-2].....	19
Figure I.17: Vue en coupe du principe d'une bobine spirale planaire.....	19
Figure I.18: Bobine de type spirale : (a) Principe, (b) Inductance carrée (1.1 x 1.1 cm <sup>2</sup> ) sur ferrite MnZn conçue et réalisée par les équipes IEPM et MDCE [Ie-1], (c) Inductance verticale [Zo-1][Mu-1], (d) Bobinage circulaire épais en cuivre [Br-1], (e) Inductance octogonale avec la technologie des sections croisées [Th-1], (f) Inductance symétrique [Oo-1][Da-1], (g) Inductance effilée [Lo-1], (h) Inductance suspendue [Yo-1][Pa-1], (i) Inductance empilée avec deux niveaux de métal [Ag-1] [Ta-1].....	20
Figure I.19 : Modèles en « $\pi$ » pour des inductances planaires développés par : (a) Nguyen et Meyer [Ng-1], (b) Ashby et al. [As-1], (c) Yue et Wong [Yu-1].....	21
Figure I.20 : Vue en coupe d'une inductance spirale planaire.....	21
Figure I.21 : Les différents champs électriques et magnétiques créés dans une inductance planaire spirale.....	22
Figure I.22: Illustration de la canalisation des lignes de champs magnétiques par une couche magnétique de forte perméabilité.....	23
Figure I.23 : Les différentes structures de transformateurs planaires spirales : (a) concentrique, (b) entrelacée et (c) empilé.....	24
Figure I.24: (a) Micrographie d'un micro-transformateur circulaire à sections croisées intégré dans un amplificateur de puissance RF de 2GHz avec un diamètre de 205 $\mu\text{m}$ [Si-1], (b) Géométrie du micro-transformateur .....	25
Figure I.25: (a) Micrographie d'un micro-transformateur carré à sections croisées intégré dans un amplificateur de puissance de 5.8 GHz avec une surface de (1,56 x 1 mm <sup>2</sup> ) [Th-1], (b) Géométrie du micro-transformateur .....	25
Figure I.26 : Micro-transformateurs à une seule spire circulaire pour les deux enroulements de 4 $\mu\text{m}$ d'épaisseur et 5 $\mu\text{m}$ d'inter-spire [Ma-3].....	25
Figure I.27 : Microphotographie d'un micro-transformateur de forme carrée réalisé sur une surface de (0.8 x 1.3 cm <sup>2</sup> ) [Da-1].....	26
Figure I.28: Micro-transformateurs monolithiques de forme carrée empilée de 180 $\mu\text{m}$ de diamètre extérieur, fabriqués sur un substrat silicium [Ma-3] .....	26
Figure I.29 : (a) Exemple d'un transformateur de puissance en technologie circuit imprimé multicouches, (b) Emplacement du transformateur dans le circuit de puissance complet [Es-4].....	26
Figure I.30 : (a) Micrographie d'un micro-transformateur de forme octogonale à sections croisées réalisé pour un coupleur optique [Ba-1], (b) Géométrie du micro-	

transformateur.....	27
Figure I.31: (a) Micrographie de micro-transformateurs de 0.57 mm <sup>2</sup> de surface, intégrés dans un mélangeur d'ondes millimétriques [Le-1], (b) Géométrie du micro-transformateur.....	27
Figure I.32 : Micro-transformateur à une spire paire croisée, intégré dans un oscillateur de quadrature [Co-4].....	28

## CHAPITRE II

### OBJECTIFS DE L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET MATERIAUX UTILISES

Figure II.1: (a) Photographie d'un filtre à un conducteur de Ni [Ng-2] (1-substrat d'alumine, 2-électrode en argent, 3-diélectrique, 4-électrode en nickel), (b) Photographie d'un filtre fabriqué [Sa-2].....	32
Figure II.2: Photographie d'un filtre hybride réalisé au laboratoire LAPLACE en collaboration avec SATIE et AMPERE [Wi-2], (a) Vue montée du filtre, (b) Vue démontée du filtre.....	32
Figure II.3: (a) Photographie d'un micro-convertisseur abaisseur de tension (3mm x 3mm) [Ar-1], (b) Filtre pour convertisseur de puissance élévateur de tension intégré par assemblage 3D de matériaux hétérogènes [Me-1].....	33
Figure II.4: (a) Photographie d'un micro-convertisseur isolé à 500 mW [Ba-2], (b) Vue de dessus d'un convertisseur intégré avec composants externes proposé par Katayama [Na-1].....	33
Figure. II.5: (a) Antenne fabriquée avec une spirale carrée [Da-1], (b) Structure de la spirale.....	33
Figure II.6 : Convertisseur DC/DC à très haut degré d'intégration de (130 x 70 x 21 mm <sup>3</sup> ), 170 kHz et 2,1 kW [Ge-1], (a) Vue montée du convertisseur, (b) Vue démontée du convertisseur.....	34
Figure II.7 : Vue 3D de la géométrie d'un microphone électrodynamique en technologie CMOS, comportant deux inductances [To-1].....	34
Figure II.8 : Convertisseur DC-DC ultra mince intégré dans un module PV flexible [Ou-1].....	34
Figure II.9: Illustration de l'effet de peau [Ro-1].....	38
Figure II.10: Différentes épaisseurs de peau dans un conducteur en fonction de la fréquence.....	38
Figure II.11 : Répartition de la densité de courant à la périphérie d'un conducteur en cuivre de forme cylindrique [Ma-2].....	39
Figure II.12: Illustration de l'effet de proximité [Ro-1].....	40
Figure II.13: Constriction du champ magnétique au centre d'une self planeaire multi-spires.....	40
Figure II.14: Densité de courant associée à l'effet de proximité entre deux conducteurs cylindriques [Ma-2].....	40
Figure II.15: Courbe B=f(H) d'un matériau magnétique [Ar-1][Co-2], (a) Forme typique du cycle d'hystérésis, (b) Forme idéalisée du cycle d'hystérésis.....	43

Figure II.16 : Représentation des pertes dans le substrat silicium [Le-1].....	46
--	----

### CHAPITRE III

#### DIMENSIONNEMENT DU MICRO-TRANSFORMATEUR

Figure III.1: Schéma de principe du convertisseur flyback.....	50
Figure III.2: Etat du convertisseur flyback durant la phase de magnétisation.....	52
Figure III.3: Etat du convertisseur durant la phase de démagnétisation.....	53
Figure III.4. Magnétisation / démagnétisation du circuit magnétique, l'induction magnétique B est toujours de même signe.....	54
Figure III.5: Formes des tensions et courants du convertisseur flyback [Co-5][Le-2].....	56
Figure III.6: Schéma d'un transformateur idéal avec deux enroulements.....	57
Figure III.7 : Modèle électrique équivalent d'un transformateur réel.....	58
Figure III.8: Forme géométrique du noyau magnétique.....	61
Figure III.9: Les différents paramètres géométriques des micro-inductances primaire et secondaire du micro-transformateur .....	62
Figure III.10: Décroissance de la densité de courant à l'intérieur d'un conducteur rectangulaire [Du-1].....	63

### CHAPITRE IV

#### MODELISATION DU MICRO-TRANSFORMATEUR

Figure IV.1: Coupe transversale en 3D du micro-transformateur.....	68
Figure IV.2: Circuit électrique équivalent du micro-transformateur .....	69
Figure IV.3 : Résistances du noyau magnétique (a) et (b) et du substrat (c) et (d) en fonction de la largeur des conducteurs du primaire et du secondaire pour différentes valeurs de la longueur totale des conducteurs, (a) et (c) Inductance primaire, (b) et (d) Inductance secondaire.....	76
Figure IV.4 : Capacités du substrat (a) et (b), de l'oxyde (c) et (d) de couplage (e) et (f) en fonction de la largeur du primaire et du secondaire pour différentes valeurs de la longueur totale des conducteurs. (a), (c) et (e) Inductance primaire, (b), (d) et (f) Inductance secondaire.....	77
Figure IV.5: Capacité inter-spices en fonction de l'épaisseur du primaire et du secondaire pour différentes valeurs de la longueur totale des conducteurs. (a) Inductance primaire, (b) Inductance secondaire.....	78
Figure IV.6: Spectre du signal des deux inductances primaire et secondaire en fonction de la fréquence.....	79
Figure IV.7: Le spectre du signal des résistances séries du primaire et secondaire en fonction de la fréquence.....	80
Figure IV.8: Facteur de qualité du primaire et du secondaire en fonction de la fréquence...	81
Figure IV.9: Facteurs de qualité ( $Q_p$ et $Q_s$ ) et résistances séries ( $R_{sp}$ et $R_{ss}$ ) des conducteurs du primaire et du secondaire à la fréquence de résonance.....	82
Figure IV.10: Coupe transversale du micro-transformateur avec les bobines dans l'air	

(sans noyau).....	82
Figure IV.11 : Coupe transversale du micro-transformateur avec noyau magnétique.....	83
Figure IV.12 : Maillage dans le micro-transformateur.....	84
Figure IV.14: Différentes frontières utilisées pour les conditions aux limites.....	84
Figure IV.15: Répartition des lignes de champ magnétique dans le micro-transformateur, (a) sans noyau magnétique, (b) avec noyau magnétique.....	85
Figure IV.16: Densité de courant dans les conducteurs des bobines du micro-transformateur.....	86

## CHAPITRE V

### VALIDATION DU MODELE DU MICRO-TRANSFORMATEUR ET RESULTATS DES SIMULATIONS

Figure V.1: Micro-convertisseur flyback contenant le micro-transformateur idéal.....	91
Figure V.2 :(a) Formes de la tension de sortie (en rouge) et du courant de sortie (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur idéal, (b) Zoom des formes d'ondes.....	92
Figure V.3: Formes des courants du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur idéal.....	93
Figure V.4: Formes des tensions du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur idéal.....	93
Figure V.5: Formes du courant du primaire (en rouge) et du secondaire (en bleu) du micro-transformateur idéal.....	94
Figure V.6: Formes des tensions du primaire (en rouge) et du secondaire (en bleu) du micro-transformateur idéal.....	95
Figure V.7: Micro-convertisseur flyback contenant le micro-transformateur réel.....	96
Figure V.8 : (a) Formes de la tension de sortie (en rouge) et du courant de sortie (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur réel, (b) Zoom des formes d'ondes.....	97
Figure V.9: Formes des courants aux bornes du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur réel.....	98
Figure V.10: Formes des tensions du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur réel.....	99
Figure V.11: Formes des courants du primaire (en rouge) et du secondaire (en bleu) du micro-transformateur réel.....	100
Figure V.12: Forme des tensions du primaire (en rouge) et du secondaire (en bleu) du micro-transformateur réel.....	100
Figure V.13: Micro-convertisseur flyback contenant le micro-transformateur intégré.....	101
Figure V.14 : (a) Formes de la tension de sortie (en rouge) et du courant de sortie (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur intégré, (b) Zoom des formes d'ondes.....	102
Figure V.15: Formes des courants du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur intégré.....	103

Figure V.16: Formes des tensions du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur intégré.....	104
Figure V.17: Formes du courant du primaire (en rouge) et du secondaire (en bleu) du micro-transformateur intégré.....	105
Figure V.18: Forme des tensions du primaire (en rouge) et du secondaire(en bleu) du micro-transformateur intégré.....	105
Figure V.19: Représentation spectrale des tensions $V_1$ et $V_2$ dans le cas du micro-transformateur idéal.....	107
Figure V.20: Représentation spectrale des tensions $V_1$ et $V_2$ dans le cas du micro-transformateur réel.....	108
Figure V.21: Représentation spectrale des tensions $V_1$ et $V_2$ dans le cas du micro-transformateur intégré.....	108
Figure V.22 : Rendement du micro-convertisseur en fonction de la puissance de sortie.....	110

## **LISTE DES TABLEAUX**

---

### **CHAPITRE II**

#### **OBJECTIFS DE L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET MATERIAUX UTILISES**

Tableau II.1 : Caractéristiques comparatives du cuivre et de l'aluminium [Db-1].....	37
Tableau II.2 : Epaisseur de peau des différents matériaux conducteurs.....	39
Tableau II.3 : Caractéristiques des principaux ferrites utilisés en électronique de puissance [Be-1][So-1].....	42
Tableau II.4 : Permittivités des matériaux diélectriques utilisés en microélectronique.....	45

### **CHAPITRE III**

#### **DIMENSIONNEMENT DU MICRO-TRANSFORMATEUR**

Tableau III.1 : Résultats du dimensionnement géométrique.....	65
---	----

### **CHAPITRE IV**

#### **MODELISATION DU MICRO-TRANSFORMATEUR**

Tableau IV.1 : Valeurs des paramètres électriques du micro-transformateur.....	74
--	----

### **CHAPITRE V**

#### **VALIDATION DU MODELE DU MICRO-TRANSFORMATEUR ET RESULTATS DES SIMULATIONS**

Tableau V.1: Valeurs maximales et minimales mesurées de la tension de sortie (en rouge) et du courant de sortie (en bleu).....	92
--	----

Tableau V.2: Valeurs maximales et minimales mesurées des courants du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu).....	93
Tableau V.3: Valeurs maximales et minimales mesurées des tensions aux bornes du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu).....	94
Tableau V.4: Valeurs maximales et minimales mesurées des courants primaire (en rouge) et secondaire (en bleu).....	94
Tableau V.5: Valeurs maximales et minimales mesurées des tensions primaire (en rouge) et secondaire (en bleu).....	95
Tableau V.6: Valeurs maximales et minimales mesurées de la tension de sortie (en rouge) et du courant de sortie (en bleu).....	97
Tableau V.7: Valeurs maximales et minimales mesurées, des courants du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu).....	98
Tableau V.8: Valeurs maximales et minimales mesurées des tensions du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu).....	99
Tableau V.9: Valeurs maximales et minimales mesurées des courants du primaire (en rouge) et secondaire (en bleu).....	100
Tableau V.10: Valeurs maximales et minimales mesurées des tensions primaire (en rouge) et secondaire (en bleu).....	101
Tableau V.11: Valeurs maximales et minimales mesurées de la tension de sortie (en rouge) et du courant de sortie (en bleu).....	102
Tableau V.12: Valeurs maximales et minimales mesurées des courants du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu).....	103
Tableau V.13: Valeurs maximales et minimales mesurées des tensions du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu).....	104
Tableau V.14: Valeurs maximales et minimales mesurées des courants primaire (en rouge) et secondaire (en bleu).....	105
Tableau V.15: Valeurs maximales et minimales mesurées des tensions primaire (en rouge) et secondaire (en bleu).....	106
Tableau V.16 : Résultats des simulations effectuées sur les différents micro-transformateurs.....	106
Tableau V.17: Valeurs mesurées des tensions du primaire (en rouge) et secondaire (en bleu).....	107
Tableau V.18: Valeurs mesurées des tensions du primaire (en rouge) et secondaire (en bleu).....	108
Tableau V.19: Valeurs mesurées des tensions du primaire (en rouge) et secondaire (en bleu).....	108

# **Introduction générale**

# **Introduction générale**

L'électronique de puissance est devenue incontournable lorsque l'on parle d'énergie électrique. Elle a connu, depuis une vingtaine d'année, un essor remarquable. En effet, à l'heure actuelle, les convertisseurs statiques sont de plus en plus performants et petits et se retrouvent dans la quasi-totalité des systèmes électriques, que ce soit dans le domaine de l'industrie, de la production de l'énergie, des systèmes embarqués, des transports ou encore dans l'utilisation de la vie de tous les jours tels que les téléphones portables, les ordinateurs, lecteurs MP3, les caméras, ...Hormis le coût, les deux préoccupations prioritaires des concepteurs sont l'encombrement et le rendement.

Les redresseurs, hacheurs et autres alimentations à découpage ont donc subi des évolutions importantes tant au niveau de leurs structures que de leurs composants actifs et passifs.

L'intégration des divers éléments composant un convertisseur 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 représentant les 80 % de l'encombrement dans un convertisseur faible puissance ont divers rôles, comme, le stockage temporaire de l'énergie électrique, le filtrage, l'isolation galvanique, le transfert énergétique ainsi que l'adaptation d'impédance. Cependant, malgré des progrès constants dans ce domaine, il reste encore pas mal de verrous technologiques à résoudre pour obtenir des alimentations performantes n'occupant pas beaucoup de place.

La barrière de l'intégration des composants actifs étant passée depuis des années, aujourd'hui seul l'intégration des composants passifs, plus particulièrement les composants inductifs restent l'obstacle le plus persistant qui ralentit cette ruée vers la miniaturisation laissant les convertisseurs toujours connectés à l'extérieur de la puce.

La réduction des tailles et des volumes des alimentations a été facilitée par l'élévation des fréquences de découpage ; plus un composant est petit, plus le rendement est essentiel. En effet, cela nécessite souvent un changement de technologie et de nouveaux problèmes apparaissent.

Au cœur des convertisseurs isolés, il existe un élément essentiel, qui est le transformateur, il permet le transfert de l'énergie, l'adaptation des niveaux de tension et de courant et l'isolation galvanique de deux parties d'un convertisseur. En réduisant les dimensions, les composants bobinés classiques se retrouvent limités puisque ces derniers sont bobinés avec du fil de cuivre, dont on ne peut diminuer la section. Pour surmonter ce problème, les micro-transformateurs planaires ont été introduits. Ces derniers sont constitués de plusieurs enroulements de forme plane et déposés sur un circuit magnétique mince, généralement en ferrite.

L'objectif de ce travail est l'intégration d'un micro-transformateur dans un micro-convertisseur de type flyback destiné aux faibles puissances et aux hautes fréquences. Le micro-transformateur est présenté sous une forme plane (les micro-bobines du primaire et du secondaire sont de type spirales planaires carrées). La conception du micro-

transformateur a comme point de départ le cahier des charges de ce micro-convertisseur. Trois points sont essentiels pour sa conception : Le choix des matériaux entrant dans sa constitution, les dimensionnements géométrique et électrique, la modélisation et simulation de son fonctionnement.

L'objectif de cette thèse étant l'intégration d'un micro-transformateur, le travail que nous présenterons dans ce mémoire se situe dans cette optique. Il s'articule en cinq parties principales :

Pour mieux situer notre travail dans son contexte scientifique et technique, le premier chapitre tente de donner un rapide bilan, à travers quelques exemples représentatifs, des développements récents et des innovations effectuées dans le domaine de l'intégration hybride et monolithique des systèmes de conversion. Il essaye également de poser les problèmes, aussi bien conceptuels que technologiques.

Le travail présenté dans le second chapitre se compose de deux parties. La première, porte sur les différents composants passifs intégrés, suivis de la présentation d'exemples de composants réalisés tels que les filtres, les convertisseurs, microphone, antennes, ..., ainsi que les objectifs et les limites de l'intégration. La seconde partie concerne les différents matériaux utilisés dans la conception des composants passifs intégrés. La nature de ces matériaux dépend de la fonction des composants de notre dispositif (pour les conducteurs, le cuivre, pour l'isolation, le dioxyde de silicium, pour le circuit magnétique, le ferrite).

Dans le troisième chapitre nous avons présenté en entrée le convertisseur retenu dans notre étude, suivi de quelques notions sur le fonctionnement d'un transformateur. Nous avons également présenté une méthode générale de dimensionnement du micro-transformateur. Plus précisément, ce dimensionnement a concerné les circuits électrique et magnétique qui a débouché sur la détermination des paramètres géométriques du micro-transformateur.

Le quatrième chapitre est consacré à la modélisation du micro-transformateur. Nous avons commencé par la présentation du modèle de notre micro-transformateur et discuté de la pertinence du choix des différents matériaux utilisés. L'extraction des paramètres électriques symbolisant les différents effets parasites survenant lors du fonctionnement de notre micro-transformateur, a servi à mener une étude paramétrique et diverses simulations. Cette étude a été complétée par la visualisation de la répartition du champ

magnétique, les effets parasites ou encore la densité de courant dans les micro-bobines du primaire et du secondaire.

Le cinquième et dernier chapitre est centré sur la validation de notre modèle de micro-transformateur. Cette opération a consisté en la comparaison du fonctionnement de trois types de micro-transformateurs (idéal, réel et intégré). Nous avons également tracé la courbe de l'évolution du rendement en fonction de la puissance de sortie. Ceci nous a donné une indication sur les performances de notre dispositif.

Ce manuscrit s'achève par une synthèse des travaux effectués et des résultats obtenus. Cette synthèse sera aussi l'occasion d'aborder les apports de ce travail ainsi que les perspectives qu'il dégage.

# **Chapitre I**

**Etat de l'art sur l'intégration  
des composants passifs**

# **ETAT DE L'ART SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS**

## **I.1. INTRODUCTION**

Depuis un certain nombre d'années, nous observons une tendance à l'intégration des systèmes de conversion statique dans tous les domaines d'application et à tous les niveaux de puissance. Cette évolution s'effectue à des degrés divers selon que l'on s'intéresse à des mini-convertisseurs de quelques dizaines de Watt ou à des convertisseurs de plusieurs Mégawatts. L'intégration des composants actifs et passifs dans le domaine de l'électronique de puissance consiste à réaliser l'assemblage de composants ayant des

caractéristiques ou des fonctions électriques combinables en vue de diminuer le volume des structures. Concernant les systèmes de conversion d'énergie, une part significative du volume des convertisseurs statiques est en effet occupée par les composants passifs et les refroidisseurs. Ce volume peut atteindre 60-70% du volume total du convertisseur. Il est donc légitime d'essayer de réorganiser leur agencement et plus globalement de les intégrer.

Plusieurs progrès ont été réalisés et ont marqué un succès remarquable, malheureusement, ce progrès technologique ne s'est pas effectué à la même vitesse pour tous les composants. En effet, si la taille des transistors se réduit de plus en plus, ce n'est pas aussi simple pour les composants passifs, notamment inductifs liés au filtrage, à la protection des semi-conducteurs ou à l'isolement galvanique des structures.

De plus, avec l'apparition de nouvelles applications, en particulier dans le domaine des microsystèmes (micro-actionneurs, micro-moteurs, micro-pompes,...etc.), une intégration encore plus poussée des systèmes d'alimentation devient nécessaire. Ces nouveaux besoins ont conduit naturellement vers le développement de micro-convertisseurs monolithiques entièrement intégrés sur un substrat en silicium.

L'objectif de ce premier chapitre est, à travers quelques exemples représentatifs, de présenter un bref panorama sur l'intégration en électronique de puissance, particulièrement, l'intégration des composants passifs qui est l'élément fondamental dans cette étude, sa présentation a pris la part prépondérante dans ce chapitre.

## **I.2. DOMAINES D'APPLICATION DES SYSTEMES INTEGRES**

Ces dernières années, les recherches en électronique de puissance se sont focalisées pour une grande part sur l'intégration en vue d'améliorer les performances des convertisseurs en termes de rendement, compacité et fiabilité. D'autre part, dans le même temps, les champs d'applications (figure I.1) de l'électronique de puissance n'ont cessé de se diversifier faisant que son utilisation s'avère aujourd'hui indispensable dans une large plage de puissance allant de quelques Watts à plusieurs centaines de Kilowatts.

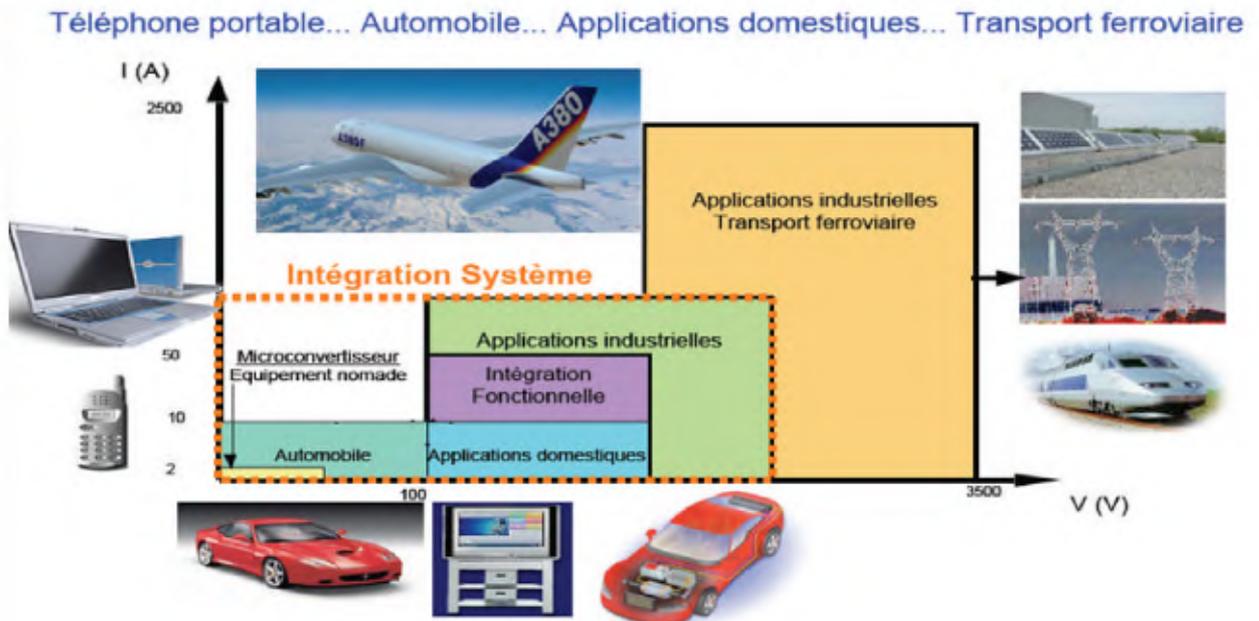


Figure I.1 : Différentes applications dans le domaine de l'intégration des systèmes de puissance

Ces champs d'applications couvrent également une large gamme de fréquences dont la limite supérieure tend à augmenter de manière à gagner en volume mais bien souvent au détriment d'une amélioration du rendement. Cette diversité de puissances implique des approches et des technologies à maîtriser se présentant sous des formes différentes, ce qui amène à séparer l'électronique de puissance dans deux catégories distinctes à savoir les faibles et les fortes puissances. Selon l'environnement, l'étude de l'intégration ne sera pas similaire, par exemple, en faible puissance, des domaines comme les systèmes portables sont perpétuellement demandeurs de réduction d'échelle tout en gardant de bonnes performances et des coûts compétitifs. En forte puissance, le rendement est plus souvent le critère à respecter compte tenu du niveau de pertes qu'il peut entraîner [Ag-1][Ba-1][Ju-1][Re-1][To-1].

### I.3. ORIGINES DE L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS

L'idée d'intégrer les composants passifs d'une structure de conversion statique a été initialement proposée par l'équipe « Electronique de Puissance » de J.A. Ferreira et J.D. Van Wyk [Ma-1][Sm-1][St-1] dans « Energy Laboratory » de l'université de Rand en Afrique du Sud au début des années 90. Leurs premières recherches étaient de marier deux fonctions passives, inductance et capacité, habituellement rencontrées dans un convertisseur, dans un seul et unique composant. Cette idée a été dans un premier temps mise en application à travers des fonctions filtre LC intégrées. Le comportement

s'apparente à celui d'une ligne de transmission et peut être utilisé comme circuit résonant ou comme filtre, les possibilités de modes de connexions étant variées.

Par la suite, ce concept fut étendu à l'élément passif assurant l'isolation galvanique souvent présent dans un convertisseur d'énergie, en l'occurrence le transformateur, donnant naissance à un seul et unique composant passif baptisé LCT comprenant les trois fonctions passives (Inductance, Condensateur et Transformateur). Ce dispositif fut le concept directeur des travaux développés au sein du laboratoire G2Elab à Grenoble durant le début des années 2000 par l'intermédiaire de J.P. Ferrieux et Y. Lembeye [Go-2][Ho-1][La-1][La-2]. La technologie utilisée n'est autre que la technologie des circuits multi couches, appelée communément planar.

Le laboratoire SATIE de l'Ecole Nationale Supérieure de Cachan par l'intermédiaire de l'équipe de F. Costa [Va-1][Wi-1][Wi-2] a concentré une partie de ses actions de recherche sur ce thème, notamment dans le cadre de l'Intégration en Electronique de Puissance dans un premier temps puis sur l'étude du comportement des composants LC intégrés grâce à la théorie des lignes de transmissions.

## **I.4. LES TECHNIQUES DE L'INTEGRATION**

En fonction des niveaux de puissance envisagés, nous pouvons trouver des systèmes de conversion d'énergie électrique pouvant être réalisés en technologie hybride ou monolithique. Le niveau de puissance demandé, l'encombrement et le coût sont des facteurs déterminants dans le choix de la technologie.

### **I.4.1. Intégration hybride**

Ce mode d'intégration concerne les applications fonctionnant dans des gammes de puissance supérieures à celles couvertes par l'intégration monolithique, allant de quelques Watts à plusieurs Kilowatts. L'avantage de cette intégration est de minimiser le coût et la taille avec une simplicité du montage réduisant la résistance thermique. L'intégration hybride permet d'associer sur un même substrat, soit par empilement ou par regroupement, les divers composants discrets et intégrés mis en jeu dans la réalisation d'un système de conversion statique d'énergie grâce à l'utilisation simultanée de matériaux adéquats et de méthodes d'assemblage adaptées, cela tout en respectant les contraintes d'échauffement et d'isolation galvanique entre les différents éléments [Jo-1][Jo-2][Va-1][Va-2][Wa-1][Wa-2][Wi-1].

I.4.1.1. Empilement des fonctions

Cette technique consiste à intégrer chacune des fonctions passives séparément et ensuite les empiler de manière à former un seul bloc comprenant plusieurs fonctions.

- **Concept hybride PIAC**

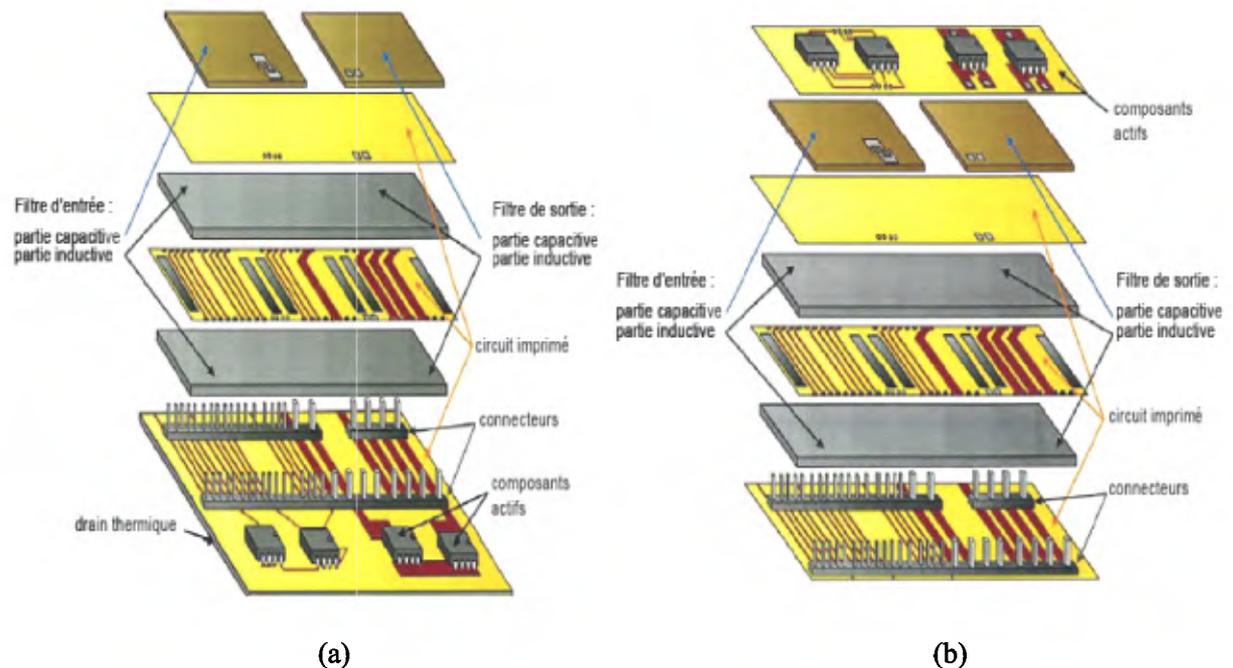


Figure I.2 : Concepts d'intégration d'une structure PIAC avec différents emplacements des composants actifs [Wi-1], (a) Composants actifs en dessous de l'empilement des couches passives (b) Composants actifs au dessus de l'empilement des couches passives

PIAC (Structure Passive Intégrée obtenue par Assemblage, Complete) est une approche qui vise l'intégration d'une structure complète en empilant chacune des fonctions intégrée individuellement. Cette approche permet notamment d'enterrer les éléments inductifs ainsi que les éléments capacitifs dans un circuit imprimé (figure I.2).

- **Concept hybride emPIC**

Le concept emPIC (Embedded Passives Integrated Circuits) permet d'intégrer plusieurs fonctions passives conçues par différents matériaux qui se retrouvent imbriquées les unes sur les autres pour former un seul bloc (figure I.3).

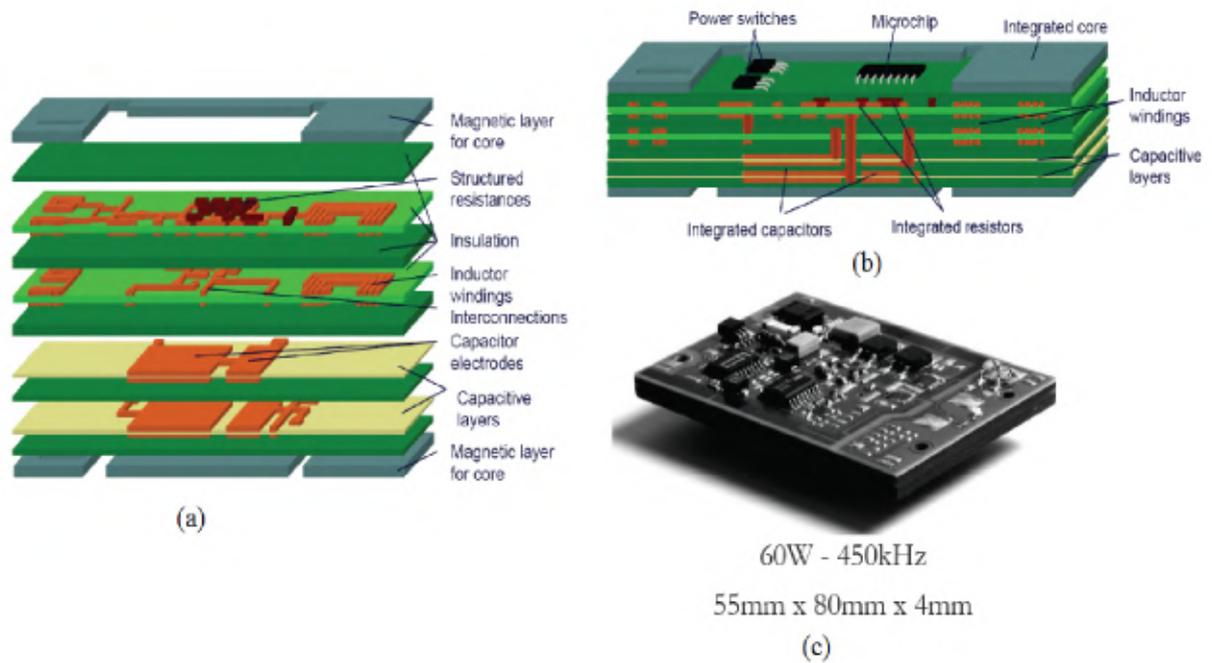


Figure I.3 : Convertisseur emPIC intégré : (a) Les différentes couches, (b) Circuit complet, (c) Convertisseur réalisé [Wa-1][Wa-2]

#### I.4.1.2. Regroupement de fonctions

Le concept reste le même, à savoir rassembler des fonctions passives. Néanmoins le procédé technologique est différent dans le sens où l'intégration des différentes parties est abordée dans l'ensemble et non pas individuellement. Le principe est de se servir des effets parasites qui peuvent être engendrés par l'empilement de matériaux de natures différentes.

- **La technologie PCB**

Les progrès importants faits par l'industrie du circuit imprimé grâce à l'avènement des matériaux fins flexibles ont permis dans un premier temps l'intégration dans le circuit imprimé PCB (Printed Circuit Board) des bobinages des composants inductifs tels que les inductances ou les transformateurs. En effet l'usage de matériaux fins permet ainsi d'empiler le grand nombre de couches conductrices et isolantes que nécessite ce type de composants tout en gardant un encombrement réduit (figure I.4).

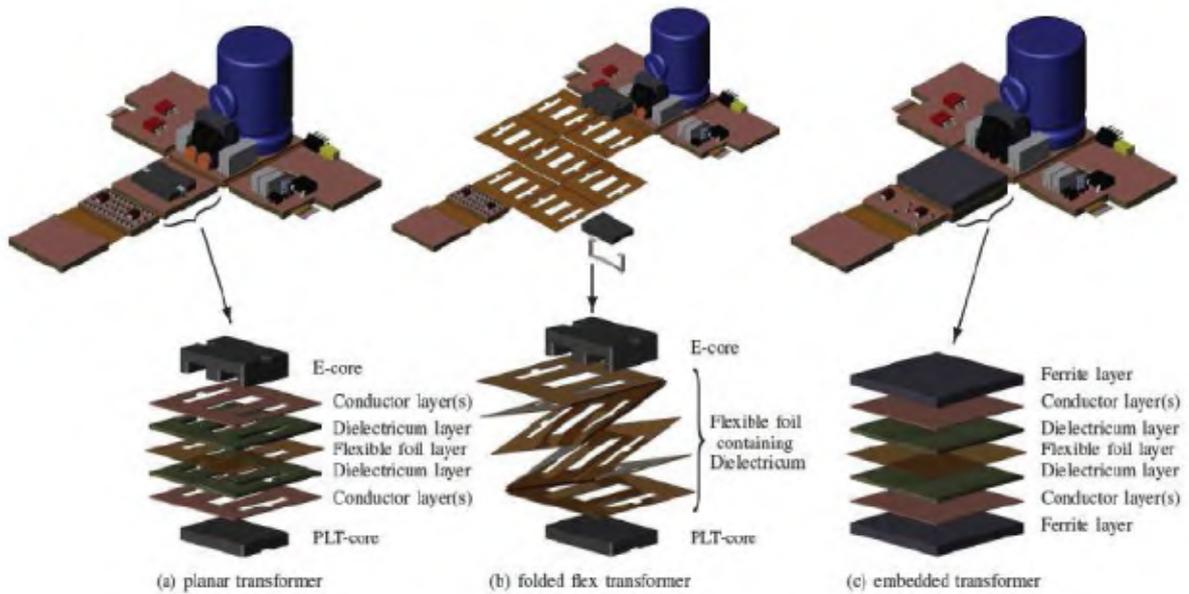


Figure I.4 : Différentes technologies d'intégration de composants passifs sur PCB [Jo-1][Jo-2]

- **Concept LCT**

L'intégration d'une inductance, d'un condensateur et d'un transformateur dans un seul et unique composant passif donne naissance à un nouveau composant baptisée LCT (figure I.5). Cette intégration diminue le nombre de composants magnétiques intégrés dans un boîtier, ce qui diminue le volume total, la quantité des matériaux utilisés (ferrites, cuivre et isolants), le coût de fabrication et le nombre des points de connexion (figure I.6) [Go-2][La-1][La-2][Va-2].

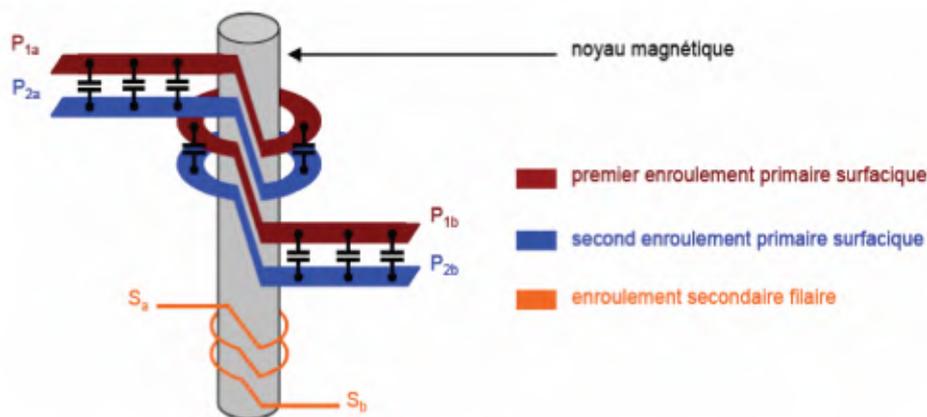


Figure I.5: Principe de conception du LCT

Les difficultés majeures de ce type d'intégration étant la mise en œuvre des matériaux divers (magnétique, diélectrique et conducteur) que nécessite la réalisation des fonctions inductives, capacitatives et conductrices dans un seul procédé.

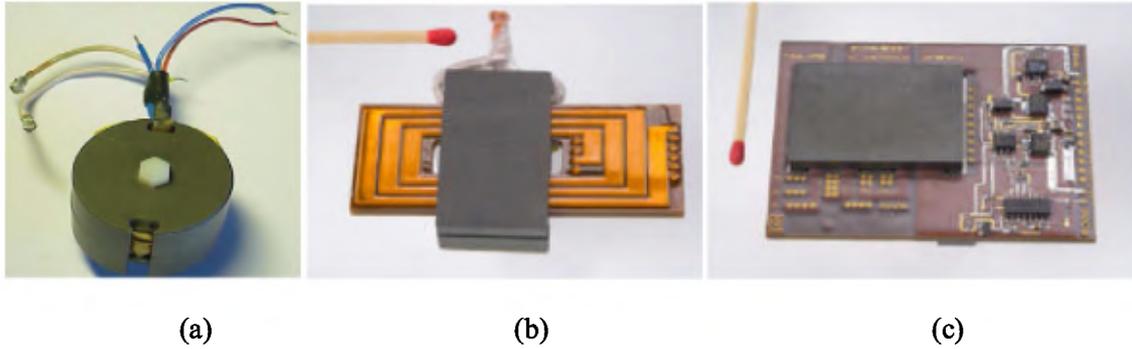


Figure I.6: Composants LCT réalisés au laboratoire G2ELAB de Grenoble: (a) LCT bobiné de Khaled Laouamri en 2001 [La-1][La-2], (b) LCT planar de Phillippe Goubier en 2003 [Go-2], (c) LCT planar de Benjamin Vallet en 2007 [Va-2]

### I.4.2. Intégration monolithique

La volonté de réduire la taille et le poids des équipements portables (téléphones, microordinateurs, agendas électroniques, ...etc.), ainsi que le développement de nouvelles applications dans le domaine des microsystèmes, ont engendré des efforts de recherche sur une intégration plus poussée des structures de conversion d'énergie. La solution qui semble se dessiner pour une telle évolution, est une intégration monolithique de tous les composants et notamment des éléments passifs, débouchant ainsi sur la réalisation de micro-bobines sur silicium (figure I.7) [Sw-1] et micro-condensateurs (figure I.8) [Es-1].

Ces besoins d'intégration ont donc conduit au développement de travaux relatifs à la réalisation d'éléments passifs sur silicium dans la perspective d'évoluer vers des convertisseurs monolithiques. Cette approche permet de diminuer le nombre de composants et les connexions en vue de conduire à des produits plus fiables et moins onéreux.

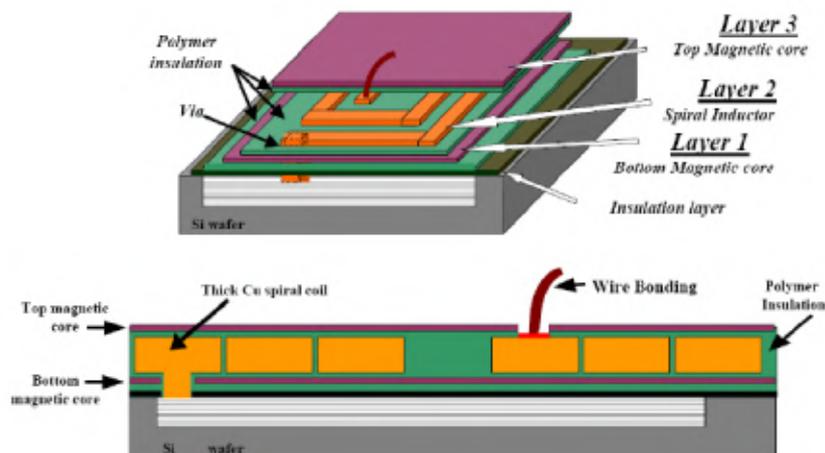


Figure I.7 : Schéma d'une inductance réalisée par ENPIRION [Sw-1]

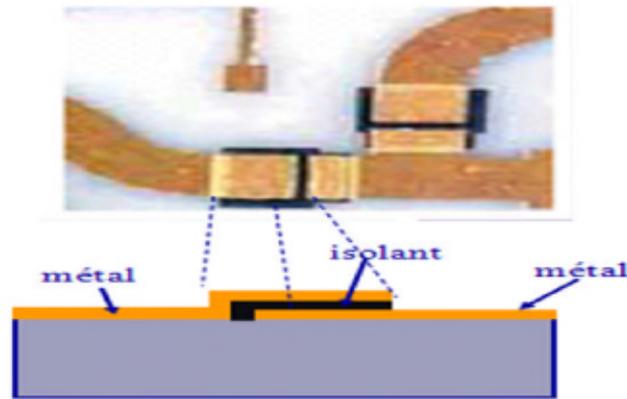


Figure I.8 : Schéma d'un condensateur MIM (Métal-Isolant-Métal) [Es-1]

Pour les applications micro-convertisseurs, les condensateurs réalisés sur silicium sont dédiés à des fonctions de stockage d'énergie, de filtrage sous basse tension, ou encore pour des circuits d'aide à la commutation. La topologie des capacités est assez simple, un condensateur n'étant jamais constitué que d'un empilement de matériau diélectrique et d'électrodes conductrices. Des recherches importantes ont été menées sur l'amélioration du rapport entre la valeur de la capacité et la surface de la puce. Ainsi, des techniques de gravure profonde sont utilisées pour fabriquer des condensateurs «en tranches» sur silicium [Ha-1], permettant d'augmenter considérablement le rapport entre la surface effective du condensateur et la surface de la puce. La valeur de la capacité est ensuite liée aux caractéristiques de l'isolant et peut être augmentée en utilisant des diélectriques à forte permittivité déposés en couches minces.

Les travaux concernant la réalisation de microstructures magnétiques sont assez récents et ont été rendus possibles grâce au développement des technologies de dépôt de couches minces magnétiques mises en œuvre pour l'enregistrement notamment. Cependant, pour ce type de composants, la réalisation des enroulements reste très délicate.

Les composants inductifs magnétiques tels que les inductances et les transformateurs ont un rôle fondamental dans le fonctionnement des convertisseurs, l'isolement galvanique et le filtrage. Les procédés technologiques de réalisation des microbobines permettent d'envisager une intégration avec les dispositifs semi-conducteurs. L'utilisation des transformateurs est délicate car leur modélisation et optimisation est difficile. Les transformateurs intégrés sont utilisés pour l'adaptation d'impédance ainsi que pour la conversion du mode différentiel vers le mode commun ou l'inverse. On trouve des transformateurs dans les amplificateurs de puissance, les mixeurs et les amplificateurs faible bruit.

## I.5. LES COMPOSANTS INDUCTIFS

### I.5.1. La fonction inductance en électronique

Les bobines ou inductances sont des composants passifs utilisées dans diverses applications tels que la conversion de puissance, le filtrage, l'adaptation d'impédance, le déphasage, ...etc. Le comportement inductif de ces composants est régi par la loi de Lenz.

Le modèle électrique équivalent d'une inductance comprend en général, une inductance parfaite  $L_s$ . A partir du moment où un fil est bobiné sur un noyau magnétique, l'inductance  $L_s$  n'est plus idéale, il faut lui ajouter une résistance série  $R_s$  qui représente la résistance des fils conducteurs (figure I.9). L'expression analytique qui lie ces deux paramètres est représentée par les équations (I-1) en régime transitoire ou (I-2) en régime harmonique:

$$u(t) = L_s \cdot \frac{di(t)}{dt} + R_s \cdot i(t) \quad (\text{I-1})$$

$$V(\omega) = (j \cdot L_s \cdot \omega + R_s) \cdot I(\omega) \quad (\text{I-2})$$

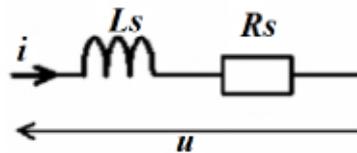


Figure I.9: Schéma équivalent de base d'une inductance

Lorsque la fréquence de travail augmente, la tension qui apparaît entre les spires proches est responsable d'un courant capacitif de moins en moins négligeable. Il convient d'introduire cet effet capacitif par la capacité  $C_s$  (figure I.10) [Li-1].

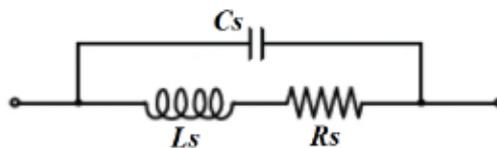


Figure I.10 : Schéma équivalent d'une inductance en haute fréquence

Le circuit obtenu montre que les aspects magnétique et capacitif peuvent être découplés selon la figure I.11. En basse et moyenne fréquence, seule la partie magnétique qui inclut les pertes est impliquée. En revanche, en haute fréquence, la partie capacitive est prépondérante.

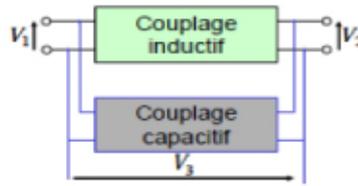


Figure I.11 : Séparation magnétique/électrostatique

Les performances d'une inductance se mesurent par le facteur de qualité Q, défini par le rapport de l'énergie stockée sur l'énergie dissipée (expression I-3) [Fe-1].

$$Q = \frac{\text{énergie stockée}}{\text{énergie dissipée}} \quad (\text{I-3})$$

Ce facteur de qualité met alors en lumière que, pour que l'inductance soit compatible avec notre application, l'énergie stockée (proportionnelle à L) doit être très élevée face à des pertes (essentiellement proportionnelles à R) très faibles. Ceci suppose une forte valeur de L pour stocker cette énergie.

Pour les applications en haute fréquence, le facteur de qualité est une grandeur essentielle qui caractérise la capacité du composant à stocker ou transmettre plus d'énergie qu'il n'en dissipe. C'est en particulier un des points les plus difficiles touchant à la conception des inductances intégrées. En effet, le facteur de qualité Q est extrêmement important pour l'inductance à haute fréquence car il traduit directement l'énergie stockée par le champ magnétique dans l'inductance. Dans le cas idéal, l'inductance est un pur élément de stockage d'énergie (Q tend vers l'infini lorsque la fréquence tend vers l'infini) alors qu'en réalité les résistances parasites et les capacités vont limiter Q. Cela est dû au fait que les résistances parasites consomment de l'énergie par effet Joule et les capacités vont engendrer à n'importe quelle fréquence d'utilisation une résonance  $f_r$  de type LC au-delà de laquelle l'inductance se transforme en résistance pure. Si l'inductance est reliée à la masse comme dans la plupart des applications, alors le circuit équivalent de l'inductance peut être réduit à celui présenté par la figure I.12.

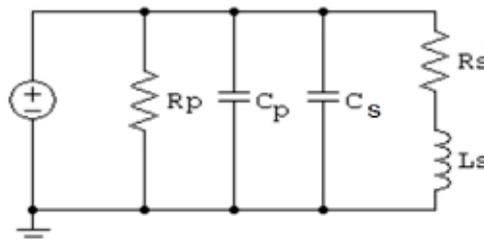


Figure I.12: Circuit équivalent d'une inductance reliée à la masse pour le modèle du facteur de qualité

Le facteur de qualité de l'inductance peut s'exprimer par l'expression (I-4) [El-1][Ey-1][Yu-2][Yu-3]:

$$Q = \frac{\omega L_s}{R_s} \cdot \frac{R_p}{R_p + \left[ \left( \frac{\omega L_s}{R_s} \right)^2 + 1 \right] R_s} \cdot \left[ 1 - \frac{R_s^2 (C_s + C_p)}{L_s} - \omega^2 L_s (C_s + C_p) \right] \quad (I-4)$$

On note dans la relation précédente que le premier terme correspond au facteur de qualité simplifié, le second traduit les pertes substrat et le troisième exprime le facteur d'auto-résonance. Dans cette expression  $\omega$  est la pulsation,  $L_s$  est l'inductance série,  $R_s$  la résistance série,  $C_s$  la capacité série,  $R_p$  la résistance de couplage et  $C_p$  la capacité de couplage.

$R_p$  et  $C_p$  sont reliés à  $R_{si}$ ,  $C_{si}$  et  $C_{ox}$  par la relation :

$$R_p = \frac{1}{\omega^2 C_{ox}^2 R_{si}} + \frac{R_{si} (C_{ox} + C_p)^2}{C_{ox}^2} \quad (I-5)$$

$$C_p = C_{ox} \frac{1 + \omega^2 (C_{ox} + C_{si}) C_{si} R_{si}^2}{1 + \omega^2 (C_{ox} + C_{si})^2 R_{si}^2} \quad (I-6)$$

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

En intégration, le choix de la topologie du composant revêt une grande importance car elle doit permettre d'atteindre les plus fortes valeurs d'inductance possible sur une surface minimum. Sa faisabilité est également un paramètre qui doit être pris en compte. L'étude de la littérature à ce sujet montre que pour l'intégration de puissance d'inductances, plusieurs solutions existent. Ce bref état de l'art a pour but d'exposer les différents types d'inductances utilisées en micro-électronique.

## I.5.2. Les différentes structures d'une micro-inductance

- **La structure ligne ou micro-ruban**

C'est le type d'inductance le plus simple, on le retrouve dans des géométries diverses dans le cas des technologies intégrées de type coplanaires (figure I.13(a)), avec ou sans matériaux magnétiques. On trouve dans la littérature plusieurs travaux originaux qui présentent différentes méthodes de fabrication de lignes triangulaires encapsulées par un matériau magnétique granulaire fortement résistif (figure I.13(b)).

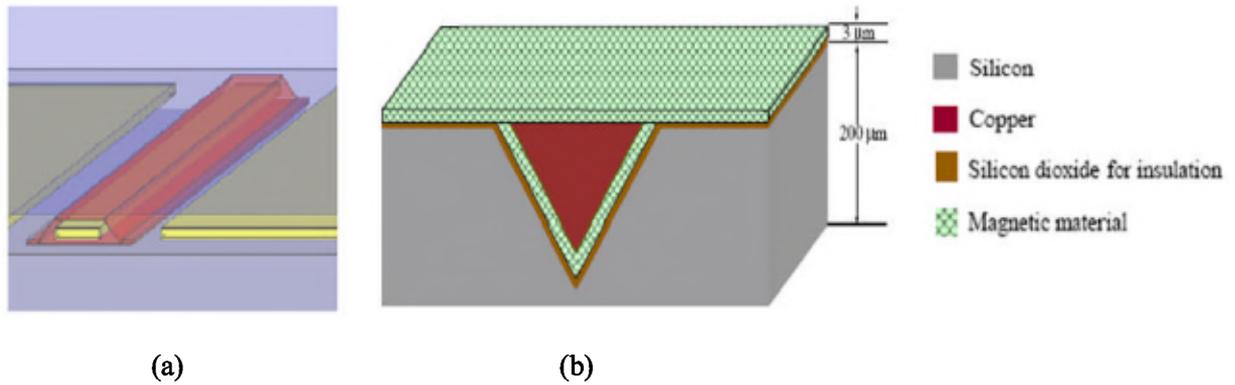


Figure I.13 : Exemples d'inductances de type ligne : (a) Ligne coplanaire encapsulée par un matériau magnétique [Je-1], (b) Coupe transversale d'une ligne en "V" encapsulée par un matériau magnétique [Ch-2]

Les inductances micro-rubans intégrées sont micro-usinées. La technique de micro usinage consiste à déposer des inductances planaires ou tridimensionnelles par-dessus un substrat de silicium. Une inductance étant souvent isolée du substrat par une fine couche d'oxyde ou de polymère (figure I.14). Le substrat du silicium présente souvent une faible résistivité, les pertes sont relativement fortes en raison de l'empilement de différentes couches et du fort couplage avec le substrat semi-conducteur.

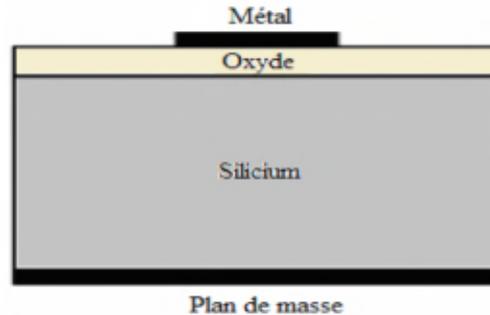


Figure I.14 : Vue en coupe d'une structure inductive typique MMIC  
(Métal Oxyde Silicium Plan de masse)

- **La structure solénoïdale ou toroïdale**

Une première solution de réalisation d'inductances intégrées 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 (figure I.15(a)). Cette structure n'est pas aussi simple à réaliser en micro-électronique, car elle nécessite deux étapes de métallisation pour le conducteur, une troisième étape de métallisation pour le noyau et deux autres étapes pour le dépôt de matériau isolant. En plus de la complexité du procédé, viennent les contraintes

mécaniques entre les différents matériaux empilés. Les différences de dilatation des matériaux à haute température peuvent créer des défauts importants dans le composant. De plus, les vias entre les deux niveaux de conducteurs sont peu propices à la montée en fréquence. Finalement, la multiplicité des étapes technologiques réduit la fiabilité du composant et augmente son prix.

Le principal contributeur concernant cette topologie est Ahn [Ah-1] qui propose des structures avec noyau assurant de faibles flux de fuite. Le procédé de fabrication repose sur des techniques d'électrodéposition pour les conducteurs et le noyau de fer nickel (permalloy). La valeur de l'inductance chute avec la montée de la fréquence, ce qui rend toutefois l'utilisation de cette structure dans des convertisseurs DC-DC peu intéressante au delà du MHz.

La figure I.15 montre la topologie et quelques photographies prises par microscope électronique à balayage M.E.B d'une micro-bobine solénoïdale.

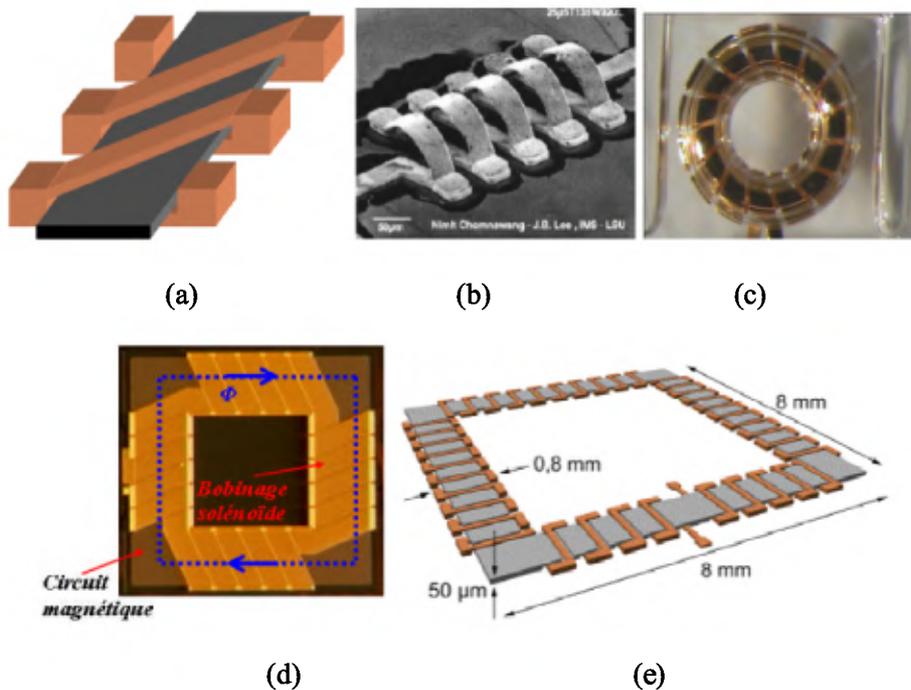


Figure I.15 : Micro-bobine de type solénoïdale : (a) Principe, (b) Solénoïde intégrée à structure tridimensionnelle sans noyau [Ch-1], (c) Solénoïde réalisé par micro-moulage de polymère [Er-1], (d) Solénoïde réalisé au LETI pour la conversion de puissance [Or-1], (e) Bobine solénoïdale développée au LAAS [Sa-1]

- **La structure méandre ou serpentine**

Le principe de réalisation est semblable à celui du type solénoïdal. Il consiste à enchevêtrer bobinage et matériaux magnétiques. En effet, dans cette topologie, le conducteur monocouche est aménagé en forme de serpentins alors que le noyau se trouve réparti sur trois niveaux pour envelopper le conducteur. Cette idée a donné naissance à une nouvelle technique d'intégration des éléments inductifs. Elle présente l'avantage de se baser sur une structure planaire, fabriquée avec un nombre d'étapes réduit [Es-2].

La figure I.16 montre la topologie et quelques photographies prises par microscope électronique à balayage d'une micro-bobine de type méandre :

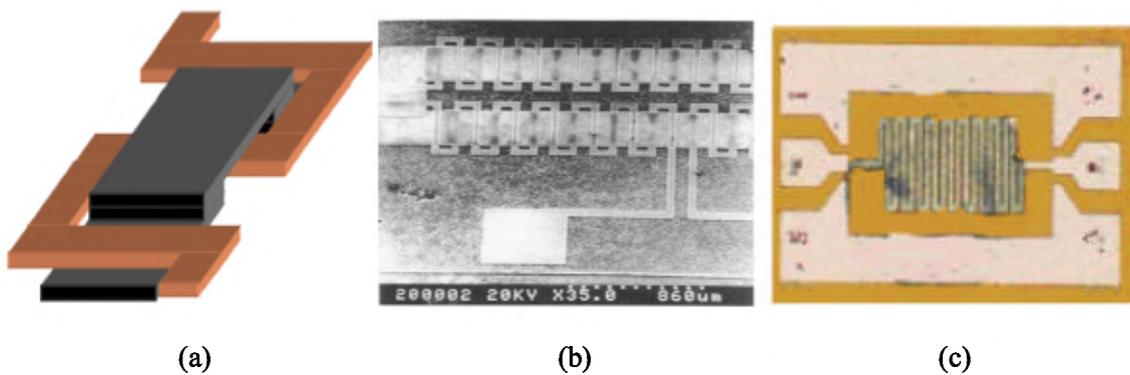


Figure I.16: Micro-bobine de type méandre : (a) Principe, (b) Photographie d'une inductance méandre intégrée avec deux niveaux de matériau magnétique [Ah-1], (c) Photographie d'une micro-inductance méandre [Ah-2]

- **La structure spirale**

C'est le type d'inductance le plus répandu dans l'industrie de la micro-électronique, que ce soit pour des applications de puissance à basses fréquences ou pour des applications dans le domaine des radiofréquences où l'inductance est de l'ordre de nH. L'inductance spirale planaire est sous la forme d'un enroulement concentrique d'un ruban conducteur. Pour la réalisation technologique de la structure spirale, deux niveaux de métallisation (spires et underpass) ainsi que deux vias sont requis (figure I.17). L'intérêt d'une forme spirale est de bénéficier d'effets de mutuelles positives entre les spires voisines.

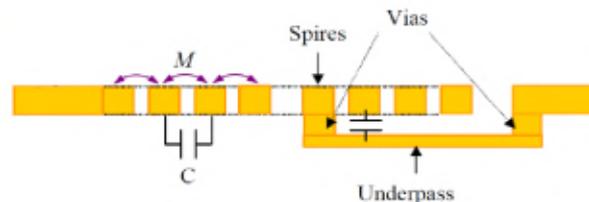


Figure I.17: Vue en coupe du principe d'une bobine spirale planaire

Du fait des diversités des domaines d'utilisation, on trouve différentes géométries. Chacune possède ses caractéristiques spécifiques. La figure I.18 montre une vue en perspective et quelques photographies prises par microscope électronique à balayage d'une micro-bobine de type spirale.

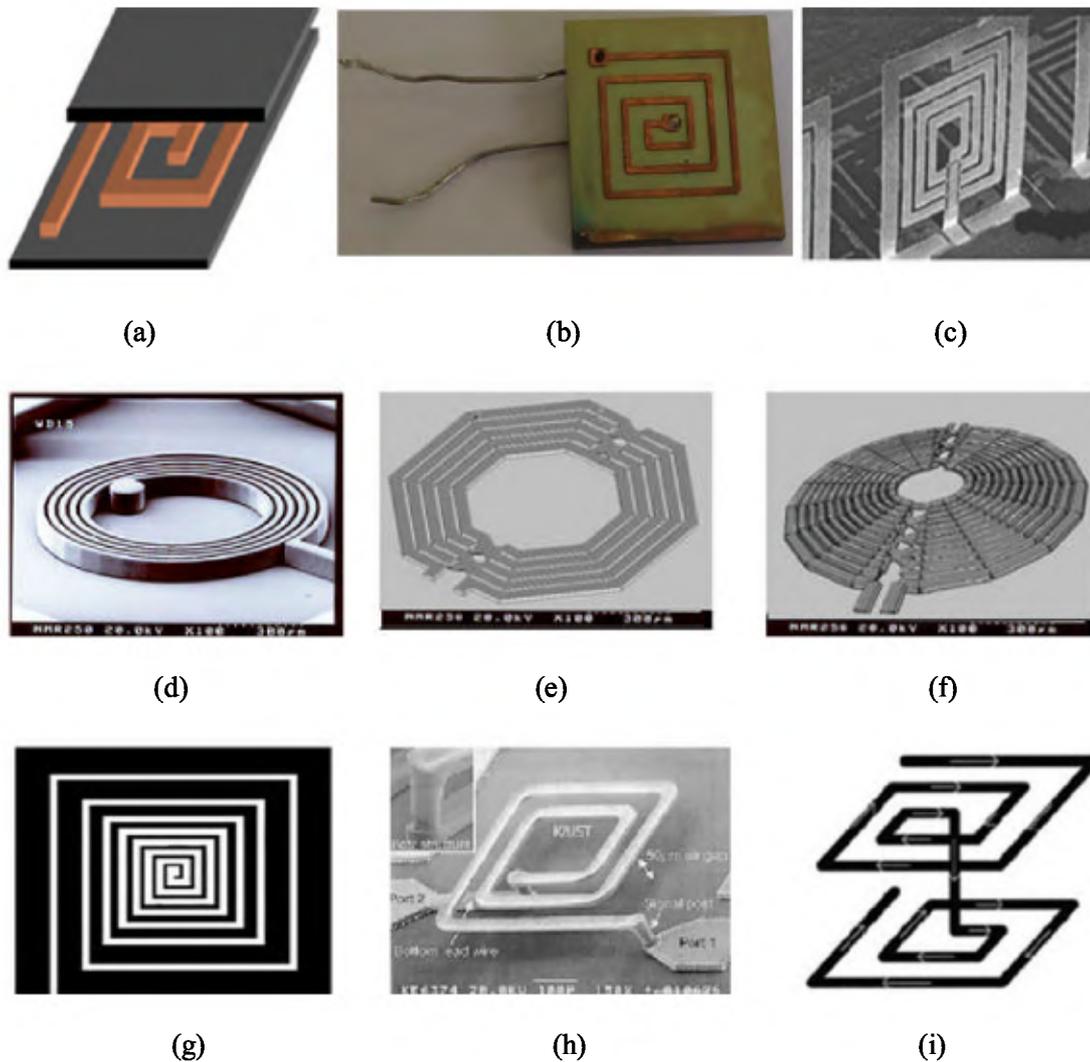


Figure I.18: Micro-bobine de type spirale : (a) Principe, (b) Inductance carrée ( $1.1 \times 1.1 \text{ cm}^2$ ) sur ferrite MnZn conçue et réalisée par les équipes IEPM et MDCE [Ie-1], (c) Inductance verticale [Mu-1][Zo-1], (d) Bobinage circulaire épais en cuivre [Br-1], (e) Inductance octogonale avec la technologie des sections croisées [Th-1], (f) Inductance symétrique [Da-1][Oo-1], (g) Inductance effilée [Lo-1], (h) Inductance suspendue [Pa-1][Yo-1], (i) Inductance empilée avec deux niveaux de métal [Ag-1][Ta-1]

I.5.3. Modèles électriques équivalents d'une inductance planaire spirale

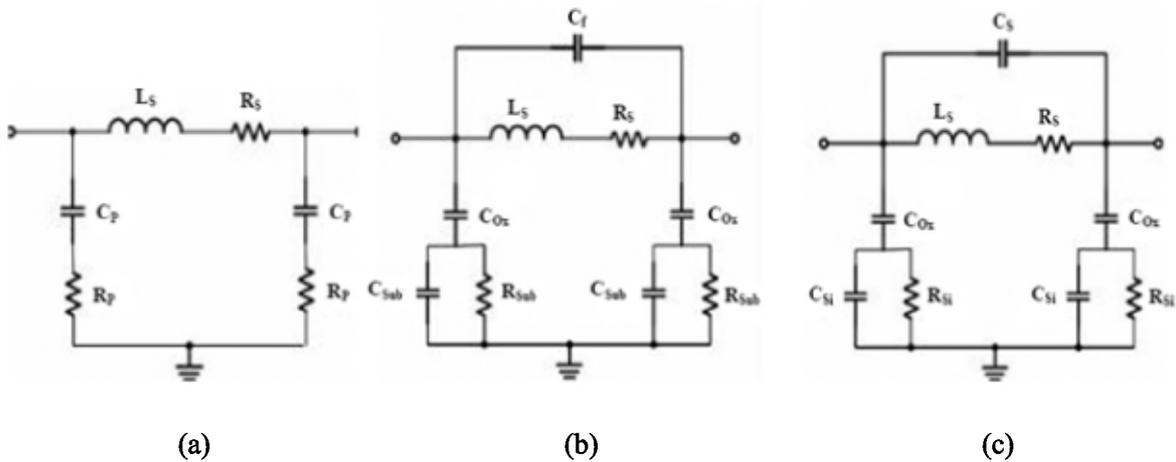


Figure I.19 : Modèles en « π » pour des inductances planaires développés par : (a) Nguyen et Meyer [Ng-1], (b) Ashby et al. [As-1], (c) Yue et Wong [Yu-1]

En 1990, Nguyen et Meyer [Ng-1] ont été les premiers à développer une inductance planaire intégrée sur silicium et ont proposé un modèle en «π» simple pour décrire le comportement de l'inductance spirale planaire (figure I.19(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 I.19(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 présenté un modèle similaire (figure I.19(c)) mais avec des paramètres plus appropriés à la géométrie de l'inductance.

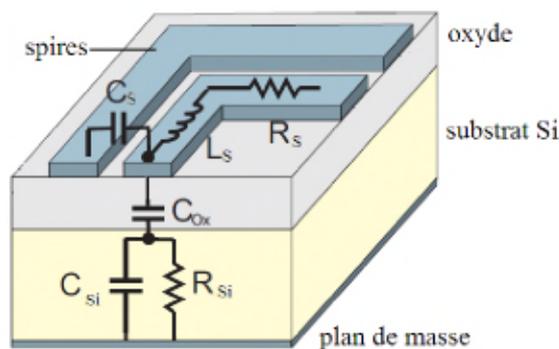


Figure I.20 : Vue en coupe d'une inductance spirale planaire

Il est important de mentionner que les paramètres des circuits électriques qui représentent ces modèles ne sont pas seulement empiriques, ils ont aussi un sens physique. Le dernier modèle développé par Yue et Yong (figure I.19(c)) est une approximation la plus réaliste de l'inductance, dans lequel  $L_s$  et  $R_s$  représentent respectivement l'inductance

et la résistance série de la spirale. La capacité série  $C_s$  représente le couplage capacitif entre les spires de l'inductance. La capacité de l'oxyde  $C_{ox}$  formée par la couche d'oxyde qui sépare la spirale du substrat est la plus gênante puisqu'elle a la plus grande valeur parmi les différentes capacités parasites. La capacité et la résistance du substrat en silicium sont modélisées par  $C_{si}$  et  $R_{si}$  (figure I.20).

Lorsqu'une différence de potentiel est appliquée aux bornes de la bobine, un champ magnétique et trois champs électriques apparaissent comme indiqué dans la figure I.21 [Ey-1][Th-1].

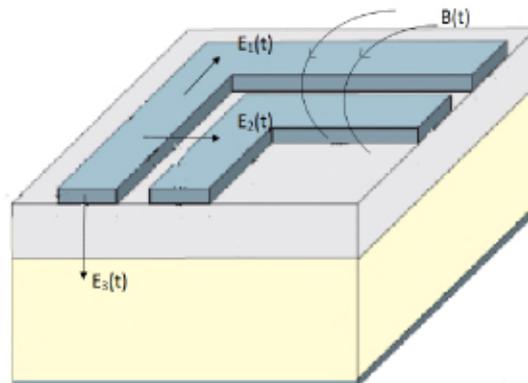


Figure I.21 : Les différents champs électriques et magnétiques créés dans une inductance planaire spirale

- 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  $R_s$  dues à la résistivité du métal.
- Le champ électrique  $E_2(t)$  est le résultat de la différence de potentiel entre les spires à l'origine d'un couplage capacitif entre les 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 les capacités  $C_{ox}$  et  $C_{si}$  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 dû au courant circulant dans les spires. Il induit un comportement inductif se traduisant par la circulation de courants induits en sens opposé et dans le substrat.

A cause de la géométrie planaire de l'inductance, le flux magnétique principal est émis perpendiculairement au plan de la couche magnétique qui ne présente pas de

perméabilité dans cette direction. Il sera donc nécessaire que le matériau possède une perméabilité très élevée dans son plan ( $\mu_r > 100$ ) si l'on souhaite augmenter sensiblement la valeur de l'inductance  $L_s$ . En effet, il devra influencer notablement sur la direction naturelle de ces lignes de champs principales qui n'est pas favorable et capter la quasi intégralité des lignes secondaires (dite de fermeture) qui sont parallèles au plan de la couche magnétique (figure I.22). De plus, une fréquence de résonance élevée est souhaitée de manière à minimiser l'apport des pertes en excès [Co-1].

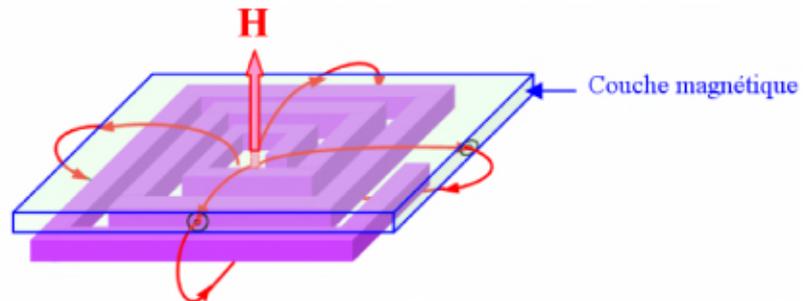


Figure I.22: Illustration de la canalisation des lignes de champ magnétique par une couche magnétique de forte perméabilité

Les transformateurs sont des composants dont les topologies sont très proches de celles des inductances. Ils sont constitués d'au moins de deux bobinages couplés du point de vue électromagnétique. Cependant, leurs performances sont évaluées de manière différente de celles des inductances. Leur fonctionnement est basé sur le couplage magnétique entre les enroulements. A l'heure actuelle, l'équipement électronique devient progressivement plus petit, de ce fait la nécessité des transformateurs de puissance à haute fréquence est devenue énorme. Quelques structures de transformateurs de puissance à haute fréquence ont été développées tels que les transformateurs planaires.

#### I.5.4. Différentes structures de micro-transformateurs

Il existe plusieurs structures de micro-transformateurs. Nous pouvons citer la structure entrelacée, empilée et concentrique [Al-1][Ga-1][Go-1][Ma-3][Mo-1]. Les transformateurs entrelacés et concentriques occupent généralement une surface plus grande que les empilés, comme le montre la figure I.23. Le transformateur concentrique «Tapped» à 2-portes, présenté par la figure I.23(a), est une inductance spirale avec une prise de contact au milieu. La capacité parasite entre la spirale et le substrat peut être minimisée par une implémentation de l'inductance dans le niveau supérieur du métal afin de réaliser une haute fréquence de résonance. Ce transformateur permet un large éventail des rapports

entre le nombre de tours de son primaire et son secondaire, quoique son coefficient de couplage  $k$  est généralement faible. La figure I.23(b) montre un transformateur entrelacé «Interleaved», son primaire et son secondaire sont enroulés en parallèle. Ce type de transformateur est le mieux adapté aux inductances et permet un couplage modéré, atteint au prix d'une diminution de l'inductance propre. Ce couplage peut être augmenté au prix d'une résistance série plus grande en réduisant la largeur de la spire « $w$ », et de l'interspires « $s$ ». Le transformateur empilé «Stacked», illustré sur la figure I.23(c), utilise de multiples couches de métal et exploite à la fois le couplage magnétique vertical et latéral pour permettre la meilleure efficacité en occupation de surface et avoir un coefficient de couplage plus élevé. En termes de couplage magnétique et de valeur d'inductance, la topologie du transformateur empilé est la plus intéressante. Néanmoins, la fabrication de telles bobines implique un procédé à plusieurs niveaux. L'augmentation du nombre d'étapes technologiques rend le procédé plus difficile et donc moins fiable. D'autre part, la superposition de deux circuits reliés électriquement, introduit une capacité entre les deux niveaux qui va modifier le comportement fréquentiel de l'inductance.

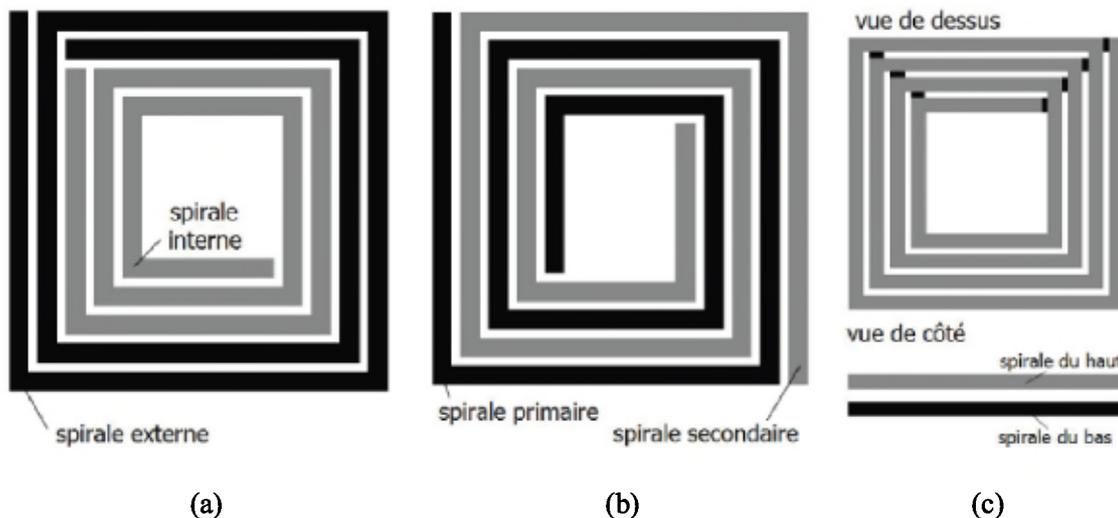


Figure I.23 : Les différentes structures des transformateurs planaires spirales : (a) concentrique, (b) entrelacée et (c) empilée

Les figures suivantes montrent des microphotographies prises par microscope électronique à balayage de quelques micro-transformateurs intégrés dans diverses applications.

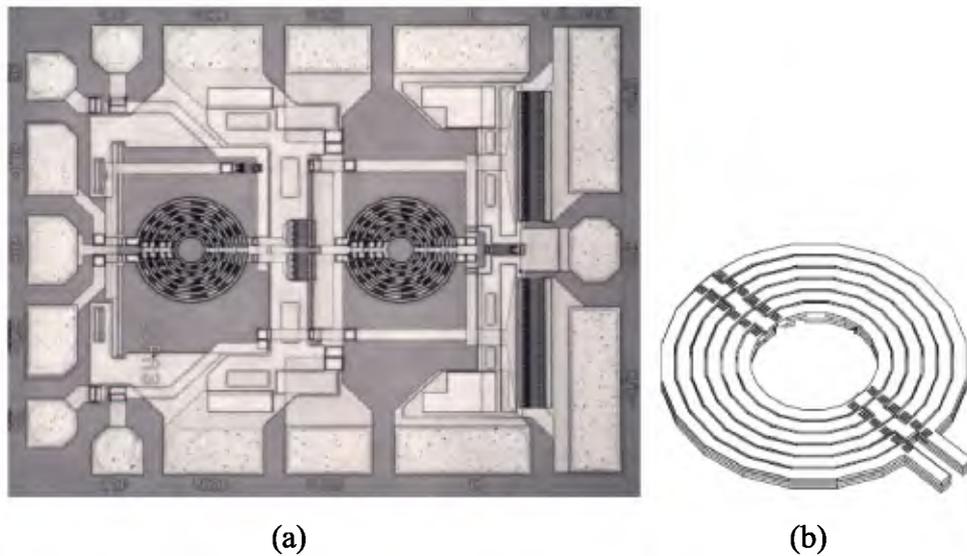


Figure I.24: (a) Micrographie d'un micro-transformateur circulaire à sections croisées intégré dans un amplificateur de puissance RF de 2 GHz avec un diamètre de 205  $\mu\text{m}$  [Si-1], (b) Géométrie du micro-transformateur

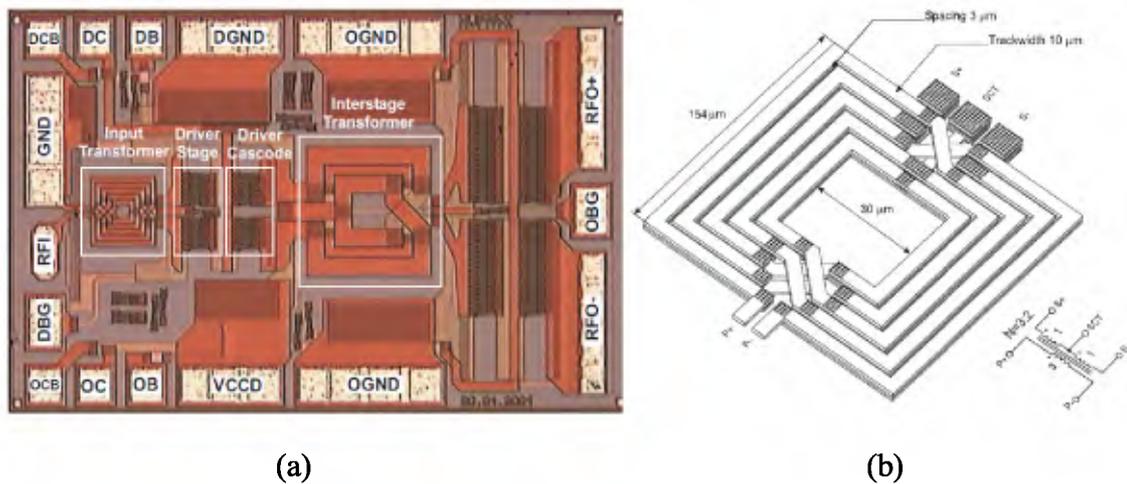


Figure I.25: (a) Micrographie d'un micro-transformateur carré à sections croisées intégré dans un amplificateur de puissance de 5.8 GHz avec une surface de (1,56 x 1  $\text{mm}^2$ ) [Th-1], (b) Géométrie du micro-transformateur

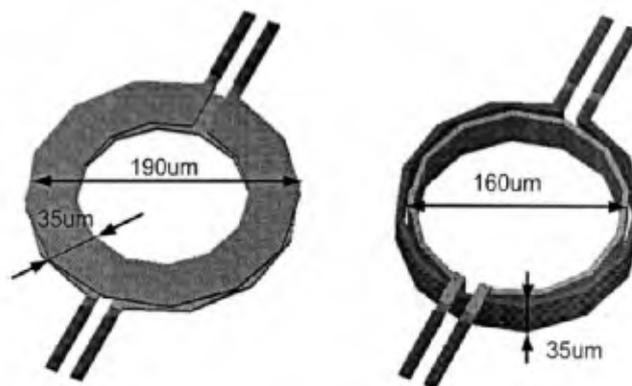


Figure I.26 : Micro-transformateurs à une seule spire circulaire pour les deux enroulements de 4  $\mu\text{m}$  d'épaisseur et 5  $\mu\text{m}$  d'inter-spire [Ma-3]

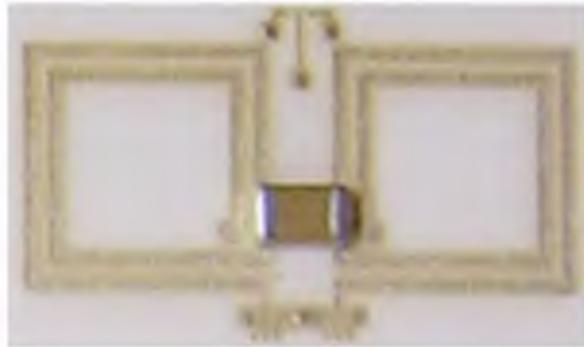


Figure I.27 : Microphotographie d'un micro-transformateur de forme carrée réalisé sur une surface de (0.8 x 1.3 cm<sup>2</sup>) [Da-1]

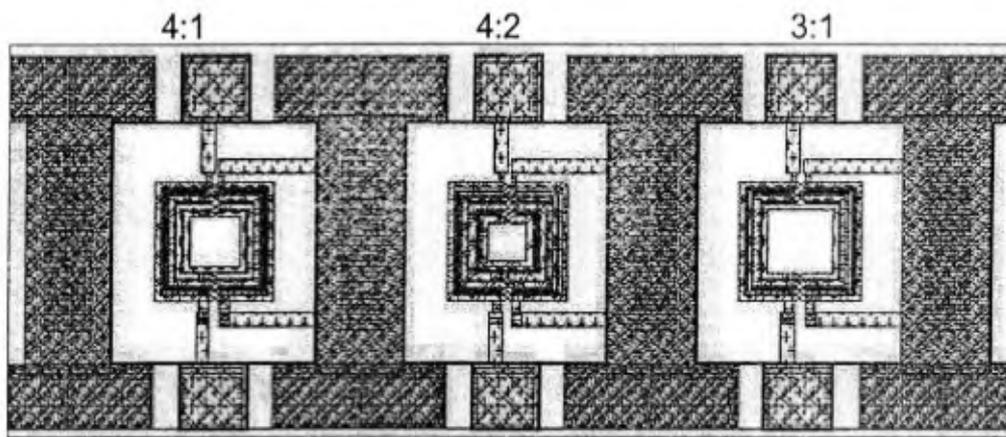
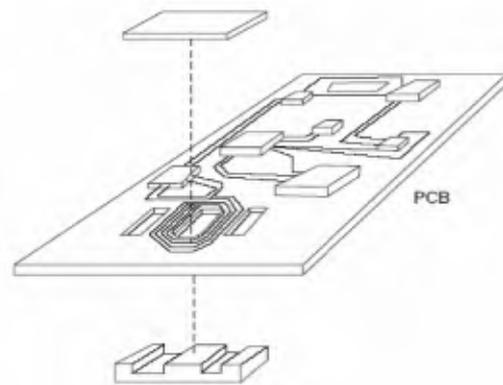


Figure I.28: Micro-transformateurs monolithiques de forme carrée empilés de 180 µm de diamètre extérieur, fabriqués sur un substrat silicium [Ma-3]



(a)



(b)

Figure I.29 : (a) Exemple d'un micro-transformateur de puissance en technologie circuit imprimé multicouches, (b) Emplacement du micro-transformateur dans le circuit de puissance complet [Es-4]

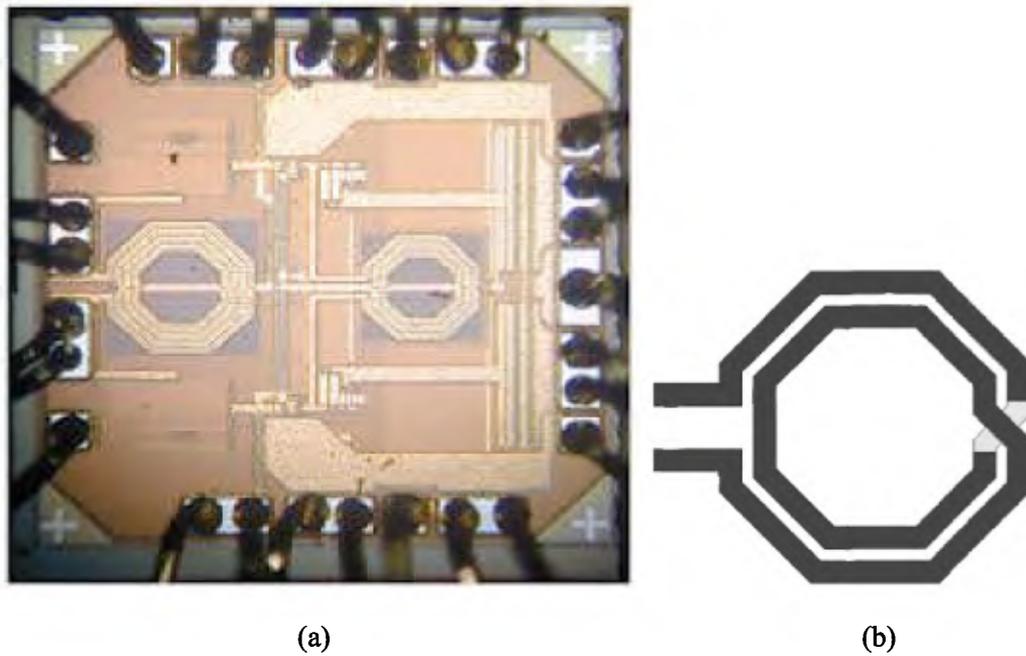


Figure I.30 : (a) Micrographie d'un micro-transformateur de forme octogonale à sections croisées réalisé pour un coupleur optique [Ba-1], (b) Géométrie du micro-transformateur

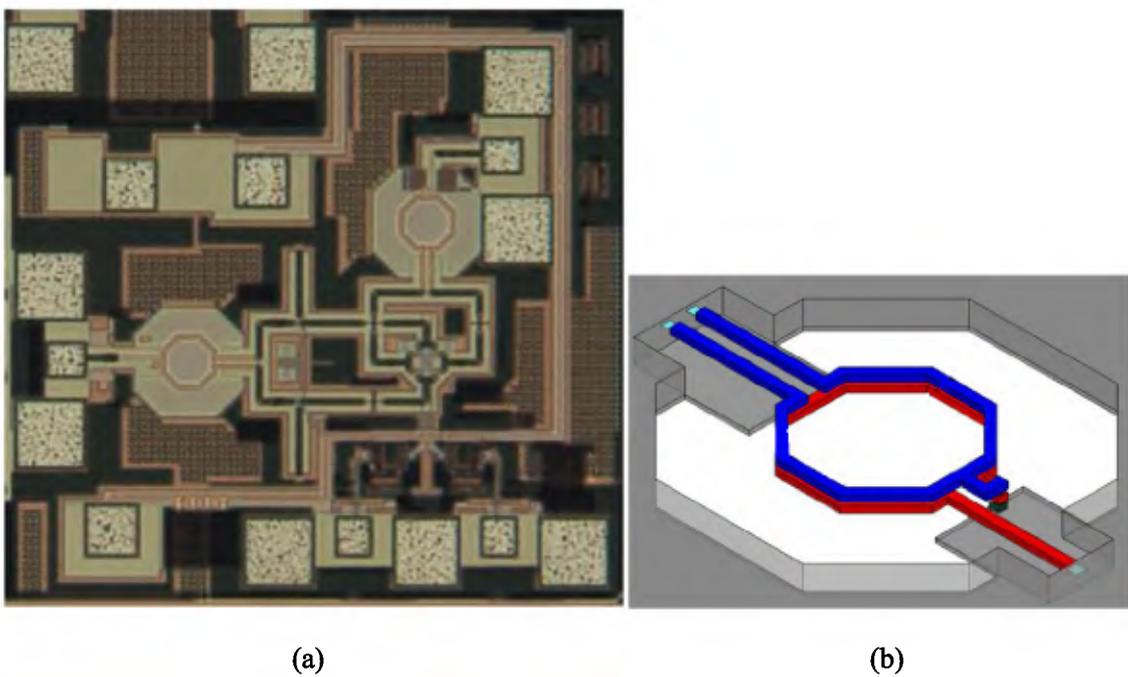


Figure I.31: (a) Micrographie de micro-transformateurs de  $0.57 \text{ mm}^2$  de surface, intégrés dans un mélangeur d'ondes millimétriques [Le-1], (b) Géométrie du micro-transformateur

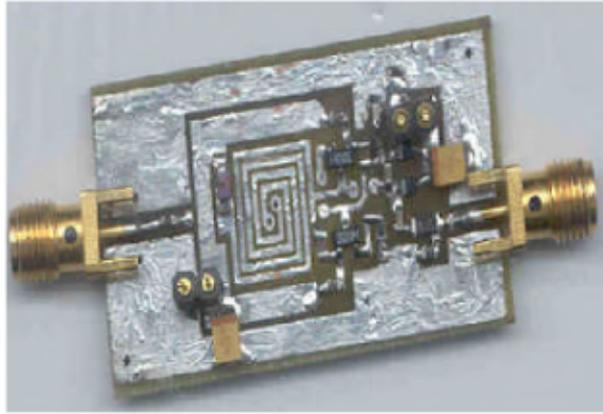


Figure I.32 : Micro-transformateur à une spire paire croisée, intégré dans un oscillateur de quadrature [Co-4]

## I.6. CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré à l'état de l'art de l'intégration des composants passifs pour l'électronique de puissance, notamment les composants magnétiques inductifs (les inductances et les transformateurs). L'intégration de ces deux composants représente aujourd'hui un des plus importants verrous technologiques à lever pour aboutir à des alimentations complètement intégrées.

Les exemples de réalisation présentés dans ce chapitre montrent les progrès qui ont été réalisés ces dernières années sur le plan de l'intégration des systèmes de conversion d'énergie. Suivant les niveaux de courant et de tension, les solutions adoptées pour l'intégration en électronique de puissance sont donc basées sur une intégration hybride ou monolithique.

L'intégration hybride permet d'exploiter au mieux les performances des nouveaux composants de puissance pour les destiner à des applications de moyennes puissances. Cette technique est considérée comme une simple miniaturisation des structures. Dans de nouveaux domaines d'application comme les microsystèmes, l'évolution doit se faire inévitablement vers l'intégration totale basée sur une fabrication monolithique sur silicium de tous les composants (semi-conducteurs et passifs). Dans ce nouveau contexte la conception et le mode de réalisation des systèmes de puissance doit se faire dès le départ en prenant en compte le système complet, ainsi que les possibilités d'intégration offertes par les nouvelles technologies. Il faut toutefois noter que cette intégration n'est pas une fin en soi et doit répondre à une augmentation des performances, notamment du rendement et

de la fiabilité des fonctions de conversion de l'énergie électrique tout en diminuant l'encombrement, les coûts et les problèmes de CEM.

Le chapitre suivant est un complément de ce chapitre puisque nous y présenterons un état de l'art sur les composants passifs et les différents matériaux utilisés dans l'intégration des composants passifs.

# **Chapitre II**

**Objectifs de l'intégration des  
composants passifs  
et matériaux utilisés**

# **OBJECTIFS DE L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET MATERIAUX UTILISES**

## **II.1. INTRODUCTION**

Le progrès rapide qu'a connu le domaine de la microélectronique a ouvert le champ vers de nouvelles applications et a aussi marqué une nouvelle tendance vers la très haute intégration des systèmes. L'intégration des composants passifs représente aujourd'hui un des plus importants verrous technologiques à lever pour aboutir à des alimentations toutes intégrées.

Cependant, l'intégration de ces dispositifs dépend fortement des matériaux qui les composent, en particulier les matériaux magnétiques qui constituent les composants inductifs car ils bloquent le passage des convertisseurs de puissance vers une totale intégration. Néanmoins, beaucoup d'équipes de recherche travaillent depuis de nombreuses années sur de nouveaux matériaux magnétiques, les ferrites, qui ont connu un succès inimaginable à cause de leurs caractéristiques.

Dans ce chapitre, nous présentons les différents matériaux utilisés dans l'intégration des composants passifs et compatibles avec les applications d'électronique de puissance.

## **II.2. LES COMPOSANTS PASSIFS**

Les composants passifs sont très présents dans les structures de conversion pour aider à convertir l'énergie électrique à travers les filtres d'entrée et de sortie des alimentations à découpage mais aussi certains étages intermédiaires et certaines fonctions annexes tels que les circuits de commande et d'aide à la commutation. Ils assurent également des fonctions de protections comme l'isolation galvanique.

Parmi ces composants, on distingue:

- Les résistances, varistances et thermistances qui 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 et 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.

## **II.3. LES COMPOSANTS PASSIFS INTEGRES**

L'intégration d'un composant passif consiste à faire coexister de façon harmonieuse des composants inductifs et capacitifs à l'intérieur d'un volume réduit et de réaliser leurs liaisons internes. Cette intégration donne naissance généralement à des interactions 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, ou bien les effets capacitifs peuvent être considérés comme des condensateurs ...). 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. Seulement l'intégration des composants passifs s'ouvre sur beaucoup de problématiques et se prête moins facilement aux techniques de la miniaturisation [Da-1][Ge-1][Na-1][Ng-2][Ou-1]. Dans le cas des composants passifs planaires, l'empilement de différents matériaux engendre plusieurs effets parasites qui ne perturbent pas uniquement le fonctionnement du composant mais influe aussi sur les composants du voisinage.

Les figures suivantes présentent quelques exemples de composants passifs intégrés proposés par quelques auteurs.

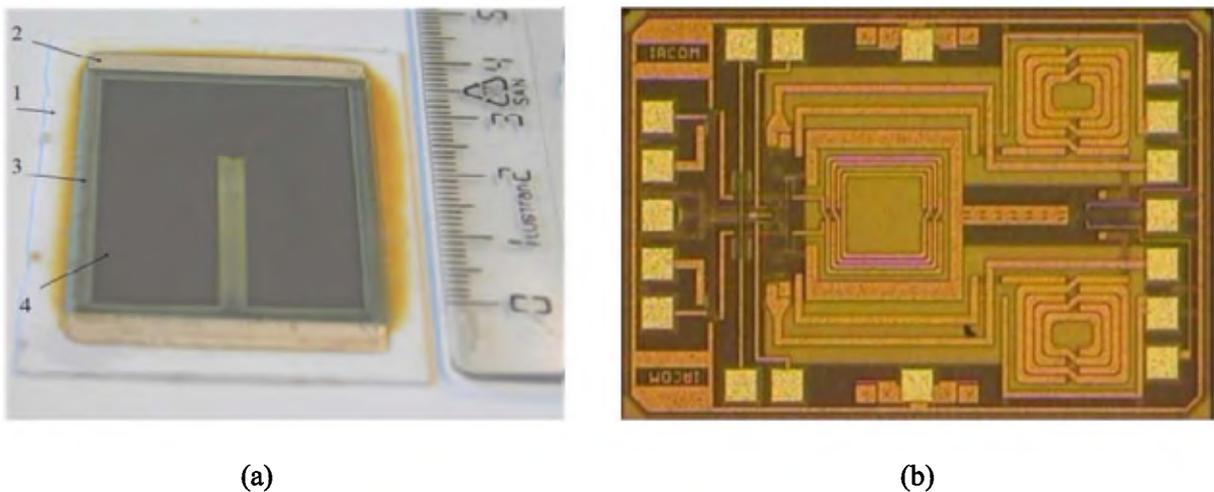


Figure II.1: (a) Photographie d'un filtre à un conducteur de Ni [Ng-2] (1-substrat d'alumine, 2-électrode en argent, 3-diélectrique, 4-électrode en nickel), (b) Photographie d'un filtre fabriqué [Sa-2]

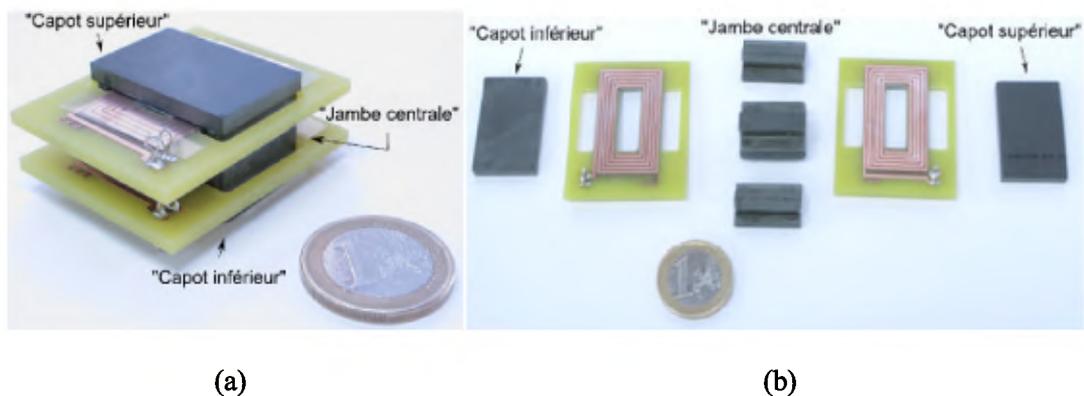


Figure II.2: Photographie d'un filtre hybride réalisé au laboratoire LAPLACE en collaboration avec SATIE et AMPERE [Wi-2], (a) Vue montée du filtre, (b) Vue démontée du filtre

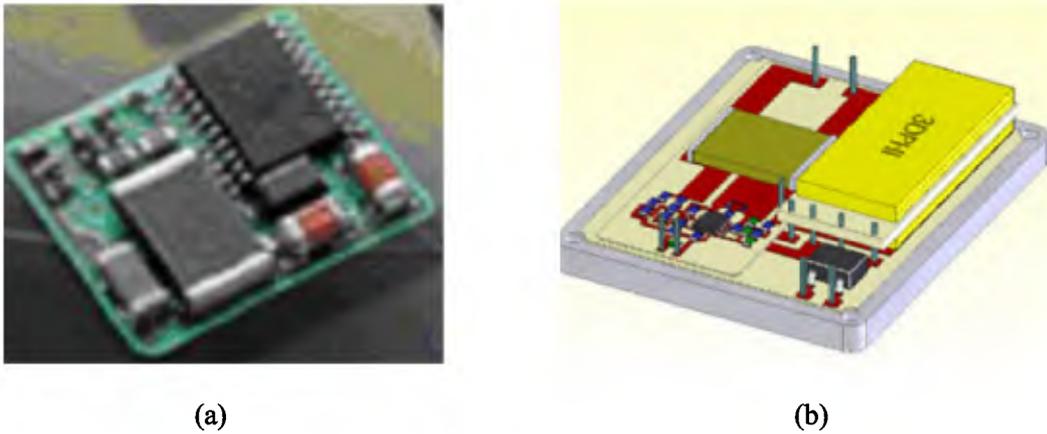


Figure II.3: (a) Photographie d'un micro-convertisseur abaisseur de tension (3 x 3 mm<sup>2</sup>) [Ar-1], (b) Filtre pour convertisseur de puissance élévateur de tension intégré par assemblage 3D de matériaux hétérogènes [Me-1]

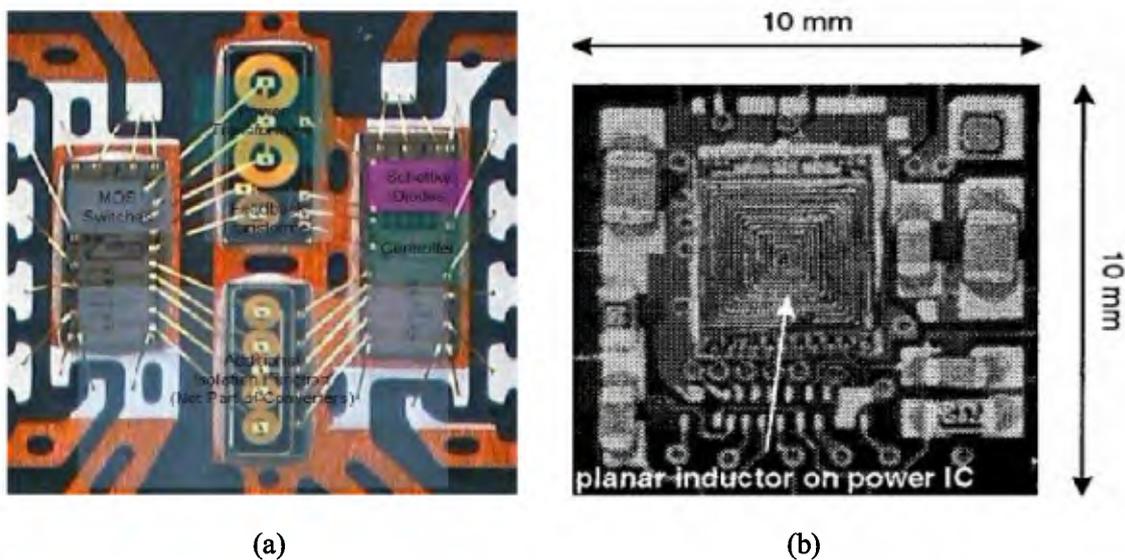


Figure II.4: (a) Photographie d'un micro-convertisseur isolé à 500 mW [Ba-2], (b) Vue de dessus d'un convertisseur intégré avec composants externes proposé par Katayama [Na-1]

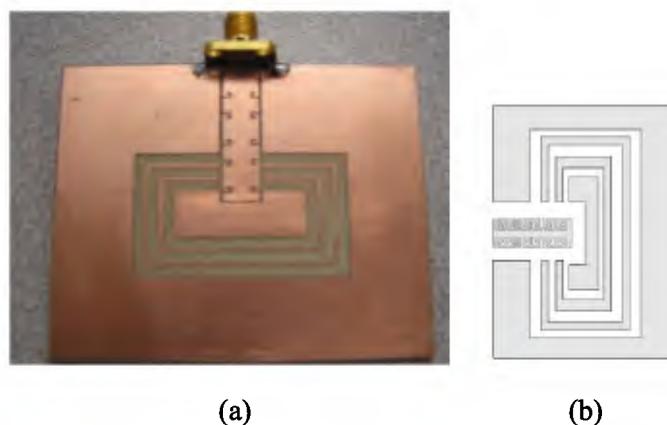
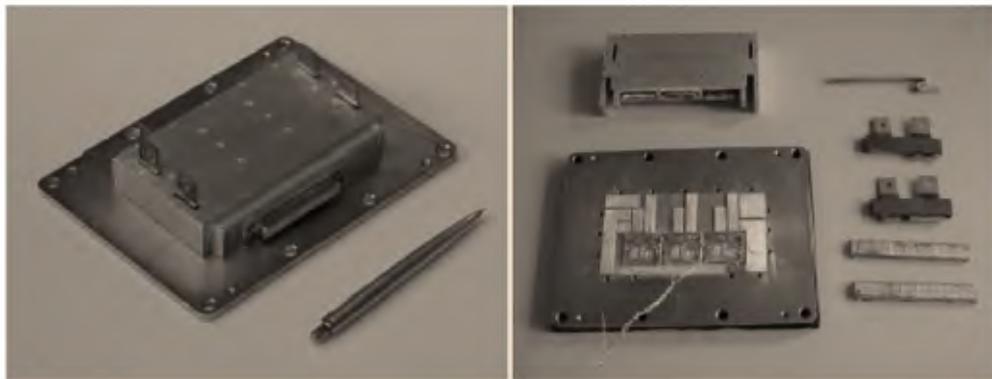


Figure II.5: (a) Antenne fabriquée avec une spirale carrée [Da-1], (b) Structure de la spirale



(a)

(b)

Figure II.6 : Convertisseur DC/DC à très haut degré d'intégration de (130 x 70 x 21 mm<sup>3</sup>), 170 kHz et 2,1 kW [Ge-1], (a) Vue montée du convertisseur, (b) Vue démontée du convertisseur

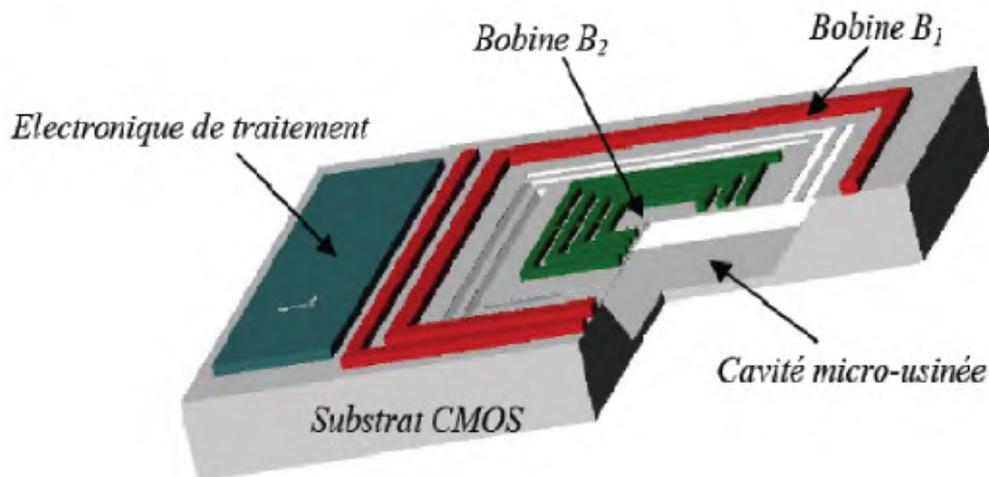


Figure II.7 : Vue 3D de la géométrie d'un microphone électrodynamique en technologie CMOS, comportant deux inductances [To-1]

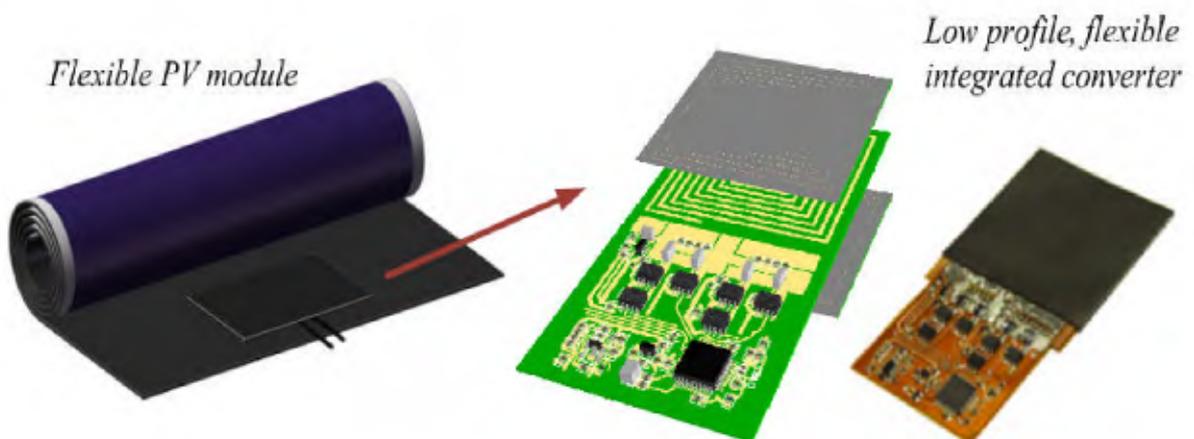


Figure II. 8 : Convertisseur DC-DC ultra mince intégré dans un module PV flexible [Ou-1]

## **II.4.OBJECTIFS DE L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS**

Les avantages prévus grâce à l'intégration des composants passifs sont [Ng-2][Da-2]:

- Une forte diminution du volume occupé par les composants passifs.
- La simplification du câblage par la limitation et la réduction du nombre d'interconnexions externes, ce qui favorise la diminution de l'une des causes de défaillance et donc l'augmentation de la fiabilité du système.
- La réduction des interconnexions et par suite des perturbations électromagnétiques. En effet, dans les structures classiques, les connexions sont une des sources principales des perturbations électromagnétiques.
- Le coût de fabrication : Les nouveaux types de composants passifs intégrés impliquent la mise en place de nouveaux processus de fabrication collective qui seraient susceptibles de diminuer les coûts.
- 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 briques élémentaires, ou des modules, réalisant une fonction complète regroupant plusieurs fonctions élémentaires, 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 intégration réussie des composants passifs ne se mesure pas uniquement par la diminution de leur volume propre, mais aussi par leur disposition thermique qui peut faciliter le refroidissement. En effet, contrairement aux composants passifs discrets qui nécessitent un dissipateur de chaleur, dans les structures de composants intégrés (de type planaire, par exemple) les phénomènes d'échauffement peuvent être atténués grâce à une géométrie simplifiée et une stratégie de dimensionnement bien étudiée. Sinon, tout le module des composants passifs intégrés peut être implanté directement sur un dissipateur thermique.

## **II.5. LES LIMITES DE L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS**

Si l'intégration des composants passifs présente les atouts d'un encombrement moindre et des performances au moins égales voire meilleures qu'une solution discrète, elle va faire naître de nombreuses contraintes plus ou moins délicates à surmonter. Que ce

soit pour une intégration monolithique ou hybride, les points bloquants vont être sensiblement identiques et tournent autour des points suivants :

- Utilisation en faibles puissances.
- Faible capacité de stockage d'énergie due aux faibles valeurs des composants.
- Limitation des possibilités d'évacuation thermique : la réduction du volume a pour conséquence l'augmentation de la densité thermique.
- Compatibilité des différents matériaux associés : réalisation de structures multicouches.
- Coût de fabrication (problème économique) : les techniques de réalisation ne sont pas totalement maîtrisées.
- Dégradation des propriétés électriques des matériaux pour leur mise en œuvre (température de cuisson compatible avec le substrat).

## **II.6. LES MATERIAUX UTILISES POUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS**

L'intégration des composants passifs nécessite l'utilisation principalement de quatre types de matériaux : les conducteurs, les magnétiques, les diélectriques et les semi-conducteurs. Les deux premiers matériaux sont implicites et entrent dans la composition respectivement du bobinage et du noyau magnétique. Le diélectrique quant à lui évite le contact entre les matériaux magnétiques et conducteurs, ceci afin de ne pas provoquer de court-circuits au niveau de l'enroulement lors de l'empilement des couches de matériaux ou du substrat. Le semi-conducteur, généralement le silicium, entre dans la composition du substrat.

### **II.6.1. Matériaux conducteurs**

Les matériaux conducteurs entrent dans la composition des bobinages des différents éléments inductifs (inductance et transformateur) ainsi que les électrodes des condensateurs. Ils permettent également d'effectuer les interconnexions entre les différentes couches et les différents composants des convertisseurs.

Les principaux métaux conducteurs utilisés dans la littérature sont : L'or, l'argent, l'aluminium et le cuivre. Les deux derniers sont les plus largement admis dans l'industrie de la micro-électronique pour la réalisation de micro-bobines, micro-actionneurs, micro-transformateurs ou têtes magnétiques, ceci en raison de leurs propriétés électriques très intéressantes ainsi de leur coût. L'utilisation de la technologie planaire simplifie la mise en

œuvre des matériaux conducteurs en réduisant les longueurs d'interconnexions ce qui permet une réduction des pertes.

Les principales caractéristiques des matériaux conducteurs sont:

- La conductivité électrique (capacité à être plus ou moins bon conducteur),
- La masse volumique,
- La conductivité thermique (aptitude du matériau à véhiculer la chaleur),
- La résistance à la corrosion,
- La température de fusion.

Le tableau ci-dessous résume les caractéristiques essentielles du cuivre et de l'aluminium.

Matériau	Aluminium	Cuivre
Résistivité électrique ( $\Omega.m$ ) à 20°C	$2.82 \times 10^{-8}$	$1.72 \times 10^{-8}$
Coefficient de température ( $10^{-3}/^{\circ}C$ )	4.3	4.0
Conductivité thermique ( $\mu W/mm/^{\circ}C$ )	220	385
Densité ( $g/cm^3$ )	2.7	8.92
Température de fusion ( $^{\circ}C$ )	660	1084

Tableau II.1 : Caractéristiques comparatives du cuivre et de l'aluminium [Db-1]

L'aluminium présente une résistivité plus élevée que celle du cuivre, ce qui implique plus de pertes par effet Joules pour un même cahier des charges. L'aluminium présentant une masse volumique faible et résistant à l'oxydation est préféré pour des applications spatiales. Pour la conception des inductances et transformateurs intégrés, nous nous restreindrons à l'utilisation du cuivre car ce dernier est plus flexible.

### II.6.1.1. Les différentes pertes dans les conducteurs

Le minimum de pertes dans un conducteur, quelque soit sa forme, est atteint lorsque le courant qui le traverse a une répartition uniforme sur toute sa section. Cette uniformité s'établit naturellement si la fréquence du courant est suffisamment basse, c'est-à-dire si l'épaisseur de peau (expression II-1) est nettement plus grande que les dimensions transversales du conducteur. Lorsque la fréquence de fonctionnement augmente, la répartition du courant est modifiée à l'intérieur des conducteurs. Les pertes augmentent, la résistance série s'accroît et puisque les courants induits s'opposent à la pénétration du

champ magnétique, l'énergie stockée dans le cuivre diminue ainsi que les inductances de fuites aussi, ce phénomène est connu sous le nom d'effet de peau et de proximité.

La circulation du courant génère aussi d'autres effets non désirés, tels que l'effet résistif, l'effet de bord, ...etc.

- **Effet de peau**

Lorsqu'un conducteur isolé transporte un courant alternatif, il sera entouré d'un champ magnétique concentrique H(t), ce champ va induire des courants de Foucault dans le conducteur (figure II.9). Ainsi, la distribution de courant tend à devenir non-uniforme à travers la section. Aux basses fréquences, ce phénomène est négligeable, mais lorsque la fréquence augmente, le courant devient limité à une peau mince à la surface, et la zone intérieure du conducteur ne joue aucun rôle dans la conduction ; ce phénomène est l'effet de peau.

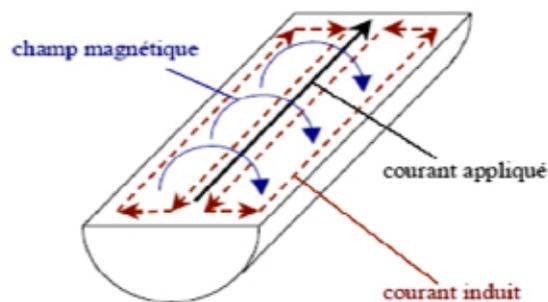


Figure II.9: Illustration de l'effet de peau [Ro-1]

Pour les hautes fréquences, le courant dans le conducteur est limité à une épaisseur beaucoup plus petite que le diamètre, appelée épaisseur de peau (figure II.10). Cette épaisseur de peau dépend de la fréquence et également des propriétés du matériau conducteur, sa conductivité  $\sigma$  ou sa résistivité  $\rho$  et de sa perméabilité  $\mu$  (expression II-1).

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f}} \tag{II-1}$$

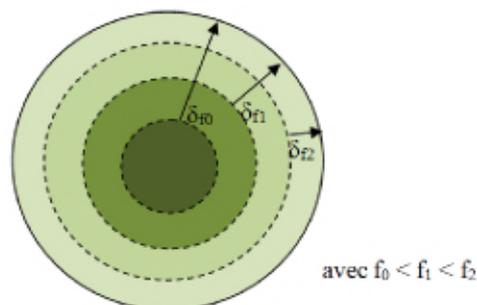


Figure II.10: Différentes épaisseurs de peau dans un conducteur en fonction de la fréquence

Le tableau suivant consigne les valeurs de l'épaisseur de peau de matériaux ayant une bonne conductivité pour différentes gammes de fréquences.

Matériaux	Conductivité $\sigma$ (S/m)	f=60 Hz	f=1MHz	f=1GHz
Argent (Ag)	$6.17 \times 10^7$	8.27 mm	0.064mm	2.0 $\mu\text{m}$
Cuivre (Cu)	$5.80 \times 10^7$	8.53mm	0.066mm	2.1 $\mu\text{m}$
Or (Au)	$4.10 \times 10^7$	10.14mm	0.079mm	2.5 $\mu\text{m}$
Aluminium (Al)	$3.54 \times 10^7$	10.92mm	0.084mm	2.7 $\mu\text{m}$

Tableau II.2: Epaisseur de peau des différents matériaux conducteurs

La figure II.11 illustre le phénomène d'effet de peau traduit par la répartition du courant dans un fil de cuivre cylindrique alimenté par un courant.

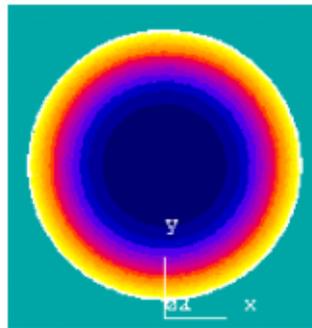


Figure II.11 : Répartition de la densité de courant à la périphérie d'un conducteur en cuivre de forme cylindrique [Ma-2]

- **Effet de proximité**

Cet effet est très proche de l'effet de peau. Il résulte de l'interaction entre plusieurs conducteurs voisins parcourus chacun par un courant. Cet effet ne peut pas être négligé dans le cas d'inductances intégrées constituées par une spirale comportant plusieurs tours. En effet, la circulation du courant dans chaque conducteur génère un champ magnétique de fuite pouvant perturber les conducteurs à ses proximités. Ce courant est réparti sur la périphérie du conducteur (figure II.12). Le champ magnétique créé par chaque conducteur ne passe pas uniquement par le centre de l'inductance, mais une partie circule entre les rubans, comme le montre la figure II.13. Puisque le champ magnétique est très fort au centre de l'inductance, la variation temporelle de ce champ – liée au courant alternatif circulant dans les rubans métalliques – induit un champ électrique parasite dans le volume des spires proches du centre de l'inductance.

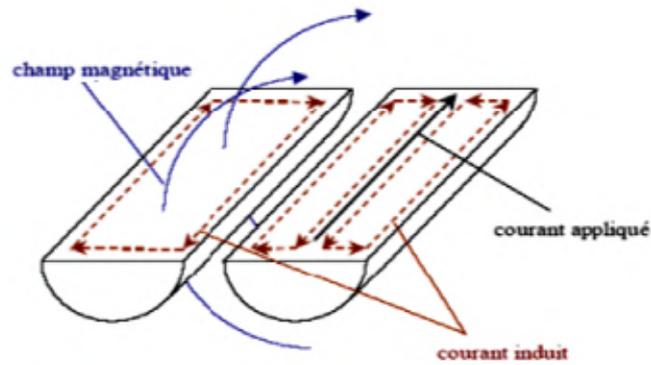


Figure II.12: Illustration de l'effet de proximité [Ro-1]

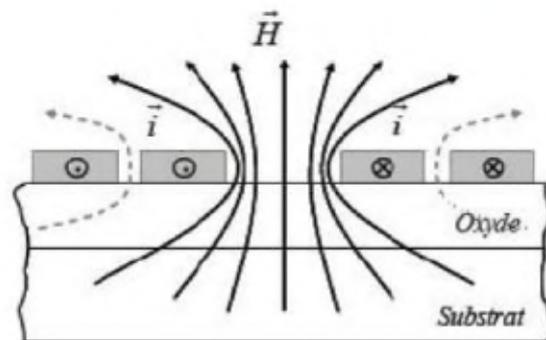


Figure II.13: Constriction du champ magnétique au centre d'une self planaire multi-spires

La figure II.14 montre la répartition de la densité de courant associée à l'effet de proximité, entre deux conducteurs.

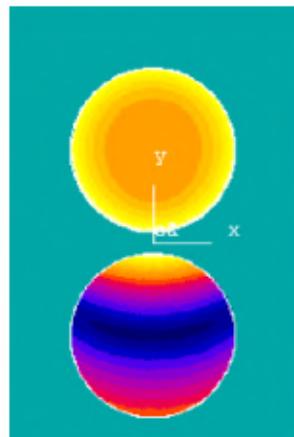


Figure II.14: Densité de courant associée à l'effet de proximité entre deux conducteurs cylindriques [Ma-2]

- **Effet résistif**

Les pertes ohmiques dans un fil conducteur sont causées par la conductivité finie du métal constituant le conducteur. La résistance continue (expression II-2) dans le fil

conducteur est estimée analytiquement à partir de la formule de base, en fonction de la surface du conducteur et de la longueur moyenne de l'enroulement.

$$R = \rho \cdot \frac{l}{S} \quad (\text{II-2})$$

$\rho$ : Résistivité du matériau ( $\Omega \cdot m$ ).

$l$ : Longueur de l'enroulement (m).

$S$ : Surface du conducteur ( $m^2$ ).

Cette résistance, en raison des effets de peau et de proximité, va croître avec la fréquence, ce qui va accentuer d'avantage les pertes Joules.

- **Effet de bord**

L'effet de bord, appelé également effet de tête de bobine, se traduit par une forte concentration de la densité de courant aux extrémités d'un conducteur plat. Il est susceptible de se manifester aux hautes fréquences. Celui-ci se rapproche physiquement de l'effet de peau.

- **Effet de l'entrefer**

Un conducteur à proximité d'un entrefer peut également être exposé à des courants induits créés par l'épanouissement des lignes de champ magnétique autour de l'entrefer. Les conducteurs placés à proximité de l'entrefer se trouvent ainsi plongés dans un champ magnétique variable. Ils sont le siège de pertes importantes. Pour contourner cet effet, il est parfois plus judicieux d'utiliser des matériaux à entrefer réparti qui permettent ainsi de limiter ces effets ou bien de placer les conducteurs suffisamment éloignés de l'entrefer.

## II.6.2. Matériaux magnétiques

Le rôle d'un matériau magnétique dans un composant inductif est d'accroître la valeur de son inductance, de canaliser le flux magnétique, d'emmagasiner de l'énergie (inductance) et de transmettre une puissance (transformateur).

Le matériau idéal devrait disposer d'une perméabilité relative ainsi que d'une induction à saturation élevée afin de canaliser correctement les lignes de champ, tout en proposant une large bande passante et un faible niveau de pertes. Malheureusement, dans les matériaux réels, deux phénomènes physiques vont être à l'origine des pertes magnétiques : les pertes par courants de Foucault et les pertes par hystérésis. Elles

apparaissent dans le circuit magnétique significativement dès que l'on atteint les kHz. Pour assurer des fonctionnements corrects à des fréquences de fonctionnement de plus en plus élevées, il est nécessaire d'avoir recours à des matériaux présentant des résistivités élevées si l'on souhaite maintenir les courants induits à un faible niveau. Dans ces conditions, le matériau magnétique, (le ferrite) [Annexe B], présente des caractéristiques intéressantes. Il est le plus utilisé en électronique de puissance grâce à une résistivité électrique importante, limitant les pertes fer dues aux phénomènes d'hystérésis et aux courants induits et une perméabilité relative élevée permettant une augmentation significative de l'inductance (tableau II.3). Cependant, les pertes vont dépendre non seulement de la fréquence mais aussi de l'induction maximale et de la température. A cet effet, une grande variété de matériaux ferrite existe grâce à un large spectre de compositions permettant ainsi d'obtenir différentes caractéristiques. Le domaine fréquentiel d'application s'étend de 10 kHz à plusieurs GHz pour les applications RF. En revanche ce matériau présente l'inconvénient d'être dur et donc délicat à usiner. Il est donc peu approprié pour des formes géométriques complexes qui pourraient permettre l'amélioration des performances du noyau magnétique. De plus, d'autres effets, engendrant des pertes supplémentaires peuvent également apparaître au sein d'un matériau magnétique en hautes fréquences tels que des effets locaux dans les angles du noyau ou au voisinage des entrefers engendrant des concentrations importantes de champ magnétique.

Le tableau II.3 montre sur les principaux ferrites utilisés en électronique de puissance ainsi que leurs caractéristiques.

Matériaux	Perméabilité	B <sub>max</sub> (kGauss <sup>1</sup> )	T (°C)	Résistivité (Ω. cm)	Fréquences de Travail
Fe	250	22	770	10x10 <sup>-6</sup>	50-1000Hz
Si-Fe (non orienté)	400	20	740	50x10 <sup>-6</sup>	50-1000Hz
Si-Fe (orienté)	1500	20	740	50x10 <sup>-6</sup>	50-1000Hz
50-50 Ni Fe (Grain-orienté)	2000	16	360	40x10 <sup>-6</sup>	50-1000Hz
Ferrite MnZn	750 à 15000	3 à 5	100 à 300	10 à 100	10KHz à 2 MHz
Ferrite Ni Zn	10 à 1500	3 à 5	150 à 450	10 <sup>3</sup> à 10 <sup>6</sup>	200KHz à 200MHz
Co- Fe 50%	800	24	980	70x10 <sup>-6</sup>	-

Tableau II.3 : Caractéristiques des principaux ferrites utilisés en électronique de puissance [Be-1][So-1]

<sup>1</sup> 1 Tesla = 10 000 Gauss

II.6.2.1. Les différentes pertes dans les matériaux magnétiques

Les matériaux magnétiques ont des propriétés très complexes puisque la relation entre le champ magnétique  $H$  et l'induction magnétique  $B$  n'est pas linéaire mais multivoque ce qui est une caractéristique du cycle d'hystérésis. Classiquement, on distingue trois composantes dans les pertes fer: les pertes par hystérèse, les pertes par courants de Foucault et les pertes supplémentaires.

- **Les pertes par hystérésis**

Un matériau magnétique est défini par sa caractéristique d'induction magnétique en fonction du champ magnétique ( $B=\mu.H$ ), sa courbe de première aimantation et ses différents cycles d'hystérésis en fonction de la fréquence. Les phénomènes d'hystérésis sont responsables de l'apparition de non linéarités dans la relation ( $B = f(H)$ ) rendant parfois très difficile la modélisation de cette relation par une équation mathématique. Pour un matériau donné, la forme du cycle d'hystérésis dépend:

- de la température: l'induction à saturation  $B_{sat}$  décroît avec la température et s'annule à une température dite température de Curie  $T_C$ .
- de la fréquence avec laquelle le cycle est décrit.
- des traitements qu'a subi le matériau.

La forme typique d'un cycle d'hystérésis est représentée sur la figure II.15(a).

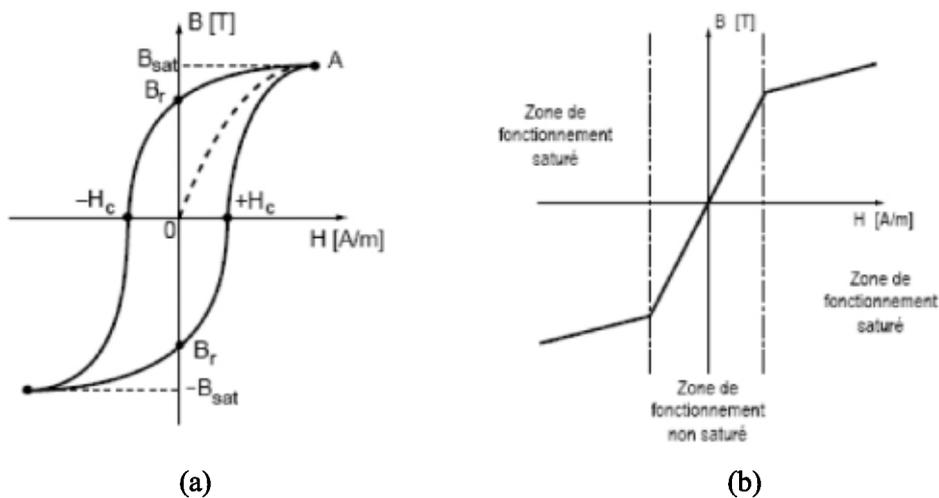


Figure II.15: Courbe  $B=f(H)$  d'un matériau magnétique [Ar-1][Co-2], (a) Forme typique du cycle d'hystérésis, (b) Forme idéalisée du cycle d'hystérésis

$B_r$  : Induction rémanente

$H_c$  : Champ coercitif

OA: Courbe de première aimantation.

Cette caractéristique est fréquemment idéalisée (figure II.15(b)). On sépare la zone de fonctionnement dite non saturée de la zone de fonctionnement saturée.

- **Pertes par courant de Foucault**

L'équation donnant une approximation des pertes par courants de Foucault est donnée par l'expression (II-3).

$$P_f = \frac{(B_{\max} \cdot S \cdot f)^2}{\rho} \quad (\text{II-3})$$

$B_{\max}$  : Induction maximale

S : Section du circuit magnétique

f : Fréquence de fonctionnement

$\rho$  : Résistivité du matériau

Les matériaux magnétiques ferrites présentent en général des caractéristiques intéressantes grâce à une résistivité importante limitant ainsi les effets des courants induits et des courants de Foucault. Malgré cela, les pertes vont dépendre non seulement de la fréquence mais aussi de l'induction maximale et de la température. Une grande variété de matériaux ferrites existe grâce à un large spectre de compositions permettant ainsi d'obtenir différentes caractéristiques. De plus, d'autres effets, engendrant des pertes supplémentaires peuvent également apparaître au sein d'un matériau magnétique en hautes fréquences tels que des effets locaux dans les angles du noyau ou au voisinage des entrefers engendrant des concentrations importantes de champ magnétique.

### II.6.3. Matériaux diélectriques

Les matériaux diélectriques permettent de dissocier électriquement le bobinage du noyau magnétique ou du substrat afin d'éviter les court-circuits. Dans le domaine de la micro-électronique, les matériaux diélectriques jouent un rôle crucial dans le dimensionnement et l'intégration des composants passifs ; en effet, dans un composant planaire intégré, la présence d'un diélectrique pris en sandwich entre deux matériaux conducteurs ou entre un matériau conducteur et un matériau magnétique, génère différents effets capacitifs qui perturbent le bon fonctionnement des composants. Un bon choix du matériau diélectrique et un bon dimensionnement permettent d'atténuer fortement ces effets parasites, mais leur suppression totale reste impossible, c'est pourquoi les chercheurs essaient aujourd'hui de tirer profit en accentuant ces effets capacitifs (et non pas de les

supprimer) pour avoir la capacité voulue sans l'intégrer. Dans la littérature, on trouve plusieurs matériaux isolants (tableau II.4), tels que l'oxyde de silicium et d'aluminium, les nitrures de silicium et des polymères de type résines photosensibles ou polyamides. Tous ces isolants ne sont pas employés dans les mêmes circonstances.

Le matériau diélectrique qui trouve un grand succès aujourd'hui est la silice ou le dioxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ) ; il est couramment utilisé et entre dans les processus standards de fabrication des circuits intégrés grâce à ses excellentes propriétés d'isolation électrique et thermique, en particulier.

En deuxième position après les dioxydes de silicium, vient le nitrure de silicium ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ ) qui entre également dans l'industrie des CI (Circuits intégrés) grâce à ses propriétés diélectriques et mécaniques intéressantes.

L'oxyde d'aluminium ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) fait également partie de la famille des diélectriques et entre à son tour dans les procédés de fabrication microélectroniques. Seulement, la position qu'il occupe n'est pas aussi importante que les dioxydes et les nitrures de silicium. Enfin, l'utilisation de chacun de ces isolants dépend des procédés de fabrication ainsi que des objectifs souhaités.

Le tableau suivant consigne les valeurs de la permittivité de quelques matériaux diélectriques utilisés en microélectronique.

<b>Matériaux diélectriques</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 <math>\mu_r</math></b>	7 à 10	6 à 8	4 à 5	25	6 à 9

Tableau II.4 : Permittivités relatives des matériaux diélectriques utilisés en microélectronique

#### II.6.4. Matériaux semi-conducteurs

La conception, pour un fonctionnement dans la gamme des fréquences millimétriques, de circuits monolithiques sur les semi-conducteurs en silicium n'est possible que si les éléments actifs très performants sont associés à des éléments passifs à faibles pertes. Les composants passifs intégrés sont habituellement élaborés sur un substrat semi-conducteur de silicium pour permettre une cohabitation des composants actifs et des composants passifs dans les dispositifs d'électronique de puissance et aboutir à une intégration totale de ces dispositifs, que ce soit d'une façon monolithique ou hybride.

- **Pertes dans le substrat**

Le substrat silicium n'est pas isolant. La nature conductrice du substrat silicium entraîne ainsi plusieurs formes de pertes, illustrées sur la figure II.16 [Ar-1][Co-1][Le-1].

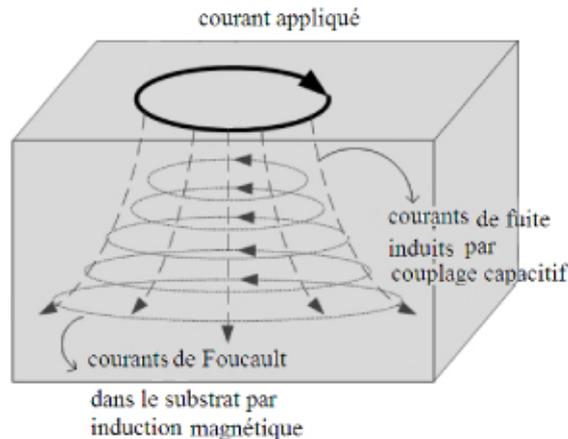


Figure II.16 : Représentation des pertes dans le substrat silicium [Le-1]

- **Pertes par induction magnétique**

Le même phénomène que celui qui conduit à l'effet de proximité dans les conducteurs existe avec le substrat : Conformément à la loi de Faraday / Lenz, le champ magnétique créé par l'inductance induit un courant image dans le substrat, le plus souvent appelé courant de Foucault. Le sens de ce courant, opposé à celui de l'inductance, génère par conséquent un champ magnétique s'opposant au champ principal. Il en résulte une diminution de la valeur réelle de l'inductance. L'énergie magnétique est convertie en chaleur par effet Joule dans le volume du substrat et la résistivité du substrat diminue.

- **Pertes par induction électrique**

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

## II.7. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons donné un aperçu général sur les composants passifs et également sur les différents matériaux utilisés. En effet, l'intégration d'un composant passif que ce soit une intégration monolithique ou hybride, fait appel à une étude

approfondie des différents matériaux qui les composent : Les matériaux magnétiques, isolants, conducteurs et semi conducteurs. L'association de ces différents matériaux, fait jaillir des contraintes difficiles à gérer telles que les contraintes thermiques, les effets parasites dus à l'empilement de ces différents matériaux.

Ayant présenté dans les chapitres I et II les différentes techniques d'intégration et les différents matériaux utilisés dans l'intégration, le chapitre III fera l'objet de l'étude de notre micro-transformateur.

# **Chapitre III**

## **Dimensionnement du micro-transformateur**

# **DIMENSIONNEMENT DU MICRO-TRANSFORMATEUR**

## **III.1. INTRODUCTION**

Dans les chapitres précédents, nous avons présenté un état de l'art sur ce que nous rencontrons actuellement dans la littérature scientifique en termes de composants passifs intégrés.

Dans ce chapitre, nous recentrons notre étude sur l'application visée à savoir l'intégration d'un micro-transformateur dans un micro-convertisseur, dans la gamme des petites puissances et sous faibles tensions. Plus précisément, ce chapitre présente le micro-convertisseur et le dimensionnement du micro-transformateur.

A partir du cahier des charges qui a constitué notre point de départ, nous avons dimensionné les circuits magnétique (noyau magnétique) et électrique (micro-inductances primaire et secondaire). Nous avons également sélectionné les matériaux utilisés pour la réalisation du micro-transformateur. En tenant compte des caractéristiques électriques et magnétiques des matériaux choisis, nous évaluerons les contraintes géométriques du composant. Les contraintes liées à ce type d'intégration sont contournées afin de permettre un dimensionnement du micro-transformateur intégré, c'est-à-dire, arriver à un niveau minimum de pertes aux hautes et très hautes fréquences. Nous avons également pris en compte la compatibilité des procédés technologiques qui contribuent à la fabrication du système complet ainsi que le coût de fabrication. Le dimensionnement des paramètres géométriques est nécessaire pour nous aider dans le choix des dimensions et impose un classement des choix effectués.

### **III.2. PRESENTATION DU CONVERTISSEUR**

Les convertisseurs ou alimentations à découpage ont pour fonction de fournir en sortie une tension continue stable à partir d'une source de tension continue de valeur différente en entrée. Nous nous orientons dans cette étude vers un convertisseur de type flyback. C'est une alimentation à découpage, généralement avec une isolation galvanique entre l'entrée et la sortie. Son schéma de base est le même que celui d'un convertisseur Buck-Boost (Hacheur à stockage inductif) dans lequel on a remplacé l'inductance par un transformateur (en réalité deux inductances couplées) [Annexe C]. Le convertisseur flyback est probablement la structure la plus utilisée en industrie, il est généralement réservé aux applications de puissance réduite (moniteur LCD, télévision CRT<sup>1</sup>, lecteur de DVD, micro-ordinateur, écran de PC, . . .).

Le schéma de base d'un convertisseur flyback est représenté sur la figure III.1. Comme nous l'avons souligné dans le paragraphe précédent, c'est l'équivalent d'un convertisseur Buck-Boost. Par conséquent, le principe de fonctionnement des deux convertisseurs est très proche. Dans les deux cas on distingue une phase de stockage d'énergie dans le circuit magnétique et une phase de restitution de cette énergie. La magnétisation de l'inductance est réalisée par l'enroulement primaire, alors que la démagnétisation est réalisée par l'enroulement secondaire. Le dimensionnement du circuit magnétique définit la quantité

---

<sup>1</sup> CRT : en anglais, Cathode Ray Tube

d'énergie que l'on peut stocker mais aussi la rapidité avec laquelle on peut en réaliser le stockage et le déstockage. C'est un paramètre important qui détermine la puissance que peut fournir l'alimentation flyback [Ch-3][Fe-2][Sm-2].

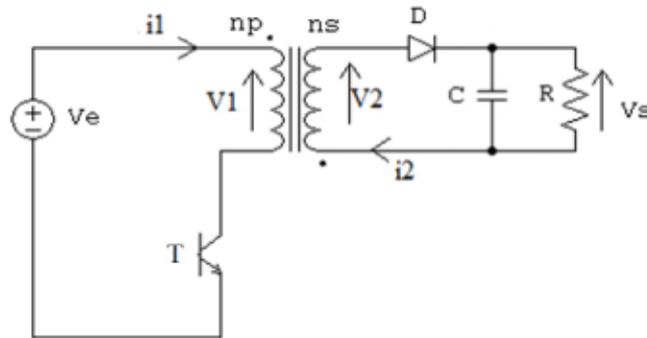


Figure III.1: Schéma de principe du convertisseur flyback

Nous avons choisi le convertisseur flyback parce qu'il est composé d'un nombre réduit de composants, d'un seul composant bobiné qui est le transformateur, d'un seul interrupteur et est fréquemment utilisé pour des applications de puissances réduites ( $< 100\text{W}$ ), contrairement aux autres convertisseurs tels que le convertisseur forward, push-pull ... etc, qui sont composés de plusieurs composants passifs.

Le micro-transformateur que nous souhaitons intégrer dans le micro-convertisseur, sera utilisé pour des applications de petites puissances telles que l'électronique portable, dont la tendance va toujours dans le sens de la réduction en taille et en nombre de composants. Les micro-transformateurs peuvent fournir aussi une excellente solution pour les problèmes des alimentations des dispositifs de télécommunications mobiles et équipements électroniques de poche. Afin d'évaluer ce cas concret, nous avons choisi le cahier des charges suivant :

- Tension d'entrée:  $V_e = 12\text{ V}$
- Tension de sortie:  $V_s = 5\text{ V}$
- Puissance de sortie :  $P_s = 5\text{ W}$
- Fréquence de fonctionnement :  $f = 100\text{ MHz}$

### III.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR FLYBACK

Le fonctionnement du convertisseur flyback est basé sur le principe de découpage, sa tension de sortie est réglée en fonction du rapport cyclique qui est le rapport entre la durée de conduction de l'interrupteur T et la période de découpage. Afin d'éviter la saturation du circuit magnétique, il est nécessaire de prendre  $\alpha = 0.5$  avec ( $0 < \alpha < 1$ ).

Le principe de fonctionnement de ce convertisseur est le suivant :

L'interrupteur T est fermé pendant la fraction  $\alpha T$  de la période de découpage T. La source fournit alors de l'énergie au transformateur (croissance du courant), la diode D est bloquée ( $V_D < 0$ ). Le courant dans la charge est fourni par la décharge du condensateur C. Lors du blocage de l'interrupteur T, la diode D assure la continuité du courant dans l'enroulement secondaire. On a alors une décharge de l'énergie dans R et C. Nous pouvons considérer la décharge de C entre  $\alpha T$  et T comme négligeable et donc assimiler la tension de sortie à une constante. La décroissance du courant de  $\alpha T$  à T peut alors être considérée comme linéaire. Le principe du flyback est donc de charger l'énergie dans des bobines couplées dans un premier temps et de restituer cette énergie à la charge dans un second temps.

#### III.3.1. Etude des formes d'onde

Nous supposons que la constante de temps RC du filtre de sortie est très grande devant la période de fonctionnement T de l'alimentation. Nous assimilons donc la tension de sortie à une constante.

##### 1. $t \in [0, \alpha T]$ phase de magnétisation (stockage d'énergie)

On considère l'interrupteur T passant (fermé) et la diode D bloquée (ouverte), voir (figure III.2).

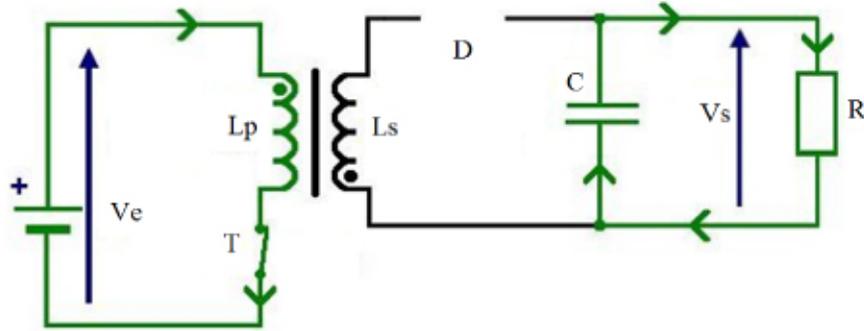


Figure III.2: Etat du convertisseur flyback durant la phase de magnétisation

L'énergie est stockée dans l'inductance primaire  $L_p$ . La diode est bloquée.

$$V_{Dmax} = -(m \cdot V_e + V_s) < 0 \quad (III-1)$$

$m$  : rapport de transformation

La tension aux bornes de l'enroulement primaire  $L_p$  est égale à  $V_e$  ; avec  $V_e = V_1$

$$V_e(t) = V_1(t) = L_p \cdot \frac{di_1(t)}{dt} \quad (III-2)$$

D'où 
$$i_1(t) = \frac{V_e}{L_p} \cdot t + I_{1m} \quad (III-3)$$

A  $t = 0$ , 
$$i_1(0) = I_{1m} \quad (III-4)$$

A  $t = \alpha T$  
$$i_1(\alpha T) = I_{1M} = \frac{V_e}{L_p} \cdot \alpha T + I_{1m} \quad (III-5)$$

$$\Delta I_1 = I_{1M} - I_{1m} = \frac{V_e}{L_p} \cdot \alpha T \quad (III-6)$$

D'où 
$$\Delta I_1 = \frac{\alpha V_e}{L_p \cdot f} \quad (III-7)$$

$$\frac{d\Delta I_1}{d\alpha} = \frac{V_e}{L_p \cdot f} \neq 0 \quad (III-8)$$

Pour  $\alpha = 1$ , 
$$\Delta I_1 = \Delta I_{1max} = \frac{V_e}{L_p \cdot f} \quad (III-9)$$

Dans cet intervalle de temps, le courant dans le primaire augmente de façon linéaire, le transformateur se charge en énergie magnétique (magnétisation du transformateur). Lorsque T est sur le point de s'ouvrir, le courant  $I_1$  est à sa valeur maximale, noté  $I_{1M}$ .

$$I_1 = \frac{T \cdot V_e}{L_p} \quad (\text{III-10})$$

Le courant qui traverse la charge R vient de la réserve d'énergie dans le condensateur. L'énergie stockée dans le transformateur vaut alors :

$$W = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot i_1^2 \quad (\text{III-11})$$

**2.  $t \in [\alpha T, T]$  phase de démagnétisation (restitution de l'énergie)**

On considère l'interrupteur T bloqué (ouvert) et la diode D passante (fermée), voir (figure III.3).

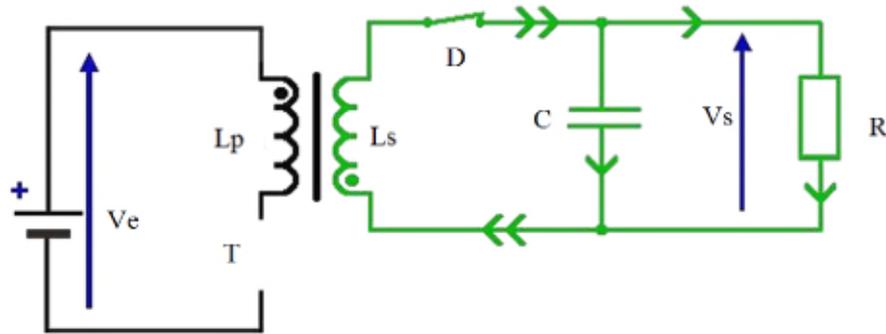


Figure III.3: Etat du convertisseur durant la phase de démagnétisation

L'énergie stockée dans l'inductance primaire  $L_p$  sera ensuite restituée à la charge par l'inductance secondaire  $L_s$ .

$$V_2(t) = V_s(t) = \text{cste} = V_s \quad (\text{III-12})$$

$$V_s = -L_s \cdot \frac{di_2(t)}{dt} \quad (\text{III-13})$$

$$i_2(t) = -\frac{V_s}{L_s} \cdot t + K \quad (\text{III-14})$$

A  $t = \alpha T$ ,  $i_2(\alpha T) = I_{2M}$  (III-15)

D'où  $K = \frac{V_s}{L_s} \cdot \alpha T + I_{2M}$  (III-16)

$$i_2(t) = -\frac{V_s}{L_s} \cdot (t - \alpha T) + I_{2M} \quad (\text{III-17})$$

A  $t = T$ ,  $i_2(T) = I_{2m} = -\frac{V_s}{L_s} \cdot T \cdot (1 - \alpha) + I_{2M}$  (III-18)

$$\Delta I_2 = I_{2M} - I_{2m} = \frac{(1-\alpha) \cdot V_s}{L_s \cdot f} \quad (\text{III-19})$$

$$\frac{d\Delta I_2}{d\alpha} = -\frac{V_s}{L_s \cdot f} \neq 0 \quad (\text{III-20})$$

Pour  $\alpha = 0$ ,

$$\Delta I_2 = \Delta I_{2\max} = \frac{V_s}{L_s \cdot f} \quad (\text{III-21})$$

Pendant cette phase, l'énergie magnétique vaut toujours  $W$  par continuité du flux.

$$W = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot i_1^2 = \frac{1}{2} \cdot L_s \cdot i_2^2 \quad (\text{III-22})$$

Or

$$L_p = L_s \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 \quad (\text{III-23})$$

Il vient donc :

$$I_2 = I_1 \cdot \frac{n_p}{n_s} \quad (\text{III-24})$$

Le courant  $i_2$  décroît linéairement lors de sa distribution puis s'annule (démagnétisation du transformateur).

Les formes d'ondes du convertisseur flyback sont alors les suivantes :

- Les deux enroulements ne sont pas parcourus par du courant en même temps. L'inductance couplée stocke de l'énergie tant que l'interrupteur est fermé (magnétisation du transformateur), puis restitue cette énergie par le secondaire quand l'interrupteur est ouvert (démagnétisation du transformateur). La figure suivante présente le fonctionnement du circuit magnétique du transformateur dans le convertisseur flyback qui évolue uniquement dans un seul quadrant (B et H ne changent pas de signe).

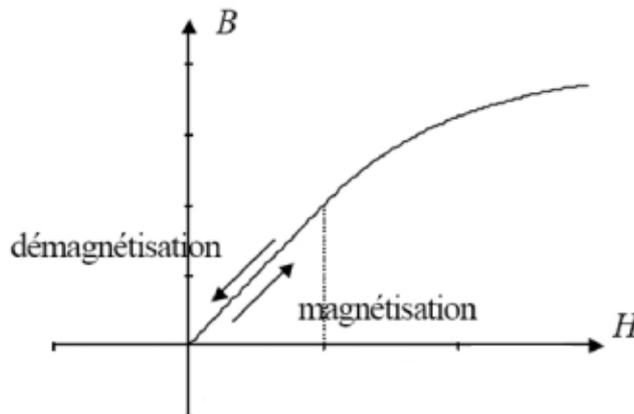


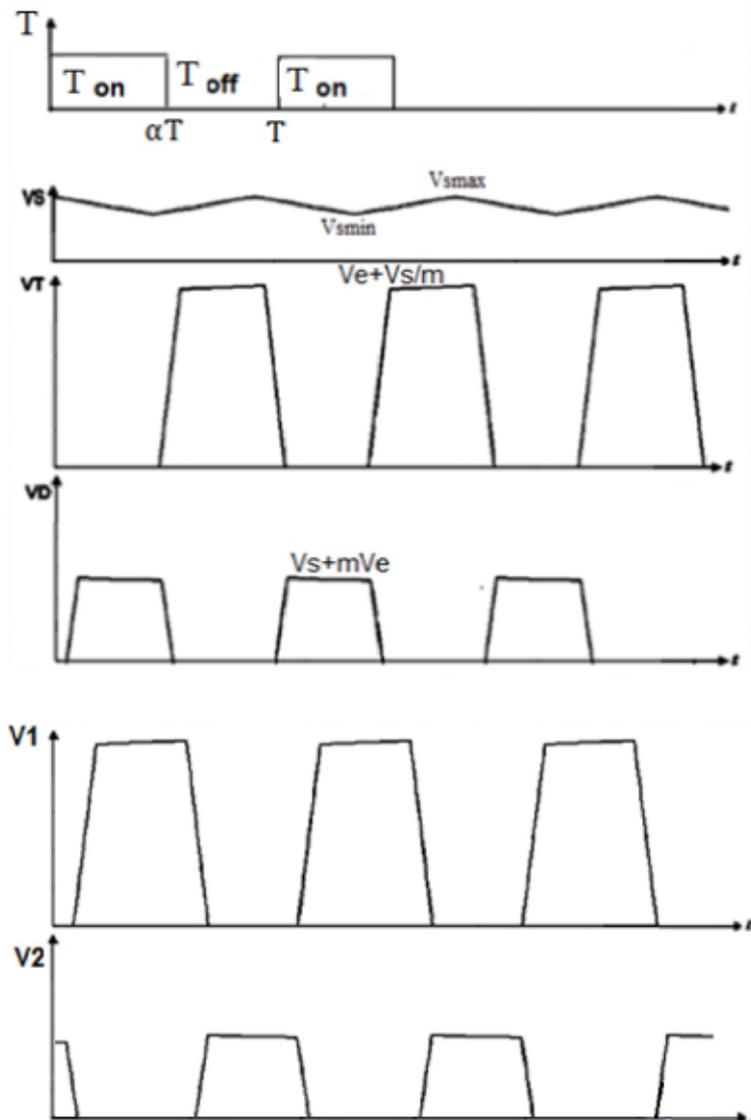
Figure III.4. Magnétisation / démagnétisation du circuit magnétique, l'induction magnétique B est toujours de même signe

- On considère que la tension moyenne aux bornes d'une inductance, en régime permanent, est nulle. On peut alors calculer sa valeur en fonction de  $n_p$ ,  $n_s$ ,  $\alpha$  et  $V_e$  comme suit :

$$\int_0^T V_1(t). dt = \int_0^{\alpha T} V_e. dt + \int_{\alpha T}^T -V_s. \frac{n_p}{n_s}. dt = V_e. \alpha. T - V_s. \frac{n_p}{n_s}. (1 - \alpha). T = 0 \quad (\text{III-25})$$

D'où 
$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{n_s. \alpha}{n_p. (1 - \alpha)} \quad (\text{III-26})$$

Le graphique des tensions et courants est représenté par la figure III.5.



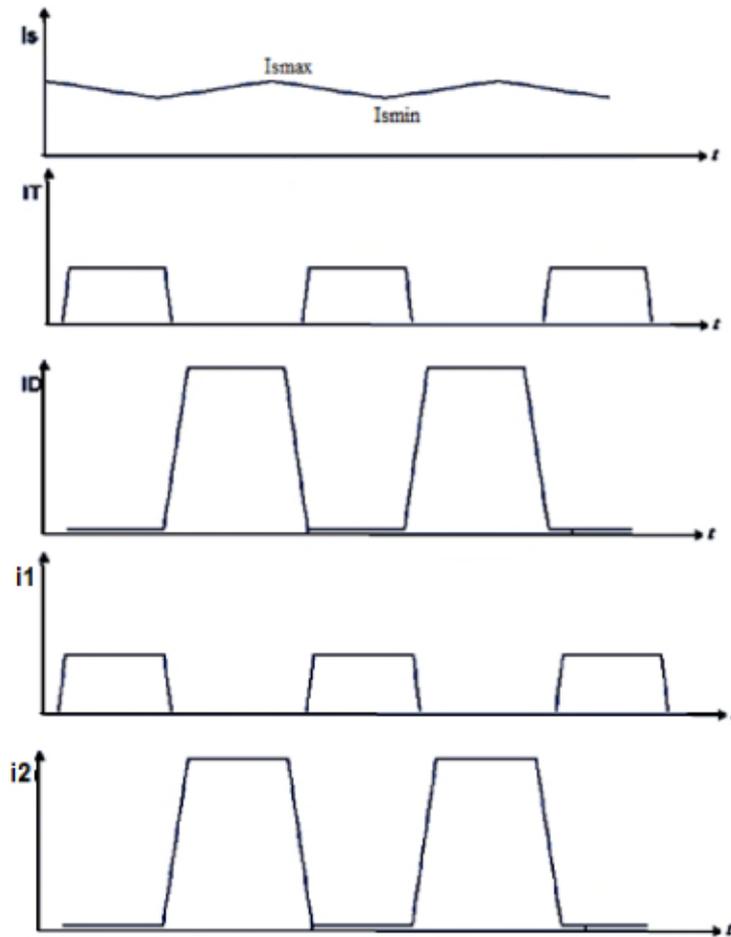


Figure III.5: Formes des tensions et courants du convertisseur flyback [Co-5][Le-2]

#### III.4. RAPPELS SUR LE PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN TRANSFORMATEUR

Un transformateur est un dispositif à courant alternatif qui transforme les tensions, les courants et les impédances sans en modifier la fréquence. Il est constitué d'au moins deux enroulements ou bobines sans liaison conductrice entre eux (isolement galvanique) et d'un circuit magnétique. Le fonctionnement d'un transformateur est basé sur le couplage magnétique entre les enroulements. Chaque enroulement, primaire et secondaire, a une self inductance  $L_p$  et  $L_s$ . Le couplage magnétique entre les enroulements se traduit par l'inductance mutuelle  $M$ . Dans le cas d'un transformateur idéal cette information est suffisante pour créer un circuit électrique équivalent, représenté sur la figure III.6.

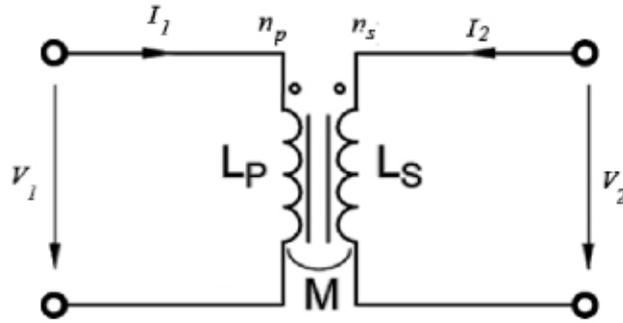


Figure III.6: Schéma d'un transformateur idéal avec deux enroulements

Le transformateur idéal se compose des enroulements primaire et secondaire parfaitement couplés qui transfèrent l'énergie à partir du primaire vers le secondaire sans pertes. L'équation suivante associe le courant et la tension avec le rapport de transformation  $m$ .

$$m = \frac{V_2}{V_1} = \frac{i_1}{i_2} = \sqrt{\frac{L_S}{L_P}} \quad (\text{III-27})$$

$L_P$  et  $L_S$  : Les inductances primaire et secondaire du transformateur.

Le rapport de transformation  $m$  est lié aussi au nombre de tours du primaire et du secondaire ;

$$m = \frac{n_s}{n_p} \quad (\text{III-28})$$

En réalité, il existe des pertes liées à la résistivité ohmique dans les enroulements métalliques, aux fuites dans le substrat, aux capacités parasites et au couplage électromagnétique non parfait. Le facteur de couplage  $k$  modélise cette non-idéalité entre l'enroulement primaire et secondaire. Il est exprimé à partir du couplage magnétique  $M$  par l'expression III-29.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_P \cdot L_S}} \quad (\text{III-29})$$

L'inductance mutuelle  $M$  est exprimée à partir des inductances principales du transformateur par l'expression III-30 [Pi-1]:

$$M = \sqrt{L_{H1} \cdot L_{H2}} \quad (\text{III-30})$$

Avec 
$$L_P = L_{fp} + L_{H1} \quad \text{et} \quad L_S = L_{fs} + L_{H2} \quad (\text{III-31})$$

$L_p$  et  $L_s$  : Inductances propres des enroulements

$L_{fp}$  et  $L_{fs}$  : Inductances de fuite des enroulements

$L_{H1}$  et  $L_{H2}$  : Inductances principales des enroulements

Pour un transformateur idéal,  $k=1$ , ceci signifie qu'il n'y a pas d'inductance de fuite.

Dans le cas du transformateur réel (figure III.7), le circuit électrique équivalent contient des éléments additionnels, telles que l'inductance de fuite primaire  $L_{fp}$ , l'inductance de fuite secondaire  $L_{fs}$ , la résistance de l'enroulement primaire  $R_{sp}$  et la résistance de l'enroulement secondaire  $R_{ss}$ .

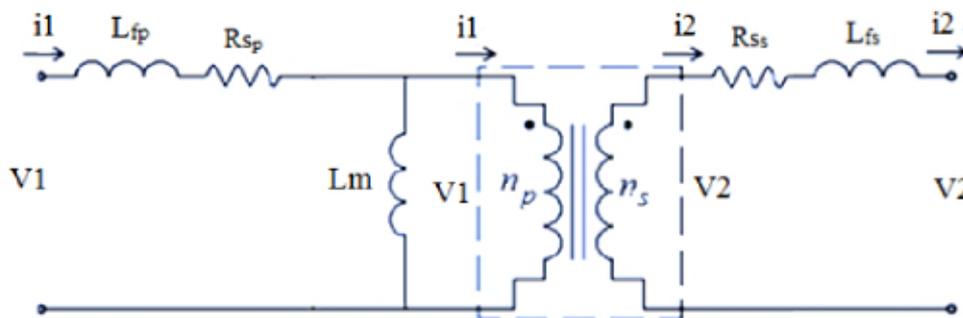


Figure III.7 : Modèle électrique équivalent d'un transformateur réel

Dans le cas du transformateur réel, le facteur de couplage  $k$  est différent de 1, sa valeur varie entre 0.6 et 0.9, en raison des pertes ferromagnétiques et ohmiques par effet Joule.

### III.5. DIMENSIONNEMENT DU MICRO-TRANSFORMATEUR

A partir du cahier des charges, nous définissons les spécifications du micro-convertisseur qui constitue le point de départ pour le dimensionnement du micro-transformateur. Celui-ci est constitué de deux inductances déposées sur un matériau magnétique et séparées par un diélectrique qui assure également le couplage magnétique (voir figure IV.1).

Nous évaluerons le volume du noyau magnétique, qui nous permet de définir la section sur laquelle sera posé le circuit électrique du micro-transformateur, ensuite nous évaluerons les dimensions de ce circuit pour répondre aux spécifications du micro-convertisseur en termes de stockage d'énergie magnétique et de pertes dans les matériaux.

La littérature montre que le noyau magnétique, permet non seulement d'augmenter la valeur des inductances, de confiner les lignes de champ magnétiques, d'emmagasiner plus d'énergie, mais permet également de diminuer fortement le nombre de spires. Ceci est en faveur de l'atténuation de différents effets parasites, que ce soit au niveau des rubans conducteurs 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 [De-1][Me-3][Ta-1].

Dans notre cas, le matériau magnétique choisi est un ferrite Nickel-Zinc (NiZn). Il est caractérisé par une induction à saturation élevée, une grande perméabilité relative, une gamme de fréquences beaucoup plus élevées, une forte résistivité électrique et une température de Curie la plus élevée possible.

Concernant le diélectrique, nous avons choisi le dioxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ), car il est très utilisé à cause de ses excellentes propriétés d'isolation électrique et thermique.

A propos du conducteur et du substrat, nous avons choisi le cuivre (Cu) et le silicium (Si) respectivement à cause de leurs propriétés.

### III.5.1. Détermination des inductances primaire et secondaire du micro-transformateur

L'expression (III-22) montre que les inductances primaire et secondaire du micro-transformateur sont directement reliées à l'énergie emmagasinée.

Pour un courant maximum, c'est-à-dire pour  $t = \alpha T$ , l'expression (III-22) s'écrit comme suit,

$$W = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot i_{1\max}^2 = \frac{1}{2} \cdot L_s \cdot i_{2\max}^2 \quad (\text{III-32})$$

On peut calculer la puissance à partir de l'énergie sur une période, par l'expression suivante;

$$P = \frac{W}{T} = \frac{1}{2T} \cdot L_p \cdot I_{1\max}^2 \quad (\text{III-33})$$

En remplaçant  $I_{1\max}$  par sa valeur, on trouve alors :

$$I_{1\max} = \frac{V_e \alpha T}{L_p} \quad (\text{III-34})$$

Cette puissance est transmise à la charge;

$$P = V_s \cdot I_s = \frac{V_e^2 \alpha^2 T}{2L_p} \quad (\text{III-35})$$

On en tire alors la valeur de l'inductance primaire  $L_p$  du micro-transformateur (expression III-36)

$$L_p = \frac{V_e^2 \alpha^2 T}{2 \cdot V_s \cdot I_s} \quad (\text{III-36})$$

Le rapport de transformation  $m$  est l'un des principaux paramètres électriques du transformateur. Il est donné par l'expression III-37

$$m = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot \frac{V_s}{V_e} \quad (\text{III-37})$$

En vertu de l'expression III-37, nous avons la valeur de  $m$  égale à 0.42

On pourra déterminer ainsi la valeur de l'inductance secondaire  $L_s$  du micro-transformateur à partir de la valeur de l'inductance primaire  $L_p$  et du rapport de transformation  $m$  (expression III-38),

$$L_s = m^2 \cdot L_p \quad (\text{III-38})$$

### III.5.2. Dimensionnement du noyau magnétique

Le dimensionnement du noyau magnétique dépend du volume du noyau nécessaire pour stocker l'énergie qui est calculée à partir de la densité volumique d'énergie (expression III-39) et de l'énergie emmagasinée dans les enroulements (expression III-32).

La densité volumique d'énergie est en fonction de l'induction maximale  $B_{\max}$  que peut supporter le matériau et de sa perméabilité relative  $\mu_r$ .

$$W_{v\max} = \frac{B_{\max}^2}{2 \cdot \mu_{\text{NiZn}}} \quad (\text{III-39})$$

Avec une perméabilité relative  $\mu_{\text{rNiZn}}=1400$  et une induction à saturation  $B_{\max} = 0.3$  Tesla, la densité volumique d'énergie vaut alors  $25.59 \text{ J/m}^3$ .

Le volume du noyau magnétique est donné par l'expression (III-40),

$$V = \frac{W}{W_{v\max}} \quad (\text{III-40})$$

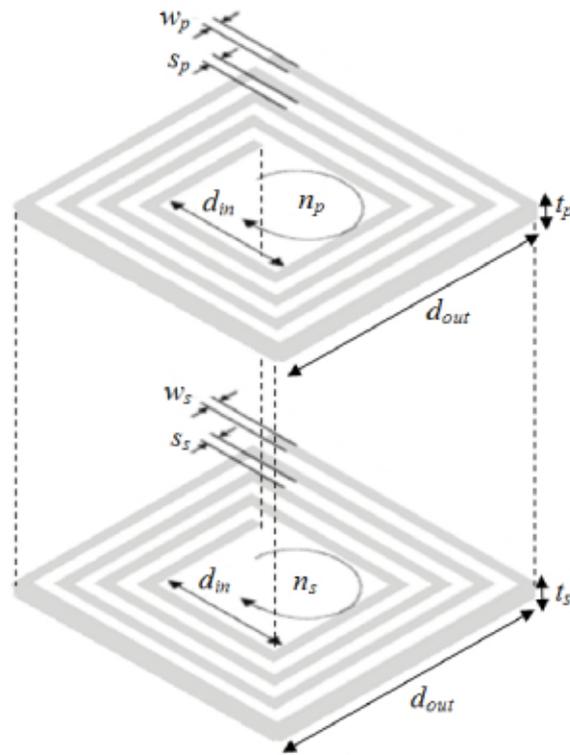


Figure III.9: Les différents paramètres géométriques des micro-inductances primaire et secondaire du micro-transformateur

### III.5.3.1. Calcul du nombre de spires du primaire et du secondaire

Dans la littérature, on trouve plusieurs méthodes de calcul analytiques telles que la méthode de Grover [Es-3][Gr-1], la méthode de Mohan [Mo-1][Mo-2], la méthode de Wheeler [Es-2][Es-3][Wh-1]...etc. Ces méthodes nous permettent d'évaluer une micro-inductance spirale plane de différentes géométries (circulaire, carrée, hexagonale, octogonale, ...). Ces méthodes prennent en compte plusieurs paramètres géométriques différents. Nous avons opté pour la méthode de Wheeler, car elle est facile à mettre en œuvre et présente un taux d'erreur faible par rapport aux autres méthodes et reste valable pour un faible nombre de spires. La formule donnée par Wheeler pour le calcul de l'inductance est donnée par l'expression suivante :

$$L = k_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{n^2 \cdot d_{avg}}{1 + k_2 \cdot \rho} \quad (III-42)$$

$$j(x) = j_0 \cdot e^{-i\left(\frac{x}{\delta}\right)} \cdot e^{-\left(\frac{x}{\delta}\right)} \quad (\text{III-46})$$

$$\|j(x)\| = j_0 \cdot e^{-\left(\frac{x}{\delta}\right)} \quad (\text{III-47})$$

La valeur moyenne de la densité de courant est donnée par:

$$j_{\text{moy}} = j_0 \cdot \frac{\left[ e^{-\left(\frac{t}{2\delta}\right)} + 1 \right]}{2} \quad (\text{III-48})$$

Le courant qui circule dans le fil conducteur primaire qui constitue l'enroulement primaire du micro-transformateur que nous souhaitons intégrer, est en fonction de la section du conducteur  $S_c$  et de la densité de courant  $j_{\text{moy}}$ . Il est donné par l'expression suivante:

$$i_p = S_c \cdot j_{\text{moy}} \quad (\text{III-49})$$

La section  $S_c$  de la spire primaire du micro-transformateur est rectangulaire, elle est donnée par l'expression suivante :

$$S_c = w_p \cdot t_p \quad (\text{III-50})$$

D'où

$$w_p = \frac{S_c}{t_p} \quad (\text{III-51})$$

Il est à noter que la densité de courant admissible dans une micro-bobine est supérieure à celle admissible dans les bobines classiques, car dans la plupart des cas, les micro-conducteurs sont en contact avec des substrats en silicium ayant de bonnes propriétés de conduction thermique.

### III.5.3.3. Calcul de l'espace inter-spires du primaire

A partir de la forme géométrique carrée de l'enroulement, on établit l'expression suivante :

$$s_p = \frac{[d_{\text{out}} - d_{\text{in}} - 2 \cdot (w_p \cdot n_p)]}{2 \cdot (n_p - 1)} \quad (\text{III-52})$$

### III.5.3.4. Calcul de la longueur totale du conducteur primaire

La longueur moyenne du conducteur primaire de forme spirale carrée est exprimée par l'expression suivante:

$$l_{tp} = \left[ 4 \cdot n_p \cdot \left( d_{\text{out}} - (n_p - 1) \cdot s_p - (n_p \cdot w_p) \right) \right] - s_p \quad (\text{III-53})$$

**III.5.3.5. Calcul de la largeur et de l'inter-spices du secondaire**

Nous avons opté pour un inter-spices identique à celui du primaire. A partir de ce dernier, nous calculons la largeur du secondaire par l'expression III-54;

$$w_s = \frac{[d_{out} - d_{in} - 2 \cdot s_s \cdot (n_s - 1)]}{2 \cdot n_s} \tag{III-54}$$

**III.5.3.6. Calcul de la longueur totale du conducteur du secondaire**

La longueur totale du conducteur du secondaire de forme spirale carrée est déterminée à partir de l'expression suivante :

$$l_{ts} = [4 \cdot n_s \cdot (d_{out} - (n_s - 1) \cdot s_s - (n_s \cdot w_s))] - s_s \tag{III-55}$$

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

Paramètres géométriques	Résultats du dimensionnement
Diamètre extérieur : $d_{out}$	1500 $\mu\text{m}$
Diamètre intérieur : $d_{in}$	750 $\mu\text{m}$
Epaisseur du noyau : $e$	54.27 $\mu\text{m}$
Epaisseur de peau : $\delta$	6.56 $\mu\text{m}$
Nombre de tours du primaire : $n_p$	5
Nombre de tours du secondaire : $n_s$	2
Largeur du primaire : $w_p$	46.39 $\mu\text{m}$
Largeur du secondaire : $w_s$	169.6 $\mu\text{m}$
Epaisseur du primaire : $t_p$	13.13 $\mu\text{m}$
Epaisseur du secondaire : $t_s$	13.13 $\mu\text{m}$
Inter-spices du primaire : $s_p$	35.75 $\mu\text{m}$
Inter-spices du secondaire : $s_s$	35.75 $\mu\text{m}$
Longueur totale du primaire : $l_{tp}$	2.25 cm
Longueur totale du secondaire : $l_{ts}$	9 mm

Tableau III.1 : Résultats du dimensionnement géométrique

Les résultats obtenus sont en accord avec l'intégration d'un transformateur. Les valeurs des différents paramètres géométriques sont dans les normes des dimensions préconisées pour l'intégration en électronique.

**III.6. CONCLUSION**

L'objet de ce chapitre est le dimensionnement du micro-transformateur dont les micro-inductances sont de formes spirales carrées, à l'effet de l'intégrer dans un micro-convertisseur de type flyback fonctionnant aux faibles puissances.

Du fait de la limitation en surface et en volume, deux paramètres sont requis pour le dimensionnement du micro-transformateur. Le premier est la forme géométrique, le second est la nature des matériaux utilisés pour la fabrication du composant. Ces deux paramètres vont agir au niveau de la valeur des micro-inductances primaire et secondaire, l'énergie stockée, les pertes dans le noyau magnétique et dans le conducteur, ainsi que le volume du composant ou encore sur les perturbations générées par ce dernier. Toutes ces caractéristiques sont liées et impliquent de faire des compromis en fonction des applications visées.

Un dimensionnement géométrique correct, ouvre les portes vers l'intégration et la commercialisation des modules passifs intégrés.

Le calcul des paramètres électriques sera présenté au chapitre suivant afin de nous assurer que les paramètres géométriques préalablement dimensionnés vont induire un comportement fréquentiel correct du micro-transformateur.

# **Chapitre IV**

## **Modélisation du micro-transformateur**

# **MODELISATION DU MICRO-TRANSFORMATEUR**

## **IV.1. INTRODUCTION**

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté une étude qui a porté sur le dimensionnement du micro-transformateur à micro-bobines spirales planaires carrées à partir du cahier des charges du micro-convertisseur. Les résultats obtenus concernaient plus précisément le dimensionnement de ces bobines et du noyau magnétique.

L'étape suivante qui consistera en la modélisation de notre micro-transformateur, nécessitera au préalable la détermination des paramètres électriques qui nous renseigneront sur le comportement fréquentiel du micro-transformateur.

## IV.2. MODELISATION DU MICRO-TRANSFORMATEUR

### IV.2.1. Présentation du micro-transformateur

Le micro-transformateur est composé de deux enroulements planaires de forme spirale carrée. L'enroulement primaire est constitué de cinq spires, le secondaire de deux spires (Tableau III.1). Ce micro-transformateur est conçu pour une fréquence de fonctionnement de 100 MHz.

Les deux micro-inductances (enroulements primaire et secondaire en cuivre) sont déposées sur une couche de matériau magnétique, le ferrite (NiZn), isolées de celle-ci par une couche de dioxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ). Les trois couches sont déposées sur une quatrième couche de silicium (Si) qui sert de substrat. Les deux empilements sont séparés par une couche isolante de dioxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ) qui assure le couplage magnétique (voir figure IV.1).

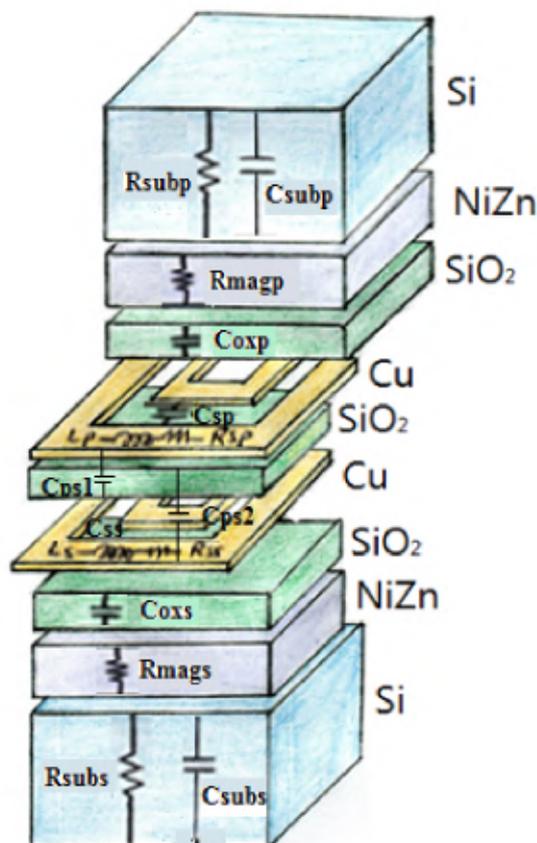


Figure IV.1: Coupe transversale en 3D du micro-transformateur

- Les résistances associées au noyau magnétique  $R_{\text{magp}}$  pour le primaire,  $R_{\text{mags}}$  pour le secondaire.
- Les capacités associées au substrat  $C_{\text{subp}}$  pour le primaire,  $C_{\text{subs}}$  pour le secondaire,
- Les résistances associées au substrat  $R_{\text{subp}}$  pour le primaire,  $R_{\text{subs}}$  pour le secondaire,

#### **IV.2.2. Critères de choix des matériaux entrant dans la conception du micro-transformateur**

Le choix des matériaux entrant dans la conception du micro-transformateur (conducteurs, matériaux isolants et magnétiques) est une étape cruciale dans la conception des micro-transformateurs. Outre ce choix, se pose le problème de la mise en œuvre de ces matériaux pour obtenir les performances désirées. Cette mise en œuvre doit être compatible avec les technologies de la micro-électronique. De ce fait, le coût et les délais de fabrication de ces dispositifs sont les facteurs dont nous devons tenir compte lors de notre analyse.

Au vu des publications et travaux recensés autour des micro-transformateurs, il semble intéressant, dans un premier temps, d'orienter nos travaux vers le cuivre pour le bobinage. Ce matériau est le meilleur conducteur existant après l'argent et est de plus, largement admis dans l'industrie de la micro-électronique pour la réalisation des niveaux métalliques et des interconnexions de composants intégrés.

Concernant le matériau magnétique, les caractéristiques optimales pour la conception d'un micro-transformateur intégré dans une alimentation à découpage sont : une perméabilité magnétique relative élevée, un niveau d'induction à saturation élevée et une résistivité électrique élevée. En effet, le choix du matériau magnétique utilisé détermine la taille du composant et consiste à confiner le flux magnétique généré. De plus, ce confinement des lignes de champ magnétiques est avantageux du point de vue atténuation des perturbations électromagnétiques dont les effets vont en grandissant avec l'augmentation des fréquences d'utilisation. Ceci a pour effet d'accroître le flux à travers la section utile du composant et d'augmenter notablement la valeur de l'inductance pour le même nombre de tours et la même surface occupée.

Les ferrites sont déterminés par toutes ces caractéristiques. Nous avons particulièrement choisi le NiZn car il présente une perméabilité relative élevée permettant une

augmentation significative de l'inductance et accepte parallèlement un niveau d'induction à saturation important. Il est le siège de pertes acceptables à la fréquence de travail, ce qui se traduit par une résistivité d'autant plus grande que la fréquence est importante.

A propos des matériaux diélectriques, ils permettent de dissocier électriquement le bobinage du noyau magnétique ou du substrat pour éviter les courts-circuits. Le matériau couramment utilisé est le dioxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ). Il entre dans les processus standards de fabrication des circuits intégrés grâce à ses excellentes propriétés d'isolation électrique et thermique.

### IV.3. EXTRACTION DES PARAMETRES ELECTRIQUES

L'objet de ce paragraphe est l'extraction des paramètres électriques du circuit électrique équivalent de notre micro-transformateur (figure IV.2). Ces paramètres nous permettront de mener des simulations sur le fonctionnement de notre micro-transformateur (Chapitre 5).

#### IV.3.1. Profil des différents paramètres électriques

Les paramètres électriques doivent satisfaire aux conditions suivantes pour un dimensionnement optimal:

- Les capacités d'oxyde  $C_{\text{oxp}}$ ,  $C_{\text{oxs}}$  et de substrat  $C_{\text{subp}}$ ,  $C_{\text{subs}}$  doivent être aussi faibles que possible, afin d'éviter toute infiltration de courant dans le noyau et dans le substrat.
- Les capacités inter-spires  $C_{\text{sp}}$ ,  $C_{\text{ss}}$  et entre les micro-inductances  $C_{\text{ps1}}$  et  $C_{\text{ps2}}$  doivent également être très faibles pour éviter les courts-circuits entre les spires et les micro-inductances primaire et secondaire.
- Les résistances du noyau  $R_{\text{magp}}$ ,  $R_{\text{mags}}$  et du substrat  $R_{\text{subp}}$ ,  $R_{\text{subs}}$  doivent être aussi élevées que possible afin de faire barrière aux courants induits par effet capacitif.
- Les résistances séries  $R_{\text{sp}}$  et  $R_{\text{ss}}$  doivent être très faibles pour minimiser les pertes par effets Joules et faciliter la circulation du courant dans les enroulements conducteurs.

### IV.3.2. Calcul des paramètres électriques

L'objet de ce paragraphe est la détermination des différents paramètres électriques caractérisant notre micro-transformateur, à l'aide de formules analytiques.

#### - Résistances séries

La résistance série provient de la résistance propre du ruban conducteur ; elle symbolise les pertes par effet Joule sur le métal. En effet, les hautes fréquences entraînent une perturbation de la circulation du courant ; ainsi, au lieu de circuler sur la totalité de la section du conducteur, il se limite à la périphérie du conducteur, d'où, une décroissance exponentielle de la densité de courant au fur et à mesure que l'on s'éloigne du milieu de la surface. Les conséquences de l'effet de peau sont d'augmenter considérablement la résistance série.

Les résistances séries des deux enroulements primaire et secondaire de section rectangulaire en haute fréquences s'expriment par les expressions (IV-1) (IV-2) [Go-1][Th-1] [Yu-1], sachant que la résistivité du cuivre  $\rho_{Cu} = 1.7 \cdot 10^{-8} \Omega.m$ .

$$R_{Sp} = \rho_{Cu} \cdot \frac{l_p}{w_p \cdot t_{eff}} \quad (IV-1)$$

$$R_{Ss} = \rho_{Cu} \cdot \frac{l_s}{w_s \cdot t_{eff}} \quad (IV-2)$$

$t_{eff}$  est l'épaisseur effective, elle est exprimée en fonction de l'épaisseur de peau et de l'épaisseur du conducteur (expression IV-3),

$$t_{eff} = \delta \cdot \left(1 - e^{-\left(\frac{t}{\delta}\right)}\right) \quad (IV-3)$$

#### - Résistances parasites

En plus de la résistance propre du ruban, il existe les résistances reliées au substrat en silicium et au noyau magnétique. Elles représentent les pertes ohmiques générées, par les courants induits respectivement, dans le substrat semi-conducteur et le noyau magnétique en ferrite. Ces pertes s'opposent au déplacement du courant induit par effet capacitif. Bien que les enroulements soient posés sur un isolant, le déplacement du courant est possible par les couplages capacitifs entre le conducteur et le noyau et entre le noyau et le substrat (relié au plan de masse). Le calcul de ces résistances concerne le secteur où l'effet capacitif agit sur le noyau et le substrat. Ce secteur dépend de la largeur  $w$  et de la longueur totale  $l_t$  du ruban

conducteur. Les résistances du substrat et du noyau magnétique pour le primaire et le secondaire sont données par les expressions (IV-4) (IV-5) (IV-6) (IV-7) [Da-1][Go-1][Th-1], avec  $\rho_{Si} = 18.5 \Omega.m$  la résistivité de silicium et  $\rho_{NiZn} = 1000 \Omega.m$  la résistivité du ferrite NiZn.

$$R_{subp} = 2 \cdot \rho_{Si} \cdot \frac{e_{Si}}{w_p \cdot l_t p} \quad (IV-4)$$

$$R_{subs} = 2 \cdot \rho_{Si} \cdot \frac{e_{Si}}{w_s \cdot l_t s} \quad (IV-5)$$

$$R_{magp} = 2 \cdot \rho_{NiZn} \cdot \frac{e_{NiZn}}{w_p \cdot l_t p} \quad (IV-6)$$

$$R_{mags} = 2 \cdot \rho_{NiZn} \cdot \frac{e_{NiZn}}{w_s \cdot l_t s} \quad (IV-7)$$

- **Capacités d'oxyde**

La présence d'un isolant entre le ruban conducteur et le matériau magnétique qui est également conducteur donne naissance à une capacité parasite  $C_{ox}$  suite à la différence de potentiel qui règne entre ces deux conducteurs.

Les expressions appropriées pour les capacités d'oxyde des couches primaire et secondaire, qui sont fonction de la constante diélectrique  $\epsilon_{SiO_2}$  et de l'épaisseur de la couche d'oxyde  $t_{ox}$ ; sont données par les expressions (IV-8) (IV-9) [Da-1][Go-1][Th-1].

$$C_{oxp} = \frac{1}{2} \cdot \epsilon_{SiO_2} \cdot \frac{w_p \cdot l_t p}{t_{ox}} \quad (IV-8)$$

$$C_{oxs} = \frac{1}{2} \cdot \epsilon_{SiO_2} \cdot \frac{w_s \cdot l_t s}{t_{ox}} \quad (IV-9)$$

Avec  $\epsilon_{rSiO_2} = 3.9$ , la permittivité relative de l'oxyde de silicium

- **Capacités parasites de substrat**

La différence de potentiel entre la jonction substrat-ferrite et le plan de masse se traduit par la capacité de substrat  $C_{sub}$  en parallèle avec la résistance de substrat  $R_{sub}$ . Cette capacité caractérise les effets capacitifs se produisant à haute fréquence dans le semi-conducteur [Da-1][Go-1][Th-1].

$$C_{subp} = \frac{1}{2} \cdot \epsilon_{Si} \cdot \frac{w_p \cdot l_t p}{e_{Si}} \quad (IV-10)$$

$$C_{\text{subs}} = \frac{1}{2} \cdot \epsilon_{\text{Si}} \cdot \frac{w_s \cdot l_s}{e_{\text{si}}} \quad (\text{IV-11})$$

Avec  $\epsilon_{\text{rSi}} = 11.8$ , la permittivité relative du silicium

- **Les capacités de couplage**

Les capacités de couplage sont modélisées d'une part, par les capacités inter-spires entre les segments adjacents représentées par  $C_{\text{sp}}$  et  $C_{\text{ss}}$  et d'autre part, par les capacités de couplage entre l'inductance primaire et secondaire exprimées par  $C_{\text{ps1}}$  et  $C_{\text{ps2}}$  [Go-1][Th-1][Yu-1].

$$C_{\text{sp}} = \frac{1}{2} \cdot \epsilon_{\text{SiO}_2} \cdot \frac{t \cdot l_{\text{tp}}}{s_p} \quad (\text{IV-12})$$

$$C_{\text{ss}} = \frac{1}{2} \cdot \epsilon_{\text{SiO}_2} \cdot \frac{t \cdot l_{\text{ts}}}{s_s} \quad (\text{IV-13})$$

$$C_{\text{ps1}} = \epsilon_{\text{SiO}_2} \cdot \frac{w_p \cdot l_{\text{tp}}}{t_{\text{ox}}} \quad (\text{IV-14})$$

$$C_{\text{ps2}} = \epsilon_{\text{SiO}_2} \cdot \frac{w_s \cdot l_{\text{ts}}}{t_{\text{ox}}} \quad (\text{IV-15})$$

Avec  $\epsilon_{\text{rSiO}_2} = 3.9$ , la permittivité relative du dioxyde de silicium

**IV.3.3. Résultats de calcul des paramètres électriques**

Le tableau ci-dessous consigne les différents paramètres électriques calculés.

Paramètres électriques	Valeurs
Inductance primaire $L_p$	36 nH
Inductance secondaire $L_s$	6.25 nH
Résistance série primaire $R_{\text{sp}}$	1.45 $\Omega$
Résistance série secondaire $R_{\text{ss}}$	0.16 $\Omega$
Résistance du noyau magnétique du primaire $R_{\text{magp}}$	103.98 K $\Omega$
Résistance du noyau magnétique du secondaire $R_{\text{mags}}$	71.1 K $\Omega$
Capacité d'oxyde du primaire $C_{\text{oxp}}$	2.5 pF
Capacité d'oxyde du secondaire $C_{\text{oxs}}$	3.66 pF
Résistance du substrat du primaire $R_{\text{subp}}$	3.54 K $\Omega$
Résistance du substrat du secondaire $R_{\text{subs}}$	2.42 K $\Omega$
Capacité du substrat du primaire $C_{\text{subp}}$	0.54 pF
Capacité du substrat du secondaire $C_{\text{subs}}$	0.79 pF
Capacité inter-spires du primaire $C_{\text{sp}}$	142.67 fF
Capacité inter-spires du secondaire $C_{\text{ss}}$	57.07 fF
Capacité de couplage entre l'inductance primaire et secondaire $C_{\text{ps1}}$	5 pF
Capacité de couplage entre l'inductance secondaire et primaire $C_{\text{ps2}}$	7.32 pF

Tableau IV.1 : Valeurs des paramètres électriques du micro-transformateur

### **IV.3.4. Interprétation des résultats**

Au travers des résultats obtenus, nous remarquons que :

- Les capacités d'oxyde et de substrat sont de faible valeur, évitant ainsi une infiltration du courant dans le noyau et le substrat. Les capacités inter-spires et de couplage entre les micro-inductances sont également très faibles évitant ainsi les courts-circuits entre les conducteurs.
- Les résistances du noyau magnétique et de substrat sont élevées, limitant ainsi les courants induits par effet capacitif. En revanche, les résistances séries sont très faibles, minimisant ainsi les pertes par effet Joule tout en facilitant la circulation du courant dans les enroulements conducteurs.

En conclusion, nous pouvons dire que les résultats obtenus sont d'une part, en accord avec ceux obtenus dans la littérature [Ez-1][Le-1][Me-3][Or-1][Wo-1] et d'autre part, satisfont les conditions d'intégration d'un composant passif.

### **IV.4. ETUDE PARAMETRIQUE**

Afin de mieux cerner le fonctionnement de notre micro-transformateur, nous allons voir l'influence de la fréquence sur les inductances primaire et secondaire, leurs résistances séries ainsi que leurs facteurs de qualité. Nous allons aussi montrer l'influence des paramètres géométriques sur les capacités et les résistances parasites.

Les figures présentées ci-dessous ont été obtenues par la mise en œuvre des formules (IV-1 à 15). Le programme informatique est en MATLAB 7.9.

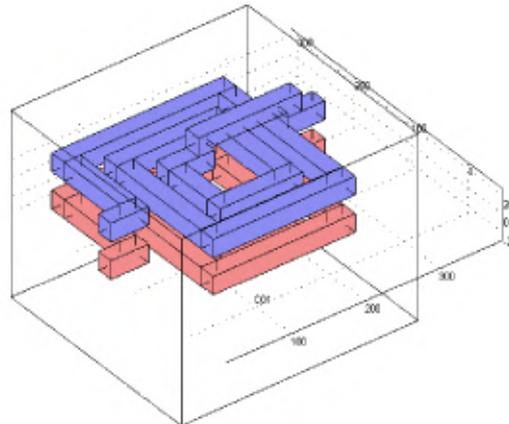


Figure IV.10: Coupe transversale du micro-transformateur avec les bobines dans l'air (sans noyau)

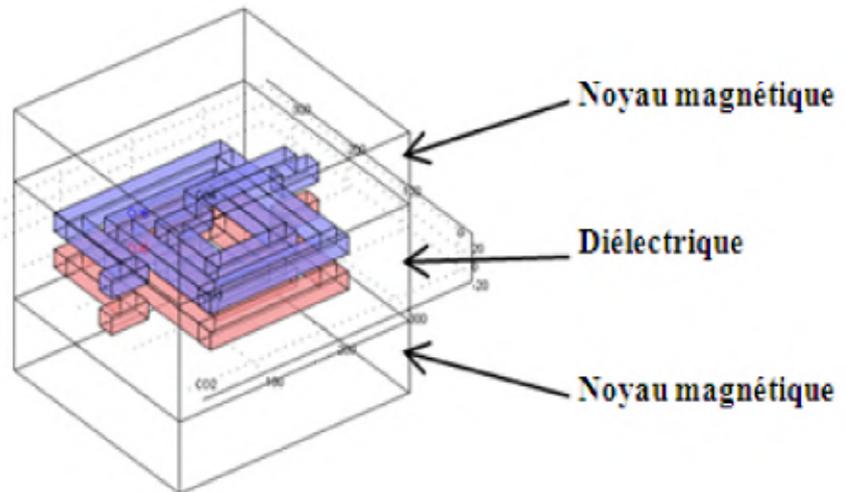


Figure IV.11 : Coupe transversale du micro-transformateur avec noyau magnétique

La répartition du champ magnétique dans notre micro-transformateur est obtenue par la résolution des équations de Maxwell en tenant compte de certaines conditions aux limites.

- **Equations du modèle de micro-transformateur**

Les équations du modèle sont exprimées par les expressions IV-22 et IV-23.

$$-\nabla \cdot (\sigma \nabla V - J^e) = 0 \tag{IV-22}$$

$$\nabla \times (\mu_0^{-1} \mu_r^{-1} \nabla \times A) + \sigma \nabla V = J^e \tag{IV-23}$$

Avec :

$$\nabla \cdot J = 0 \tag{IV-24}$$

$$J = \nabla \times H \tag{IV-25}$$

$$J = \sigma E + J^e \tag{IV-26}$$

$$E = -\nabla V \tag{IV-27}$$

$$B = \nabla \times A \quad (\text{IV-28})$$

Notons que :

A : Potentiel magnétique

B : Induction magnétique

E : Champ électrique

H : Champ magnétique

J : Densité de courant

$J^e$  : Densité de courant généré extérieurement

V : Potentiel électrique

$\sigma$  : Conductivité électrique

$\mu_0$  : Perméabilité du vide

$\mu_r$  : Perméabilité relative du matériau magnétique

La conductivité électrique dans les conducteurs en cuivre est égale à  $5.80 \times 10^7$  S/m et 1 S/m dans l'air.

#### - Maillage

Le maillage doit être suffisamment fin pour une meilleure précision des résultats.

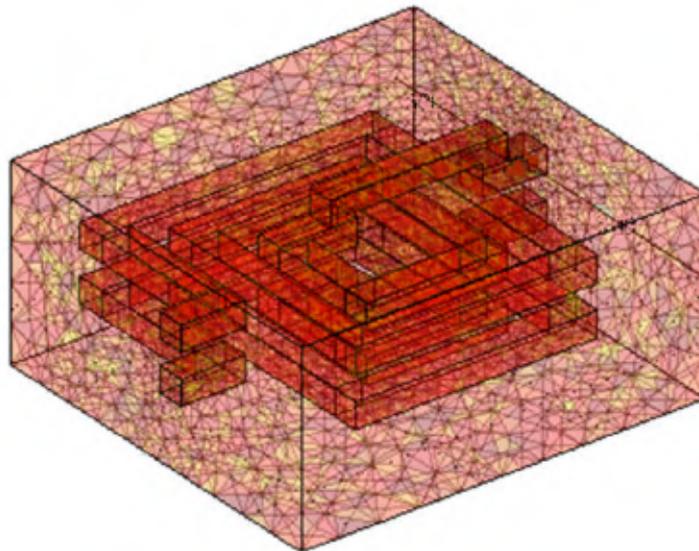


Figure IV.12 : Maillage dans le micro-transformateur

#### - Conditions aux limites

Les conditions aux limites sont de trois types correspondant aux trois frontières (figure IV.14).

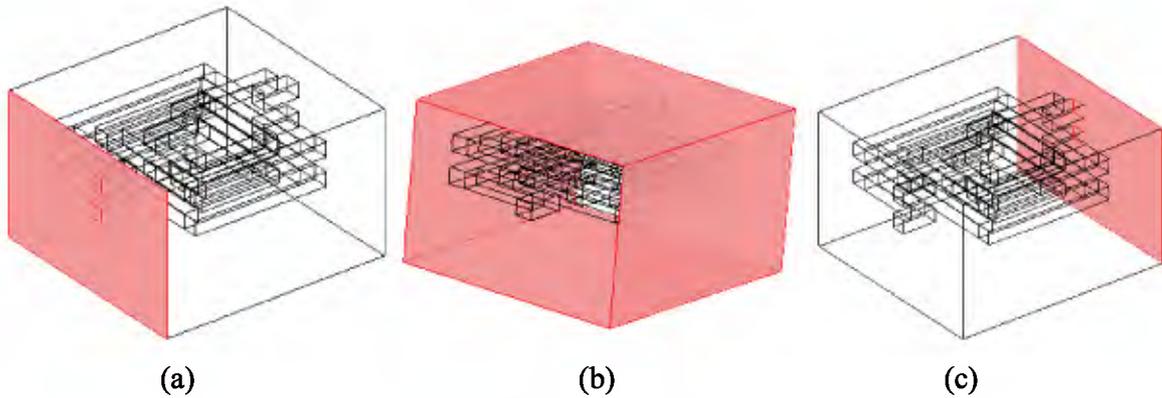


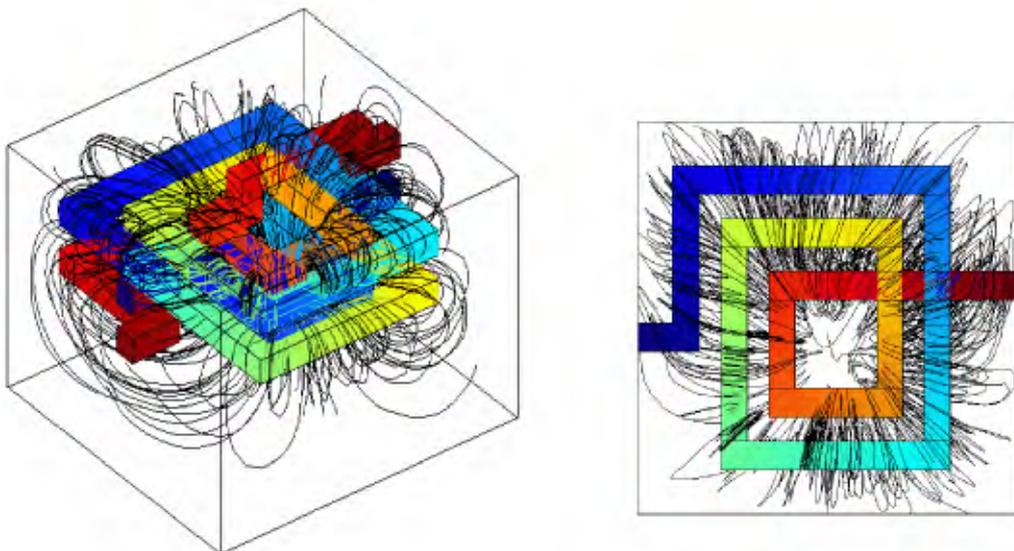
Figure IV.14: Différentes frontières utilisées pour les conditions aux limites

La figure IV.14(a) illustre la première condition aux limites : le champ magnétique est nul à cette frontière et  $V$  est égale à la tension d'entrée. La figure IV.14(b) illustre la deuxième condition aux limites : le champ magnétique et le champ électrique sont nuls à cette frontière. La figure IV.14(c) illustre la dernière condition aux limites : le champ magnétique et le potentiel sont nuls à cette frontière.

#### IV.5.1. Résultats de simulation

##### IV.5.1.1. Répartition des lignes de champ magnétique dans le micro-transformateur

A l'aide du logiciel FEMLAB 3.1, nous avons visualisé la répartition des lignes de champ magnétique dans le micro-transformateur (figure IV.15).



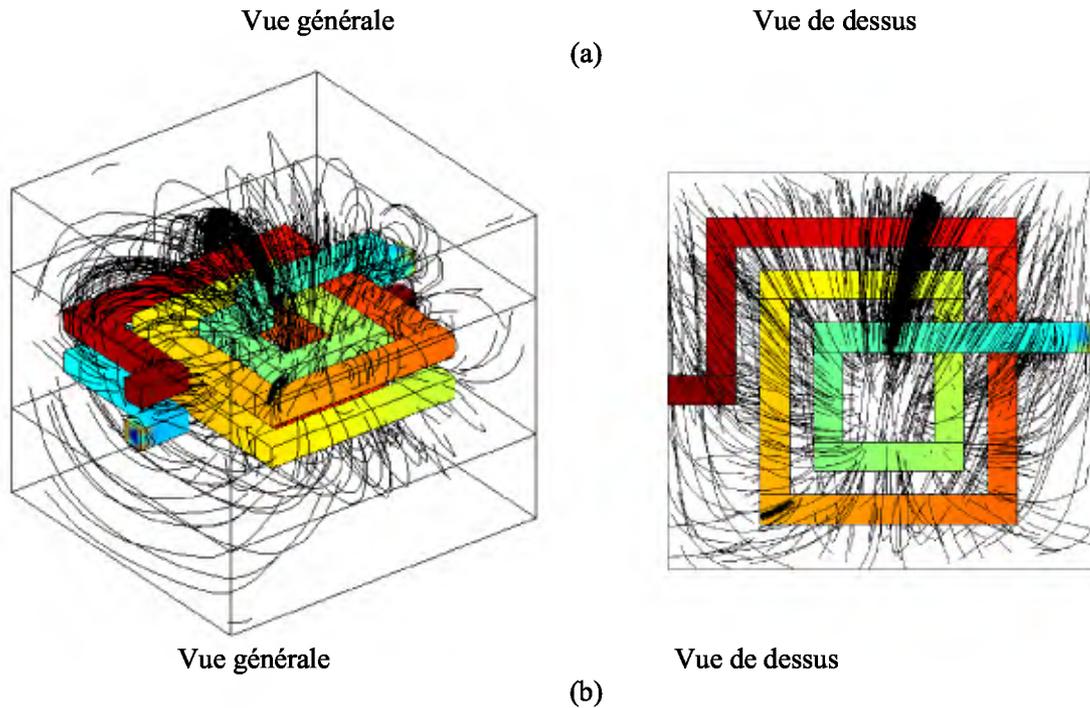


Figure IV.15: Répartition des lignes de champ magnétique dans le micro-transformateur, (a) sans noyau magnétique, (b) avec noyau magnétique

Nous observons sur la figure IV.15(a) un débordement des lignes de champ magnétique dans toutes les directions. C'est la configuration classique d'un champ magnétique émanant d'une bobine dans l'air. Ces lignes occupent tout l'espace et ne sont arrêtées que par les frontières du domaine de simulation. Cette répartition peut induire des perturbations des composants situés au voisinage immédiat du micro-transformateur.

Nous observons pour le cas où les deux micro-bobines sont déposées sur un noyau magnétique, que la majorité de ces lignes de champ s'en trouvent confinées dans ce noyau (figure IV.15(b)). Ceci s'explique par la perméabilité élevée du ferrite. L'insertion des couches de ferrite permet donc de limiter le débordement des lignes de champ magnétique.

#### IV.5.1.2. Densité de courant dans le micro-transformateur

A l'aide du logiciel FEMLAB 3.1, nous visualisons la densité du courant dans le micro-transformateur (figure IV.16).

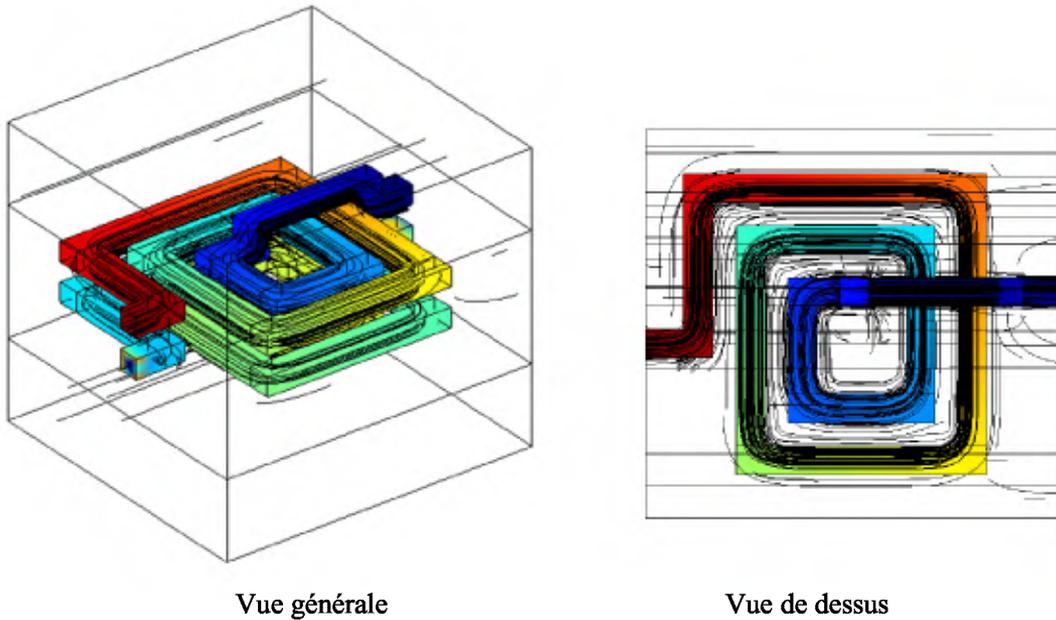


Figure IV.16: Densité de courant dans les conducteurs des bobines du micro-transformateur

Nous observons sur cette figure que la densité de courant dans les conducteurs est uniforme et plus importante à l'entrée des bobines. A mesure que l'on s'éloigne de cette entrée, des courants de fuites apparaissent, conséquence de l'existence des capacités parasites au niveau des inter-spaires.

## IV.6. CONCLUSION

L'objectif de ce chapitre est de valider le dimensionnement géométrique du micro-transformateur effectué au chapitre précédant, et tester son comportement magnétique et électrique lors de son fonctionnement.

Le micro-transformateur composé de différents matériaux empilés les uns sur les autres, génère des effets parasites, en particulier aux hautes et très hautes fréquences. Ces effets néfastes ont été simulés à l'aide du logiciel FEMLAB 3.1. Les résultats de la simulation montrent que dans un micro-transformateur sans noyau magnétique, toutes les lignes de champ magnétique débordent à l'extérieur, créant un flux magnétique tout autour des micro-inductances. Ce flux perturbe le fonctionnement des composants de proximité. Par contre lorsqu'on insère un noyau magnétique en ferrite, la majorité des lignes de champ magnétique sont confinées à l'intérieur du micro-transformateur, ce qui limite les perturbations du

voisinage. De ce fait, lors de l'intégration de ce transformateur dans le micro-convertisseur, divers problèmes peuvent être écartés tel que celui de la compatibilité électromagnétique.

Les différents effets parasites générés des différentes couches ont été modélisés par un circuit électrique équivalent. Ce circuit nous permettra, dans le chapitre suivant, de mener des simulations sur le fonctionnement de notre micro-transformateur intégré dans un micro-convertisseur.

# **Chapitre V**

**Validation du modèle  
du micro-transformateur  
et résultats des simulations**

# **VALIDATION DU MODELE DU MICRO-TRANSFORMATEUR ET RESULTATS DES SIMULATIONS**

## **V.1. INTRODUCTION**

Afin de valider notre modèle de micro-transformateur, nous allons, à l'aide d'un logiciel de simulation visualiser les différentes formes d'ondes des courants et tensions de sortie du micro-convertisseur ainsi que les courants et tensions aux bornes du transistor et de la diode du micro-convertisseur contenant ce micro-transformateur afin de les comparer avec celles des micro-transformateurs idéal et réel. Au préalable, nous devons introduire dans les circuits électriques équivalents, les valeurs des paramètres électriques calculés. Nous terminerons par une discussion des résultats des simulations.

## V.2. VALIDITE DU MODELE DE MICRO-TRANSFORMATEUR

L'objet de ce paragraphe est la validation de notre modèle de micro-transformateur. Pour ce faire, nous allons comparer les résultats obtenus par simulation dans le cas de notre micro-transformateur intégré à ceux obtenus avec les modèles de micro-transformateur réel et idéal.

Les différentes simulations vont porter sur les cas suivants :

- Convertisseur flyback comportant un micro-transformateur idéal.
- Convertisseur flyback comportant un micro-transformateur réel.
- Convertisseur flyback comportant un micro-transformateur intégré.

Les résultats concernent les tensions et courants de sortie des différents micro-convertisseurs, ainsi que ceux au niveau de la diode et du transistor et au niveau du primaire et secondaire de chaque micro-transformateur.

Avant d'entamer les différentes simulations, nous devons au préalable déterminer les valeurs de la capacité, de la résistance de charge ainsi que celle de l'inductance magnétisante pour les introduire dans les circuits électriques des différents micro-convertisseurs.

### V.2.1. Détermination de la capacité et de la résistance de charge du micro-convertisseur

Les condensateurs que nous rencontrons dans les convertisseurs remplissent deux rôles distincts :

- Ils font office de réservoir d'énergie lors des variations de commande ou de charge,
- Ils servent également de condensateurs de découplage ou de filtrage vis à vis du fonctionnement à haute fréquence du convertisseur.

- **Expression de la capacité** : [voir annexe F]

$$C = \frac{(1-\alpha).i_s}{\Delta V_s.f} = \frac{\alpha^2.m.V_e}{(1-\alpha).\Delta V_s.R.f} \quad (V-1)$$

L'ondulation de la tension de sortie étant fixée par le cahier des charges à 5% de la valeur moyenne de  $V_s$ , nous obtenons une valeur de la capacité du condensateur égale à 20 nF.

- Expression de la résistance de charge :

$$R = \frac{V_s}{I_s} \quad (V-2)$$

(Pour  $V_s = 5V$  et  $I_s = 1A$  :  $R = 5 \Omega$ )

### V.2.2. Inductance magnétisante

L'inductance magnétisante  $L_m$  est une donnée importante d'un micro-transformateur. Cette inductance vient du fait que la réluctance du matériau est non nulle, du fait d'une perméabilité finie [Bo-2][Ca-1][Si-2].

La réluctance d'un matériau est le rapport de la force magnétomotrice appliquée à un circuit magnétique au flux d'induction produit.

La réluctance magnétique équivalente  $\mathfrak{R}$  d'un circuit est donnée par l'expression suivante :

$$\mathfrak{R} = \frac{1}{\mu} \int \frac{dl}{S} = \frac{1}{\mu_{\text{mag}}} \cdot \frac{l_{\text{mag}}}{S_{\text{mag}}} \quad (V-3)$$

$L_{\text{mag}}$  : Longueur du noyau magnétique.

$S_{\text{mag}}$  : Section du noyau magnétique.

$\mu_{\text{mag}}$  : Perméabilité du noyau magnétique.

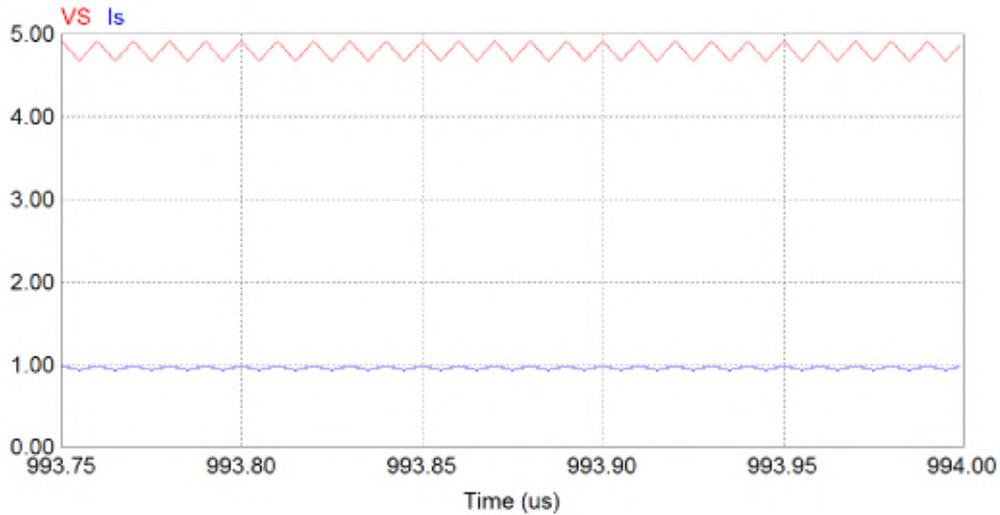
L'inductance magnétisante est donnée par l'expression suivante :

$$L_m = \frac{n_p^2}{\mathfrak{R}} = n_p^2 \cdot \frac{\mu_{\text{NiZn}} \cdot d_{\text{out}}^2}{2 \cdot e} \quad (V-4)$$

En vertu de l'expression V-4, l'inductance magnétisante est égale à 0.9 mH.

### V.2.3. Simulations effectuées sur un micro-convertisseur flyback contenant un micro-transformateur idéal

Le circuit électrique contenant le micro-transformateur idéal est présenté par la figure V.1. La simulation de ce circuit est effectuée à l'aide du logiciel PSIM6.0.



(b)

Figure V.2 : (a) Formes de la tension de sortie (en rouge) et du courant de sortie (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur idéal, (b) Zoom des formes d’ondes

Measure	
Time	9.99900e-4
VS	4.91303e+0
Is	9.82606e-1

Measure	
Time	9.99905e-4
VS	4.67696e+0
Is	9.35391e-1

Tableau V.1: Valeurs maximales et minimales mesurées, de la tension de sortie (en rouge) et du courant de sortie (en bleu)

Nous remarquons que les niveaux de la tension et du courant de sortie (figure V.2) et (tableau V.1) sont cohérents avec ceux contenus dans le cahier des charges, le micro-transformateur étant idéal donc sans pertes.

**V.2.3.2. Formes des courants et tensions du transistor et de la diode**

**- Formes des courants du transistor et de la diode**

La figure ci-dessous (V.3) présente l’allure des courants aux bornes de la diode et du transistor dans le cas d’un micro-transformateur idéal.

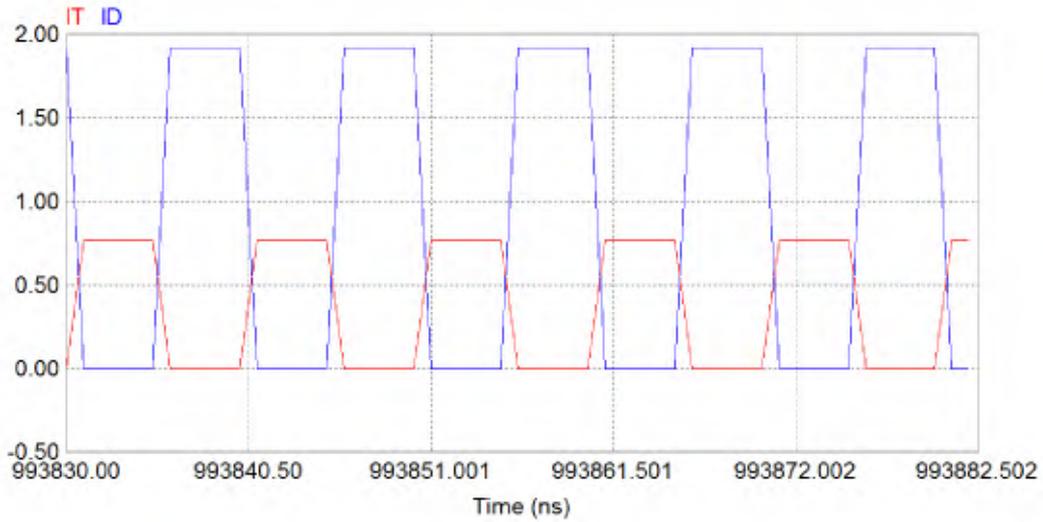


Figure V.3: Formes des courants du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur idéal

Mesure		Mesure	
Time		Time	
	9.99818e-4		9.99833e-4
$I_T$	2.40194e-6	$I_T$	7.66944e-1
$I_D$	1.91733e+0	$I_D$	-9.56048e-7

Tableau V.2: Valeurs maximales et minimales mesurées des courants du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu)

- **Formes des tensions du transistor et de la diode**

Les figures ci-dessous présentent les allures de la tension aux bornes de la diode et du transistor dans le cas d'un micro-transformateur idéal.

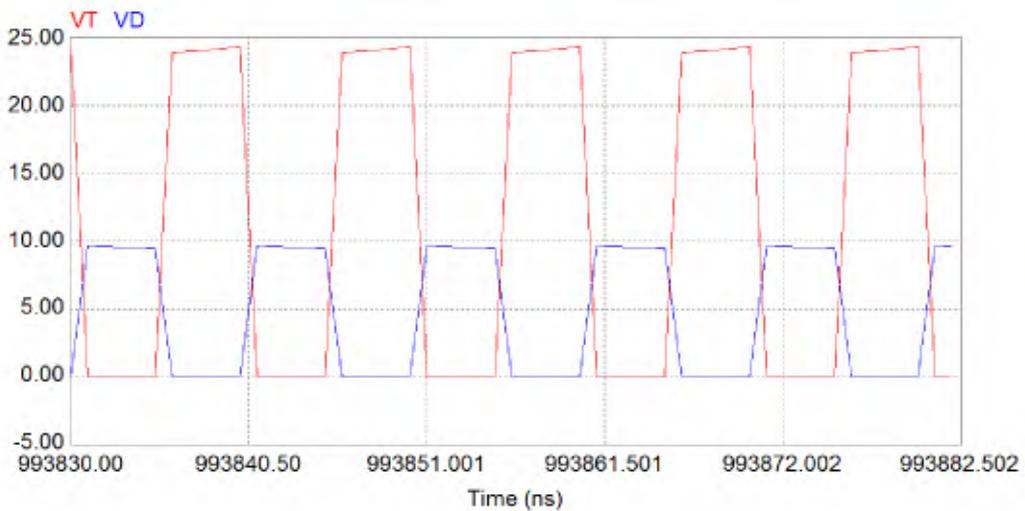


Figure V.4: Formes des tensions du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur idéal

Mesure		Mesure	
Time	9.99820e-4	Time	9.99821e-4
VT	2.42701e+1	VT	7.66922e-6
VD	-1.91726e-5	VD	9.65263e+0

Tableau V.3: Valeurs maximales et minimales mesurées des tensions aux bornes du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu)

Nous remarquons que les valeurs des tensions et des courants aux bornes du transistor et de la diode (figures V.3 et 4) et (tableaux V.2 et 3) sont en accord avec la littérature (voir figure III.5).

**V.2.3.3. Formes des courants et tensions du primaire et du secondaire du micro-transformateur idéal**

**- Formes des courants du primaire et du secondaire**

La figure ci-dessous (V.5) présente l’allure des courants au niveau du primaire et du secondaire dans le cas d’un micro-transformateur idéal.

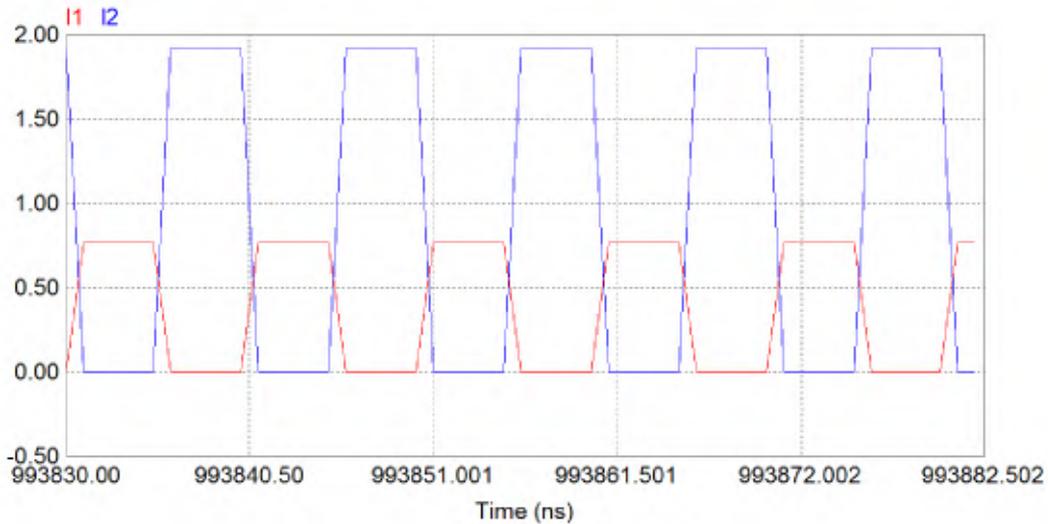


Figure V.5: Formes du courant du primaire (en rouge) et du secondaire (en bleu) du micro-transformateur idéal

Mesure		Mesure	
Time	9.93853e-4	Time	9.93858e-4
I1	7.66938e-1	I1	2.40557e-6
I2	-9.56947e-7	I2	1.91730e+0

Tableau V.4: Valeurs maximales et minimales mesurées des courants primaire (en rouge) et secondaire (en bleu)

- **Formes des tensions du primaire et du secondaire**

La figure ci-dessous présente les allures des tensions au niveau du primaire et du secondaire dans le cas d'un micro-transformateur idéal.

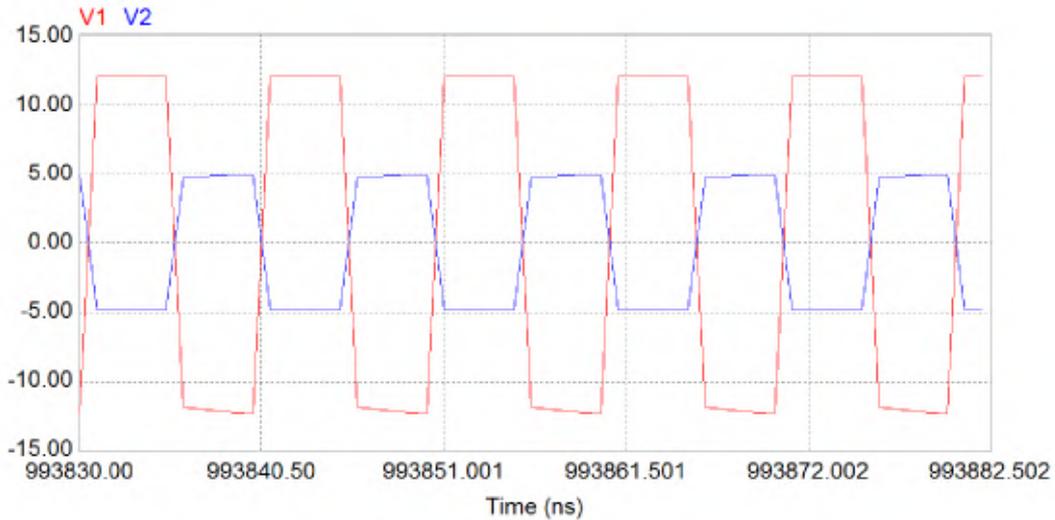


Figure V.6: Formes des tensions du primaire (en rouge) et du secondaire (en bleu) du micro-transformateur idéal

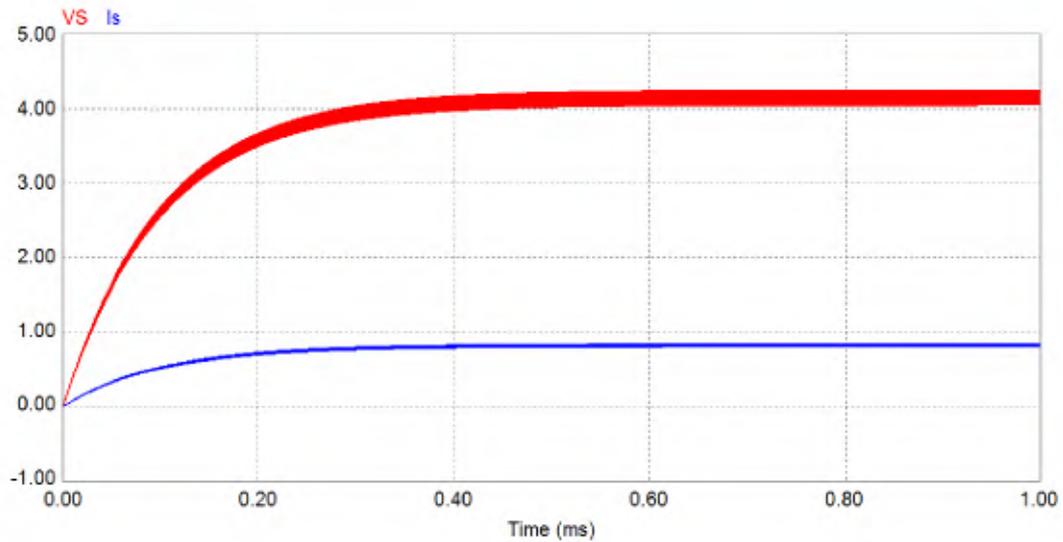
Mesure		Mesure	
Time	9.93853e-4	Time	9.93858e-4
V1	1.20000e+1	V1	-1.20546e+1
V2	-4.80000e+0	V2	4.82181e+0

Tableau V.5: Valeurs maximales et minimales mesurées des tensions primaire (en rouge) et secondaire (en bleu)

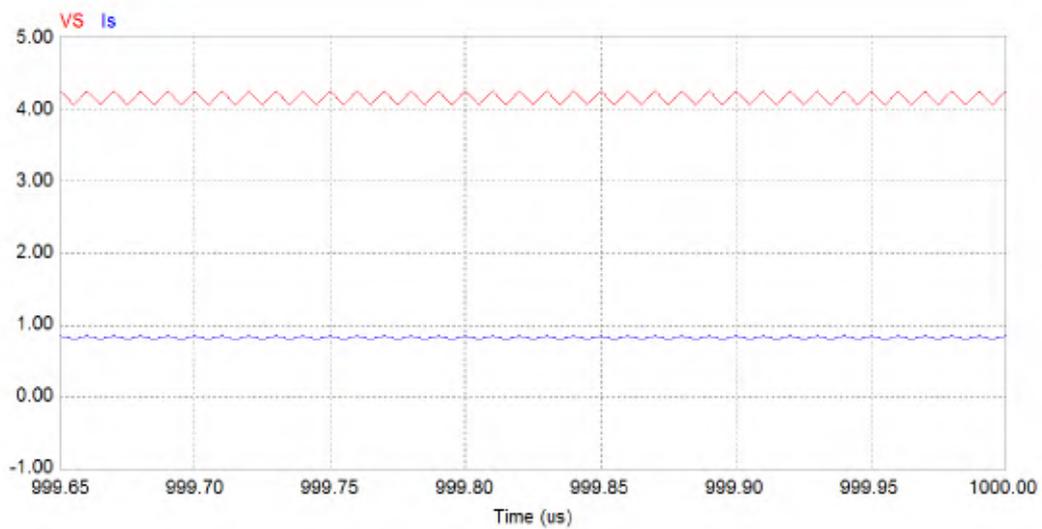
Les valeurs et les formes des tensions et courants aux bornes du primaire et du secondaire (figures V.5 et 6) et (tableaux V.4 et 5) sont en accord avec celles existant dans la littérature (voir figure III.5).

**V.2.4. Simulations effectuées sur un micro-convertisseur flyback contenant un micro-transformateur réel**

Dans cette simulation, le micro-convertisseur comporte un micro-transformateur réel. De ce fait, il contient des éléments additionnels, telles que l'inductance de fuite primaire  $L_{fp}$  (expression V-5), l'inductance de fuite secondaire  $L_{fs}$  (expression V-6), résistance de l'enroulement primaire  $R_{sp}$  (expression IV-1) et la résistance de l'enroulement secondaire  $R_{ss}$  (expression IV-2).



(a)



(b)

Figure V.8 : (a) Formes de la tension de sortie (en rouge) et du courant de sortie (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur réel, (b) Zoom des formes d'ondes

Mesure	
Time	9.99900e-4
VS	4.24644e+0
Is	8.49288e-1

Mesure	
Time	9.99905e-4
VS	4.04698e+0
Is	8.09396e-1

Tableau V.6: Valeurs maximales et minimales mesurées de la tension de sortie (en rouge) et du courant de sortie (en bleu)

Comme dans le cas du micro-transformateur précédent, les niveaux de la tension et du courant de sortie (figure V.8) sont cohérents avec ceux contenus dans le cahier des

charges. Nous observons encore dans ce cas, un léger décalage entre ces résultats (tableau V.6) et ceux du cahier des charges.

**V.2.4.2. Formes des courants et tensions du transistor et de la diode**

**- Formes des courants du transistor et de la diode**

Les figures ci-dessous présentent l’allure des courants aux bornes de la diode et du transistor

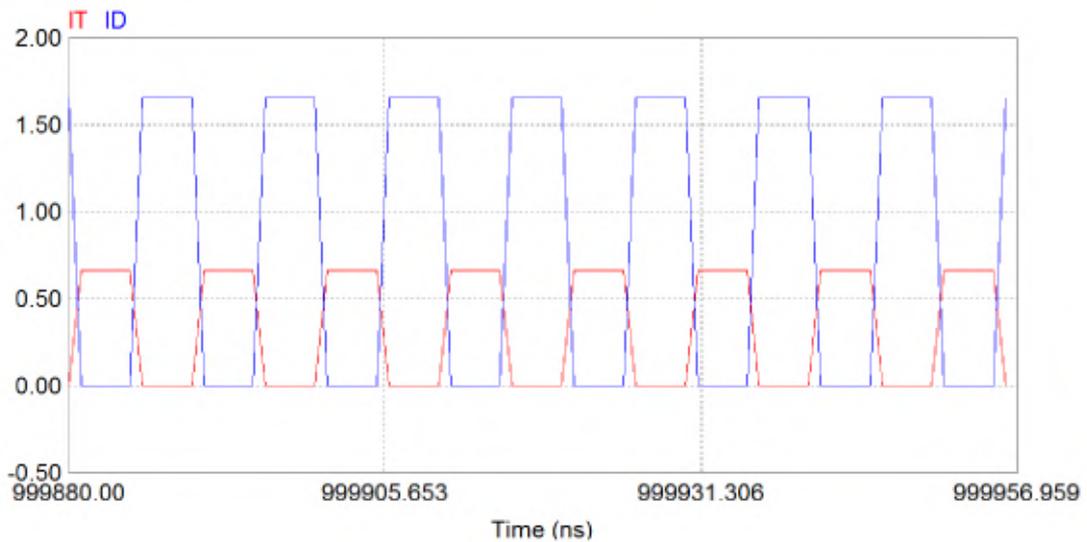


Figure V.9: Formes des courants aux bornes du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur réel

Measure	
Time	Value
9.99938e-4	$I_T$ : 2.30404e-6
	$I_D$ : 1.65786e+0
9.99933e-4	$I_T$ : 6.63161e-1
	$I_D$ : -8.51174e-7

Tableau V.7: Valeurs maximales et minimales mesurées, des courants du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu)

**- Formes des tensions du transistor et de la diode**

La figure ci-dessous (V.10) présente les allures des tensions aux bornes de la diode et du transistor.

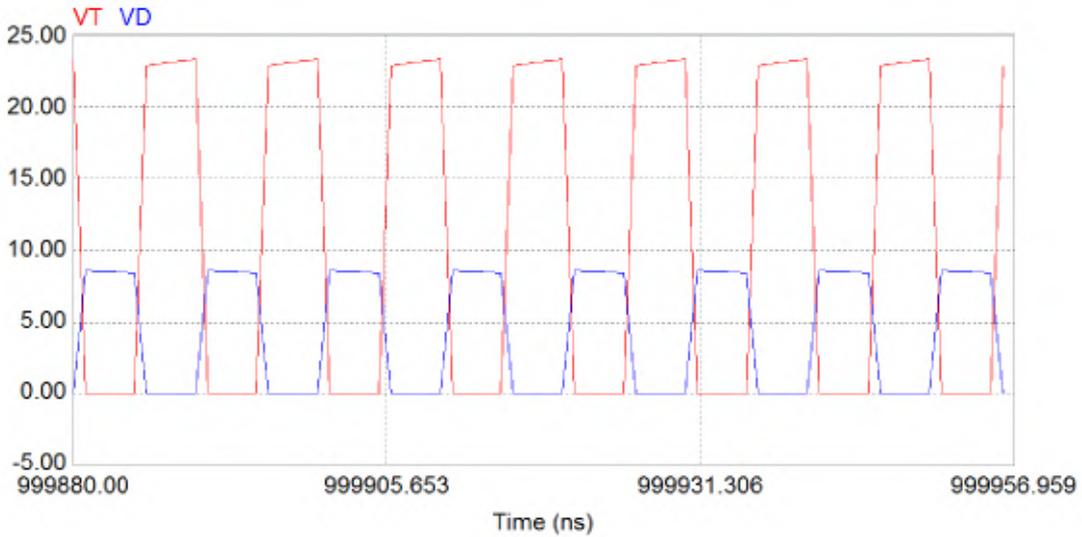


Figure V.10: Formes des tensions du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur réel

Mesure		Mesure	
Time		Time	
9.99928e-4		9.99923e-4	
VT	2.31203e+1	VT	6.63161e-6
VD	-1.65784e-5	VD	8.52254e+0

Tableau V.8: Valeurs maximales et minimales mesurées des tensions du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu)

Nous remarquons que les valeurs des tensions et courants aux bornes du transistor et de la diode (figures V.9 et 10) sont en accord avec la littérature (voir figure III.5). Comme pour le cas des tensions et courants de sortie, il existe un décalage entre ces valeurs (tableaux V. 7 et 8) et celles du cahier des charges.

### V.2.4.3. Formes des courants et tensions du primaire et secondaire du micro-transformateur réel

#### - Formes des courants du primaire et secondaire

La figure ci-dessous (V.11) présente l'allure des courants au niveau du primaire et secondaire dans le micro-transformateur réel.

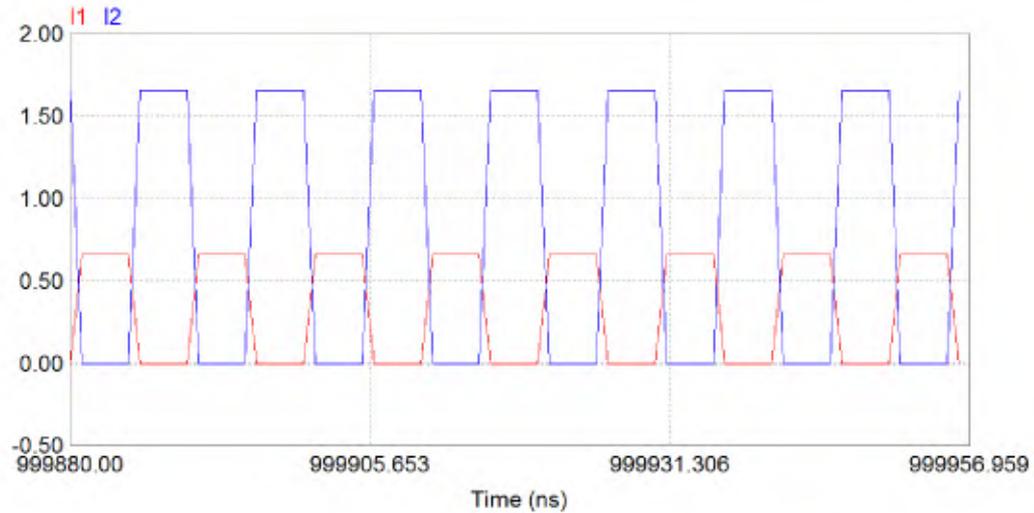


Figure V.11: Formes des courants du primaire (en rouge) et du secondaire (en bleu) du micro-transformateur réel

Mesure		Mesure	
Time		Time	
9.99928e-4		9.99933e-4	
I1	2.30909e-6	I1	6.63156e-1
I2	1.65784e+0	I2	-8.50230e-7

Tableau V.9: Valeurs maximales et minimales mesurées des courants du primaire (en rouge) et secondaire (en bleu)

- **Formes des tensions du primaire et du secondaire**

La figure ci-dessous présente les allures des tensions aux bornes du primaire et du secondaire dans le micro-transformateur réel.

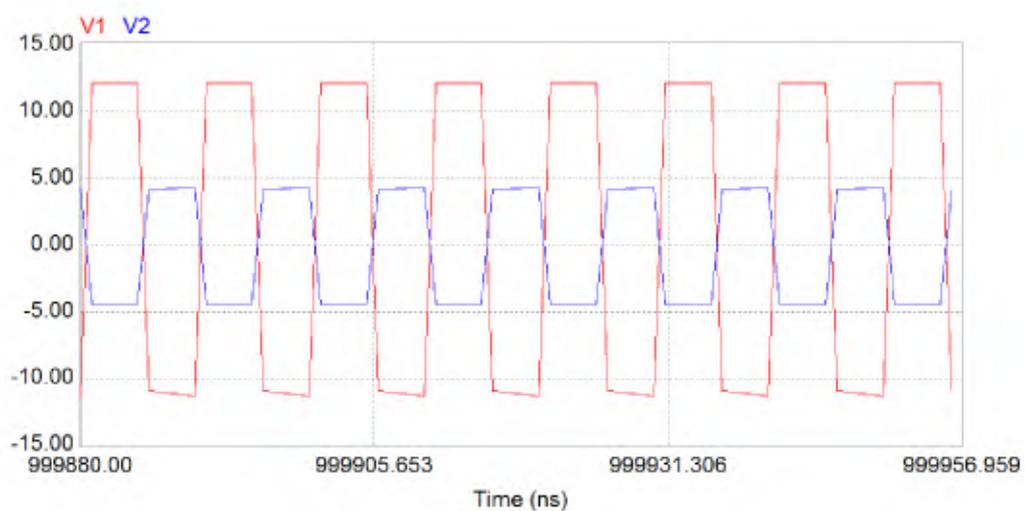


Figure V.12: Forme des tensions du primaire (en rouge) et du secondaire (en bleu) du micro-transformateur réel

Mesure		Mesure	
Time	9.99923e-4	Time	9.99928e-4
V1	1.20000e+1	V1	-1.10966e+1
V2	-4.41537e+0	V2	4.17338e+0

Tableau V.10: Valeurs maximales et minimales mesurées des tensions primaire (en rouge) et secondaire (en bleu)

Nous remarquons que les valeurs des tensions et des courants aux bornes du primaire et du secondaire (figures V.11 et 12) et (tableaux V.9 et 10) sont en accord avec la littérature (voir figure III.5).

### V.2.5. Simulations effectuées sur un micro-convertisseur flyback contenant un micro-transformateur intégré

La figure V.13 présente le circuit électrique contenant le micro-transformateur intégré. La simulation des courants et tensions est effectuée à l'aide du logiciel PSIM6.0. Les paramètres électriques de ce circuit ont été présentés au paragraphe IV.3.

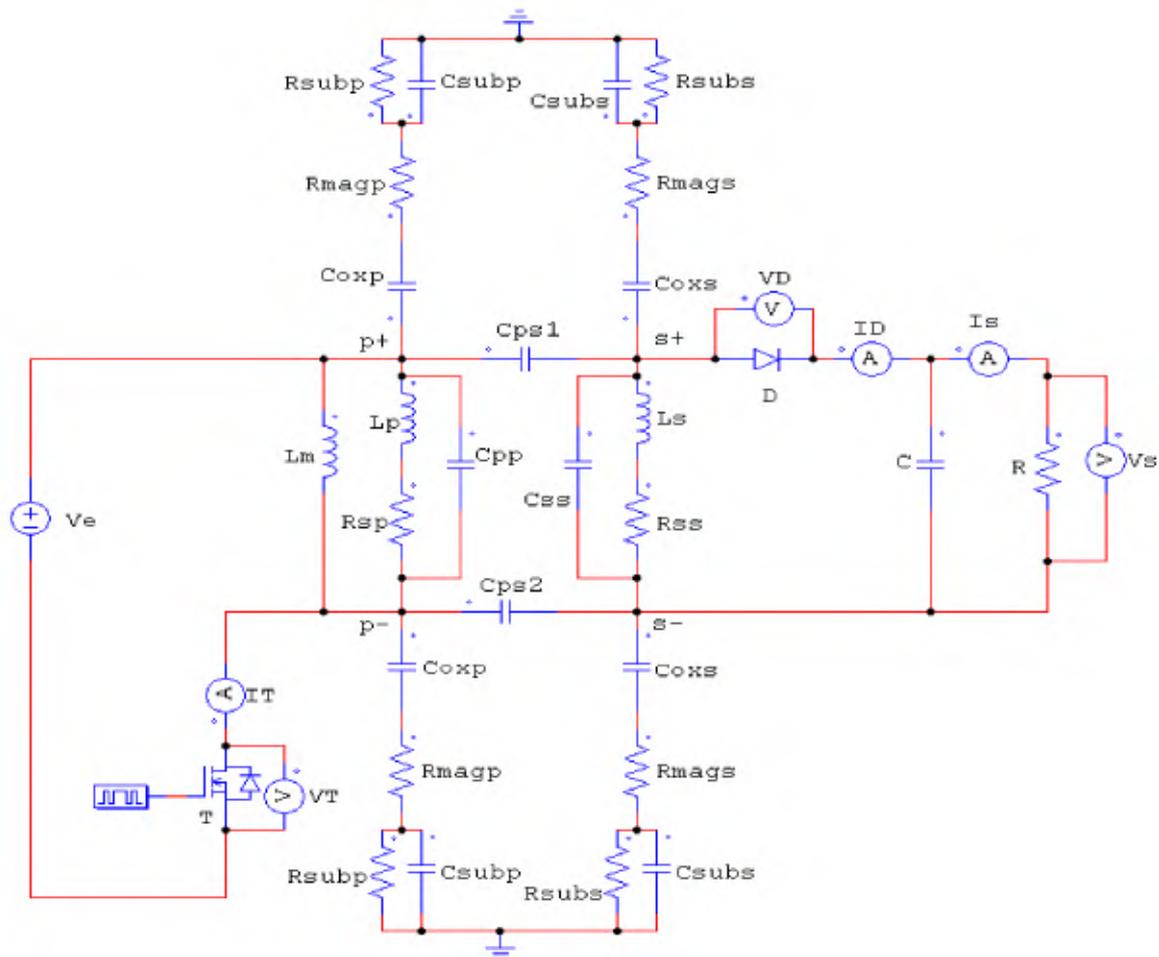
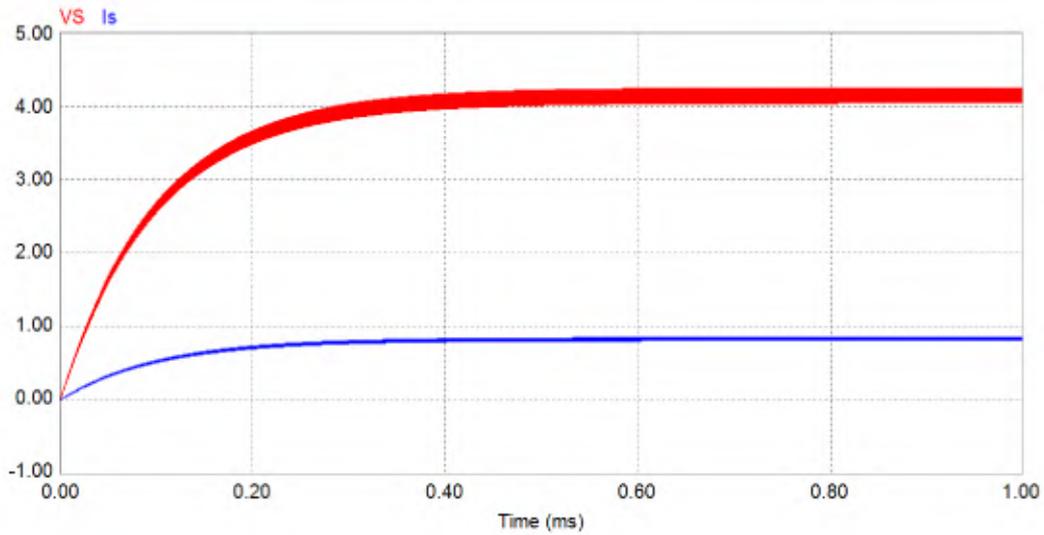


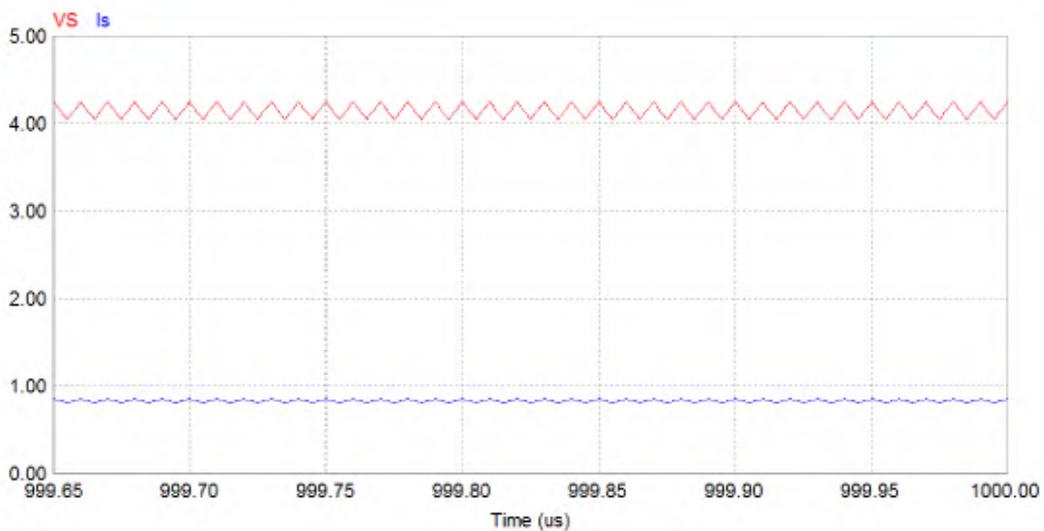
Figure V.13: Micro-convertisseur flyback contenant le micro-transformateur intégré

V.2.5.1. Formes de la tension et du courant de sortie

Les figures ci-dessous (V.14, (a) et (b)) présentent les allures de la tension et du courant de sortie du micro-convertisseur et leur zoom.



(a)



(b)

Figure V.14 : (a) Formes de la tension de sortie (en rouge) et du courant de sortie (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur intégré, (b) Zoom des formes d'ondes

Mesure	
Time	9.99900e-4
VS	4.24744e+0
Is	8.49488e-1

Mesure	
Time	9.99905e-4
VS	4.05134e+0
Is	8.10268e-1

Tableau V.11: Valeurs maximales et minimales mesurées de la tension de sortie (en rouge) et du courant de sortie (en bleu)

Nous remarquons que les niveaux de la tension et du courant de sortie (figure V.14) sont en accord avec ceux contenus dans le cahier des charges. Nous observons là aussi un léger décalage de ces résultats (tableau V.11) avec ceux du cahier des charges.

**V.2.5.2. Formes des courants et tensions aux bornes du transistor et de la diode**

**- Formes des courants du transistor et de la diode**

La figure (V.15) présente l’allure des courants aux bornes de la diode et du transistor.

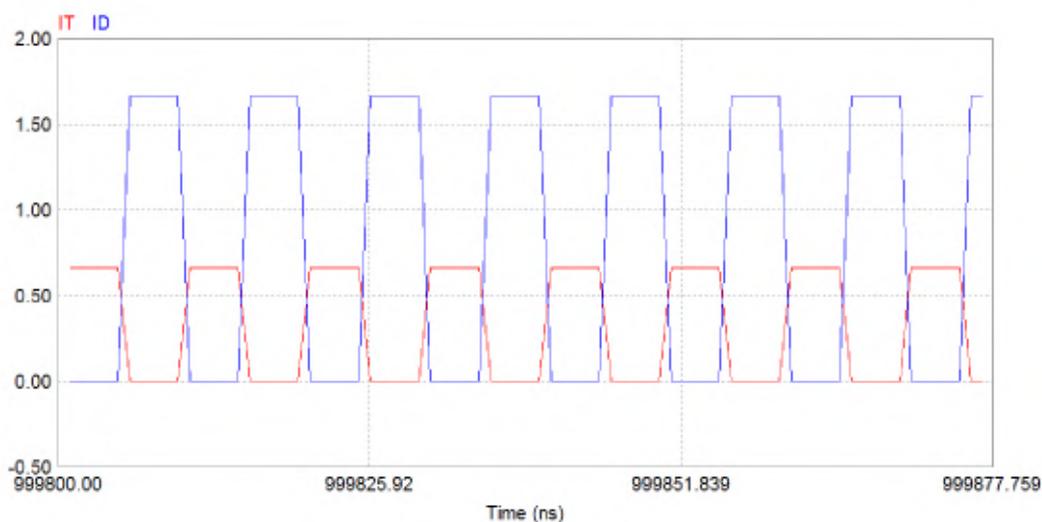


Figure V.15: Formes des courants du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur intégré

Measure		Measure	
Time		Time	
	9.99848e-4		9.99853e-4
IT	2.40449e-6	IT	6.65517e-1
ID	1.66285e+0	ID	-8.92614e-7

Tableau V.12: Valeurs maximales et minimales mesurées des courants du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu)

**- Formes des tensions du transistor et de la diode**

La figure ci-dessous présente les allures de la tension aux bornes de la diode et du transistor.

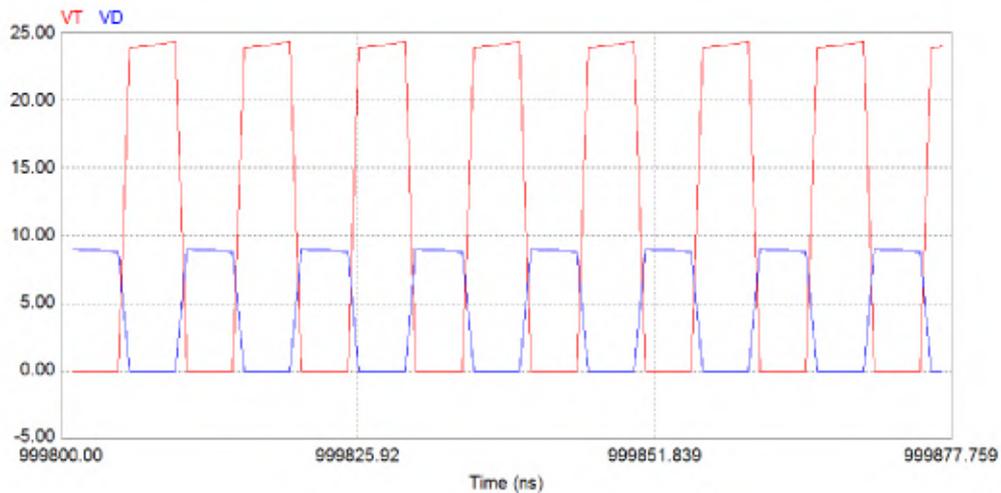


Figure V.16: Formes des tensions du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur intégré

Mesure		Mesure	
Time		Time	
VT	2.42481e+1	VT	6.65504e-6
VD	-1.66278e-5	VD	8.99907e+0

Tableau V.13: Valeurs maximales et minimales mesurées des tensions du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu)

Les valeurs mesurées dans les cas des micro-transformateurs intégré et réel sont très proches. D'autre part, les valeurs des tensions et courants aux bornes du transistor et de la diode (figures V.15 et 16) sont en accord avec la littérature (voir figure III.5), avec cependant un décalage entre ces valeurs (tableau V.12 et 13) et celles du cahier des charges.

### V.2.5.3. Formes des courants et tensions du primaire et du secondaire du micro-transformateur intégré

#### - Formes des courants du primaire et du secondaire

La figure ci-dessous (V.17) présente l'allure des courants au niveau du primaire et du secondaire dans le cas d'un micro-transformateur intégré.

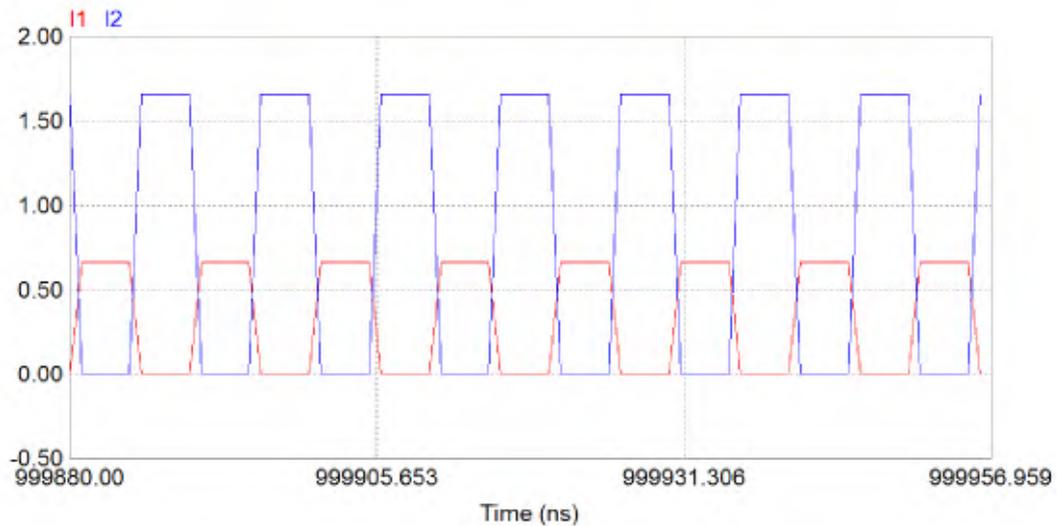


Figure V.17: Formes du courant du primaire (en rouge) et du secondaire (en bleu) du micro-transformateur intégré

Mesure		Mesure	
Time	9.99928e-4	Time	9.99933e-4
I1	2.30909e-6	I1	6.63156e-1
I2	1.65784e+0	I2	-8.50230e-7

Tableau V.14: Valeurs maximales et minimales mesurées des courants primaire (en rouge) et secondaire (en bleu)

- **Formes des tensions du primaire et du secondaire**

La figure ci-dessous présente les allures des tensions au niveau du primaire et du secondaire dans le cas d'un micro-transformateur intégré.

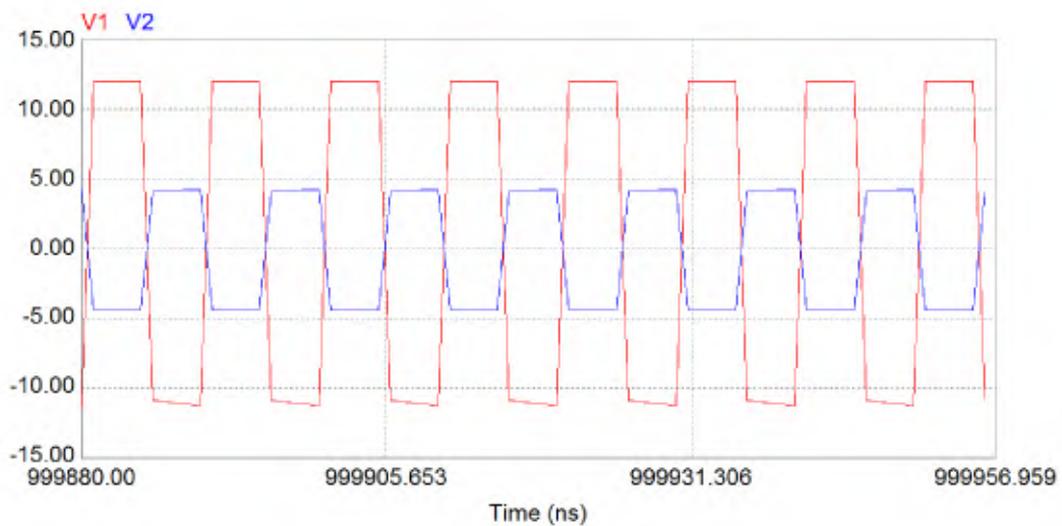


Figure V.18: Forme des tensions du primaire (en rouge) et du secondaire(en bleu) du micro-transformateur intégré

Time	Value
9.99923e-4	V1: 1.20000e+1 V2: -4.41537e+0
9.99928e-4	V1: -1.10966e+1 V2: 4.17338e+0

Tableau V.15: Valeurs maximales et minimales mesurées des tensions primaire (en rouge) et secondaire (en bleu)

Nous remarquons que les valeurs des tensions et des courants aux bornes du primaire et du secondaire (figures V.17 et 18) et (tableaux V.14 et 15) sont en accord avec la littérature (voir figure III.5).

## V.2.6. Comparaison des résultats de simulations

Le tableau ci-dessous regroupe pour comparaison, les résultats issus des simulations présentées dans les paragraphes précédents. Les valeurs des courants et tensions ont été relevées à l'état stationnaire et aux mêmes instants.

Tensions et courants	Micro-transformateur idéal	Micro-transformateur réel	Micro-transformateur intégré
<b>Micro-convertisseur</b>			
$V_S$ (V)	4.91	4.25	4.25
$I_S$ (A)	0.98	0.85	0.85
<b>Transistor</b>			
$V_T$ (V)	24.27	23.12	24.24
$I_T$ (A)	0.76	0.66	0.66
<b>Diode</b>			
$V_D$ (V)	9.65	8.52	8.99
$I_D$ (A)	1.92	1.66	1.66
<b>Inductance primaire</b>			
$V_1$ (V)	12	12	12
$I_1$ (A)	0.76	0.66	0.66
<b>Inductance secondaire</b>			
$V_2$ (V)	4.82	4.17	4.16
$I_2$ (A)	1.92	1.66	1.66

Tableau V.16 : Résultats des simulations effectuées sur les différents micro-transformateurs

Nous remarquons que les résultats obtenus dans le cas du micro-transformateur idéal sont très proches de ceux du cahier des charges, (absence de pertes). Le léger décalage des valeurs des tensions et courants est dû à notre avis, aux chutes de tensions aux bornes de la diode et du transistor du micro-convertisseur. Ceux obtenus pour les

micro-transformateurs intégré et réel sont cohérents mais sont légèrement inférieurs à ceux du cahier des charges. Ceci s'explique encore une fois à notre avis, par les chutes de tensions aux bornes de la diode et du transistor et aussi par les différentes pertes existant dans le micro-transformateur (pertes Joule et fer).

### V.3. REPRESENTATION SPECTRALE DES TENSIONS AUX BORNES DES MICRO-INDUCTANCES DU PRIMAIRE ET DU SECONDAIRE

Pour la représentation spectrale des tensions aux bornes des micro-inductances primaire  $V_1$  et secondaire  $V_2$  dans les trois cas de micro-transformateurs, nous allons procéder à une simulation par PSIM 6.0 en utilisant comme outils la transformée de Fourier rapide FFT (Fast Fourier Transform). Les résultats de simulation, sont représentés par les figures (V.19, 20, 21).

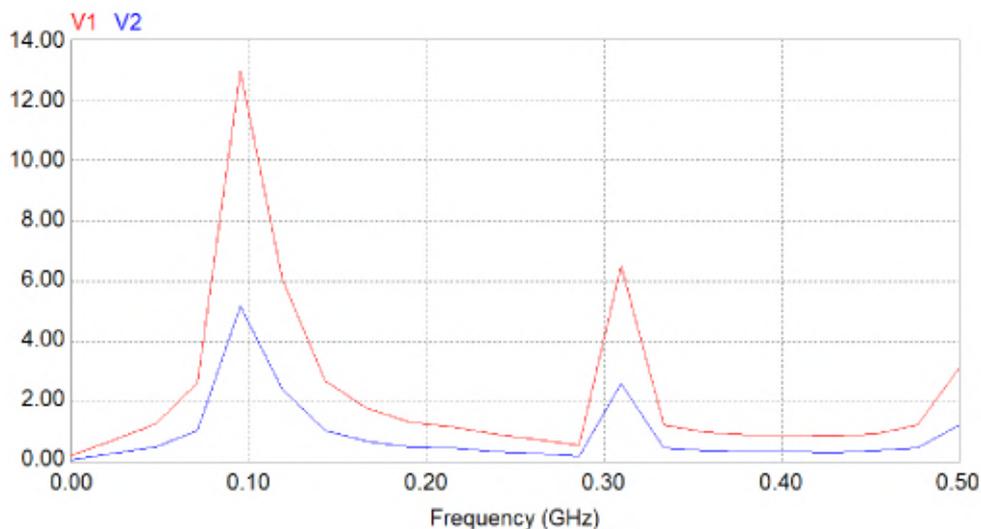


Figure V.19: Représentation spectrale des tensions  $V_1$  et  $V_2$  dans le cas du micro-transformateur idéal

Measure	
Freq.	9.52381e+7
V1	1.29545e+1
V2	5.18180e+0

Tableau V.17: Valeurs mesurées des tensions du primaire (en rouge) et secondaire (en bleu)

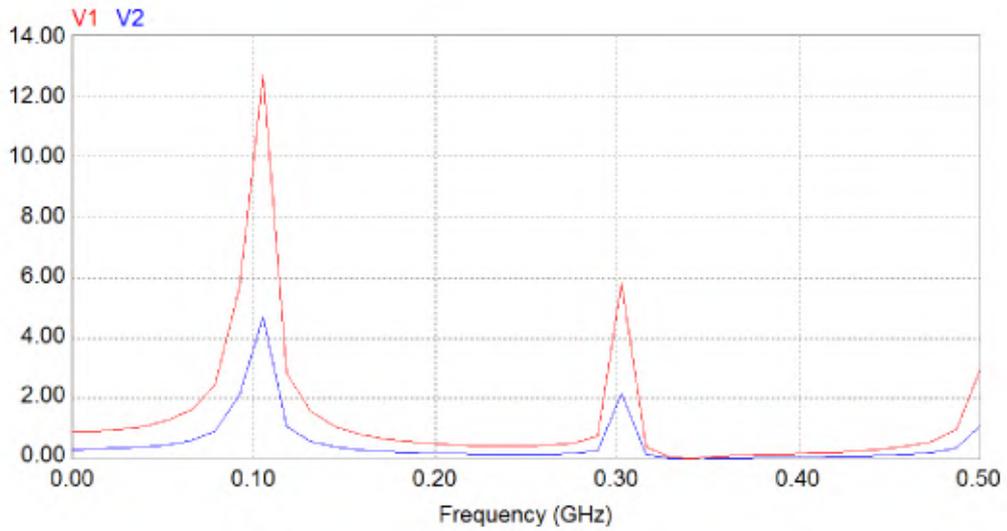


Figure V.20: Représentation spectrale des tensions  $V_1$  et  $V_2$  dans le cas du micro-transformateur réel

Measure	
Freq.	1.04814e+8
V1	1.24467e+1
V2	4.62820e+0

Tableau V.18: Valeurs mesurées des tensions du primaire (en rouge) et secondaire (en bleu)

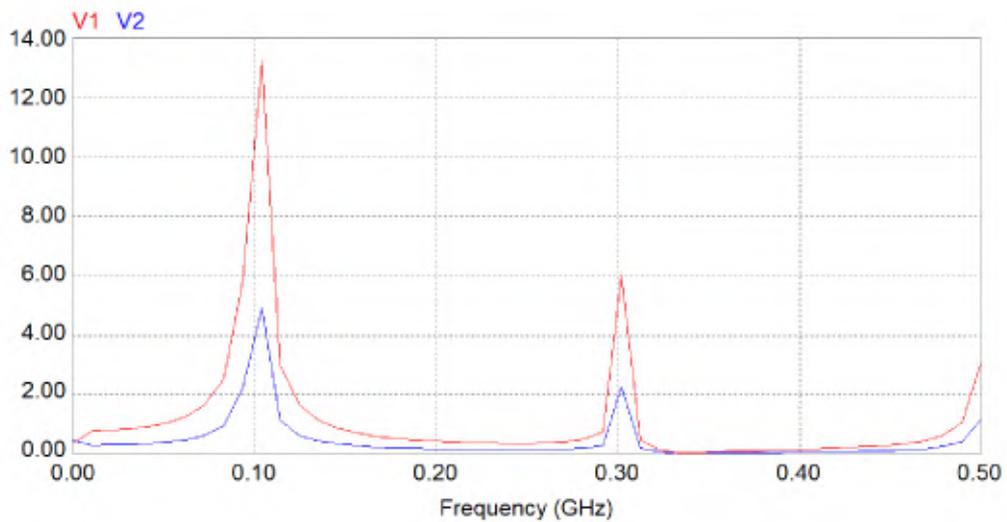


Figure V.21: Représentation spectrale des tensions  $V_1$  et  $V_2$  dans le cas du micro-transformateur intégré

Measure	Value
Freq.	1.03811e+8
V1	1.29950e+1
V2	4.84577e+0

Tableau V.19: Valeurs mesurées des tensions du primaire (en rouge) et secondaire (en bleu)

Cette simulation nous permet de faire la transition du domaine temporel au domaine fréquentiel. Dans les trois cas de micro-transformateurs (idéal, réel et intégré), les tensions aux bornes du primaire  $V_1$  et secondaire  $V_2$  sont bien représentées par des fonctions sinus cardinal dont l'harmonique principale apparait à une fréquence de 100MHz qui représente la fréquence de fonctionnement de notre micro-convertisseur. L'harmonique principale atteint une valeur proche de la valeur calculée, 12 Volts pour la tension du primaire et 5 Volts pour la tension du secondaire.

Nous remarquons que dans les trois cas, l'énergie globale se concentre aux alentours de la fréquence de fonctionnement, soit 100 MHz. Ces simulations nous amènent à déduire que l'approche utilisée pour le dimensionnement du micro-transformateur à donné des résultats très encourageants.

#### V.4. RENDEMENT DU CONVERTISSEUR FLYBACK

Nous définissons le rendement du convertisseur flyback comme étant le rapport entre la puissance utile et la puissance totale (expression V-7). La puissance utile est la puissance apparente à laquelle on soustrait les pertes par effet Joule délivrées par les enroulements et les pertes magnétiques délivrées par le noyau magnétique [Co-3] [Mu-2][Pi-1].

$$\eta = \frac{P_s}{P_s + P_j + P_f} \quad (V-7)$$

La puissance apparente  $P_s$  est donnée par l'expression suivante :

$$P_s = V_s \cdot I_s \quad (V-8)$$

Les pertes Joule  $P_j$  ou pertes cuivre dépendent de la résistance série des enroulements  $R_{seq}$  et de l'intensité des courants qui les traverse. Ces pertes sont proportionnelles au carré de l'intensité (expression V-9).

$$P_j = R_{seq} \cdot I_s^2 \quad (V-9)$$

Les différentes simulations ont concerné les trois micro-convertisseurs de type flyback, l'un comportant un micro-transformateur idéal sans pertes et l'autre un micro-transformateur réel avec des composants source de pertes telles que les inductances de fuites et les résistances séries des deux enroulements. Le dernier (intégré), contient le circuit électrique équivalent du micro-transformateur dont les différents composants ont été déterminés et présentés au paragraphe IV.3.

Nous avons également fait une comparaison des résultats issus des simulations sur les micro-transformateurs réel et intégré.

Le rendement étant un indicateur de performance, ceci nous a conduit à tracer la courbe de son évolution en fonction de la puissance de sortie.

En conclusion, les différents résultats trouvés satisfont au cahier des charges du micro-convertisseur comportant le micro-transformateur intégré. Par conséquent, le modèle proposé du micro-transformateur intégré est tout à fait valide et répond aux exigences de l'intégration en électronique de puissance.

# **Conclusion générale**

# Conclusion générale

Dans le but du concept de modularité et de discrétisation de la chaîne de conversion, il est aujourd'hui essentiel d'aborder les problèmes de miniaturisation des convertisseurs. Les transformateurs planars sont de plus en plus utilisés dans les structures d'électronique de puissance car ils présentent des intérêts majeurs, au niveau de l'encombrement, du rendement et de la méthode industrielle de fabrication.

Les travaux de thèse présentés dans ce mémoire dressent l'état de l'art de la conception d'un micro-transformateur intégré dans un micro-convertisseur de type flyback. La conception de la structure de conversion a pour but l'augmentation de la puissance

commutée par unité de volumique en lien avec l'amélioration du rendement et du packaging, toujours par rapport à l'état de l'art.

Ces travaux, effectués au sein du Laboratoire d'Electronique de Puissance Appliquée à la Faculté de Génie Electrique de l'USTO-MB, dans le groupe IEPM (Intégration pour l'Electronique de Puissance et Matériaux), ont été menés sur plusieurs axes pour concevoir notre micro-transformateur.

Un survol bibliographique sur les domaines d'application, les techniques d'intégration et les divers matériaux utilisés dans l'intégration des composants passifs, nous a permis de situer nos travaux et de saisir la diversité des spécifications et des contraintes dont nous devons tenir compte. La démarche initiale, consistait, à partir d'un cahier des charges à déterminer les points de fonctionnement optimaux vis-à-vis de l'ensemble des paramètres que nous nous étions fixés, telles que la fréquence de commutation, la technologie des composants passifs, les valeurs des composants magnétiques ainsi que leurs topologies. Cette étude couplée aux moyens que nous avons à notre disposition pour concevoir notre micro-transformateur, forment le cœur des deux premiers chapitres de ce mémoire.

A partir des conditions de fonctionnement de notre dispositif, nous avons effectué le dimensionnement géométrique du micro-transformateur (détermination des paramètres géométriques du micro-transformateur). Ces résultats sont les différentes dimensions des circuits électrique et magnétique, c'est l'objet du chapitre III.

Les paramètres géométriques ont été utilisés pour extraire les différents paramètres électriques nécessaires à la mise au point d'un modèle qui prend en compte les éléments parasites, résistifs, capacitifs et inductifs. Ce modèle nous a permis de faire la simulation de l'ensemble de notre micro-transformateur. La série de tests que nous avons menée, qui a demandé l'apprentissage d'un logiciel de simulation multi physiques, nous a renseigné sur la pertinence du matériau magnétique utilisé et sur le comportement fréquentiel de notre micro-transformateur, ceci a fait l'objet du chapitre IV.

Le présent travail est complété dans le cinquième chapitre, par un comparatif du fonctionnement de trois types de micro-transformateurs (idéal, réel et intégré), pour valider notre étude (conception du micro-transformateur). Les simulations effectuées, nous ont permis de visualiser les différentes formes d'ondes des courants et tensions de sortie du micro-convertisseur, les courants et tensions aux bornes du transistor et de la diode et enfin

les courants et tensions aux bornes du primaire et secondaire du micro-transformateur. Les valeurs mesurées dans les cas des micro-transformateurs intégré et réel sont très proches. Cette étude est complétée par le rendement mesuré qui nous a donné une indication sur les performances de notre dispositif.

Comme perspectives, nous envisageons de traiter un autre problème important après le magnétisme, la thermique qui intervient comme un obstacle majeur au dimensionnement et à la conception des composants qu'ils soient actifs ou passifs.

La température a toujours été un paramètre fondamental dans la conception des composants semi-conducteur et depuis quelques années, l'analyse de la dissipation thermique en électronique de puissance connaît un regain d'intérêt en raison du nombre croissant des composants sur des substrats dont les dimensions connaissent une compression en exponentielle. Il est également souhaitable de faire une étude approfondie sur les différents ferrites constituant le noyau magnétique afin de trouver le matériau convenable pour les diverses gammes de fréquences dans tous les domaines d'applications et à tous niveaux de puissances.

# **Annexes**

## ANNEXE A

### GAMMES DE FREQUENCES

Désignation	Symbole	Fréquences	Domaines d'applications
Extrêmement basses fréquences	<b>ELF</b>	3 Hz à 30 Hz	Détection de phénomènes naturels
Supers basses fréquences	<b>SLF</b>	30 Hz à 300 Hz	Communication avec les sous-marins
Ultras basses fréquences	<b>ULF</b>	300 Hz à 3 000 Hz	Détection de phénomènes naturels
Très basses fréquences	<b>VLF</b>	3kHz à 30kHz	Sonar, implants médicaux, communication avec les sous-marins, recherches scientifiques...
Basses fréquences	<b>LF</b>	30kHz à 300kHz	Balises radio, aide à la navigation
Moyennes fréquences	<b>MF</b>	300kHz à 3MHz	Radio AM, service maritime, appareil de recherche de victimes d'avalanche
Hautes fréquences	<b>HF</b>	3MHz à 30MHz	Téléphone, télégraphe et fax, militaire, radiodiffusion, maritime, aéronautique, radioamateur, météo
Très hautes fréquences	<b>VHF</b>	30MHz à 300MHz	Télévision, contrôle du trafic aérien, radio FM, maritime, radioamateur, gendarmerie nationale, pompiers, SAMU, réseaux privés, taxis, militaire, météo, etc.
Ultra hautes fréquences	<b>UHF</b>	300MHz à 3GHz	Télévision, surveillance radar, militaire, GSM, GPS, Wi-Fi, radioamateur, etc.
Super hautes fréquences	<b>SHF</b>	3GHz à 30GHz	liaisons micro-ondes, communication mobiles et satellite, radioamateur, radar météorologique, etc.
Extrêmes hautes fréquences	<b>EHF</b>	30GHz à 300GHz	Réseaux privés, radars anticollision pour automobiles, liaisons vidéo transportables, radioamateur, etc.

Tableau : Bandes de fréquences et domaines d'applications

## ANNEXE B

### FERRITES

Le mot « ferrite » peut désigner :

Au féminin, la **ferrite** ou fer  $\alpha$  : une phase du fer et des aciers ;

Au masculin, le **ferrite** : une céramique ferromagnétique à base d'oxyde de fer. Ce terme est souvent limité aux structures spinelles.

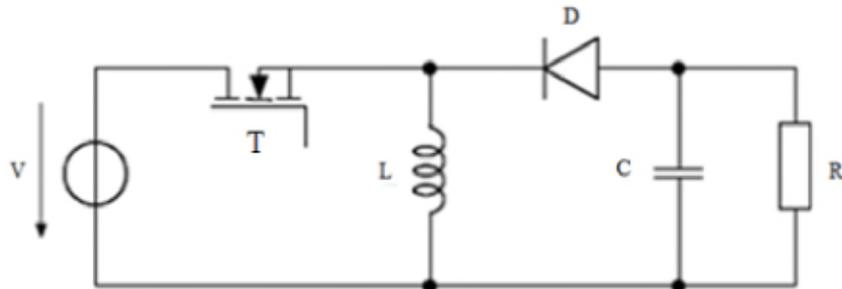
Il existe deux grandes familles de ferrites industrielles : les **ferrites durs** et les **ferrites doux**. Les ferrites durs sont donc employés comme aimants permanents. Les ferrites doux sont utilisés comme noyaux magnétiques faibles pertes pour la réalisation de transformateurs, alimentations à découpage et d'inductances en électronique de puissance. Le ferrite concerne une importante variété de matériaux qui n'ont en commun que le constituant de base (l'oxyde de fer  $\text{Fe}_2\text{O}_3$ ) et la technique de fabrication, le frittage (moulage à chaud et sous pression). Les couples les plus fréquemment associés à l'oxyde de fer sont les couples manganèse-zinc (Mn-Zn) et nickel-zinc (Ni-Zn). Pour limiter les pertes magnétiques, les ferrites sont utilisées dès que la fréquence de travail dépasse 1kHz environ.

En électronique, **une ferrite** désigne parfois par abus de langage une bobine dont le noyau magnétique est constitué de ferrite. Ce type de bobine sert au filtrage des parasites HF d'un signal ou d'une alimentation.

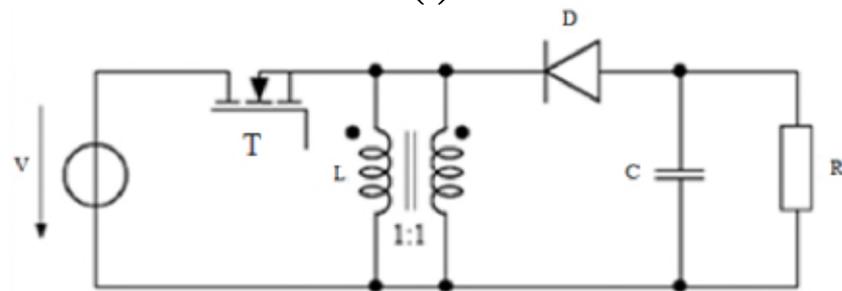
## ANNEXE C

### LE SCHEMA DE BASE DU FLYBACK

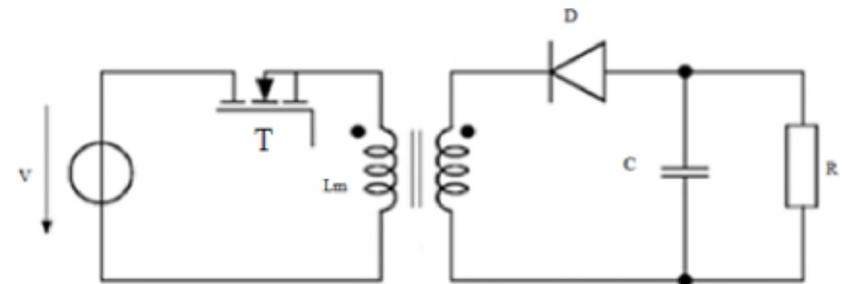
Le montage flyback est basé sur celui du hacheur à stockage inductif (Buck-Boost Converter ou Step Down/Up Converter) [Co-5], comme l'illustre la figure suivante.



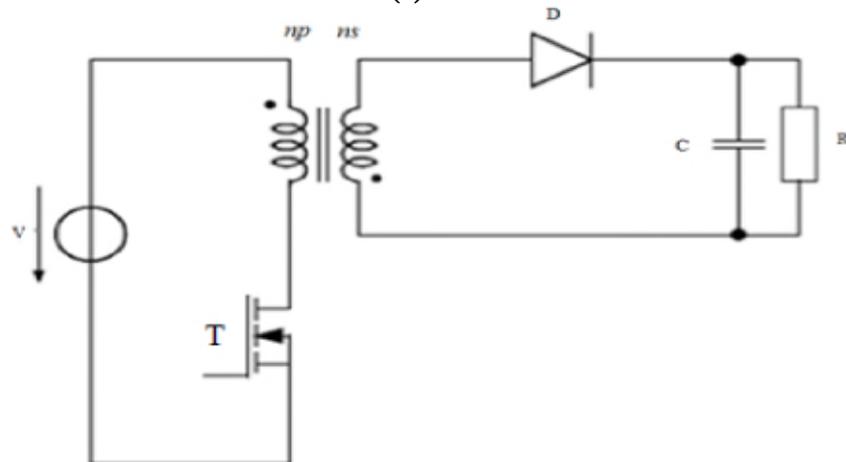
(a)



(b)



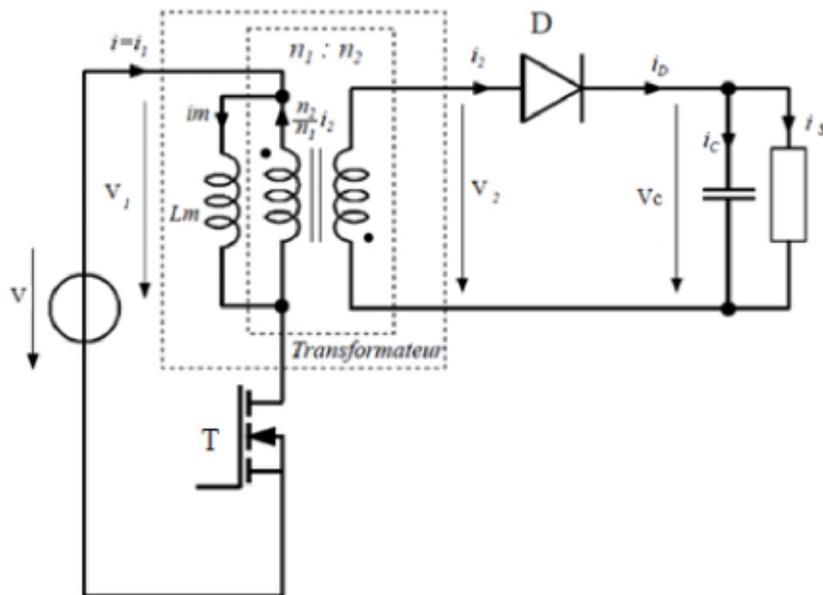
(c)



(d)

Dérivation du convertisseur flyback

La fonction de base de l'inductance est inchangée et la mise en parallèle des bobinages (figure b) est équivalente à un bobinage unique. A la figure (c), la connexion entre les deux bobinages est rompue. Un des bobinages est utilisé lorsque le transistor T conduit tandis que le second est actif lorsque la diode D est conductrice. Le courant totalisé est inchangé entre les figure (b) et (c), cependant le courant est distribué de manière différente. Le courant magnétisant dans le matériau magnétique est en tout point identique dans les deux cas. La figure (d) est fonctionnellement identique à la figure (c). Pour des raisons de simplification pratique, le transistor T est placé de manière à pouvoir utiliser le retour de l'alimentation comme référence. De plus, pour facilité la compréhension, le bobinage secondaire est retourné ainsi que la polarité de la diode. Pour l'analyse de ce montage, on utilisera le modèle illustré à la figure suivante :



Montage flyback avec le modèle du transformateur réel

Lorsque le transistor T conduit, l'énergie délivrée par la source est stockée dans l'inductance magnétisante  $L_m$ . Lorsque la diode conduit, l'énergie stockée est transférée à la charge avec une tension et un courant dont le niveau est défini par le rapport de transformation  $m$ .

## ANNEXE D

### THEORIE FONDAMENTALE DU TRANSFORMATEUR

La théorie des transformateurs est basée sur la loi de Faraday: la force électromotrice induite est égale à la vitesse négative de variation temporelle du flux magnétique à travers le contour. Le courant d'entrée circulant à travers l'enroulement primaire engendre un flux magnétique variable dans le temps, et ce flux variant dans le temps va induire une tension de sortie sortant de l'enroulement secondaire du transformateur. Ainsi, les transformateurs sont des inducteurs qui sont couplés par un circuit magnétique commun, soit deux ou plusieurs enroulements qui relient une partie du flux commun, comme le montre la figure suivante.

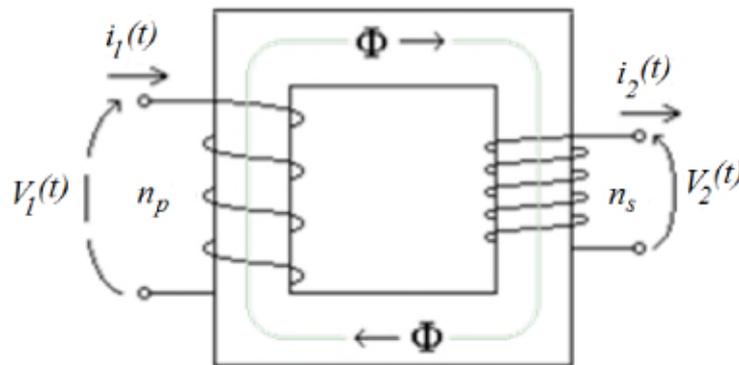


Schéma de principe d'un transformateur

Pour le chemin fermé dans le circuit magnétique, illustré dans la figure précédente, tracé par le flux magnétique, le circuit magnétique peut être exprimé comme suit:

$$n_p \cdot i_1 - n_s \cdot i_2 = \Phi \mathfrak{R}$$

Où  $\Phi$  est le flux magnétique,  $\mathfrak{R}$  est la réluctance du circuit magnétique,  $n_p$ ,  $n_s$  et  $i_1$ ,  $i_2$ , sont les nombres de spires et le courant dans les enroulements primaire et secondaire, respectivement. Selon la loi de Lenz, la force magnétomotrice induite dans l'enroulement secondaire,  $n_s \cdot i_2$  s'oppose à l'écoulement du flux magnétique  $\Phi$  créé par la force magnétomotrice dans l'enroulement primaire  $n_p \cdot i_1$ . La réluctance est définie comme :

$$\mathfrak{R} = \frac{l_{\text{mag}}}{\mu_{\text{mag}} \cdot S_{\text{mag}}}$$

## ANNEXE E

### CONCEPT DES S-PARAMETRES

#### La matrice ABCD d'un transformateur

Considérant le schéma fonctionnel montré ci-dessous.

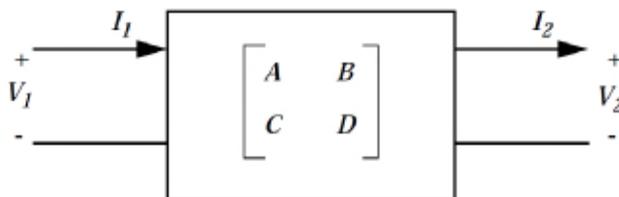


Figure (a) : Représentation du bloc ABCD

Les paramètres A, B, C, D sont définis comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Considérant le transformateur sans résistance et sans capacité et montrant le coefficient de couplage dans la figure ci-dessous.

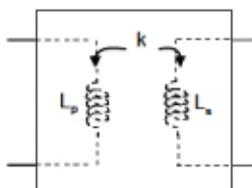


Figure (b) : Transformateur sans pertes

Définissant des tensions et des courants suivant la figure (a), nous pouvons écrire les expressions suivantes :

$$V_1 = L_p \cdot \frac{d}{dt}(I_1) + M \cdot \frac{d}{dt}(I_2)$$

$$V_2 = (-L_s) \cdot \frac{d}{dt}(I_2) + (-M) \cdot \frac{d}{dt}(I_1)$$

Ces équations peuvent être transformées en domaine fréquentiel. Nous pouvons exprimer  $V_1$  et  $I_1$  sous la forme suivante :

$$V_1 = \left(\frac{L_p}{M}\right) \cdot V_2 + (-s) \cdot \left(\frac{L_p \cdot L_s}{M} - M\right) \cdot I_2$$

$$I_1 = \left(-\frac{1}{s \cdot M}\right) \cdot V_2 + \left(-\frac{L_s}{M}\right) \cdot I_2$$

À partir de ces deux équations, Nous pouvons extraire les paramètres A,B,C,D de la matrice:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{L_p}{M} & \left( \frac{L_p \cdot L_s}{M} - M \right) \\ \frac{1}{L_s \cdot M} & \frac{L_s}{M} \end{bmatrix}$$

Combinaison des blocs ABCD

Considérant la cascade suivante de blocs ABCD :

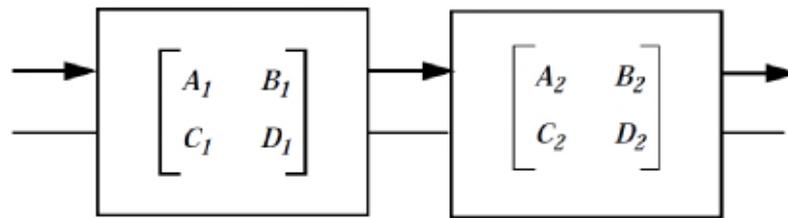


Figure (c) : Combinaison de cascade des blocs ABCD

Nous pouvons montrer assez facilement que la matrice ABCD de cette combinaison est:

$$\begin{bmatrix} A_{eq} & B_{eq} \\ C_{eq} & D_{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix}$$

En utilisant cette propriété, nous pouvons facilement combiner les matrices ABCD pour les composants du circuit électrique avec la matrice ABCD pour le micro-transformateur (figure (d)).

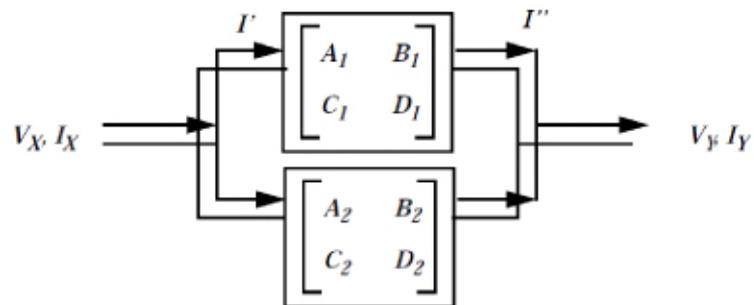


Figure (d) : Combinaison parallèle des blocs ABCD

Nous pouvons écrire les expressions matricielles pour chacun des deux blocs, ayant pour résultat les quatre équations suivantes :

$$V_x = A_1 \cdot V_y + B_1 \cdot I''$$

$$I' = C_1 \cdot V_y + D_1 \cdot I''$$

$$V_x = A_2 \cdot V_y + B_2 \cdot (I_y - I'')$$

$$I_x - I' = C_2 \cdot V_y + B_2 \cdot I''$$

Eliminant  $I'$  et  $I''$  de ces équations, nous pouvons exprimer  $V_x$ ,  $I_x$  sous la forme suivante :

$$V_x = \frac{(A_1 \cdot B_2 + A_2 \cdot B_1)}{B_1 + B_2} V_y + \frac{(B_1 \cdot B_2)}{B_1 + B_2} I_y$$

$$I_x = \frac{((C_1 + C_2) \cdot (B_1 + B_2) + (D_1 - D_2) \cdot (A_2 - A_1))}{B_1 + B_2} V_y + \frac{(D_2 \cdot B_1 + D_1 \cdot B_2)}{B_1 + B_2} I_y$$

A partir de ces expressions, nous pouvons facilement identifier la matrice ABCD équivalente comme :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(A_1 \cdot B_2 + A_2 \cdot B_1)}{B_1 + B_2} & \frac{(B_1 \cdot B_2)}{B_1 + B_2} \\ \frac{((C_1 + C_2) \cdot (B_1 + B_2) + (D_1 - D_2) \cdot (A_2 - A_1))}{B_1 + B_2} & \frac{(D_2 \cdot B_1 + D_1 \cdot B_2)}{B_1 + B_2} \end{bmatrix}$$

#### - S-paramètres

Premièrement, nous calculons les matrices ABCD pour chaque bloc.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_\alpha = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{j\omega C_{oxp}} + R_{magp} + \frac{R_{subp}}{1+j\omega R_{subp} C_{subp}} & 1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_\beta = \begin{bmatrix} 1 & R_{sp} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_\gamma = - \begin{bmatrix} \frac{L_p}{M} & j\omega \left( \frac{L_p \cdot L_s}{M} - M \right) \\ \frac{1}{j\omega M} & \frac{L_s}{M} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_\delta = \begin{bmatrix} 1 & R_{ss} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_\epsilon = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{j\omega C_{oxs}} + R_{mags} + \frac{R_{subs}}{1+j\omega R_{subs} C_{subs}} & 1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_\phi = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{j\omega C_{ps}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Avec,  $M = k \cdot \sqrt{L_p \cdot L_s}$

Ensuite, nous combinons les blocs  $\alpha, \beta, \gamma, \delta, \varepsilon, \varphi$  en cascade:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_I = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_\alpha \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_\beta \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_\gamma \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_\delta \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_\varepsilon \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_\varphi$$

Puis, nous combinons le grand bloc intermédiaire I avec le bloc  $\varphi$  en parallèle. La matrice finale F du micro-transformateur est donnée ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_F = \frac{1}{B_I + B_\varphi} \cdot \begin{bmatrix} A_I B_\varphi + A_\varphi B_I & B_I \cdot B_\varphi \\ (C_I + C_\varphi) \cdot (B_\varphi + B_I) + (D_I - D_\varphi) \cdot (A_\varphi - A_I) & D_\varphi B_I + D_I B_\varphi \end{bmatrix}$$

Finalement, nous pouvons convertir les paramètres A, B, C, D en S-paramètres tel que:

$$S_{11} = \frac{A_F + \frac{B_F}{Z_0} - C_F \cdot Z_0 - D_F}{A_F + \frac{B_F}{Z_0} + C_F \cdot Z_0 + D_F}$$

$$S_{12} = \frac{2 \cdot (A_F \cdot D_F - (B_F \cdot C_F))}{A_F + \frac{B_F}{Z_0} + C_F \cdot Z_0 + D_F}$$

$$S_{21} = \frac{2}{A_F + \frac{B_F}{Z_0} + C_F \cdot Z_0 + D_F}$$

$$S_{22} = \frac{-A_F + \frac{B_F}{Z_0} - C_F \cdot Z_0 + D_F}{A_F + \frac{B_F}{Z_0} + C_F \cdot Z_0 + D_F}$$

$Z_0$  est l'impédance caractéristique ( $Z_0=50 \Omega$ ).

A partir des S-paramètres, nous pouvons déterminer les Z-paramètres, tel que :

$$Z_{11} = Z_0 \cdot \frac{(1 + S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) + S_{21} \cdot S_{12}}{(1 - S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) - S_{21} \cdot S_{12}}$$

$$Z_{12} = Z_0 \cdot \frac{2 \cdot S_{12}}{(1 - S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) - S_{21} \cdot S_{12}}$$

$$Z_{21} = Z_0 \cdot \frac{2 \cdot S_{21}}{(1 - S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) - S_{21} \cdot S_{12}}$$

$$Z_{22} = Z_0 \cdot \frac{(1 - S_{11}) \cdot (1 + S_{22}) + S_{21} \cdot S_{12}}{(1 - S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) - S_{21} \cdot S_{12}}$$

## ANNEXE F

### ONDULATION DE LA TENSION DE SORTIE

Nous limitons l'ondulation de la tension de sortie par un condensateur. D'après la loi des nœuds, nous savons que:

$$i_2(t) = i_c(t) + i_s(t)$$

En considérant le courant de sortie constant ( $i_s(t) = I_s$ )

$$i_c(t) = i_2(t) - I_s$$

De 0 à  $\alpha T$ , la diode est bloquée, nous sommes encore en phase de déchargement.

De  $\alpha T$  à  $T$ , nous avons affaire à un circuit RLC, nous avons donc un chargement du condensateur jusqu'à une certaine valeur  $V_{smax}$ . Au moment où  $i_2(t)$  devient nul,  $i_c(t) = I_s$ , on a alors :

$$C \frac{dV_s}{dt} = i_c(t) \Leftrightarrow C \frac{|\Delta V_s|}{\Delta t} = I_s$$

$\Delta t$  correspond au temps de décroissance de  $V_s$

# **Bibliographie**

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

---

### A

- [Ag-1] J. Aguilera, R. Berenguer, «Design and test of integrated inductors for RF applications», Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [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», IEEE Transactions on Power Electronics, 11(2):239–245, March 1996.
- [Ah-2] C.H. Ahn, M.G. Allen, « A new toroidal-meander type integrated inductor with a multilevel meander magnetic core», IEEE Transactions on Magnetics, 30(1):73-79, January 1994.
- [Ah-3] B. Ahmadi, « Composant magnétique intégré en alliage FeNiCrCu pour l'électronique de puissance », Thèse de Doctorat, Institut polytechnique de Grenoble, France, 10 Novembre 2010.
- [Al-1] C. Almeida, «Monolithic RF transformers on CMOS technologies», Instituto Superior Técnico, Lisboa, Portugal, 2010.
- [Ar-1] P. Artillan, «Design, modelization and realization of integrated inductive components for low power supplies and microsystems», Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées (INSA) de Toulouse, France, 27 novembre 2008.
- [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.

- [Az-1] S. Azzopardi, « Electronique pour la conversion de l'énergie », Ecole Nationale Supérieure d'Electronique, Informatique, Télécommunication, Mathématique et Mécanique de Bordeaux, France, 2011.

## **B**

- [Ba-1] C. Baoxing, J. Wynne, R. Klinger, «High speed digital isolators using microscale on-chip transformers», *Elektronik Magazine*, July 22, 2003.
- [Ba-2] C. Baoxing, «Fully integrated isolated DC-to-DC converter and half bridge gate driver with integral power supply», 1st International Workshop on Power Supply on Chip, Cork, Ireland, 2008.
- [Ba-3] C. Baoxing « On chip transformers facilitate integration for isolated power supplies», Wilmington, United States of America, 2010.
- [Be-1] F. Beauclair, J.P. Delvinquier, J.P. Gros, «Transformateurs et inductances », *Techniques de l'Ingénieur*.
- [Bi-1] J. Biela, J. W. Kolar, «Analytic design method for (Integrated) transformers of resonant converters using extended fundamental frequency analysis», Power Electronic Systems Laboratory, Zürich, Switzerland.
- [Bo-1] V. Boyer, N. Godefroy, « Alimentation à découpage flyback », M1-IUP GEII, Université Joseph Fourier, Grenoble, France.
- [Bo-2] N. Bouhalli, « Etude et intégration de convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés et magnétiquement couplés », Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, France, 11 Décembre 2009.
- [Bo-3] J.M. Boggetto, « Contribution à l'intégration d'une inductance sur silicium et étude de son convertisseur synchrone associé », Thèse de Doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, France, 2003.
- [Bo-4] J.M. Boggetto, Y. Lembeye, J.P. Ferrieux, Y. Avenas, «Micro fabricated power inductors on silicon», PESC IEEE Conférence, vol.3, pp 1225-1229, 2002.
- [Bo-5] I. Bouhadda, O. De Sagazan, « Technologies pour la réalisation de microcanaux intégrés dans des dispositifs électroniques », Rennes, France.
- [Br-1] M. Brunet, T. O'Donnell, J. O'Brien, P. McCloskey, S.C. O'Mathuna, «Thick photoresist development for the fabrication of high aspect ratio magnetic coils», *Journal of Micromechanics and Microengineering*, (12): 442–449, June 2002.
- [Bu-1] J. N. Burghartz, «Spiral inductors on silicon-status and trends», *Int. J. RF Microwave Computer-Aided Eng.*, vol. 8, pp. 422-432, Nov. 1998.

## **C**

- [Ca-1] S. Candolfi, « Conception des transformateurs de puissance moyenne fréquence », Projet de Master, Université de Laval, Québec, Canada, 19 janvier 2012.
- [Ca-2] P. Castillo, «Magnetics design specification, performance and economics», *Applications Engineer Datatronics*.
- [Ch-1] N. Chomnawang, J.B. Lee, W.A. Davis, « Surface micro-machined arch-shape on-chip 3-D solenoid inductors for high-frequency applications», *Journal of Microlithography, Microfabrication and Microsystems*, 2(2):275–281, October 2003.

- [Ch-2] R. Charles, S. Prabhakaran, P. Dhagat, Y. Sun, «Thin film inductors designs and materials for high-current low-voltage power», 2nd International Symposium on High-Frequency Micro magnetic Devices and Materials, pages 1–2, 2003.
- [Ch-3] P.B. Christophe, «Switch-mode Power Supplies: SPICE Simulations and Practical Designs», McGraw-Hill, 2008.
- [Ch-4] L. Chusseau, «Hyperfréquence, Paramètres S — Antennes», Centre d'Electronique et de Microélectronique, Université de Montpellier II, France, 20 janvier 2005.
- [Cl-1] P. Clement, E. Llobet, « Le RF sputtering comme outils pour le traitement plasma et la décoration des NTC avec des nanoparticules de métal : Application à la détection de gaz », MINOS-EMaS DEEA, Tarragone, Espagne.
- [Co-1] S. Couderc, «Etude de matériaux doux à forte aimantation et à résistivité élevée pour les radio-fréquences. Applications aux inductances spirales planaires sur silicium pour réduire la surface occupée», Thèse de Doctorat, Université de Limoges, France, 2006.
- [Co-2] S. Coorevits, « Dimensionnement optimal de convertisseurs continu-continu isolés par la méthode des plans d'expériences », Université de Mons, Belgique, 2011.
- [Co-3] V. Costan, « Convertisseurs parallèles entrelacés : Etude des pertes fer dans les transformateurs inter-cellules », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 18 octobre 2007.
- [Co-4] J. C. Costa, «Analysis of integrated transformers and its application to RFIC design», Barcelona University, Spain, October 2002.
- [Co-5] M. Correvon, « Systèmes électroniques, alimentations à découpage à transformateur », Haute Ecole Spécialisée de Suisse Occidentale.
- [Co-6] F. Costa, A. Cunière, « Extension de la plage de fonctionnement à rendement élevé des alimentations à découpage », JEEA ENS Cachan – Antenne de Bretagne « Energie et développement durable », 14 et 15 mars 2007.
- [Co-7] B. Cogitore, « Optimisation du refroidissement des transformateurs Planar/PCB », G2ELab et Centre de R&D de Microspire à Moirans, France, Juin 2011.
- [Co-8] L. Collot, « Étude de nouvelles architectures de filtres RF intégrés dans le contexte de la radio opportuniste », Thèse de Doctorat, Université de Limoges, France, novembre 2011.

## **D**

- [Da-1] X. Daoxian, «Characterization and modeling of microwave spiral inductors and transformers», Doctoral Thesis, Peking University, China, 2005.
- [Da-2] G. Daveau, « Filtres hybrides intégrés pour l'électronique de puissance », Université Montpellier II, France, 17 juin 2005.
- [Db-1] J. Deberle, «L'aluminium dans les transformateurs de distribution», RGE, No. 2, pp. 81-88. Février 1982.
- [De-1] M. Derkaoui, «Intégration d'une micro-bobine spirale carrée dans un micro-convertisseur DC-DC de type Buck », Thèse de Magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran MB, Algérie, 2010.
- [De-2] M. Derkaoui, A. Hamid, T. Lebey, R. Melati, « Design and modeling of an

- integrated micro-transformer in a flyback converter», *Telecommunication, Computing, Electronics and Control, TELKOMNIKA, SCOPUS Vol.11, N° 4*, pp. 669~682, December 2013. ISSN: 1693-6930
- [De-3] M. Derkaoui, A. Hamid, A. Melati, A. Khelif, «Dimensionnement d'une micro-bobine intégrée dans un micro-convertisseur », 1<sup>ère</sup> Conférence Internationale sur l'Electronique de Puissance et les Entraînements Electriques ICPEED'10, 26-27 octobre 2010, USTO, Algerie.
- [De-4] M. Derkaoui, R. Melati, A. Hamid, «Modeling of a planar inductor for converters low power», *Global Conference on renewables and Energy Efficiency for Desert Regions GCREEDER'11*, 26-28 Avril 2011, Amman, Jordanie.
- [De-5] O. Deleage, « Conception, réalisation et mise en œuvre d'un micro-convertisseur intégré pour la conversion DC/DC », Thèse de Doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, France, 5 Novembre 2009.
- [Du-1] A. Duluzaux, «Pertes supplémentaires dans les conducteurs pour forte intensité par effet de peau et de proximité», *Collection Technique de Schneider Electric, Edition N° 83*, pp. 4-19, Janvier 1977.

## **E**

- [El-1] O. El-Gharniti, E. Kerhervé, J-B. Bégueret, P. Jarry, « Modélisation et caractérisation des transformateurs intégrés sur silicium », CNRS UMR 5818 - ENSEIRB – Université Bordeaux 1, France, Mai 2005.
- [El-2] M. El-Achkar, «Conception d'un micro-actionneur magnétique à grande échelle pour les expériences de commande».
- [El-3] A. El Khadiry, «Intégration monolithique sur silicium d'une cellule de type "aiguilleur de courant" application à la conversion d'énergie», LAAS, LAPLACE, Toulouse, France.
- [Er-1] V. Ermolov, T. Lindström, H. Nieminen, M. Olsson, M. Read, T. Ryhanen, S. Silanto, S. Uhrberg. «Microreplicated RF toroidal inductor». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(1):29– 37, January 2004.
- [Es-1] 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*, Vol 2, 2003.
- [Es-2] B. Estibals , A. Salles, «Design and realization of integrated inductor with low DC-resistance value for integrated power applications», *HAIT Journal of Science and Engineering B*, Vol. 2, Issues 5-6, pp. 848-868, 2005.
- [Es-3] B. Estibals, C. Alonso, A. Salles, J. Schanen, R. Perret, «Validation d'outils de simulation d'éléments inductifs pour convertisseur statique intégré», France.
- [Es-4] B. Estibals, « Conception, réalisation et caractérisation de micro-miroirs à déflexion localisée appliqués aux télécommunications optiques », Thèse de Doctorat, LAAS-CNRS, Toulouse, France, 19 Décembre 2002.
- [Ey-1] P. H. Eyoum, « Conception d'un amplificateur de faible bruit basé sur l'optimisation et l'intégration d'une micro-inductance », Université du Québec, Canada, Mai 2008.
- [Ez-1] A. S. Ezzulddin, M. H. Ali, M.S. Abdulwahab, « On-chip RF transformer performance improvement technique », *Eng. & Tech. Journal*, Vol.28,

- [Ha-2] E. Haddad, «Conception, réalisation et caractérisation d'inductances intégrées haute fréquence », Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard de Lyon, France, 23 novembre 2012.
- [Ho-1] I.W. Hofsjager, J.A. Ferreira, J.D. Van Wyk, «Optimised planar LCT components», PESC IEEE Conférence, vol.2, pp 1157-1163, juin 1997.
- [Ho-2] H. Hoshino, K. Okada, H. Onodera, «Design optimization methodology of on-chip spiral inductor», Sakyo-ku, Kyoto, 606-8501, Japan.

## I

- [Ie-1] Equipe IEPM (Intégration pour l'électronique de Puissance et Matériaux), Laboratoire d'Electronique de Puissance Appliqué LEPA, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf USTO-MB, Algérie, et l'équipe MDCE (Matériaux Diélectriques pour la Conversion de l'énergie), Laboratoire Laplace, Toulouse, France, Avril 2014.

## J

- [Je-1] M. Jean-Philippe, « Lignes coplanaires ferromagnétiques sur silicium pour applications micro-ondes », Université Joseph Fourier, Grenoble, France, 2006.
- [Ji-1] C. Jiao, W. Gao, Z. Yu, «Compact model for RF CMOS differential transformers up to 30 GHz», Tsinghua University, Beijing, China, 2005.
- [Jo-1] E.C.W de Jong, J.A. Ferreira, P. Bauer, «3D integration with PCB Technology», Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE.
- [Jo-2] E. C. W. Jong, B. J. A. Ferreira, P. Bauer, «Toward the Next Level of PCB Usage in Power Electronic Converters», IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, No. 6. (November 2008), pp. 3151-3163.
- [Jo-3] C. Joubert, «Du composant au système : quelques exemples d'intégration en électronique de puissance», Université Montpellier II, France, 2003.
- [Ju-1] J.H. Jung, J.M. Choi, J.G. Kwon, «Design methodology for transformers including integrated and center-tapped structures for LLC resonant converters», Journal of Power Electronics, Vol. 9, No. 2, March 2009.

## K

- [Ke-1] D. Kehrer, «Design of monolithic integrated lumped transformers in silicon-based technologies up to 20 GHz», Vienna University, Austria, December 2000.
- [Ki-1] Kiat T. Ng, Behzad Rejaei, Joachim N. Burghartz, «Substrate effects in monolithic RF transformers on silicon», IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 1, January 2002.
- [Ko-1] Y. K. Koutsoyannopoulos, «Systematic analysis and modeling of integrated inductors and transformers in RF IC design», Analog and Digital Signal Processing, Vol. 47, No. 8, August 2000.

## L

- [La-1] K. Laouamri, J-P. Ferrieux, S. Catellani, J. Barbaroux, « Modeling and analysis of wound integrated LCT structure for single stage resonant PFC rectifier », IEEE transactions on Power Electronics, vol.18, issue 1, part 1, pp256-269, janvier 2003.
- [La-2] K. Laouamri, « Contribution à l'intégration des composants passifs d'une

- alimentation à découpage », Thèse de Doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, France, 2001.
- [La-3] D.K. Lai, « Contribution à l'optimisation du dimensionnement de composants passifs intégrés pour l'électronique de puissance », Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, France, 16 Décembre 2010.
- [La-4] D.K. Lai, « Estimation des pertes cuivre dans les composants magnétiques planar- Application au LCT », pp.1-6, Décembre 2008.
- [La-5] Q. Laurent, Y. Heinrich, « Réalisation d'un convertisseur Flyback », Projet ENPU, INSA, Strasbourg, France.
- [Le-1] B. Leite, « Design and modeling of mm-wave integrated transformers in CMOS and BiCMOS technologies », Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux, France, 22 Novembre 2011.
- [Le-2] J.Y. Le Chenadec, « Alimentation à découpage, étude, choix et dimensionnement des alimentations à découpage usuelles », Strasbourg, France.
- [Li-1] X. Liu, S. Y. Ron Hui, « Equivalent circuit modeling of a multilayer planar winding array structure for use in a universal contactless battery charging platform », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 1, January 2007.
- [Lo-1] J. M. Lopez-Villegas, J. Samitier, C. Cane, P. Losantos, J. Bausells, « Improvement of the quality factor of RF integrated inductors by layout optimization », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 48, 2000.
- [Lo-2] J. R. Long, « Monolithic transformers for silicon RF IC design », IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 35, No. 9, September 2000.

## **M**

- [Ma-1] S.J. Marais, J.A. Ferreira, J.D. Van Wyk, « Integrated filters for switch-mode power supplies », IAS IEEE, vol.1, pp 809-816, October 1995.
- [Ma-2] X. Margueron, « Elaboration sans prototypage du circuit équivalent de transformateurs de type planar », Thèse de Doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, France, 23 octobre 2006.
- [Ma-3] Y. Maycvskiy, « Analysis and modeling of monolithic on-chip transformers on silicon substrates », Master Thesis, Oregon State University, United States of America, 10 June 2005.
- [Me-1] L. Ménager, « Contribution à l'intégration des convertisseurs de puissance en 3D », Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, 2008.
- [Me-2] R Melati, A. Hamid, T. Lebey, « Modeling and dimensioning of a planar inductor for a monolithic integration », APPEEC'11 Proceedings of the 2011 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference ,IEEE xplore, 2011.
- [Me-3] R. Melati, A. Hamid, T. Lebey, Derkaoui, « Design of a new electrical model of a ferromagnetic planar inductor for its integration in a micro-converter », Mathematical and Computer Modelling, Vol 57, pp 200–227, Janvier 2013.
- [Me-4] R. Melati, A. Hamid, M. Derkaoui, « Conception d'une nouvelle approche pour réduire les pertes substrat dans une inductance planaire « L'approche du Dopage », 1<sup>ère</sup> Conférence Internationale sur l'Electronique de

- Puissance et les Entraînements Electriques ICPEED'10, 26-27 octobre 2010, USTO, Algerie.
- [Me-5] R. Melati, A. Hamid, M. Derkaoui, A. Namoune, «Influence of the geometrical parameters of chip spiral inductor on its inductive behavior », 2<sup>nd</sup> International Conference on Power Electronics and Electrical Drives ICPEED'12, December 11-12, 2012, Oran, Algeria.
- [Me-6] R. Melati, «Conception d'un nouveau modèle d'inductance intégrée », Thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf USTO-MB, Algérie, 2013.
- [Me-7] M. Rabia, H. Azzedine, T. Lebey, «Modeling and dimensioning of a planar inductor for a monolithic integration», University of Science and Technology of Oran USTO-MB, Algeria, and LAPLACE, Université Paul Sabatier, Toulouse, France, 2011.
- [Mo-1] S. S. Mohan, «The design, modeling and optimization of on-chip inductor and transformer circuit», Doctoral Thesis, Stanford University, California, United States of America, 1999.
- [Mo-2] S. S. Mohan, M. Hershenson, S. P. Boyd, T. H. Lee, «Simple accurate expressions for planar spiral inductances», IEEE Journal of Solid-State circuits, 34, (10), 1999.
- [Mu-1] S. Musunuri, P. L. Chapman, J. Zou, C. Liu, «Design issues for monolithic DC-DC converters», IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 20, No. 3, May 2005.
- [Mu-2] B. Multon, « Composants passifs (Magnétiques et Capacitifs) de l'électronique de puissance », Ecole Nationale Supérieure ENS de Cachan, France, Mars 2008.
- [Mu-3] B. Multon, « Modèles électriques du transformateur électromagnétique », Revue 3EI, Décembre 1997.

## N

- [Na-1] H. Nakazawa, M. Edo, Y. Katayama, M. Gekinozu, S. Sugahara, Z. Hayashi, K. Kuroki, E. Yonezawa, K. Matsuzaki, «Micro-DC/DC converter that integrates planar inductor on power IC», Magnetics, IEEE Transactions on, Volume 36, Issue 5, Part 1, September 2000.
- [Ng-1] N. M. Nguyen, R. G. Meyer, «Si IC-compatible inductors and LC passive filters», IEEE Journal of Solid-State Circuits. Pp. 1028-1031. N° 25, 1990.
- [Ng-2] D. Q. Nguyen, « Etude de matériaux ferroélectriques à base de titanate de baryum. Application à l'intégration de composants passifs en électronique de puissance », Thèse de Doctorat, Université Toulouse III – PAUL SABATIER, France, Mars 2006.
- [Ni-1] A. Nieuwoudt, Y. Massoud, «Variability-aware multilevel integrated spiral inductor synthesis», IEEE Transactions On Computer-Aided Design Of Integrated Circuits And Systems, Vol. 25, No. 12, December 2006.
- [No-1] A. Noury, N. Izard, X. Leroux, P. Altuntas, L. Vivien, E. Gaufrés, «Intégration sur substrat SOI des nanotubes de carbone : Caractérisation optique et électrique », Université Paris-Sud 11, Orsay, France, Et Université de Montréal, Québec, Canada.

## O

- [Oo-1] B.L. Ooi, D.X. Xu, P.S. Kooi, «A comprehensive explanation on the high quality characteristics of symmetrical octagonal spiral inductor», IEEE

- Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp.259–262, 2003.
- [Or-1] B. Orlando, «Conception, réalisation et analyse de micro-inductances intégrées avec matériaux ferromagnétiques doux. Applications aux inductances pour la conversion de puissance continue-continue et aux inductances variables MEMS pour circuits micro-ondes reconfigurables», Thèse de Doctorat, Université de Limoges, France, 2007.
- [Ou-1] Z. Ouyang, «Advances in planar and integrated magnetics», Doctoral Thesis, Technical University of Denmark, October 2011.
- [Ou-2] Z. Ouyang, Ole C. Thomsen, M. A. E. Andersen, «Optimal design and tradeoff analysis of planar transformer in high-power DC–DC converters», *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, January 25, 2010.
- [Ou-3] Z. Ouyang, O. C. Thomsen, M. A. E. Andersen, «The analysis and comparison of leakage inductance in different winding arrangements for planar transformer», *IEEE PEDS*, pp. 1143–1148, Taipei, Taiwan, Nov., 2009.
- [Ou-4] Z. Ouyang, O. C. Thomsen, M. A. E. Andersen, T. Björklund, «Low profile, low cost, new geometry integrated inductors», *APEC*, pp.150-156, Fort Worth, TX, U.S.A, March, 2011.

## P

- [Pa-1] J.Y. Park, M.G. Allen, «Packaging-compatible high Q microinductors and microfilters for wireless applications», *IEEE Transactions On Advanced Packaging*, Vol. 22, No. 2, May 1999.
- [Pa-2] J. Y. Park, M. G. Allen, «Packaging-compatible high-Q micro-inductors and micro-filters for wireless applications», *IEEE Trans. Adv. Packag.*, vol. 22, pp. 207-213, May 1999.
- [Pe-1] G. Petit, R. Kielbasa, V. Petit, «Criterion of design for small value integrated self-inductors», Service des Mesures, Supélec, Gif sur Yvette, Thales Airborne Systems, Élancourt, France, 2004.
- [Pe-2] A. M. Pernía, M. J. Prieto, J. M. Lopera, «High power density DC/DC converter using thick-film hybrid technology », *ALCATEL Corporate Research Center-Madrid, Spain*, 2000.
- [Pi-1] M. Piou, «Le transformateur monophasé», IUT de Nantes, France, 2010.

## R

- [Re-1] P. Reynier, «Intégration monolithique d’amplificateurs de puissance multi-bandes à fort rendement pour applications cellulaires», Institut National des Sciences Appliquées, Lyon, France, 21 septembre 2009.
- [Ro-1] F. Robert, «Modélisation et simulation de transformateurs pour alimentations à découpage», Université Libre de Bruxelles, Belgique, Août 1999.

## S

- [Sa-1] A. Salles, «Conception d’éléments passifs magnétiques pour convertisseurs de faible puissance», Thèse de Doctorat, Université Toulouse III - Paul Sabatier, France, 26 Septembre 2008.
- [Sa-2] Z. Sassi, «Etude et conception de structures de filtrage actif radiofréquence intégrées en technologie CMOS et BiCMOS pour application à la téléphonie cellulaire », Thèse de Doctorat, Université de Limoges, France, 2006.

- [Sa-3] E. Savary, « Conception et intégration hétérogène d'une électronique de mesure au sein d'un capteur à base de nanofils de silicium pour applications audio », Université de Marseille, France.
- [Sh-1] M. Shafique, M. F. Hansen, « Modeling the Magnetic Field From a Microelectromagnet in FEMLAB », Technical University of Denmark, 2003.
- [Si-1] W. Simbürger, A. Heinz, H.D. Wohlmuth, J.B ck, K. Aufinger, M. Rest, « A monolithic 2.5V, 1W silicon bipolar power amplifier with 55% PAE at 1.9GHz », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 853:856, Boston, June 2000.
- [Si-2] J. R. Sibue, J.P. Ferrieux, G. Meunier, R. Periot, « Transfert d'énergie sans contact : Pré dimensionnement d'un coupleur de forte puissance », Conférence EF 2009, UTC, Compiègne, 24-25 Septembre 2009.
- [Sm-1] M.C. Smit, J.A. Ferreira, J.D. Van Wyk, M. Ehsani, « Technology for manufacture of integrated planar LC structures for power electronic applications », EPE IEEE vol.2, pp 173-178, September 1993.
- [Sm-2] S.M.P.S. « Switched Mode Power Supplies », Power Semiconductor Applications, Philips Semiconductors.
- [So-1] C. Somo, D. Malec, V. Bley, « New use of Mn-Zn ferrite material in power electronics integrated LC filters », IEEE Transactions on Advanced Packaging, 2008.
- [St-1] O.H. Stielau, J.D. Van Wyk, M. Eshani, I.J. Pitel, « Integrated Reactive Components in Power Electronics Circuits », PESC IEEE vol.2, pp 831-838, Juin 1990.
- [St-2] E. Sturtzer, G. Pillonnet, N. Abouchi, « Modeling of distortions using voltage or current driving micro-speakers », University of Lyon, France.
- [Sw-1] Switching Power Magazine Vol. 5 Issue 4, 2004.
- T**
- [Ta-1] C.C. Tang, C.H. Wu, S.I. Liu, « Miniature 3-D inductors in standard CMOS process », IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol 37, N° 4, April 2002.
- [Ta-2] F. Taibi, « Intégration des composants passifs en électronique de puissance (Intégration d'une Inductance spirale en moyennes fréquences) », Thèse de Magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran MB, Algérie, 2010.
- [Th-1] R. Thüringen, « Characterization of integrated lumped inductors and transformers », Master Thesis, Vienna University, Austria, April 2002.
- [To-1] F. Tounsi, « Microphone électrodynamique MEMS en technologie CMOS : Etude, modélisation et réalisation », Thèse de Doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, France, 22 Mars 2010.
- [To-2] P. Toussaint, « Flyback en démagnétisation complète -Application à l'absorption sinusoïdale d'un courant », Cergy-Pontoise, France.
- V**
- [Va-1] D. Vasic, « Apports des matériaux piézoélectriques pour l'intégration hybride et monolithique des transformateurs », Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure ENS De Cachan, France, 26 juin 2003.
- [Va-2] B. Vallet, « Etude et conception d'une nouvelle alimentation à découpage à transfert d'énergie mixte basée sur un composant passif LCT intégré »,

- [Ve-1] Thèse de Doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, France, 2007.  
 C. Versèle, O. Deblecker, J. Lobry, « Dimensionnement par optimisation de l'inductance couplée d'un convertisseur de type Flyback », Université de Mons, Belgique, 2009.

## **W**

- [Wa-1] E. Waffenschmidt, J.A. Ferreira, «Embedded passives integrated circuits for power converters », PESC IEEE, vol.1, pp 12-17, 2002.
- [Wa-2] E. Waffenschmidt, B.Ackermann, «Power converter with printed circuit board integrated passive components », EPE, 2003.
- [Wh-1] H.A. Wheeler, «Simple inductance formulas for radio coils», Proceedings of IRE, vol. 16, N°10, pp. 1398-1400, 1928.
- [Wi-1] F. Wilmot, « Contribution à la conception et au dimensionnement de fonctions passives intégrées », Ecole Normale Supérieure ENS De Cachan, France, 2004.
- [Wi-2] F. Wilmot, E. Labouré, F. Costa, S. Guillemet-Fritsch, « Réalisation d'un filtre intégré pour alimentation à découpage », EPF, pp 197-202, novembre 2002.
- [Wo-1] F. K. Wong, B. Eng, M. Phil, « High frequency transformer for switching mode power supplies », Griffith University, Brisbane, Australia, March 2004.

## **Y**

- [Yo-1] J.B. Yoon, Y.S. Choi, B.I. Kim, Y. Eo, E. Yoon, «CMOS-compatible surface-micromachined suspended-spiral inductors for multi-GHz silicon RF ICs », IEEE Electron Device Letters, 23, pp. 591–593, 2002.
- [Yu-1] C. P. Yue, S. S. Wong, «Physical modeling of spiral inductors on silicon», IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 47, No. 3, Mars 2000.
- [Yu-2] C. P. Yue, S. S. Wong, «Design strategy of on-chip inductors for highly integrated RF systems», New Orleans, Louisiana, United States of America, 1999.
- [Yu-3] C. P. Yue, S. S. Wong, «On-chip spiral inductors with patterned ground shields for Si-based RF IC's», IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 33, no. 5, pp. 743-752, May 1998.

## **Z**

- [Zh-1] J.X. Zhao, J.F. Mao, «Inductance extraction for planar spiral inductor by domain decomposition method for conformal modules», IEEE MTT-S Digest, China, 2003.
- [Zo-1] J. Zou, C. Liu, D.R. Trainor, J. Chen, J. E. Schutt-Aine, P.L. Chapman, «Development of three-dimensional inductors using plastic deformation magnetic assembly (PDMA)», IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 51, pp.1067- 1075, 2003.

## Résumé

L'intégration dans le monde des composants à semi-conducteurs est devenue maintenant chose classique. Cette démarche n'a pas encore été accomplie pour les composants passifs. La grande diffusion des dispositifs d'électronique de puissance à toutes sortes d'équipements allant du macro au micro (appareils nomades, microsystèmes, automobile, ... etc.), associée à une demande d'accroissement de leurs performances, fiabilité et miniaturisation impose de repenser la conception de ces systèmes. L'intégration peut apporter une réponse à ces besoins.

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre des problèmes d'intégration des dispositifs électriques en général et des composants passifs en particulier, permettant de réaliser des systèmes de conversion intégrés.

L'objectif de ce travail est l'intégration d'un micro-transformateur dans un micro-convertisseur. Les inductances du primaire et du secondaire sont de type spirales planaires carrées. Le point de départ de ce travail est le cahier des charges du micro-convertisseur de type flyback destiné aux faibles puissances et aux hautes fréquences. Plusieurs étapes ont été nécessaires pour mener à bien cet objectif. Nous pouvons citer :

- Le dimensionnement géométrique qui nous a permis de faire la modélisation du micro-transformateur.
- A partir de ce modèle, nous avons extrait les paramètres électriques.
- Les simulations menées avaient pour but de valider le fonctionnement du micro-transformateur. Elles consistaient en la visualisation des différents signaux de sortie (tensions et courants) du micro-convertisseur et du primaire et secondaire du micro-transformateur.
- L'utilisation d'un logiciel multi-physiques nous a permis de visualiser la répartition du champ magnétique, les effets parasites ou encore la densité de courant dans les micro-bobines du primaire et du secondaire.

Les résultats obtenus que nous qualifions sont compatibles avec l'intégration des composants passifs.

**Mots clefs :** Intégration, micro-transformateur, micro-convertisseur, ferrite, dimensionnement.

## Abstract

Integration in the world of semiconductor components has become now classic thing. This approach has not yet been accomplished for the passive components. The wide diffusion of power electronic systems for all kinds of equipment ranging from macro to micro (mobile devices, MEMS, automobile ...etc.), associated to a demand of increase of their performances, reliability and miniaturization needed to rethink the design of these systems. Integration can provide an answer to these needs.

The work presented in this thesis is part of the integration problems of electrical devices in general and in particular passive components, allowing realizing integrated conversion systems.

The objective of this work is the integration of a micro-transformer in a micro-converter. Inductances of the primary and the secondary are of square spiral planar forms. The starting point of this work is the specifications of flyback micro-converter designed for low powers and high frequencies. Several steps were necessary to complete this goal. We can mention:

- Geometrical dimensioning that allow us to model the micro-transformer.
- From this model, we extract the electric parameters.
- The simulations conducted were designed to validate the operation of the micro-transformer. They consisted of viewing different output signals (voltages and currents) of micro-converter and the primary and secondary of micro-transformer.
- The use of multi-physics software has allowed us to visualize the distribution of the magnetic field, the parasitic effects and the current density in the micro-inductors of primary and secondary.

The results obtained that we describe are compatible with the integration of the passive components.

**Key words:** Integration, micro-transformer, micro-converter, ferrite, dimensioning.