

# Remerciements

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

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

Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre mémoire en acceptant d'examiner notre travail et de l'enrichir par leurs propositions et leurs remarques.

Nous tenons à présenter nos vifs remerciements à tous les enseignants et étudiant(es) du département électromécanique.

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

# Table Des Matières

## Introduction Générale

### Chapitre I

#### Généralités sur l'intégration des composants passifs

I.1 Introduction	1
I.2 ORIGINES DE L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS	1
I.3 LES TECHNIQUES DE L'INTEGRATION	2
I.3.1 Intégration monolithique	2
I.3.2 Intégration hybride :	3
I.3.2.1 Regroupement de fonctions	6
I.4 Différentes structures d'intégration	7
I.4.1 Structure spirale	7
I.4.2 Structure toroïdale	9
I.4.3 Structure serpentín	10
I.5 Conclusion	10

### Chapitre II

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

II.1 Introduction	11
II.2 OBJECTIFS DE L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS	11
II.3 LES COMPOSANTS PASSIFS	11
II.4 L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS	12
II.4.1 Définition d'un composant passif intégré	12
II.4.2 Exemple d'intégration des composants passifs	13
II.5 LES LIMITES DE L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS	13
II.6 LES MATERIAUX UTILISES POUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS	14
II.6.1 Matériaux conducteurs	14
II.6.2 Matériaux magnétiques	15
II.6.3 Matériaux isolants ou diélectrique :	17
II.7 LES EFFETS PHYSIQUES ET MAGNETIQUE DANS UNE INDUCTANCE PLANAIRE	18
II.7.1 Structure d'une inductance planaire intégrée	18
II.7.2 Phénomènes physiques dans les conducteurs	19
II.8 CONCLUSION	21

## Chapitre III

### DIMENSIONNEMENT DU MICRO-TRANSFORMATEUR

III.1 Introduction	22
III.2 FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR FLYBACK	22
III.2.1 Principe	22
III.2.2 Etude des formes d'onde	24
III.3 DIMENSIONNEMENT DU MICRO-TRANSFORMATEUR	26
III.3.1 Cahier des charges du convertisseur Flyback	26
III.3.2 Détermination des inductances primaire et secondaire du micro-transformateur	27
III.3.2 Dimensionnement du noyau magnétique	28
III.3.3 Détermination des paramètres géométriques du micro-transformateur	29
III.4 APPLICATIONS	33
III.5 CONCLUSION	34

## Chapitre IV

### La modélisation et résultats des simulations du micro-transformateur

IV.1 Introduction	35
IV.2 MODELISATION DU MICRO-TRANSFORMATEUR	35
IV.2.1 Présentation du micro-transformateur	35
IV.3 EXTRACTION DES PARAMETRES ELECTRIQUES	37
IV.3.1 Caractéristiques des paramètres électriques	37
IV.3.2 Calcul des paramètres électriques	37
IV.3.3 Résultats de calcul des paramètres électriques	39
IV.4 SIMULATION MODELE DE MICRO-TRANSFORMATEUR	39
IV.4.1 Simulation effectuées sur un micro-convertisseur flyback contenant un micro-transformateur idéal	39
IV.4.1.1 Formes de la tension et du courant de sortie	40
IV.4.1.2 Formes des courants et tensions du transistor et de la diode	41
IV.4.1.3 Formes des courants et tensions du primaire et du secondaire du micro-transformateur idéal	42
IV.4.2 Simulation effectuées sur un micro-convertisseur flyback contenant un micro-transformateur réel	44
IV.4.2.1 Formes de la tension et du courant dc sortie:	45
IV.4.2.2 Formes des courants et tensions du transistor et de la diode	45
IV.4.2.3 Formes des courants et tensions du primaire et secondaire du micro-transformateur réel	47
IV.4.3 Simulation effectuées sur un micro-convertisseur flyback contenant un micro-	48

<b>transformateur intégré</b>	
<b>IV.4.3.1 Formes de la tension et du courant de sortie</b>	<b>49</b>
<b>IV.4.3.2 Formes des courants et tensions aux bornes du transistor et de la diode</b>	<b>49</b>
<b>IV.4.3.3 Formes des courants et tensions du primaire et du secondaire du micro-     transformateur intégré</b>	<b>50</b>
<b>IV.4.4 Comparaison des résultats de simulations</b>	<b>52</b>
<b>IV.5 RENDEMENT DU CONVERTISSEUR FLYBACK</b>	<b>53</b>
<b>IV.6 CONCLUSION</b>	<b>54</b>
<b>Conclusion Générale</b>	
<b>Références Bibliographique</b>	

# Liste Des Figures

## Chapitre I

### Généralités sur l'intégration des composants passifs

Figure I.1 : Exemple d'intégration monolithique	3
Figure I.2 : Intégration monolithique d'une inductance	3
Figure I.3 : Principe et exemple d'un module d'intégration « Passive IPEM »	4
Figure I.4 : Concepts d'intégration d'une structure PIAC	4
Figure I.5 : Prototype d'une structure complète intégrée	5
Figure I.6 : Convertisseur emPIC intégré : (a) Les différentes couches, (b) Circuit complet, (c) Convertisseur réalisé	6
Figure I.7 : Différentes technologies d'intégration de composants passifs sur PCB	6
Figure I.8 : Inductance intégrée réalisée par la technique LTCC. Le bobinage et le noyau magnétique sont cofrittés à basse température	7
Figure I.9 : Bobine spirale (a) Vue d'ensemble 3D; (b) Photographie de la réalisation	8
Figure I.10 : Différentes topologies planaire	9
Figure I.11 : Bobine toroïdale (a) Principe d'une inductance toroïdale ; (b) Vue d'ensemble 3D; (c) Photographie de la réalisation	9
Figure I.12 : Bobine serpent in : a) Vue d'ensemble 3D; b) Photographie de la réalisation	10

## Chapitre II

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

Figure II.1 : Définition d'un composant passif intégré	12
Figure II.2 : Exemple d'application des composants passifs intégrés	13
Figure II.3 : Exemple d'application des composants passifs intégrés	16
Figure II.4 : Coupe schématique d'une inductance planaire	19
Figure II.5 : Illustration de l'épaisseur de peau dans un conducteur	20
Figure II.6 : Illustration de l'effet de proximité	21

## Chapitre III

### DIMENSIONNEMENT DU MICRO-TRANSFORMATEUR

Figure III.1 : « Transformateur » de convertisseur Flyback 250 W à 50 kHz	22
Figure III.2 : Schéma de base d'un convertisseur Flyback	23
Figure III.3 : Les deux configurations d'un convertisseur Flyback suivant l'état de l'interrupteur $T$	23
Figure III.4 : Etat du convertisseur flyback durant la phase de magnétisation	24
Figure III.5 : Etat du convertisseur durant la phase de démagnétisation	25
Figure III.6 : Forme géométrique du noyau magnétique	28
Figure III.7 : Les différents paramètres géométriques des micro-inductances primaire et secondaire du micro-transformateur	30

<b>Figure III.8 : Décroissance de la densité de courant à l'intérieur d'un conducteur rectangulaire</b>	<b>31</b>
<b>Figure III.9 : Circuit électronique d'un ballast pour lampe HMI utilisant un convertisseur Flyback de 250 W</b>	<b>34</b>

## **Chapitre IV**

### **La modélisation et résultats des simulations du micro-transformateur**

<b>Figure IV.1 : Coupe transversale en 3D du micro-transformateur</b>	<b>35</b>
<b>Figure IV.2 : Circuit électrique équivalent du micro-transformateur</b>	<b>36</b>
<b>Figure IV.3 : Micro-convertisseur flyback contenant le micro-transformateur idéal</b>	<b>40</b>
<b>Figure IV.4 : Forme de la tension de sortie (en rouge) et du courant de sortie (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur idéal</b>	<b>40</b>
<b>Figure IV.5 : Formes de courants du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur idéal</b>	<b>41</b>
<b>Figure IV.6 : Formes des tensions du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur idéal</b>	<b>42</b>
<b>Figure IV.7 : Formes du courant du primaire (en rouge) et du secondaire (en bleu) du micro-transformateur idéal</b>	<b>43</b>
<b>Figure IV.8 : Formes des tensions du primaire (en rouge) et du secondaire (en bleu) du micro-transformateur idéal</b>	<b>43</b>
<b>Figure IV.9 : Micro-convertisseur flyback contenant le micro-transformateur réel</b>	<b>44</b>
<b>Figure IV.10 : Formes de la tension de sortie (en rouge) et du courant de sortie (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur réel</b>	<b>45</b>
<b>Figure IV.11 : Formes des courants aux bornes du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur réel</b>	<b>46</b>
<b>Figure IV.12 : Formes des tensions du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-Convertisseur contenant le micro-transformateur réel</b>	<b>46</b>
<b>Figure IV.13 : Formes des courants du primaire (en rouge) et du secondaire (en bleu) du micro-transformateur réel</b>	<b>47</b>
<b>Figure IV.14 : Micro-convertisseur flyback contenant le micro-transformateur intégré</b>	<b>48</b>
<b>Figure IV.15 : Formes de la tension de sortie (en rouge) et du courant de sortie (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur intégrée</b>	<b>49</b>
<b>Figure IV.16 : Formes des courants aux bornes du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur intégrée</b>	<b>50</b>
<b>Figure IV.17 : Formes des tensions du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-Convertisseur contenant le micro-transformateur intégrée</b>	<b>50</b>
<b>Figure IV.18 : Formes des courants du primaire (en rouge) et du secondaire (en bleu) du micro-transformateur intégré</b>	<b>51</b>
<b>Figure IV.19 : Rendement du micro-convertisseur en fonction de la puissance de sortie</b>	<b>53</b>

# Introduction générale

Depuis ses origines, l'électronique de puissance a sans cesse évolué, tant sur le plan des structures que de la technologie des composants. Aujourd'hui, cette discipline est présente dans la plupart des systèmes électriques, toute gamme de puissance confondue, assurant le contrôle de l'alimentation en énergie et la sécurité des matériels.

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 présentant 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.

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

L'étude menée dans ce mémoire se situe dans cette optique, elle s'articule en quatre parties principales :

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

Le 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, ..., 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, et pour le circuit magnétique, le ferrite.

Le troisième chapitre intitulé « Dimensionnement d'un micro-transformateur » est consacré à la description d'une méthode générale de dimensionnement du micro-transformateur. Ce dimensionnement est appliqué aux circuits électrique et magnétique primaire et secondaire du micro-transformateur, qui a débouché sur la détermination de ses paramètres géométriques.

Le quatrième chapitre est consacré à la modélisation et résultats des simulations du micro-transformateur. Nous avons commencé par la présentation du modèle électrique du micro-transformateur, ensuite on a centré notre étude sur la validation de ce modèle. 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.

Enfin, nous terminons ce mémoire avec une conclusion générale.

# Chapitre I

## Généralités sur l'intégration des composants passifs

### I.1 Introduction

L'électronique de puissance n'est pas une nouvelle discipline, mais son domaine d'application ne cesse de s'étendre. Il semble même que l'on se situe à une période clé qui correspond à un véritable balayage de la discipline, allant du domaine de la micro-électronique au domaine de l'industrie lourde telle que l'automobile et l'aéronautique.

L'accès à ces nouveaux marchés n'est toutefois possible qu'à condition de présenter des solutions extrêmement abouties en termes de rendement, de miniaturisation et de la sûreté de fonctionnement, le tout devant bien être validé par la réduction des coûts de fabrication.

Le progrès rapide qu'a connu le domaine de la microélectronique a ouvert le champ à une foule de nouvelles applications et a aussi marqué une nouvelle tendance vers la très haute intégration des systèmes. Depuis une quinzaine d'années nous observons une tendance à l'intégration totale des systèmes de conversion statique dans tous les domaines d'application et à tous les niveaux de puissance. Cette évolution s'effectue à des degrés divers selon que l'on s'intéresse à des micro-convertisseurs de quelques Watts ou à des convertisseurs de plusieurs Mégawatts, des micro-convertisseurs semi intégrés ou totalement intégrés. Seulement l'intégration de tels dispositifs dépend fortement des matériaux qui les composent, en particulier les matériaux magnétiques qui constituent les composants passifs bloquant le passage des convertisseurs de puissance vers une totale intégration.

Pour le côté «Matériau», beaucoup d'équipes de recherche travaillent depuis de nombreuses années sur les nouveaux matériaux magnétiques, les ferrites, qui ont connu un succès inimaginable. Outre leur bas coût de fabrication. Pour chaque type d'application (niveau de puissance, gamme de fréquence, gamme de température ...), il existe un matériau et son optimisation passe par une analyse détaillée de son environnement électrique.

### I.2 ORIGINES DE L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS

En Afrique du Sud au début des années 90, l'équipe « Electronique de Puissance » de J.A. Ferreira et J.D Van Wyk [1] propose l'idée d'intégrer les composants passifs d'une structure de conversion statique. 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 [2]. La technologie utilisée n'est autre que la technologie des circuits multi couches, appelée communément planair.

## **I.3 LES TECHNIQUES DE L'INTEGRATION**

Lorsque le dispositif répond aux critères d'intégration, se pose alors le choix du type d'intégration car l'approche est différente suivant les niveaux de puissance et les contraintes à supporter. Pour cela, deux niveaux d'intégration existent monolithique ou hybride visant à réaliser, dans un procédé technologique unique, l'ensemble d'un convertisseur de puissance. Donc le niveau de puissance demandée, l'encombrement et le coût sont des facteurs déterminants dans le choix de la technologie.

### **I.3.1 Intégration monolithique :**

L'intégration monolithique [3], plus appropriée pour les convertisseurs de faible à très faible puissance, est apparue grâce à l'évolution faite sur les procédés de gravure et de dépôt de matériau sur le support substrat ferrite. L'intégration de composants passifs par ce procédé fut alors envisageable et réalisable. L'avantage de cette technique est de permettre la réalisation des parties actives et passives d'un convertisseur ainsi que leurs interconnexions sur un même substrat de ferrite conduisant à des réalisations de très faible encombrement pour les très faibles puissances.

L'intégration monolithique consiste à faire réaliser sur un même substrat diélectrique semi-conducteur des fonctions spécifiques de puissance (bras d'onduleur par exemple) et des circuits ou systèmes classiques qui réalisent les fonctions de filtrage, de protection et même de commande ainsi que leurs interconnexions.

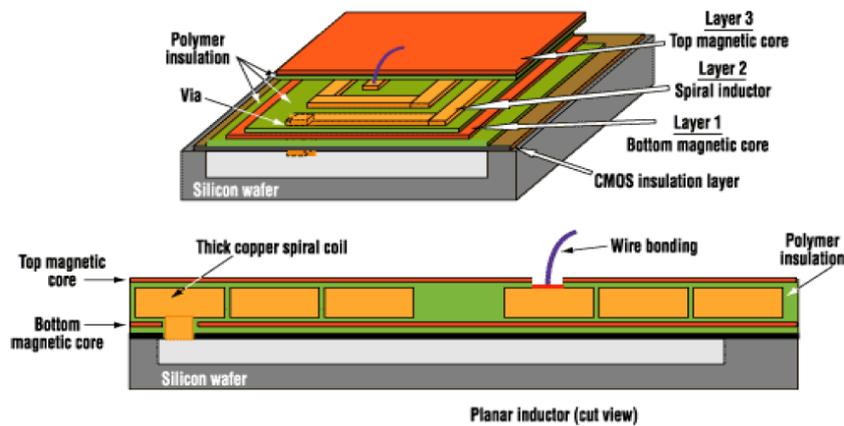


Figure I.1 : Exemple d'intégration monolithique.

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

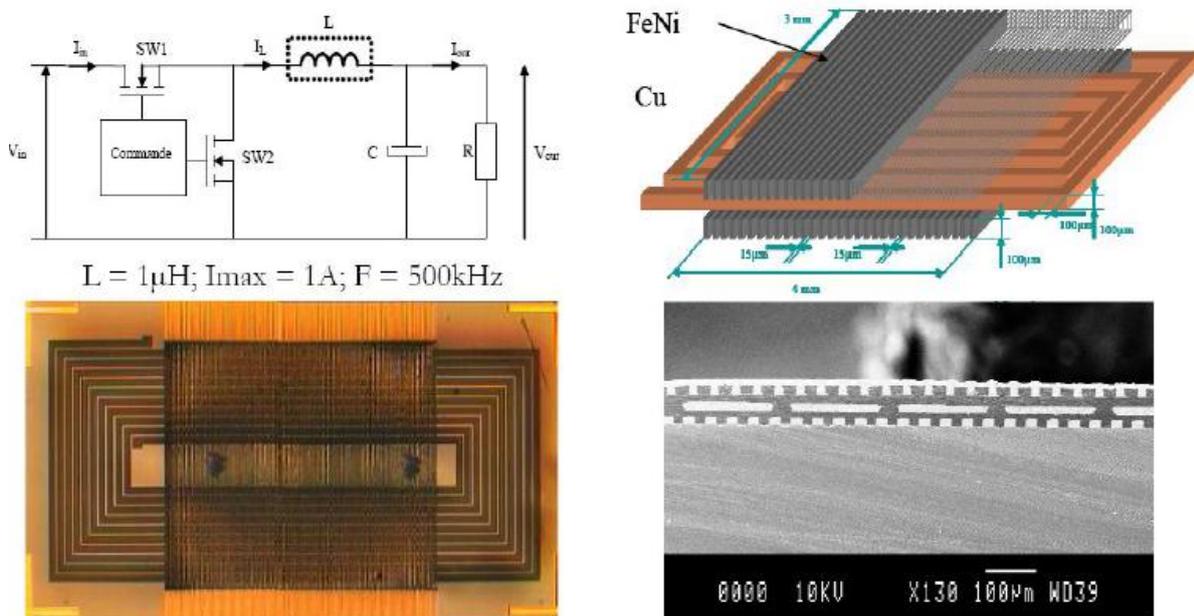


Figure I.2 : Intégration monolithique d'une inductance.

### I.3.2 Intégration hybride :

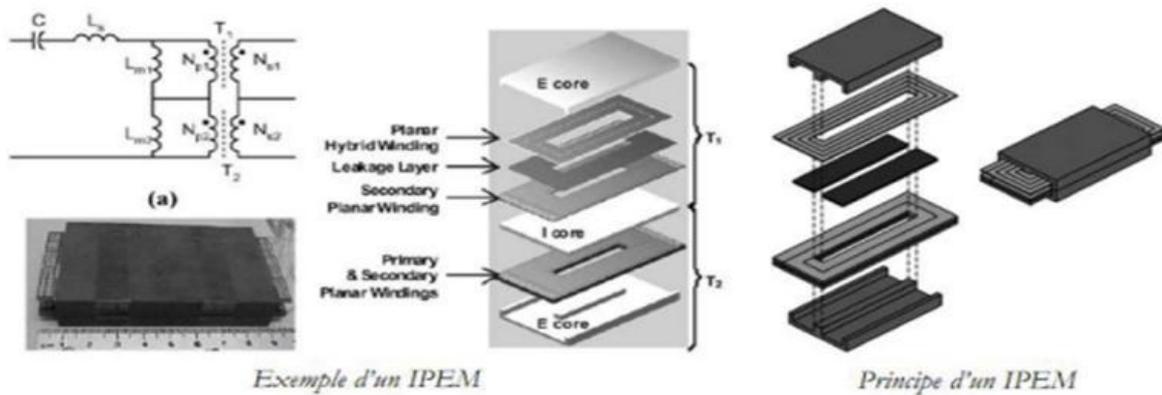
L'intégration hybride [4] consiste à associer différents matériaux de telle manière à réaliser plusieurs fonctions dans un seul bloc, soit par empilement, soit par regroupement de

fonctions. Ce type d'intégration permet technologiquement d'envisager la réalisation de convertisseurs de plus ou moins fortes puissances.

❖ **Empilement des fonctions**

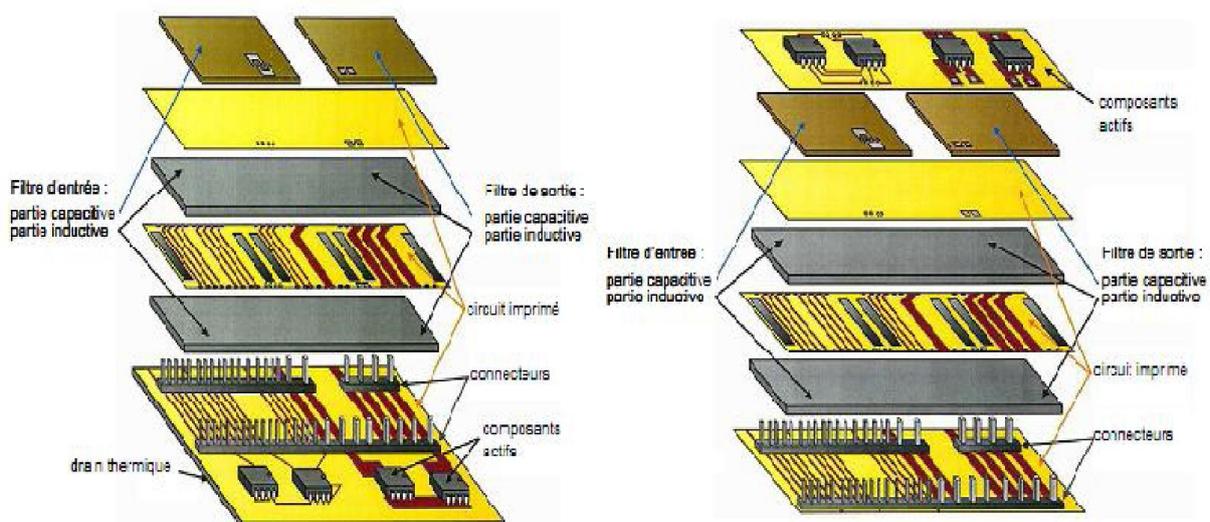
Cette technique consiste à intégrer chacune des fonctions passives séparément et ensuite les empiler de manière à former un seul bloc comprenant plusieurs fonctions.

❖ **Concept hybride PIAC**



**Figure I.3 :** Principe et exemple d'un module d'intégration « Passive IPEM »

Un exemple Figure I.3 présente cette approche concernant l'intégration d'une structure complète étudiée au laboratoire SATIE en accumulant chacune des fonctions intégrées individuellement. Celle-ci se nomme la structure PIAC (structure Passive Intégrée obtenue par Assemblage, Complète) et permet notamment de cacher les éléments inductifs mais aussi capacitifs dans un circuit imprimé.



**Figure I.4 :** Concepts d'intégration d'une structure PIAC.

Cet empilement est composé de différentes couches de différents matériaux nécessaires à la réalisation des diverses fonctions. Il dispose de parties inductives remplissant le rôle d'élément magnétique, autour duquel on peut retrouver des circuits imprimés disposant de pistes conductrices permettant la réalisation d'enroulements pour construire soit une inductance soit un transformateur. La capacité est reportée sur le dessus du dispositif. Nous obtenons au final un circuit multicouche composé par différents matériaux, auxquels la partie «composants actifs» peut également être ajoutée. En effet, il est facile d'empiler un nouveau circuit imprimé intégrant les composants actifs et leurs connexions, ou alors de montrer l'un des circuits imprimés déjà mis en œuvre pour placer ces éléments. Cette deuxième solution présente l'inconvénient de montrer la surface du dispositif, mais en contrepartie la surface d'échange thermique est plus importante et permet ainsi une meilleure évacuation de la chaleur. Il reste à établir les connexions entre les différents étages en les réalisant par l'intermédiaire de trous métallisés.

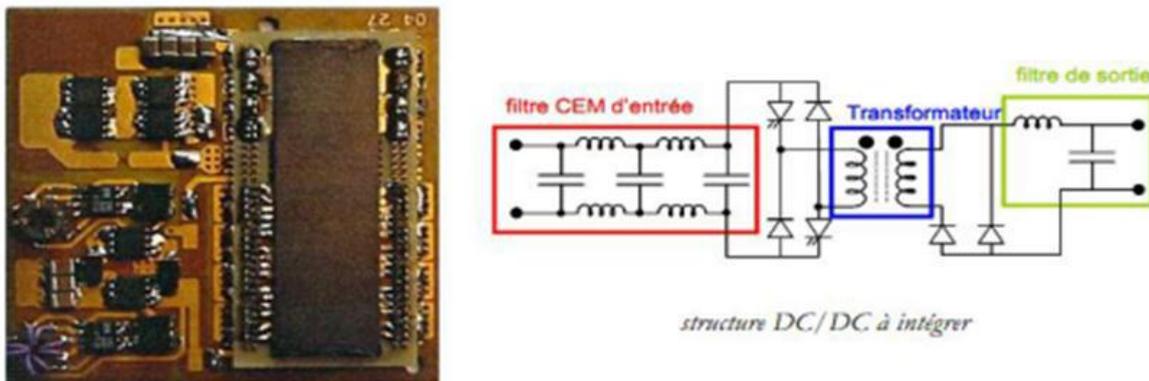
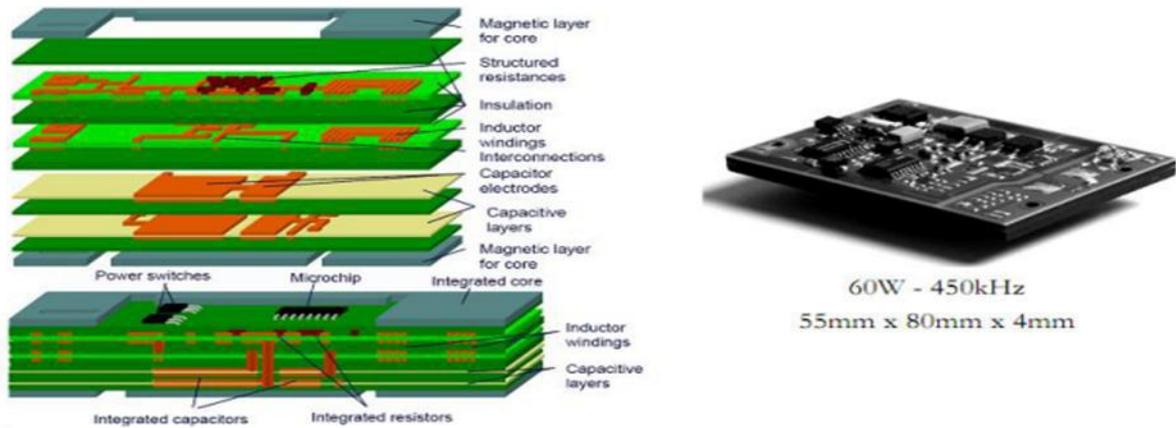


Figure I.5 : Prototype d'une structure complète intégrée

#### ❖ Concept hybride emPIC

La figure I.6 présente le principe d'un exemple d'intégration hybride d'un convertisseur nommé emPIC (Embedded passives integrated circuits) développé à l'University of Technology, Delft, Hollande, par l'équipe de J.A. Ferreira. Ce concept permet d'intégrer plusieurs fonctions passives conçues par différents matériaux qui se retrouvent imbriquées les unes sur les autres pour former un seul bloc. Le convertisseur réalisé s'appuie sur une topologie à résonance série avec isolation galvanique.



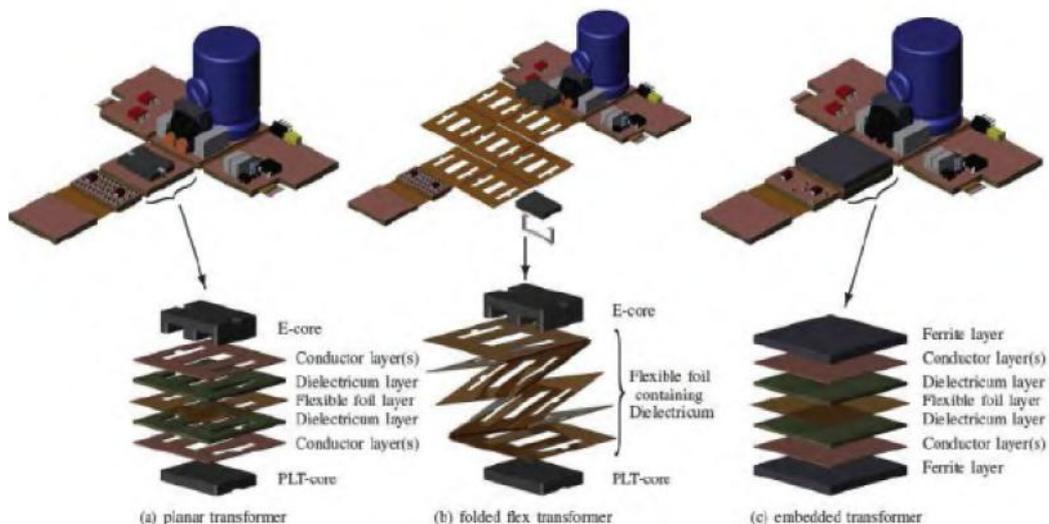
**Figure I.6 :** Convertisseur emPIC intégré : (a) Les différentes couches, (b) Circuit complet, (c) Convertisseur réalisé

### I.3.2.1 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

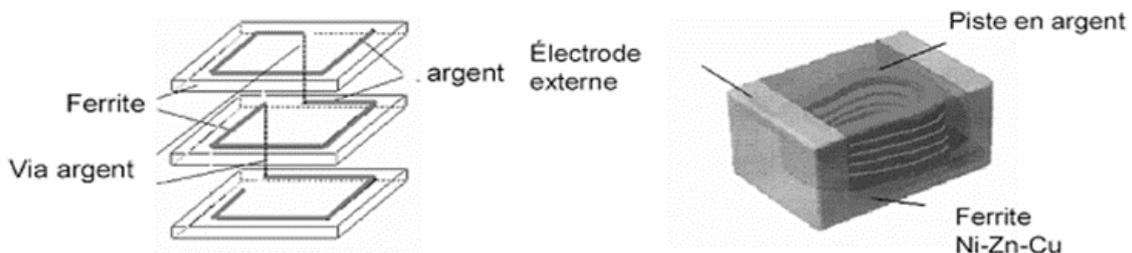
Les progrès importants faits par l'industrie du circuit imprimé grâce à l'avènement des matériaux fins flexibles ont permis dans un premier temps l'intégration dans le circuit imprimé PCB (Printed Circuit Board) des bobinages des composants inductifs tels que les inductances ou les transformateurs. En 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.7).



**Figure I.7 :** Différentes technologies d'intégration de composants passifs sur PCB

## ❖ La technologie LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics)

Autrefois cantonnée aux usages des circuits RF, la technique LTCC [5] est maintenant accessible pour des réalisations en électronique de puissance. Ainsi, la société Thales propose des ferrites réalisées par un alliage de NiZnCu permettant d'abaisser leur température de frittage aux alentours de 900 °C. Grâce à cette innovation, la réalisation de circuits multicouches mariant trois types de matériaux : de l'argent pour la réalisation des conducteurs, des ferrites NiZnCu et des céramiques diélectriques du type BaTiO<sub>3</sub> le tout empilé et cofritté à basse température par la technique LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics) devient envisageable figure I.8.

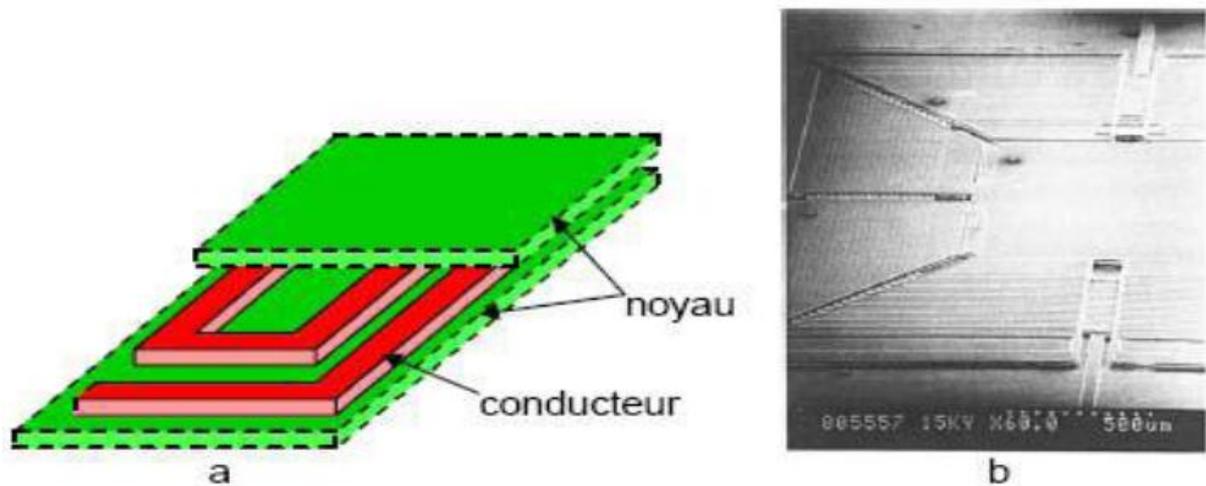


**Figure I.8** : Inductance intégrée réalisée par la technique LTCC. Le bobinage et le noyau magnétique sont cofrittés à basse température.

## I.4 Différentes structures d'intégration

### I.4.1 Structure spirale:

Les spirales simples sont très répandues dans le domaine des radiofréquences pour réaliser des valeurs de quelques dizaines de nH. Afin de les adapter aux applications nécessitant de faibles puissances, on doit augmenter la section du conducteur pour réduire sa résistance. La solution la plus répandue pour augmenter la valeur d'inductance par unité de surface utilisée dans le cas des transformateurs et des convertisseurs DC-DC, est d'emprisonner le conducteur entre deux couches de matériaux magnétiques. Pour bien caractériser un lien inductif, il est impératif de déterminer la valeur de l'inductance avec exactitude, pour ceci on doit prendre en compte le coefficient d'inductance mutuelle entre les spires, ce qui conduit à une expression assez complexe en comparaison avec le tore simple [6]. La figure I.9 montre (a) une vue en perspective d'une bobine spirale et (b) une photographie de la réalisation prise à l'aide d'un microscope électronique.

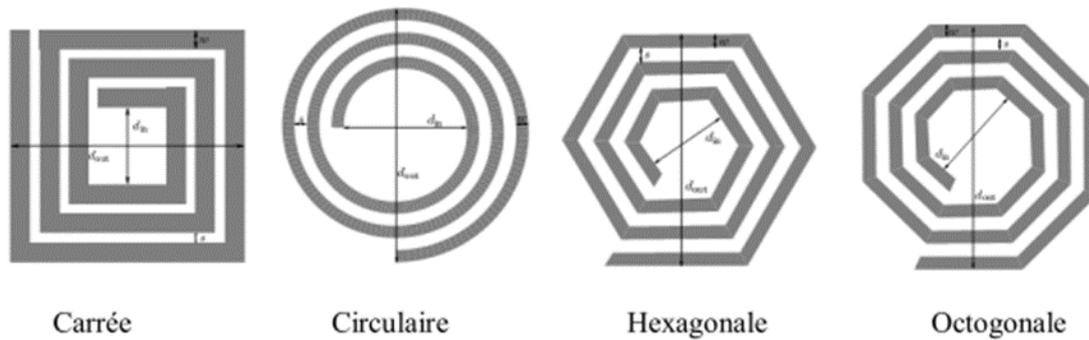


**Figure 1.9** : Bobine spirale (a) Vue d'ensemble 3D; (b) Photographie de la réalisation

Citons comme exemple les travaux de *Sugahara et al* qui ont développé une spirale en cuivre ayant une épaisseur de  $27\mu\text{m}$  prise en sandwich entre deux films magnétiques (Co-Hf-Ta-Pd) de  $3\mu\text{m}$ . Ce composant a été employé dans un dévolteur (convertisseur abaisseur de tension) fournissant une puissance de  $0,5\text{ W}$  et fonctionnant à  $1\text{ MHz}$  avec un rendement de  $85\%$ .

Utilisant une architecture basée sur la prise en sandwich du conducteur entre deux couches de matériau magnétique permet de limiter les problèmes d'interférences en plus d'accroître la valeur de l'inductance. Ahn et Allen ont constaté une augmentation d'un facteur 4 à 5 de la valeur de l'inductance en présence de matériau magnétique par rapport à une spirale sans noyau. Une étude faite par Daniel *et al*, de ce type de bobines, met en évidence que le rendement et la densité de puissance sont plus importants que pour les autres topologies. Ainsi, la bobine utilisée dans ce convertisseur dévolteur ayant une densité de puissance de  $12,8\text{W}/\text{cm}^2$ , une puissance de  $5\text{ W}$  et fonctionnant à  $5\text{ MHz}$  permet un rendement de  $94\%$ . Le conducteur fait en cuivre est déposé par électrochimie et le noyau est de type laminé, formé de couches en Nickel/Fer (80/20%) de  $1,3\mu\text{m}$  d'épaisseur déposées par «sputtering». Le conducteur et les couches de matériau magnétique sont séparés par des couches en  $\text{SiO}_2$  de  $0,3\mu\text{m}$  d'épaisseur obtenues par LPCVD. Cette technique est destinée à limiter les pertes dans le noyau.

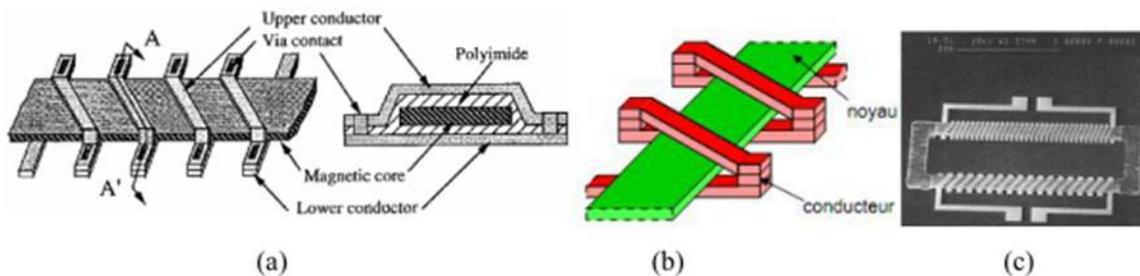
Pour ce types de structure, il existe plusieurs modèles topologiques se représentant soit en carrées, hexagonale ou polygonales.



**Figure I.10** : Différentes topologies planaire.

### I.4.2 Structure toroïdale :

Le principe de base des bobines toroïdales conventionnelles consiste à enrouler les spires conductrices autour d'un noyau magnétique fermé. C'est ainsi qu'on assure un faible flux de fuite et on minimise les interférences électromagnétiques. Par conséquent, trois couches de matériaux sont nécessaires pour fabriquer ce type de bobines. Le calcul de l'inductance est assez simple et le nombre de spires par unité de longueur peut être élevé. La figure I.11 (a) et (b) montre la topologie de ce type de bobine et (c) une photographie à l'aide d'un microscope électronique d'une réalisation de transformateur utilisant cette topologie.



**Figure I.11** : Bobine toroïdale (a)Principe d'une inductance toroïdale ;  
(b) Vue d'ensemble 3D; (c) Photographie de la réalisation

Sur des micro-convertisseurs intégrés DC/DC (type survolteur) qui utilisent ces micro-bobines. Cependant, ils ont obtenu une tension de sortie de 6V à partir d'une source de 3V avec une fréquence de fonctionnement de 300 kHz. Pour obtenir un transformateur à partir de l'architecture de ce genre de bobines, il suffit d'aménager un deuxième enroulement autour du noyau (Figure I.19.b) [4]. Les étapes technologiques restent les mêmes. Mino et al ont mis au point un tel composant pour un convertisseur fonctionnant à 32 MHz, en déposant les matériaux conducteurs et le noyau par "sputtering". Lotfi et al ont utilisé ces dispositifs comme transformateurs d'impulsions pour un isolement galvanique à 500 kHz.

### I.4.3 Structure serpentin :

La seule différence entre ce type de bobines et celles décrites dans la section I.4.2 est la permutation faite à l'emplacement du conducteur avec celui du noyau. Par conséquent, le conducteur monocouche est aménagée en forme de serpentin, alors que le noyau se trouve réparti sur trois niveaux pour envelopper le conducteur. Cette structure a pour objectif de réduire considérablement les résistances de contact le long du conducteur, permettant ainsi une montée en puissance par rapport au composant de forme toroïdale, sans risque de pertes excessives. La valeur d'inductance est calculée de façon identique à celle de la bobine précédente. Finalement, vu que la longueur moyenne du noyau est plus importante, ceci a pour conséquence d'augmenter la réluctance du circuit magnétique et ainsi de diminuer la valeur de l'inductance. La figure I.13 montre (a) la topologie de ce type de bobine et (b) une photographie M.E.B. d'une réalisation.

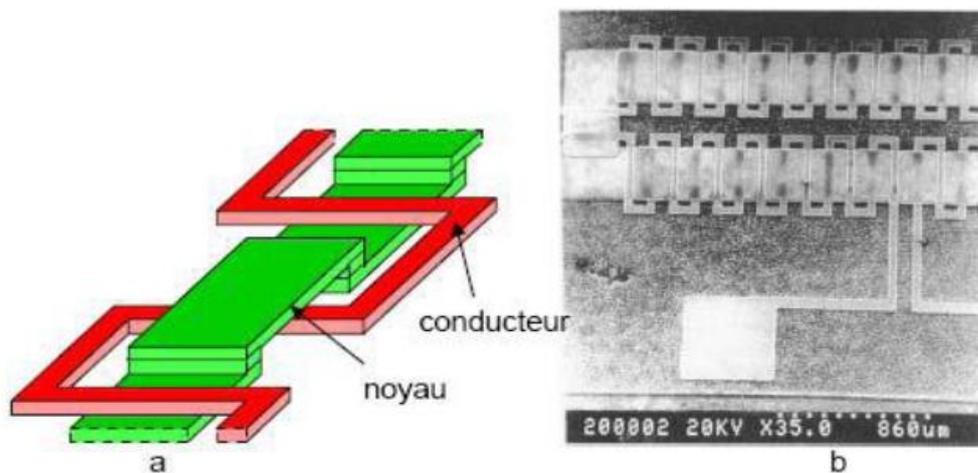


Figure I.12 : Bobine serpentin : a) Vue d'ensemble 3D; b) Photographie de la réalisation

## I.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu général sur les challenges clés associés aux composants passifs et les bénéfices désirés pour toute phase d'intégration, nous avons présenté ensuite un état de l'art en termes d'intégration appliqué à l'électronique de puissance et les différents matériaux qu'on peut utiliser. Il existe à ce jour deux types d'intégrations de puissance : l'intégration hybride et l'intégration monolithique. Cette dernière a permis, dans un premier temps, non seulement de réduire les volumes mais également d'améliorer les interconnexions souvent source de problèmes électromagnétiques et parasites. L'évolution de la maîtrise de l'intégration de substrat a permis d'envisager l'intégration de plusieurs fonctions qu'elles soient passives ou actives.

Dans le chapitre qui suit nous allons présenter les différents matériaux utilisés dans la technologie des composants passifs.

# Chapitre II

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

### II.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons 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).

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

Les bénéfices que l'on peut retirer d'une telle structure sont d'abord ceux que l'on retrouve dans toute phase d'intégration en électronique de puissance par exemple - à savoir:

- La simplification du câblage : c'est limiter le nombre d'interconnexions externes, c'est aussi limiter fortement les causes de défaillances, les tâches de maintenance et donc augmenter la fiabilité et la disponibilité d'un système.
- La modularité et la régularisation : L'objectif est d'arriver à proposer des briques élémentaires ou modules, chacune réalisant une fonction complète, qu'il suffit d'assembler pour obtenir le système désiré.
- Une plus grande densité : L'argument prend toute sa valeur quand on rêve à la place très importante que prennent les composants passifs dans un convertisseur statique.
- Fabrication en un nombre réduit d'étapes : L'intégration nécessite forcément l'adaptation des processus de fabrication afin de permettre aisément de combiner les composants entre eux.
- La diminution des perturbations électromagnétiques : Cette amélioration est envisageable d'abord par la réduction du nombre de connexions électriques et par la diminution des longueurs de connexion.

### II.3 LES COMPOSANTS PASSIFS

En marge de l'activité purement liée aux semi-conducteurs, il existe une activité grandissante dans le domaine des composants passifs, l'association de ces derniers au plus près des circuits microélectroniques devenant une nécessité, notamment pour les besoins de la téléphonie mobile.

Rappelons que les composants passifs comportent un grand nombre de produits accomplissant des fonctions complémentaires et périphériques, par rapport à celles que remplissent les composants actifs. Parmi lesquelles :

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

## II.4 L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS

L'amélioration des performances (rendement, compacité, fiabilité, etc.) en électronique de puissance passe par l'intégration qui constitue aujourd'hui le moteur de la recherche industrielle et scientifique.

De nombreuses techniques sont aujourd'hui à l'étude afin de réduire l'encombrement, simplifier la mise en œuvre et multi fonctionnaliser les composants passifs. Hier, et aujourd'hui encore, ces composants étaient conçus et réalisés indépendamment puis implantés dans le circuit définitif. Demain cette méthodologie devra être profondément revue en intégrant la conception des composants passifs très rapidement dans les choix technologiques de réalisation afin d'optimiser l'ensemble "connectique, passifs et actifs".

### II.4.1 Définition d'un composant passif intégré :

Un composant passif intégré est l'association de plusieurs composants passifs (inductances et condensateurs) intégrés dans un même boîtier (Figure II.1). Bien sûr, il faut penser à rajouter des connexions internes, des bornes de sortie, un boîtier.

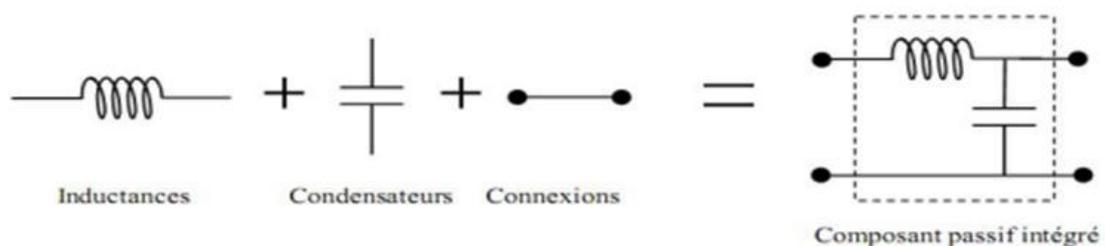


Figure II.1 : Définition d'un composant passif intégré.

## II.4.2 Exemple d'intégration des composants passifs :

Prenons un exemple moins volontairement simpliste que celui de la figure II.1 : la figure II.2 représente une carte pour lequel les composants passifs ont été regroupés (intégrés) au sein d'un même module.

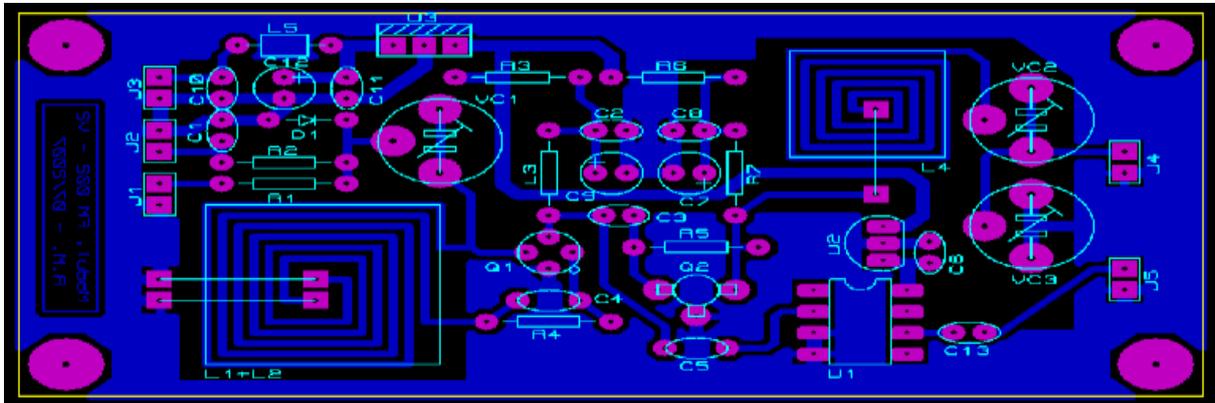


Figure II.2 : Exemple d'application des composants passifs intégrés.

## 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 d'une bobine nécessite l'utilisation principalement de trois types de matériaux : un matériau conducteur, un matériau isolant et un matériau magnétique dans le cas des bobines avec un noyau. L'isolant permet d'éviter le contact entre les différentes spires du conducteur et le substrat, ceci afin de ne pas provoquer de court-circuit au niveau de l'enroulement lors de l'empilement des couches de matériaux ou du substrat. Sa permittivité électrique influe grandement sur les capacités parasites inter-spires au niveau du bobinage et entre le bobinage et le substrat.

### II.6.1 Matériaux conducteurs :

Les matériaux conducteurs sont l'élément primordial pour la fabrication de l'enroulement de la bobine. Leur composition influence notamment la résistance électrique totale du bobinage, le comportement vis-à-vis de l'oxydation, la résistance mécanique ainsi que les difficultés de réalisation.

Conducteur	Cuivre (Cu)	Or (Au)	Aluminium(Al)
Résistivité ( $\mu\Omega.cm$ )	1.75	2.1	2.8
Méthode de Déposition	Dépôt électrochimique	Dépôt Electrochimique	Pulvérisation en courant continu
Référence	[22]	[23]	[24]

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

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

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

## II.6.2 Matériaux magnétiques :

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

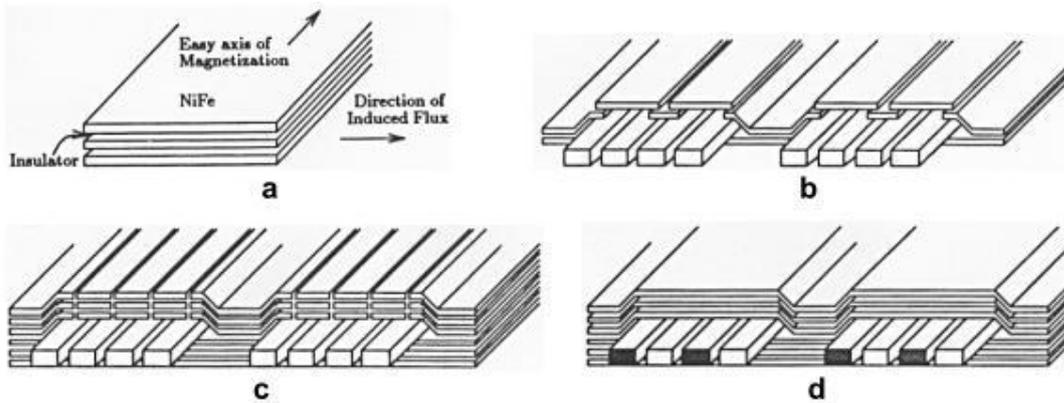
Les ferrites sont les matériaux magnétiques les plus utilisés dans la réalisation de transformateur haute fréquence du fait de leur résistivité élevée. Par contre, elles sont difficilement compatibles avec les procédés de fabrication de la microélectronique. En effet, ces matériaux requièrent des recuits à haute température qui ne sont pas conciliables avec la technologie silicium [4]. Aussi nous nous tournerons vers d'autres matériaux ayant de bonnes propriétés magnétiques, comme les alliages magnétiques, sachant que les pertes par courants de Foucault peuvent être réduites grâce à une technique de feuilletage.

### ❖ Les principaux matériaux magnétiques utilisés [7] :

- **NiFe** par électrochimie.  $\mu_r$  de 100 à 5000 en fonction des conditions de dépôt (croissance avec ou sans champ magnétique)
- **NiFe/SiO<sub>2</sub>** [32] (dépôt par pulvérisation  $\mu_r = 2000$ )
- **CoHfTaPd** par pulvérisation.
- **CoZrRe** par pulvérisation.
- **MnZn** par pulvérisation, puis traitement thermique (ferrite), (poudre)
- **CoFeCu** par électrochimie.
- **NiZn** par poudre.
- **NiFeMo** par électrochimie.
- **FeCoB** ruban de matériau  $\mu_r$  de 400 à 800 suivant traitement.
- **CoNbZr** par pulvérisation.
- **FeHfO** par pulvérisation.

Le problème majeur à résoudre au niveau du noyau est celui des pertes. Ainsi les courants de Foucault peuvent être limités en utilisant des structures à noyau feuilleté [8]. Ceci a pour effet de diminuer la circulation des courants induits dans le matériau si le feuilletage est réalisé dans la direction du champ magnétique variable. Ainsi, en restreignant les mouvements des charges dans le matériau, nous réduisons également la possibilité au champ magnétique d'accélérer et donc de fournir de l'énergie à ces charges. Ci-dessous, quelques exemples de noyaux feuilletés adaptés à des bobines de type spiral. Sur la figure II.3 (a) le

principe de base du feuilletage du noyau ; sur les figure II.3 (b), (c) et (d) des noyaux feuilletés combinant à la fois l'utilité première de réduction des courants de Foucault et la présence d'entrefer permettant d'emmagasiner de l'énergie magnétique dans l'air (ou dans l'isolant du feuilletage)[8].



**Figure II.3** : Exemple d'application des composants passifs intégrés.

Le matériau magnétique le plus utilisé dans la conception des noyaux magnétiques est l'alliage fer-nickel avec une proportion d'environ 80% de nickel pour 20% de fer. Il peut se déposer par électrochimie. De plus, la basse température de fabrication permet de ne pas endommager les autres dispositifs éventuellement présents sur la puce lors de l'élaboration de la micro bobine. Les valeurs de perméabilité relative  $\mu_r$  du NiFe sont très disparates et peuvent aller de 100 à 5000 suivant la qualité des bains et la méthode de dépôt du matériau. Typiquement cette valeur est aux environs de 800 pour un dépôt électrochimique classique. A. Ferro et al ont montré dans leurs travaux [9] qu'il est possible de contrôler les valeurs de perméabilité magnétique de l'alliage magnétique NiFe en combinant des champs magnétiques et des traitements thermiques sur les dépôts. C. H. Ahn et al ont également mis en avant ce phénomène [10]. Toutefois, comme pour les ferrites, les traitements thermiques peuvent être difficiles à adapter aux procédés standards de réalisation de la microélectronique. Les noyaux intégrés sont souvent des films magnétiques obtenus par pulvérisation cathodique ou électrochimie.

Des problèmes liés aux propriétés physiques de ces matériaux peuvent apparaître, comme par exemple la variation de la perméabilité magnétique en fonction de la fréquence, étudiée par Huijbregtse et al [11] pour Fe-Hf-O et par Turtelli et al [12] pour Fe-Co-B. Par ailleurs, le caractère non linéaire et le cycle d'hystérésis de la caractéristique B(H) nécessitent une interprétation adéquate des résultats de mesure. Wende et al [13] ont travaillé sur l'optimisation de la linéarité, et une modélisation de l'hystérésis a été proposée par Rousseau et al [14].

Le tableau II.2 montre sur les principaux ferrites utilisés en électronique de puissance ainsi que leurs caractéristiques.

Matériaux	perméabilité	$B_{max}$ (KGauss <sup>1</sup> )	T (°C)	Résistivité ( $\Omega.cm$ )	Fréquence de travail
Fe	250	22	770	$10 \times 10^{-6}$	50-1000HZ
Si-Fe (non orienté)	400	20	740	$50 \times 10^{-6}$	50-1000HZ
Si-Fe (orienté)	1500	20	740	$50 \times 10^{-6}$	50-1000HZ
50-50 Ni Fe (grain-orienté)	2000	16	360	$40 \times 10^{-6}$	50-1000HZ
Ferrite MnZn	750 à 15000	3 à 5	100 à 300	10 à 100	10KHz à 2MHz
Ferrite Ni Zn	10 à 1500	3 à 5	150 à 450	$10^3$ à $10^6$	200KHz à 200MHz
Co-Fe 50%	800	24	980	$70 \times 10^{-6}$	-

Tableau II.2: Caractéristiques des principaux ferrites utilisés en électronique de puissance.

### II.6.3 Matériaux isolants ou diélectrique :

Les isolants permettent de dissocier électriquement le bobinage du substrat ou du noyau magnétique dans le cas d'une bobine avec noyau. Les matériaux isolants couramment utilisés sont : l'oxyde de silicium (SiO<sub>2</sub>), des polymères de type résines photosensibles ou polyamides, les nitrures de silicium et l'oxyde d'aluminium (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>). L'utilisation de chacun de ces isolants dépend des procédés de fabrication ainsi que des objectifs à atteindre. Ce choix peut être fait dépendamment des éléments de la bobine que l'on désire isoler, sans aller jusqu'à la prise en compte de la permittivité du diélectrique. Dans la plupart des cas, les oxydes et nitrures de silicium sont utilisés pour isoler le substrat du composant. Dans ce cas, cette couche d'isolation sera la première étape de fabrication de la micro-bobine [7][13]. Les oxydes sont aussi utilisés comme isolant entre le bobinage et le noyau dans certaines exceptions, comme c'est le cas des travaux de Wende *et al* [8]. Cette technique est utilisée lors de la fabrication de leurs capteurs magnétiques.

Les épaisseurs d'oxydes pouvant être réalisés varient de 0.1 à 1 $\mu$ m. Dans le cas d'un besoin de couches d'isolant plus épaisses, ce qui est le cas pour les structures dissipant beaucoup d'énergie, les polymères représentent un meilleur choix.

Les Polymères employés comme isolants électriques doivent résister à des contraintes de température durant la durée de vie du dispositif. Ceux qui sont le plus couramment utilisés sont les polyamides, les polyamides photosensibles ou les résines photosensibles.

Les polyamides sont réputés dans la réalisation des dispositifs inductifs de puissance, de MEMS (Micro Electromécanique System) ou encore d'actionneurs [10]. Ces polyamides possèdent des propriétés chimiques intéressantes, comme par exemple de bonnes tenues dans le temps et en température. Il est à noter aussi que ces derniers offrent une facilité d'utilisation comparable à celles des résines classiques. Après leur dépôt sur la gaufre, les polyamides sont traités par gravure isotopique au travers d'un masque métallique de protection pour former les moules. Certaines sortes de polyamides possèdent des propriétés

photosensibles leur permettant d'être mis en œuvre comme les résines photosensibles courantes.

Toutefois, certaines résines ont également des caractéristiques physico-chimiques toutes aussi intéressantes que les polyamides pour le domaine d'application qui nous intéresse.

Les travaux de Basset et Buchaillet montrent la possibilité que ce polymère (la famille SU) soit utilisé comme isolant et moule. En effet, les polyamides, comme les résines, permettent également, en plus du rôle d'isolant, de structurer la croissance des matériaux déposés par électrochimie en faisant office de moule. Enfin, Tolmans *et al* [11] aménagent une cavité d'air entre le substrat et le conducteur de leur bobine. Cette technique utilise une résine photosensible positive pour croître les dépôts métalliques, par la suite la résine est enlevée en ayant recours à un solvant, laissant ainsi le bobinage en suspension dans l'air.

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

Matériaux diélectriques	Al O	SiO	Si	Ta <sub>2</sub>	Si N
Permittivité relative $\mu_r$	7 à 10	6 à 8	4 à 5	25	6 à 9

**Tableau II.3:** Permittivités relatives des matériaux diélectriques utilisés en microélectronique.

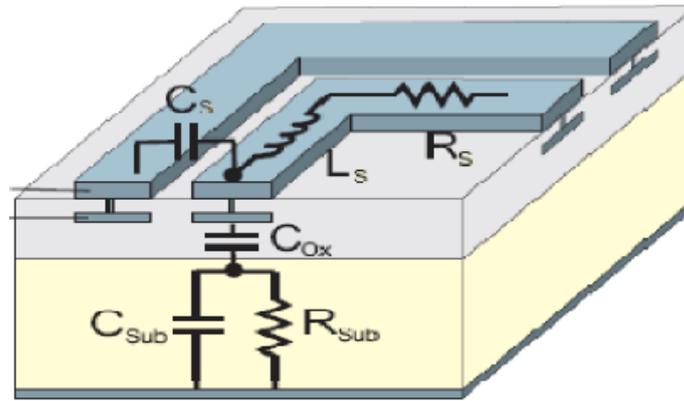
## II.7 LES EFFETS PHYSIQUES ET MAGNETIQUE DANS UNE INDUCTANCE PLANAIRE

### II.7.1 Structure d'une inductance planaire intégrée :

Pour ce type d'intégration de structure planaire [15], elle est composée de trois couches empilés comme le démontre la figure II.4:

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

La structure générale d'une bobine planaire intégrée :



**Figure II.4 :** Coupe schématique d'une inductance planaire.

Indépendant des structures géométriques, leurs affectations sont toujours les mêmes en ce qui concerne les phénomènes physiques des structures. La figure II.4 montre les trois sections schématiques transversales dimensionnelles d'une inductance; Il donne une perspicacité des effets physiques de base. L'image montre seulement deux tours adjacents réalisés sur une couche en métal incorporé en oxyde. Les conducteurs sont séparés du substrat par l'oxyde. Ce modèle simplifié est suffisant pour illustrer les différents champs électromagnétiques qui sont présents dans une inductance intégrée une fois excitée.

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

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

### **II.7.2 Phénomènes physiques dans les conducteurs :**

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

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

#### **❖ Effet de peau**

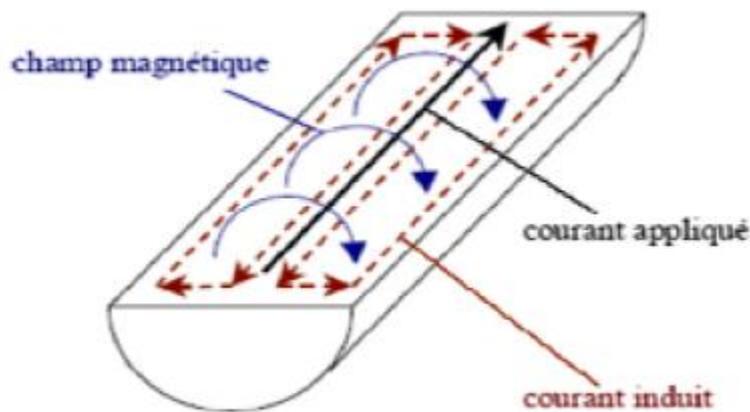
Ce phénomène d'origine électromagnétique existe pour tous les conducteurs parcourus par des courants alternatifs [16]. Le courant qui parcourt un conducteur crée un champ magnétique à l'intérieur de lui-même. A partir d'une certaine fréquence, le courant résultant

de ce champ n'est plus négligeable et il se superpose au courant initial. Le courant a alors tendance à se concentrer sur la périphérie du conducteur. Un effet de pellicule apparaît comme le montre la figure II.5

Plus la fréquence augmente, plus cet effet est marqué. L'épaisseur équivalente sur laquelle se répartit le courant, appelée épaisseur de peau, est donnée par comme suit :

Sa conductivité  $\delta$  ou sa résistivité  $\rho$  et de sa perméabilité  $\mu$

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f}}$$

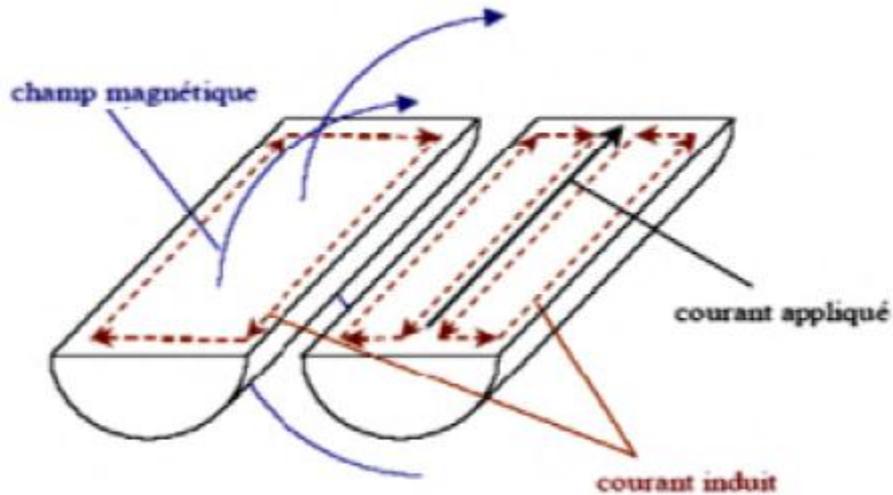


**Figure II.5 :** Illustration de l'épaisseur de peau dans un conducteur.

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

#### ❖ Effet de proximité

Lorsqu'un second conducteur non alimenté, est placé à proximité du précédent qui est alimenté, un courant se développe dans ce second conducteur sous l'effet du champ magnétique créé par le premier (figure II.6). Le courant moyen reste nul puisque le conducteur n'est pas alimenté, mais cette circulation de courant, appelée effet de proximité, cause forcément des pertes à l'intérieur du conducteur. Le courant se répartit également sur la périphérie du conducteur mais le phénomène est différent de celui causé par l'effet de peau puisque le champ magnétique est créé par un autre conducteur et non pas par lui-même Cet effet est présenté sur la figure (II.6).



**Figure II.6 :** Illustration de l'effet de proximité.

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

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

## II.8 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.

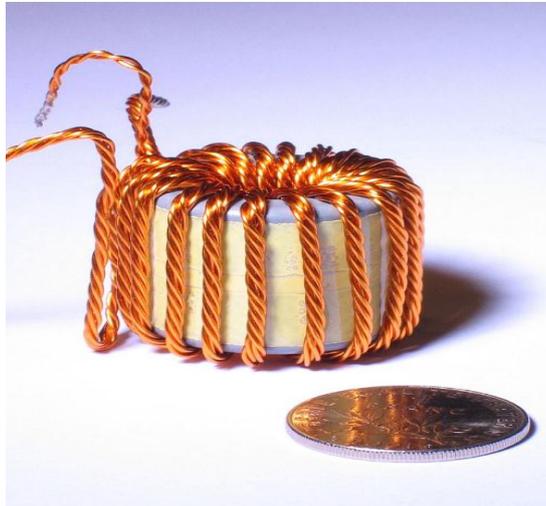
Ayant présenté dans les chapitres I et II les différentes techniques d'intégration et les différents matériaux utilisés, le chapitre III fera l'objet de la méthode de dimensionnement du micro transformateur à étudier.

# Chapitre III

## DIMENSIONNEMENT DU MICRO-TRANSFORMATEUR

### III.1 Introduction

Un convertisseur Flyback est une alimentation à découplage, généralement avec un transformateur entre l'entrée et la sortie. Son schéma de base est le même que celui d'un convertisseur buck-boost dans lequel l'inductance est remplacé par un transformateur. Le convertisseur Flyback est probablement la structure la plus utilisée en industrie électronique, il est utilisé dans les moniteurs LCD, télévision CRT, lecteur de DVD.... Il est généralement réservé aux applications de puissance réduite.

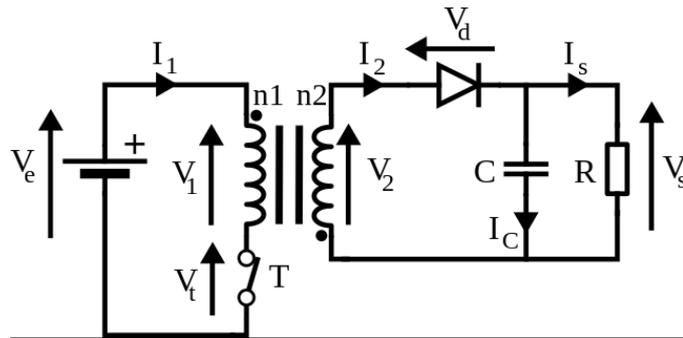


**Figure III.1 :** «Transformateur» de convertisseur Flyback 250 W à 50 kHz.

### III.2 FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR FLYBACK

#### III.2.1 Principe :

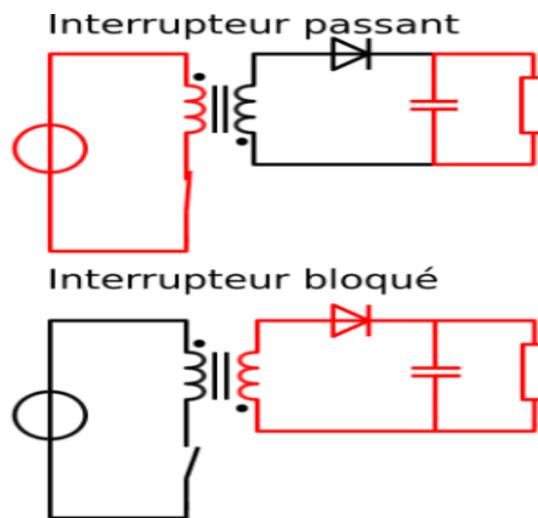
Le schéma de base d'un convertisseur Flyback est représenté sur la figure III. 2. C'est l'équivalent d'un convertisseur Buck-Boost dans lequel on aurait remplacé l'inductance par deux inductances couplées jouant le rôle de transformateur. Par conséquent le principe de fonctionnement des deux convertisseurs 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. Le dimensionnement du circuit magnétique définit la quantité 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.



**Figure III.2 :** Schéma de base d'un convertisseur Flyback.

Le fonctionnement d'un convertisseur Flyback peut être divisé en deux étapes suivant l'état de l'interrupteur  $T$  (fig. III 3) :

- Dans l'état passant, l'interrupteur  $T$  est fermé, le primaire du transformateur est relié directement à la source de tension d'entrée. Il en résulte une augmentation du flux magnétique dans le transformateur. La tension aux bornes du secondaire est négative, bloquant ainsi la diode. C'est le condensateur de sortie qui fournit l'énergie demandée par la charge.
- Dans l'état bloqué, l'interrupteur est ouvert. L'énergie stockée dans le transformateur est transférée à la charge.



**Figure III.3 :** Les deux configurations d'un convertisseur Flyback suivant l'état de l'interrupteur  $T$ .

On définit  $\alpha$  comme étant le rapport cyclique. Il représente une durée de la période  $T$  pendant laquelle l'interrupteur  $T$  conduit.  $\alpha$  est compris entre 0 ( $T$  ne conduit jamais) et 1 ( $T$  conduit tout le temps).

### III.2.2 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.

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

On considère l'interrupteur T fermé (passant) et la diode D bloquée

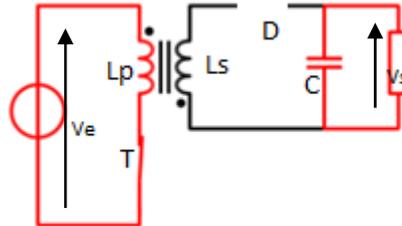


Figure III.4 : Etat du convertisseur flyback durant la phase de magnétisation.

L'énergie est stockée dans l'inductance primaire  $L_p$ . La diode est bloquée, la différence de potentielle à ses bornes est donc.

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

m : rapport de transformation

En considérant les composants comme parfaits, la tension aux bornes de l'enroulement primaire  $L_p$  est égale à  $V_e$ , on a donc :

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

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

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

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

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

$$\text{Ou encore :} \quad \Delta I_1 = \frac{\alpha V_e}{L_p \cdot f} \quad (III-7)$$

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

L'ondulation de courant est maximal pour  $\alpha=1$  :

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

Ou encore si  $I_{1m}$  est nul :

$$\Delta I_{1max} = I_{1M} = \alpha \frac{V_e}{fL_P}. \quad (III.10)$$

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  $I_{1M}$ .

Le courant qui traverse la charge  $R$  provient de la réserve d'énergie dans le condensateur.

L'énergie stockée dans le primaire du transformateur vaut alors :

$$W = \frac{1}{2} \cdot L_P \cdot i_1^2 \quad (III.11)$$

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

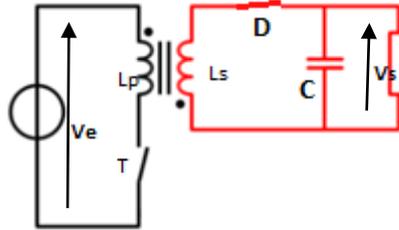


Figure III.5 : Etat du convertisseur durant la phase de démagnétisation.

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

$$V_2(t) = V_s(t) = cste = V_s \quad (III.12)$$

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

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

$$\text{A } t = \alpha T \quad i_2(\alpha T) = I_{2M} \quad (III.15)$$

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

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

À la fin de l'état bloqué, le courant  $i_2$  a atteint sa valeur minimale  $I_{2m}$  :

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

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

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

L'ondulation de courant est maximal pour  $\alpha = 0$  :

$$\Delta I_{2max} = I_{2M} - I_{2m} = \frac{V_S}{L_S \cdot f} \quad (\text{III-21})$$

Ou encore si  $I_{2m}$  est nul :

$$\Delta I_{2max} = I_{2M} = \frac{(1-\alpha) \cdot V_S}{L_S \cdot f} \quad (\text{III-22})$$

Pendant cette phase, il y a conservation de l'énergie stockée dans le transformateur, l'énergie magnétique vaut toujours  $W$  par continuité du flux.

$$W = \frac{1}{2} \cdot L_P \cdot I_1^2 = \frac{1}{2} \cdot L_S \cdot I_2^2 \quad (\text{III-23})$$

Or, en remplaçant les inductances  $L_P$  et  $L_S$  par leur expression en fonction de la réductance  $R$  du circuit magnétique et du nombre de spires des enroulements du transformateur, on obtient :

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

Le rapport de transformation  $m$  peut donc, également être exprimé en fonction des courants par la relation suivante :

$$m = \frac{n_s}{n_p} = \sqrt{\frac{L_S}{L_P}} = \frac{I_1}{I_2} \quad (\text{III-25})$$

En combinant les expressions des courants (éq. III10 et III.22), le rapport de transformation  $m$  peut également être exprimé en fonction des tensions primaire et secondaire du transformateur, ce qui donne :

$$m = \frac{1-\alpha}{\alpha} \cdot \frac{V_S}{V_e} \quad (\text{III-26})$$

### III.3 DIMENSIONNEMENT DU MICRO-TRANSFORMATEUR

#### III.3.1 Cahier des charges du convertisseur Flyback :

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:  $V_e = 10 \text{ V}$
- Tension de sortie:  $V_s = 5 \text{ V}$
- Puissance de sortie :  $P_s = 5 \text{ W}$
- Fréquence de fonctionnement :  $f = 100 \text{ MHz}$

### III.3.2 Détermination des inductances primaire et secondaire du micro-transformateur :

L'expression (III-23) 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 à  $t = \alpha T$ , l'expression (III-23) s'écrit comme suit.

$$W = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot I_{1M}^2 = \frac{1}{2} \cdot L_s \cdot I_{2M}^2 \quad (\text{III-27})$$

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

$$P = \frac{W}{T} = \frac{1}{2T} \cdot L_p \cdot I_{1M}^2 \quad (\text{III-28})$$

En remplaçant  $I_{1M}$  par son expression (III.10), on en déduit la puissance transmise à la charge :

$$P = V_s \cdot I_s = \frac{V_e^2 \alpha^2}{2L_p f} \quad (\text{III-29})$$

L'expression de l'inductance primaire  $L_p$  du micro-transformateur est donc :

$$L_p = \frac{V_e^2 \alpha^2}{2V_s \cdot I_s f} \quad (\text{III-30})$$

$$L_p = 25 \text{ nH}$$

L'inductance primaire  $L_p$  du convertisseur Flyback est calculée pour une ondulation maximale du courant.

D'après le cahier de charge le rapport cyclique est de  $\alpha = 0.5$ , ce qui permet de déduire le rapport de transformation  $m$  (éq. 26), sa valeur est de :  $m = 0.5$ .

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  $m$  (éq.III.31) :

$$L_s = m^2 \cdot L_p \quad (\text{III-31})$$

$$L_s = 6.25 \text{ nH}$$

### III.3.2 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, et de l'énergie emmagasinée dans les enroulements.

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

$$W_{Vmax} = \frac{B_{max}^2}{2 \cdot \mu_r \cdot \mu_0} = \frac{W}{V} \quad (III-32)$$

Avec une perméabilité relative du matériau NiZn:  $\mu_{rNiZn}=1400$  et une induction à saturation

$B_{max} = 0.3 \text{ T}$  ; on a :

$$W_{Vmax} = \frac{0,3_{max}^2}{2 \cdot (1400) \cdot (4) \cdot (3,14) (10^{-7})}$$

La densité volumique d'énergie vaut alors  $25.59 \text{ J/m}^3$

A partir de l'équation (III.27) nous déduisons l'énergie magnétique stockée :

$$W = \frac{1}{2} \cdot L_s \cdot I_{2M}^2 = \frac{1}{2} \cdot (6,25 \cdot 10^{-9}) \cdot (1^2)$$

$$W = 3.125 \text{ nj}$$

Ce qui permet de déduire le volume du noyau magnétique à utiliser :

$$V = \frac{W}{W_{Vmax}} \quad (III-33)$$

$$V = 0.122 \text{ mm}^3$$

On déduit donc, que le volume du noyau magnétique en NiZn, nécessaire pour stocker une énergie de  $3.125 \text{ nj}$  est égal à  $0.122 \text{ mm}^3$ .

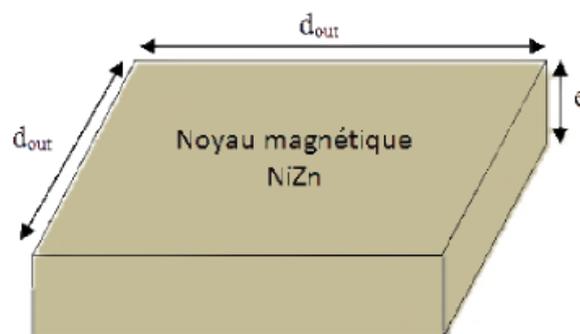


Figure III.6 : Forme géométrique du noyau magnétique

Connaissant le volume et le diamètre extérieur  $d_{out}$ , nous pouvons déduire l'épaisseur du noyau magnétique (figure III.6):

$$e = \frac{V}{d_{out}^2} \quad (III-34)$$

Nous avons opté pour une superficie du noyau égale à  $(2000 \times 2000) \mu m^2$  sur laquelle nous allons poser les micro-inductances. Le diamètre extérieur  $d_{out}$  est pris égal à  $2000 \mu m$  et celui du diamètre intérieur  $d_{in}$  à  $1000 \mu m$ , ce qui donne :

$$e = \frac{0.122 \cdot 10^{-9}}{(2000 \cdot 10^{-6})^2}$$

$$e = 30.5 \mu m$$

Les résultats de ce premier dimensionnement sont regroupés dans le tableau III.1

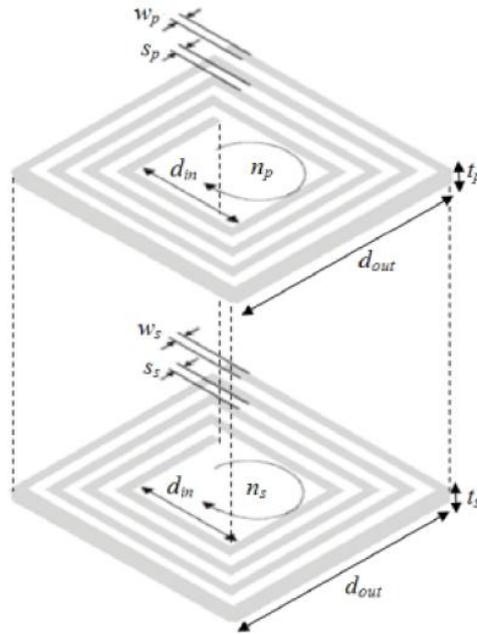
Paramètres électriques	Valeurs
Inductance primaire $L_p$	25 nH
Inductance secondaire $L_s$	6.25 nH
densité volumique d'énergie $w_{Vmax}$	25.59 J/m <sup>3</sup>
le volume du noyau magnétique $V$	0.122 mm <sup>3</sup>
Epaisseur du noyau $e$	30.5 $\mu m$

Tableau III. I: Résultats du dimensionnement

### III.3.3 Détermination des paramètres géométriques du micro-transformateur:

Les micro-inductances primaire et secondaire du micro-transformateur sont de formes spirales carrées et sont décrites par les paramètres géométriques suivants (figure III. 7) :

- Les largeurs des enroulements du primaire  $w_p$  et du secondaire  $w_s$
- Les épaisseurs des conducteurs du primaire  $t_p$  et du secondaire  $t_s$
- Les inter-spires du primaire  $S_p$  et du secondaire  $S_s$
- Les nombres de tours du primaire  $n_p$  et du secondaire  $n_s$
- Les longueurs totales des conducteurs du primaire  $l_{tp}$  et du secondaire  $l_{ts}$ .



**Figure III.7 :** Les différents paramètres géométriques des micro-inductances primaire et secondaire du micro-transformateur

❖ **Calcul du nombre de spires du primaire et du secondaire**

Il existe, plusieurs formules qui permettent de déduire l'inductance d'un bobinage, prenant en compte des 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 mais reste valable pour un faible nombre de spires. La formule donnée par Wheeler [1] pour le calcul de l'inductance est donnée par l'expression suivante :

$$L = K_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{n^2 \cdot d_{avg}}{1 + K_2 \cdot p} \quad (III-35)$$

$d_{avg}$  est le diamètre moyen,  $p$  est le facteur de forme. Ils sont définis par :

$$d_{avg} = \frac{d_{out} + d_{in}}{2} ; \rho = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}} \quad (III-36)$$

$K_1$  et  $k_2$  deux coefficients fonction de la forme géométrique utilisée. Pour une forme carrée,  $k_1=2,34$  et  $k_2=2,75$ .

A partir de la formule de Wheeler, nous tirons l'expression du nombre de tours du primaire  $n_p$  :

$$n_p = \sqrt{\frac{(1 + K_2 \cdot p) \cdot L_p}{\mu_0 \cdot K_1 \cdot d_{avg}}} \quad (III-37)$$

$$n_p = 6$$

Nous déduisons ensuite l'expression du nombre de tours du secondaire :

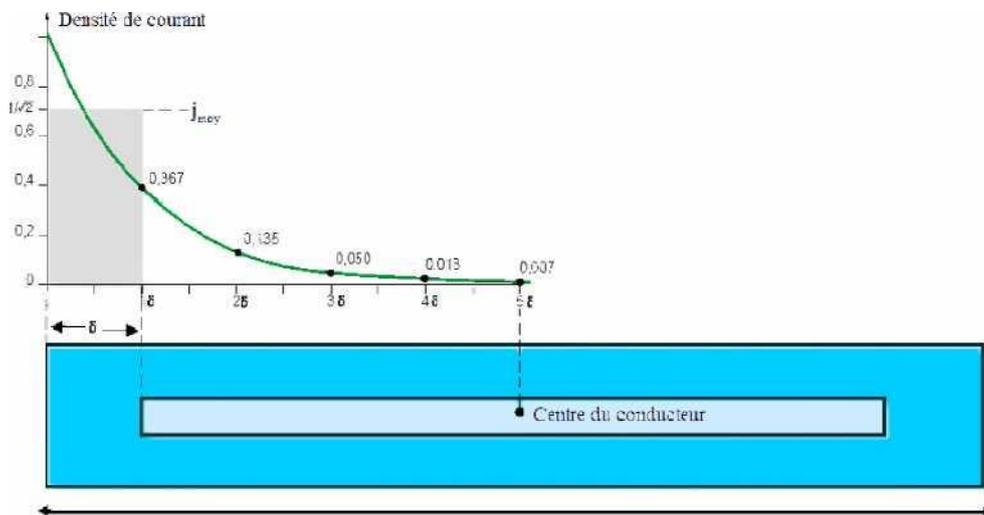
$$n_s = m \cdot n_p \quad (\text{III-38})$$

Soit donc :

$$n_s = 3$$

❖ **Calcul de la largeur et de l'épaisseur du conducteur primaire**

L'effet de peau provoque la décroissance exponentielle de la densité de courant à mesurer que l'on s'éloigne de la périphérie du conducteur dans le cas des hautes fréquences (figure III. 8).



**Figure III.8 :** Décroissance de la densité de courant à l'intérieur d'un conducteur rectangulaire

Pour que le courant circule dans tout le conducteur, il faut que la condition suivante soit remplie:  $W_p \leq 2\delta$  ou  $t_p \leq 2\delta$ . On impose une des deux valeurs  $t_p$  ou  $W_p$ . En posant par exemple l'épaisseur du conducteur  $t_p = 2\delta$ , on peut calculer sa largeur  $W_p$ .

La densité de courant dans un conducteur dont la section est rectangulaire, s'exprime par les expressions suivantes [Gu-1].

$$j(x) = j_0 \cdot e^{-i\left(\frac{x}{\delta}\right)} \cdot e^{-\left(\frac{x}{\delta}\right)} \quad (\text{III-39})$$

$$\|j(x)\| = j_0 \cdot e^{-\left(\frac{x}{\delta}\right)} \quad (\text{III-40})$$

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

$$j_{moy} = j_0 \cdot \frac{\left[ e^{-\left(\frac{t}{2\delta}\right)} + 1 \right]}{2} \quad (\text{III-41})$$

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  $j_{moy}$ . Il est donné par l'expression suivante :

$$i_p = S_c \cdot j_{moy} \quad (III-42)$$

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

$$S_c = W_p \cdot t_p \quad (III-43)$$

$$D'où \quad W_p = \frac{S_c}{t_p} \quad (III-44)$$

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.

#### ❖ Calcul de la longueur totale du conducteur primaire

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

$$I_{tp} = [4 \cdot n_p \cdot (d_{out} - (n_p - 1) \cdot S_p - (n_p \cdot w_p))] - S_p \quad (III-45)$$

#### ❖ Calcul de l'espace inter-spires du primaire

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

$$S_p = \frac{d_{out} - d_{in} - 2 \cdot (n_p \cdot w_p)}{2 \cdot (n_p - 1)} \quad (III-46)$$

#### ❖ Calcul de la largeur et de l'inter-spires du secondaire

Nous avons opté pour une distance identique à celui du primaire. A partir de ce dernier, nous calculons la largeur du secondaire par l'expression :

$$W_s = \frac{[d_{out} - d_{in} - 2 \cdot S_s \cdot (n_s - 1)]}{2 \cdot n_s} \quad (III-47)$$

#### ❖ 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 :

$$I_{ts} = [4 \cdot n_s \cdot (d_{out} - (n_s - 1) \cdot S_s - (n_s \cdot w_s))] - S_p \quad (III-48)$$

Les résultats du dimensionnement géométrique sont regroupés dans le tableau III.2

Paramètres géométriques	Résultats du dimensionnement
Diamètre extérieur : $d_{out}$	2000 $\mu\text{m}$
Diamètre intérieur : $d_{in}$	1000 $\mu\text{m}$
Epaisseur de la peau : $\delta$	6.31 $\mu\text{m}$
Nombre de tours du primaire : $n_p$	6
Nombre de tours du secondaire : $n_s$	3
Largeur primaire : $w_p$	48.22 $\mu\text{m}$
Largeur secondaire : $w_s$	138.58 $\mu\text{m}$
Epaisseur primaire : $t_p$	12.61 $\mu\text{m}$
Epaisseur secondaire : $t_s$	12.61 $\mu\text{m}$
Inter-spire du primaire : $S_p$	42.13 $\mu\text{m}$
Inter-spire du secondaire : $S_s$	42.13 $\mu\text{m}$
Longueur totale du primaire : $l_{tp}$	4.26 cm
Longueur totale du secondaire : $l_{ts}$	2.29 cm

Tableau III. 2: Résultats du dimensionnement géométrique

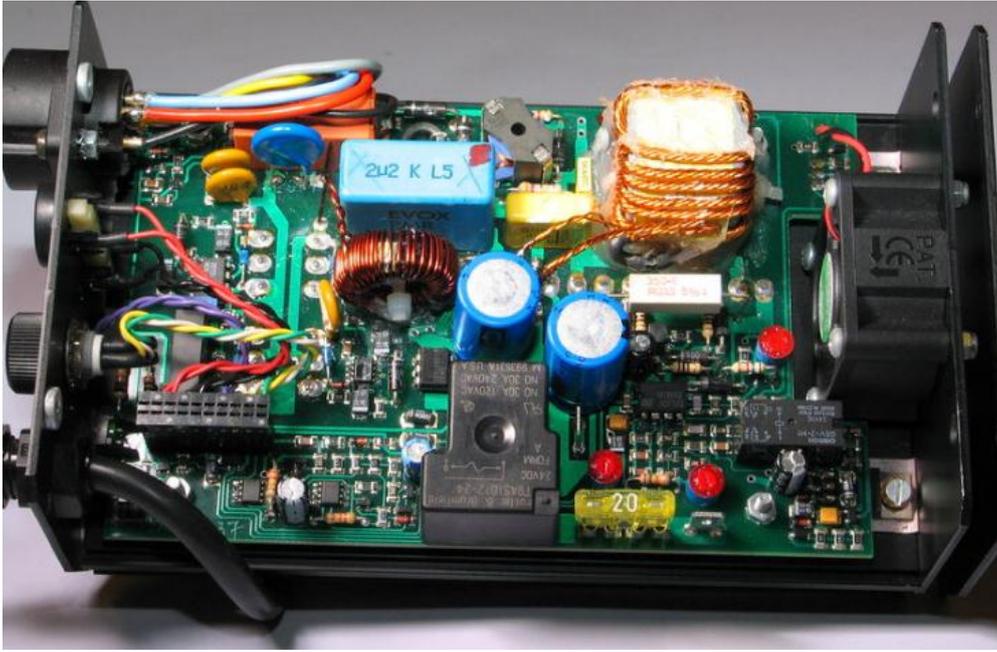
Les valeurs des différents paramètres géométriques sont dans les normes des dimensions préconisées pour l'intégration en électronique.

### III.4 APPLICATIONS

Les convertisseurs Flyback sont utilisés pour réaliser des alimentations :

- de faible coût à sorties multiples ;
- à haute tension et à faible puissance.

En choisissant de réguler le courant  $I_{1max}$  constant, le Flyback délivre alors une puissance constante à la charge. Ceci est particulièrement bien adapté à l'alimentation de lampes à décharge, comme les lampes aux halogénures métalliques, dont la puissance doit être maintenue constante durant toute la durée de vie, la tension d'arc augmentant en fonction de l'usure des électrodes (le rapport cyclique du hacheur évolue en conséquence « naturellement »). Le contrôle-commande d'un tel convertisseur est alors très simple car il ne nécessite pas le recours à une quelconque régulation de puissance. De ce fait, il n'y a pas de risque d'instabilités de régulation liées aux caractéristiques dynamiques de la lampe (en particulier dues à la résistance négative de l'arc pendant les phases d'allumage). Dans le cas d'un appareil portable, alimenté par batterie, la compensation de la variation de tension de celle-ci s'obtient très facilement en asservissant la consigne de courant à cette variation. Le réglage de l'intensité lumineuse est également simplifié par le réglage direct du courant de consigne du hacheur.



**Figure III.9 :** Circuit électronique d'un ballast pour lampe HMI utilisant un convertisseur Flyback de 250 W.

### III.5 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 à faible puissance.

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.

Dans le chapitre qui suit, nous allons aborder une étude des paramètres électriques du micro-transformateur pour les utiliser dans son aspect modélisation, cette étude nous sera utile lors de la caractérisation du dispositif réalisé.

# Chapitre IV

## La modélisation et résultats des simulations du micro-transformateur

### IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter le modèle du micro-transformateur et discuter de la pertinence du choix des différents matériaux utilisés.

Ensuite, nous allons centrer cette étude sur la validation de ce modèle, cette opération consiste en la comparaison du fonctionnement de trois types de micro-transformateurs : idéal, réel et intégré.

### 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 six spires, le secondaire de trois spires. Ce micro-transformateur est conçu pour une fréquence de fonctionnement de 100 MHz.

Les deux micro-inductances ; des 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 (SiO<sub>2</sub>). 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 (SiO<sub>2</sub>) qui assure le couplage magnétique (figure IV. 1).

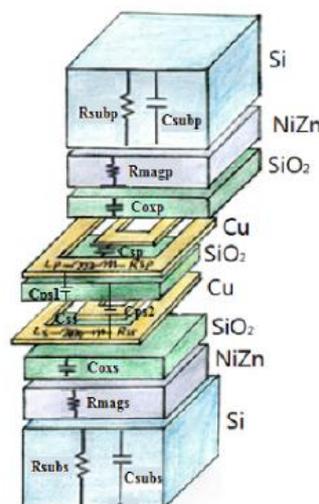
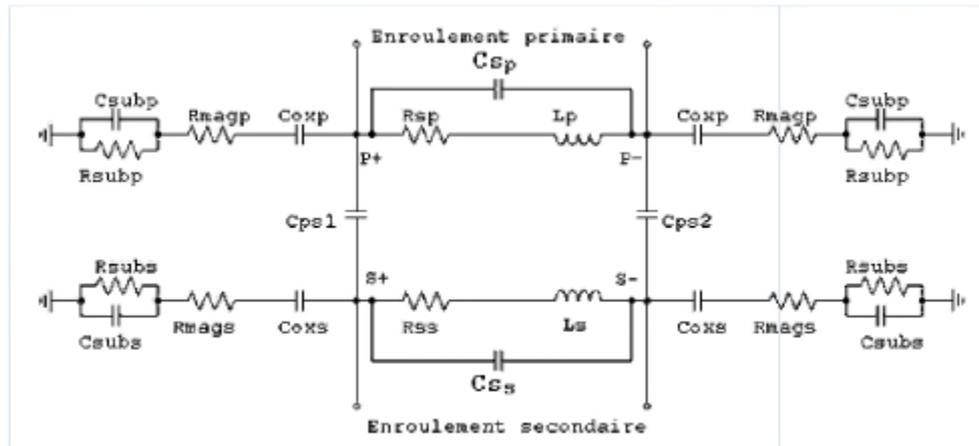


Figure IV.1 : Coupe transversale en 3D du micro-transformateur.

Un transformateur est l'association de deux inductances avec couplage magnétique. Nous pouvons ainsi extraire le modèle électrique équivalent à partir du modèle électrique d'une micro-inductance spirale carrée [17] [18]. Le modèle électrique de la figure IV.2 est plus réaliste, il prend en compte les différentes pertes dans le micro-transformateur.



**Figure IV.2 :** Circuit électrique équivalent du micro-transformateur.

Dans la figure IV.2, les inductances primaire et secondaire sont représentées par leurs modèles électriques en  $\pi$ .

Sont également représentées :

❖ **Pour lignes conductrices**

- Les inductances des deux enroulements primaires  $L_p$  et secondaire  $L_s$ ,
- Les résistances séries des deux enroulements primaires  $R_{Sp}$  et secondaire  $R_{Ss}$ ,
- Les capacités inter-spires,  $C_{Sp}$  pour le primaire,  $C_{Ss}$  pour le secondaire,
- Les capacités de couplage,  $C_{ps1}$  entre l'inductance primaire et secondaire et  $C_{ps2}$  entre l'inductance secondaire et primaire.

❖ **Pour les couches de matériaux supportant les micro-inductances :**

- Les capacités associées à la couche d'isolation (oxyde)  $C_{oxp}$  pour le primaire, et  $C_{oxs}$  pour le secondaire.
- Les résistances associées au noyau magnétique  $R_{magp}$  pour le primaire,  $R_{mags}$  pour le secondaire.
- Les capacités associées au substrat  $C_{subp}$  pour le primaire,  $C_{subS}$  pour le secondaire.
- Les résistances associées au substrat  $R_{subp}$  pour le primaire,  $R_{subS}$  pour le secondaire.

## IV.3 EXTRACTION DES PARAMETRES ELECTRIQUES

### IV.3.1 Caractéristiques des paramètres électriques :

Pour un dimensionnement optimal, les paramètres électriques doivent satisfaire aux conditions suivantes:

- Les capacités d'oxyde  $C_{oxp}$ ,  $C_{oxs}$  et de substrat  $C_{subp}$ ,  $C_{subs}$  doivent être aussi faibles que possible, afin d'éviter toute infiltration de courant dans le noyau et dans le substrat.
- Les capacités inter-spices  $C_{sp}$ ,  $C_{ss}$  et entre les micro-inductances  $C_{ps1}$  et  $C_{ps2}$  doivent également être très faibles pour éviter le court-circuit entre les spires et les micro-inductances primaire et secondaire.
- Les résistances du noyau  $R_{magp}$ ,  $R_{mags}$  et du substrat  $R_{subp}$ ,  $R_{subs}$  doivent être aussi élevées que possible afin de faire barrière aux courants induits par effet capacitif
- Les résistances séries  $R_{sp}$  et  $R_{ss}$  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 :

#### ❖ Résistances séries

Les résistances séries des deux enroulements primaire et secondaire de section rectangulaire en haute fréquences s'expriment par les expressions (IV-1) (IV-2)[19][18] sachant que la résistivité du cuivre vaut :  $\rho_{cu} = 1.7 \cdot 10^{-8} \Omega.m$ .

$$R_{Sp} = \rho_{cu} \cdot \frac{lt_p}{w_p \cdot t_{eff}} \quad (IV.1)$$

$$R_{Ss} = \rho_{cu} \cdot \frac{lt_s}{w_s \cdot t_{eff}} \quad (IV.2)$$

$L$ ,  $w$ ,  $t$  étant les paramètres géométriques définis au chapitre III.

$t_{eff}$  est l'épaisseur effective du conducteur, elle est exprimée en fonction de l'épaisseur de peau et de l'épaisseur du conducteur :

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

#### ❖ Résistances parasites

Les résistances du substrat et du noyau magnétique [20] pour le primaire et le secondaire sont :

$$R_{subp} = 2 \cdot \rho_{si} \cdot \frac{e_{si}}{w_p \cdot lt_p} \quad (IV.4)$$

$$R_{subs} = 2 \cdot \rho_{si} \cdot \frac{e_{si}}{w_s \cdot lt_s} \quad (IV.5)$$

$$R_{magp} = 2 \cdot P_{NiZn} \cdot \frac{e_{NiZn}}{w_p \cdot lt_p} \quad (IV.6)$$

$$R_{mags} = 2 \cdot P_{NiZn} \cdot \frac{e_{NiZn}}{w_s \cdot lt_s} \quad (IV.7)$$

Avec  $\rho_{si} = 18.5 \Omega.m$  la résistivité de silicium et  $\rho_{NiZn} = 1000 \Omega.m$  la résistivité de la ferrite NiZn.  $e = 54.26 \mu m$ ,  $t_i$ , étant l'épaisseur des différents matériaux et leur épaisseurs respectives.

#### ❖ Capacités d'oxyde

Les capacités d'oxyde des couches primaire et secondaire [20][19] sont :

$$C_{oxp} = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon_{sio2} \cdot \frac{w_p \cdot lt_p}{t_{ox}} \quad (IV.8)$$

$$C_{oxs} = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon_{sio2} \cdot \frac{w_s \cdot lt_s}{t_{ox}} \quad (IV.9)$$

Avec  $\varepsilon_{sio2} = 3.9$ , la permittivité relative de l'oxyde de silicium,  $ltp$  et  $lts$ , étant largeur des conducteurs primaire/secondaire, et  $t_{ox}$  l'épaisseur de l'oxyde.

#### ❖ 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.

$$C_{subp} = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon_{si} \cdot \frac{w_p \cdot lt_p}{e_{si}} \quad (IV.10)$$

$$C_{subs} = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon_{si} \cdot \frac{w_s \cdot lt_s}{e_{si}} \quad (IV.11)$$

Avec  $\varepsilon_{si} = 11.8$ , la permittivité relative du silicium,  $e_{si} = 92.5 \mu m$

#### ❖ Capacités de couplage

Les capacités de couplage sont modélisées d'une part, par les capacités inter-spices entre les segments adjacents représentées par  $C_{sp}$  et  $C_{ss}$  et d'autre part, par les capacités de couplage entre l'inductance primaire et secondaire exprimées par  $C_{ps1}$  et  $C_{ps2}$ . [21]

$$C_{sp} = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon_{sio2} \cdot \frac{t \cdot lt_p}{s_p} \quad (IV.12)$$

$$C_{ss} = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon_{sio2} \cdot \frac{t \cdot lt_s}{s_s} \quad (IV.13)$$

$$C_{ps1} = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon_{sio2} \cdot \frac{w_p \cdot lt_p}{t_{ox}} \quad (IV.14)$$

$$C_{ps2} = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon_{sio2} \cdot \frac{w_s \cdot lt_s}{t_{ox}} \quad (IV.15)$$

Avec  $\epsilon_{sio2} = 3.9$ , 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
Résistance série primaire $R_{sp}$	2.64 $\Omega$
Résistance série secondaire $R_{ss}$	0.49 $\Omega$
Résistance de noyau magnétique de primaire $R_{magp}$	52.83 K $\Omega$
Résistance de noyau magnétique de secondaire $R_{mags}$	34.19 K $\Omega$
Capacité d'oxyde du primaire $C_{oxp}$	4.92 pF
Capacité d'oxyde du secondaire $C_{oxs}$	7.61 pF
Résistance du substrat du primaire $R_{subp}$	1.66 K $\Omega$
Résistance du substrat du secondaire $R_{subs}$	1.07 K $\Omega$
Capacité du substrat du primaire $C_{subp}$	1.06 pF
Capacité du substrat du secondaire $C_{subs}$	1.64 pF
Capacité inter-spires du primaire $C_{sp}$	231.64 fF
Capacité inter-spires du secondaire $C_{ss}$	124.52 fF
Capacité de couplage entre l'inductance primaire et secondaire $C_{ps1}$	4.92 pF
Capacité de couplage entre l'inductance secondaire et primaire $C_{ps2}$	7.61 pF

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

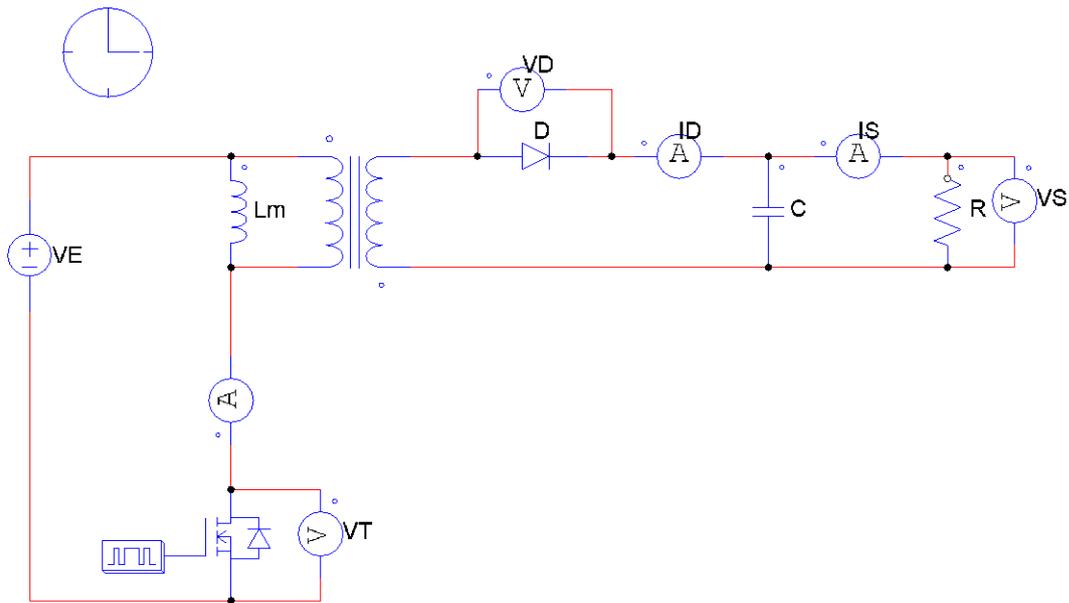
## IV.4 SIMULATION MODELE DE MICRO-TRANSFORMATEUR

Les différentes simulations vont porter sur le cas suivants :

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

### IV.4.1 Simulation effectuées sur un micro-convertisseur flyback contenant un micro-transformateur idéal:

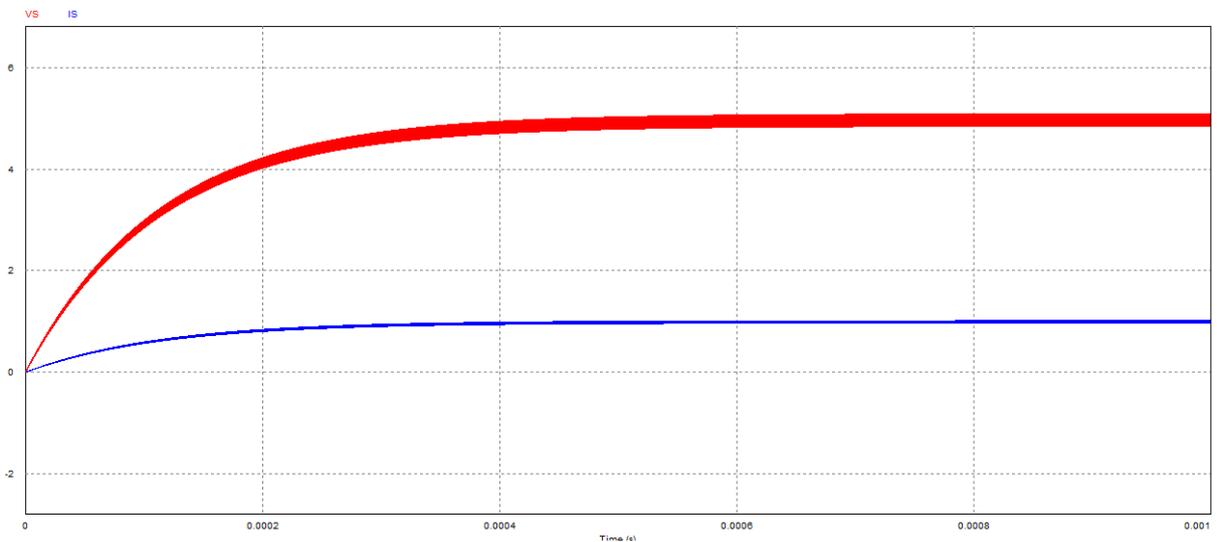
Le circuit électrique du micro convertisseur flyback contenant le micro-transformateur idéal est présenté par la figure IV. 3. La simulation de ce circuit est effectuée à l'aide du logiciel PSIM9.0.



**Figure IV.3 :** Micro-convertisseur flyback contenant le micro-transformateur idéal.

#### IV.4.1.1 Formes de la tension et du courant de sortie:

La figure présente les allures de la tension et du courant de sortie du micro-convertisseur idéal.



**Figure IV.4 :** Forme de la tension de sortie (en rouge) et du courant de sortie (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur idéal.

Mesure		Mesure	
Time	9.9673469e-004	Time	9.8361998e-004
VS	4.8589425e+000	VS	4.0726080e+000
IS	9.7178850e-001	IS	8.1452161e-001

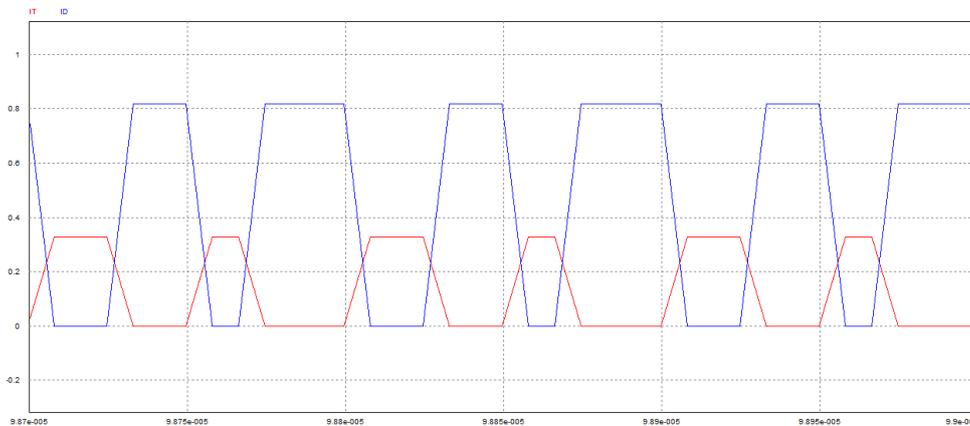
**Tableau IV.2 :** Valeurs maximale et minimale mesurées, de la tension de sortie (en rouge) et du courant de sortie (en bleu).

Nous remarquons que les niveaux de la tension et du courant de sortie (figure v.4) et (tableau IV.2) sont cohérents avec ceux contenus dans le cahier des charges, le micro-transformateur étant idéal donc sans pertes.

#### IV.4.1.2 Formes des courants et tensions du transistor et de la diode:

##### ❖ Formes des courants du transistor et de la diode

La figure présente l'allure des courants aux bornes de la diode et du transistor dans le cas d'un micro-transformateur idéal.



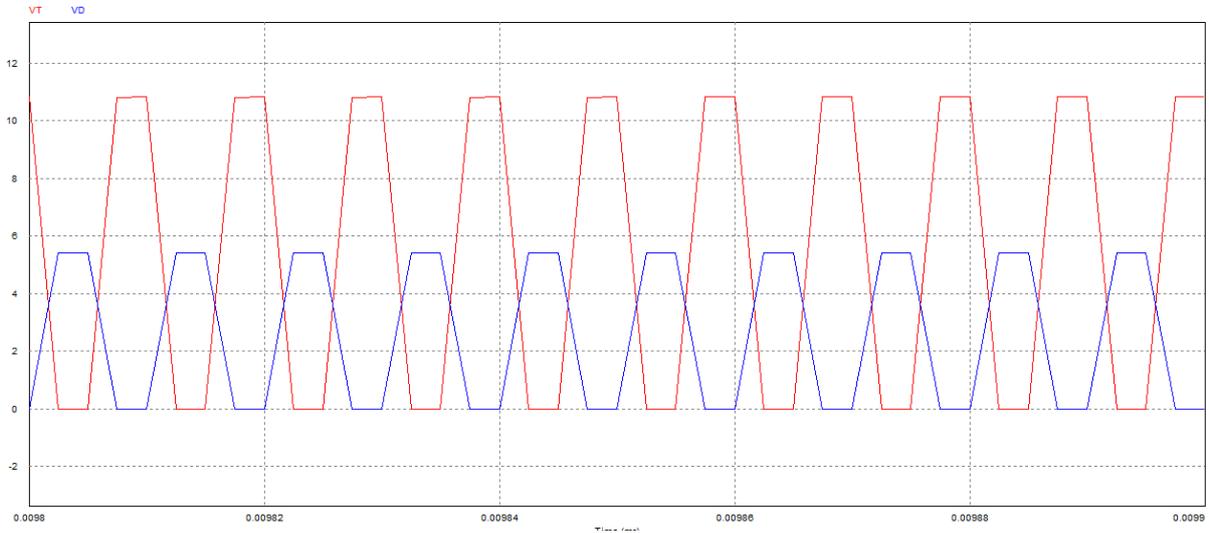
**Figure IV.5 :** Formes de courants du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur idéal.

Mesure		Mesure	
Time	2.0831250e-003	Time	9.8732938e-005
IT	3.9008608e-001	IT	1.5645263e-006
ID	-6.5103478e-007	ID	8.1739304e-001

**Tableau IV.3 :** Valeurs maximales et minimale mesurées des courants du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu)

### ❖ Formes des tensions du transistor et de la diode

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



**Figure IV.6 :** Formes des tensions du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur idéal.

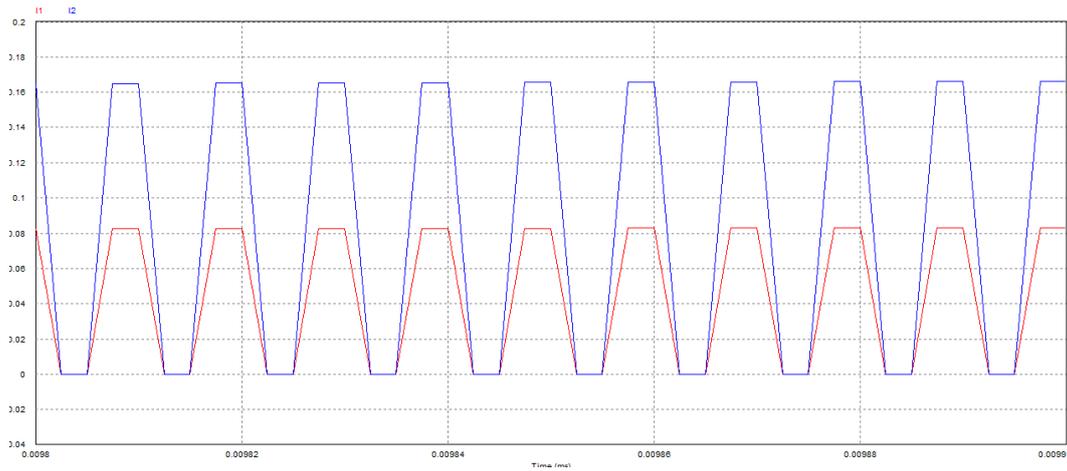
Measure		Measure	
Time	9.5435685e-004	Time	9.8025000e-006
VT	1.4725487e+001	VT	8.2460400e-007
VD	2.5732169e+000	VD	5.4081055e+000

**Tableau IV.4 :** Valeurs maximales et minimales mesurées des tensions aux bornes du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu).

#### IV.4.1.3 Formes des courants et tensions du primaire et du secondaire du micro-transformateur idéal:

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

La figure présente l'allure des courants au niveau du primaire et du secondaire dans le cas d'un micro-transformateur idéal.



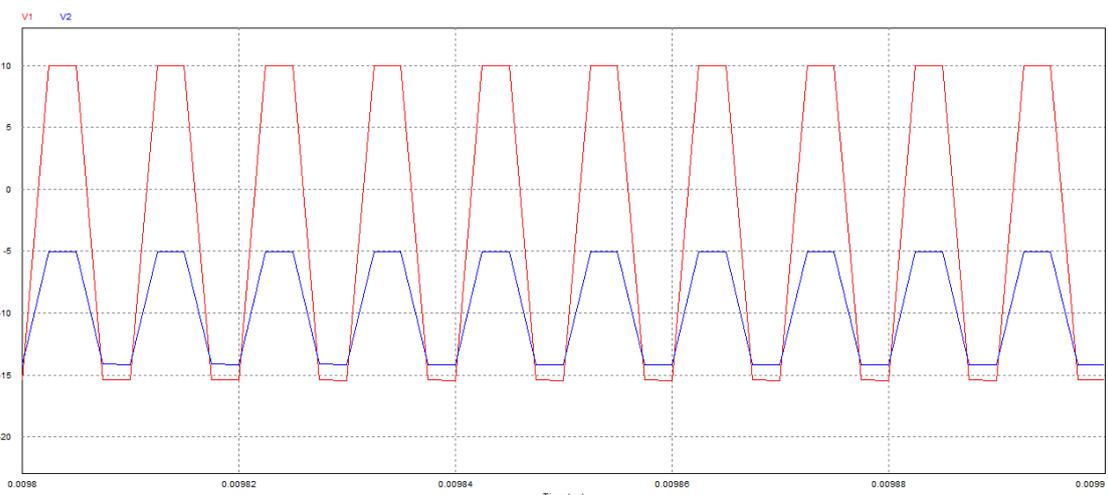
**Figure IV.7 :** Formes du courant du primaire (en rouge) et du secondaire (en bleu) du micro-transformateur idéal.

Measure		Measure	
Time		Time	
9.8975000e-006		9.9991750e-004	
I1	8.3223620e-002	I1	6.3593512e-001
I2	1.6644724e-001	I2	1.5896378e+000

**Tableau IV.5 :** Valeurs maximales et minimales mesurées des courants primaire (en rouge) et secondaire (en bleu).

#### ❖ Formes des tensions du primaire et du secondaire

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



**Figure IV.8 :** Formes des tensions du primaire (en rouge) et du secondaire (en bleu) du micro-transformateur idéal.

Measure		Measure	
Time	9.8850000e-006	Time	9.8775510e-005
V1	9.9991450e+000	V1	4.4352622e+000
V2	-5.0018536e+000	V2	4.5944236e+000

**Tableau IV.6 :** Valeurs maximale et minimales mesurées de tensions primaire (en rouge) et secondaire (en bleu).

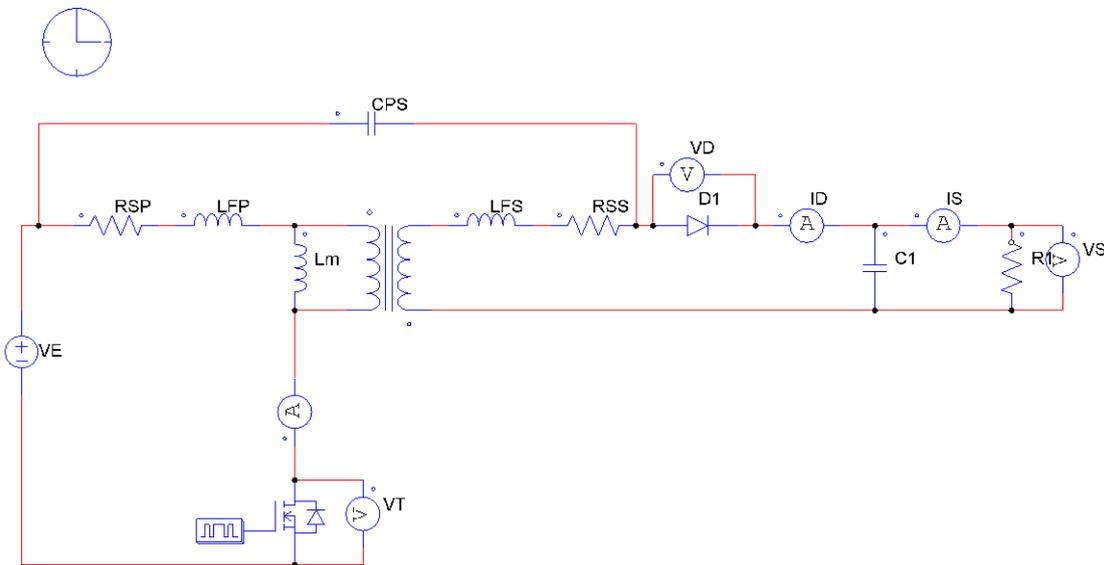
#### IV.4.2 Simulation effectuées sur un micro-convertisseur flyback contenant un micro-transformateur réel:

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  $L_{fp}$ , l'inductance de fuite secondaire  $L_{fs}$  (équ.IV.16), la résistance de l'enroulement primaire  $R_{sp}$  et la résistance de l'enroulement secondaire  $R_{ss}$ .

$$L_{fp} = \frac{n_p^2}{\mathfrak{R}_p} = n_p^2 \cdot \frac{\mu_{cu} \cdot w_p \cdot t_p}{2 \cdot l_{tp}} \quad (\text{IV.16})$$

$$L_{fs} = \frac{n_s^2}{\mathfrak{R}_s} = n_s^2 \cdot \frac{\mu_{cu} \cdot w_s \cdot t_s}{2 \cdot l_{ts}} \quad (\text{IV.17})$$

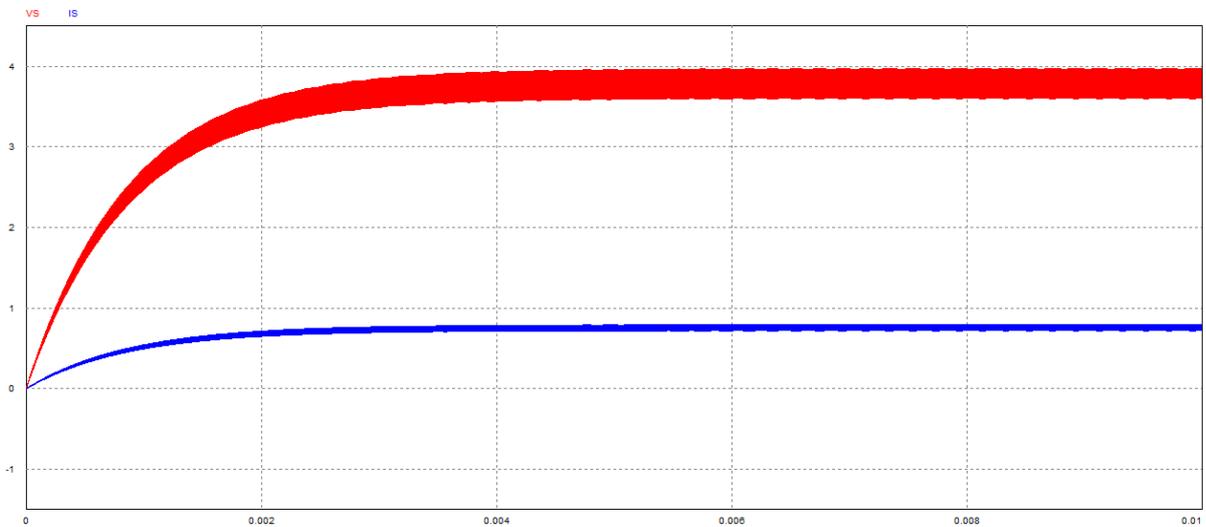
$\mathfrak{R}_p$  et  $\mathfrak{R}_s$ , sont les réluctances des couches magnétiques du primaire et du secondaire.



**Figure IV.9 :** Micro-convertisseur flyback contenant le micro-transformateur réel.

##### IV.4.2.1 Formes de la tension et du courant dc sortie:

Les figures présentent les allures de la tension et du courant de sortie du micro-convertisseur.



**Figure IV.10 :** Formes de la tension de sortie (en rouge) et du courant de sortie (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur réel.

Measure		Measure	
Time	9.7222000e-003	Time	2.6938776e-003
VS	3.9764180e+000	VS	3.5193762e+000
IS	7.9528361e-001	IS	7.0387523e-001

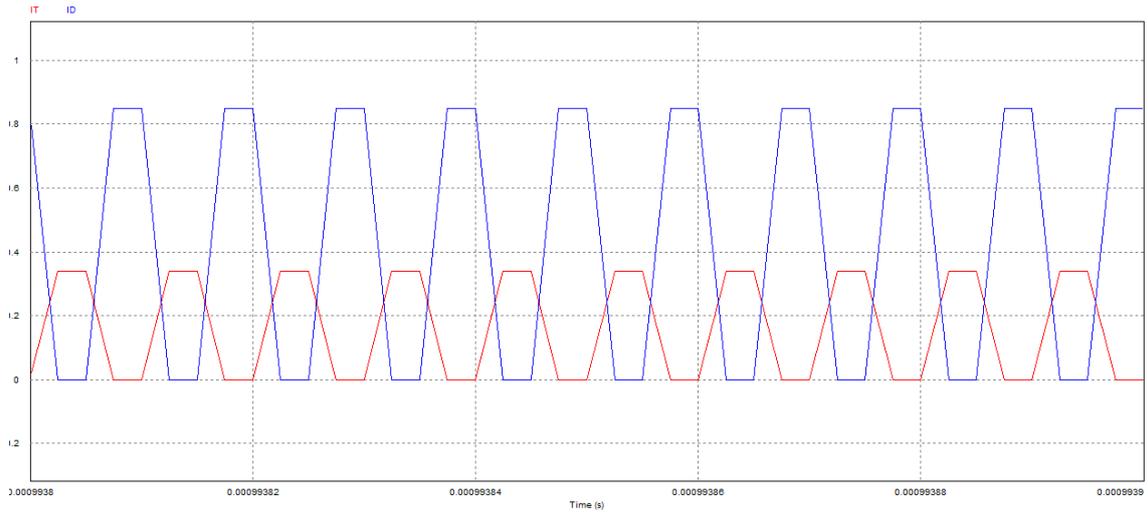
**Tableau IV.7 :** Valeurs maximales et minimales mesurées de la tension de sortie (en rouge) et du courant de sortie (en bleu).

Comme dans le cas du micro-transformateur précédent, les niveaux de la tension et du courant de sortie (figure IV.10) sont cohérents avec ceux contenus dans le cahier des charges. Nous observons encore dans ce cas, un léger décalage entre ces résultats (tableau IV.7) et ceux du cahier des charges.

#### IV.4.2.2 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.



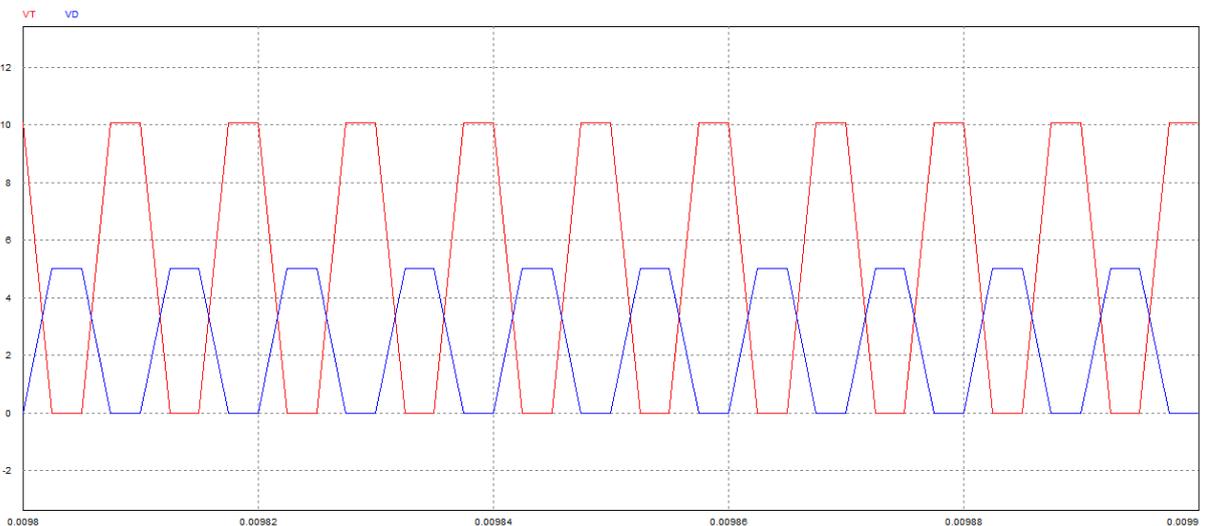
**Figure IV.11 :** Formes des courants aux bornes du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur réel.

Measure		Measure	
Time		Time	
9.3511232e-004	$3.1302871e-001$	9.0350610e-004	$1.8481540e-001$
	$5.9976292e-002$		$3.6308133e-001$

**Tableau IV.8 :** Valeurs maximums et minimale mesurées, des courants du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu).

### ❖ Formes des tensions du transistor et de la diode

La figure présente les allures des tensions aux homes de la diode et du transistor.



**Figure IV.12 :** Formes des tensions du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-Convertisseur contenant le micro-transformateur réel.

Measure	
Time	9.000000e-006
VT	1.0078273e+001
VD	-1.5717828e-007

Measure	
Time	2.500000e-009
VT	4.6352255e-011
VD	4.9999949e+000

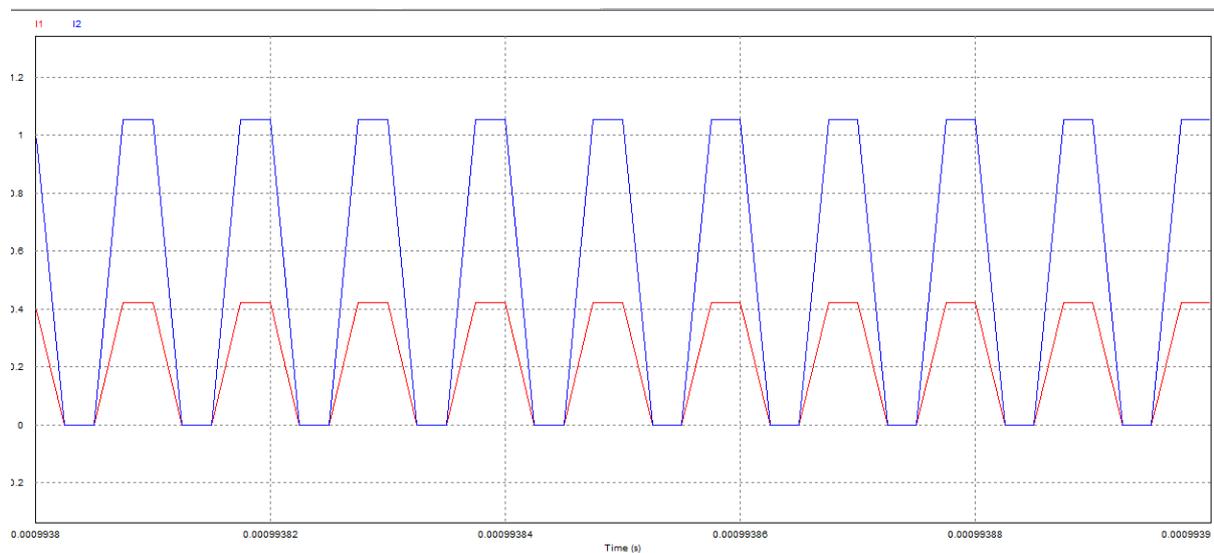
**Tableau IV.9 :** Valeurs maximale et minimale mesurées des tensions du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu).

Comme pour le cas des tensions et courants de sortie, il existe un léger décalage entre ces valeurs (tableaux IV. 8 et 9) et celles du cahier des charges.

#### IV.4.2.3 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.13) présente l'allure des courants au niveau du primaire et secondaire dans le micro-transformateur réel.



**Figure IV.13 :** Formes des courants du primaire (en rouge) et du secondaire (en bleu) du micro-transformateur réel.

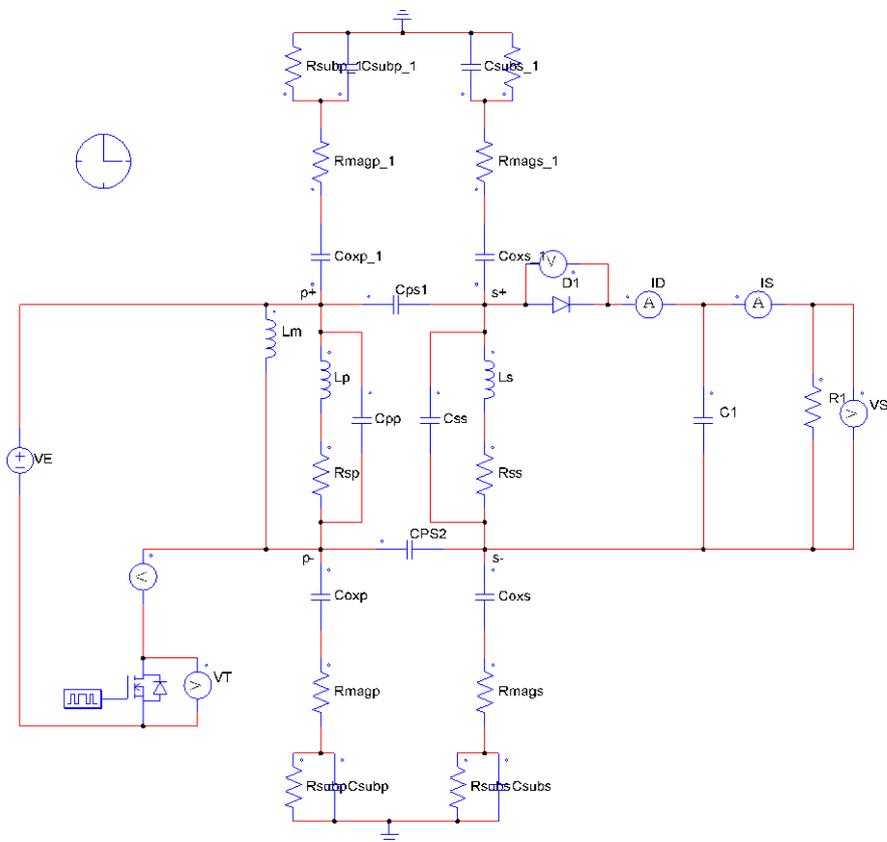
Mesure		Mesure	
Time	9.9999750e-004	Time	9.9819250e-004
I1	4.2194161e-001	I1	-2.5068836e-007
I2	1.0548540e+000	I2	-6.2695715e-007

**Tableau IV.10** : Valeurs maximales et minimales mesurées des courants du primaire (en rouge) et secondaire (en bleu).

#### IV.4.3 Simulation effectuées sur un micro-convertisseur flyback contenant un micro-transformateur intégré :

La figure V.14 présente le circuit électrique contenant le micro-transformateur intégré. La simulation des courants et tensions est effectuées à l'aide du logiciel PSIM9.0.

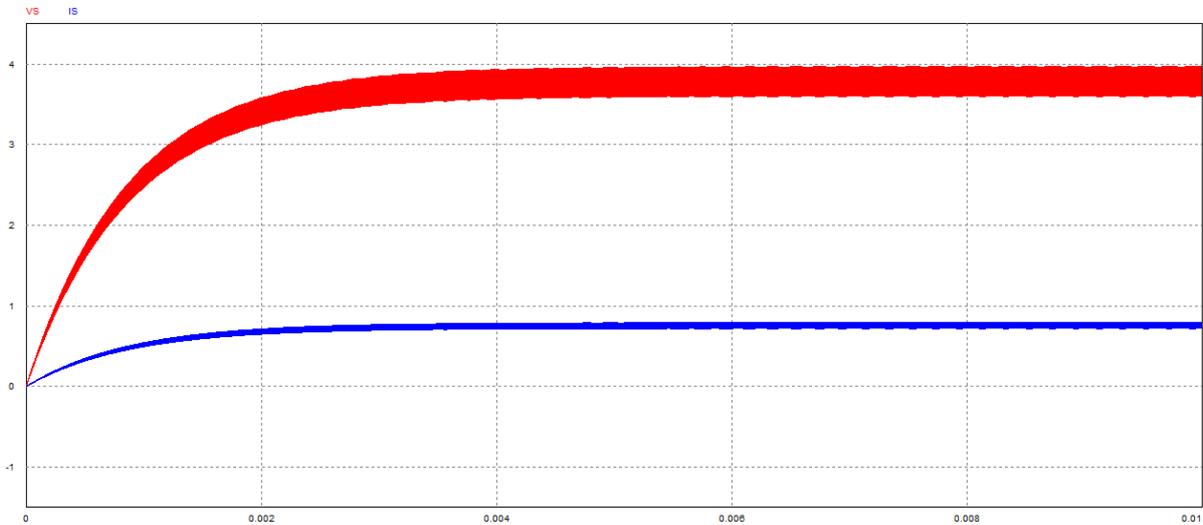
En utilisant les paramètres électriques du micro transformateur présentés au paragraphe IV.3, on obtient :



**Figure IV.14** : Micro-convertisseur flyback contenant le micro-transformateur intégré.

#### IV.4.3.1 Formes de la tension et du courant de sortie :

La figure ci-dessous présente les allures de la tension et du courant de sortie du micro-convertisseur.



**Figure IV.15 :** Formes de la tension de sortie (en rouge) et du courant de sortie (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur intégrée.

Measure		Measure	
Time	9.7222000e-003	Time	2.6938776e-003
VS	3.9764180e+000	VS	3.5193762e+000
IS	7.9528361e-001	IS	7.0387523e-001

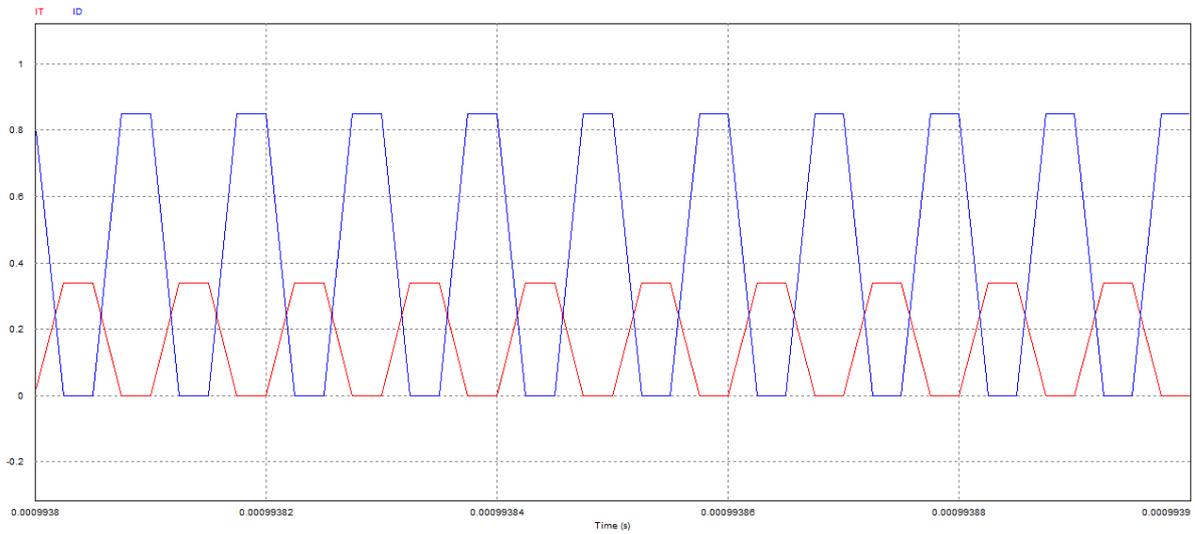
**Tableau IV.11 :** Valeurs maximales et minimales mesurées de la tension de sortie (en rouge) et du courant de sortie (en bleu).

Nous remarquons que les niveaux de la tension et du courant de sortie (figure IV. 15) sont en accord avec ceux contenus dans le cahier des charges. Nous observons la aussi un léger décalage de ces résultats (tableau IV.11) avec ceux du cahier des charges.

#### IV.4.3.2 Formes des courants et tensions aux bornes du transistor et de la diode :

##### ❖ Formes des courants du transistor et de la diode

La figure (IV. 16) présente l'allure des courants aux bornes de la diode et du transistor.



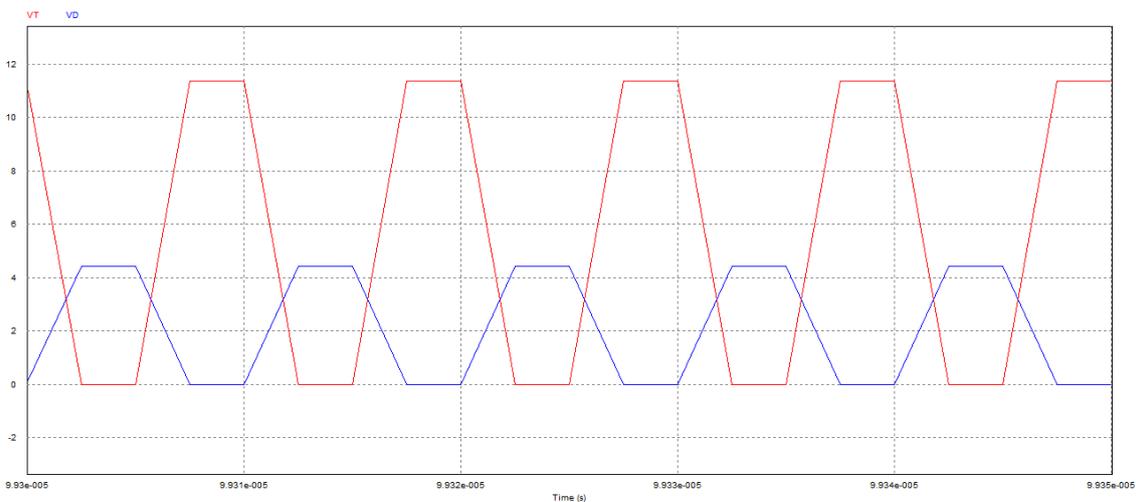
**Figure IV.16 :** Formes des courants aux bornes du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur intégrée.

Measure		Measure	
Time		Time	
9.9389500e-004		9.9387142e-004	
IT	3.3918408e-001	IT	1.9222969e-001
ID	-5.8175686e-007	ID	3.6736683e-001

**Tableau IV.12 :** Valeurs maximums et minimale mesurées, des courants du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu).

#### ❖ Formes des tensions du transistor et de la diode

La figure présente les allures des tensions aux homes de la diode et du transistor.



**Figure IV.17 :** Formes des tensions du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu) du micro-Convertisseur contenant le micro-transformateur intégrée.

Measure		Measure	
Time	9.9350000e-005	Time	8.9025000e-006
VT	1.1376477e+001	VT	7.7776583e-008
VD	-2.0071334e-006	VD	5.0262841e+000

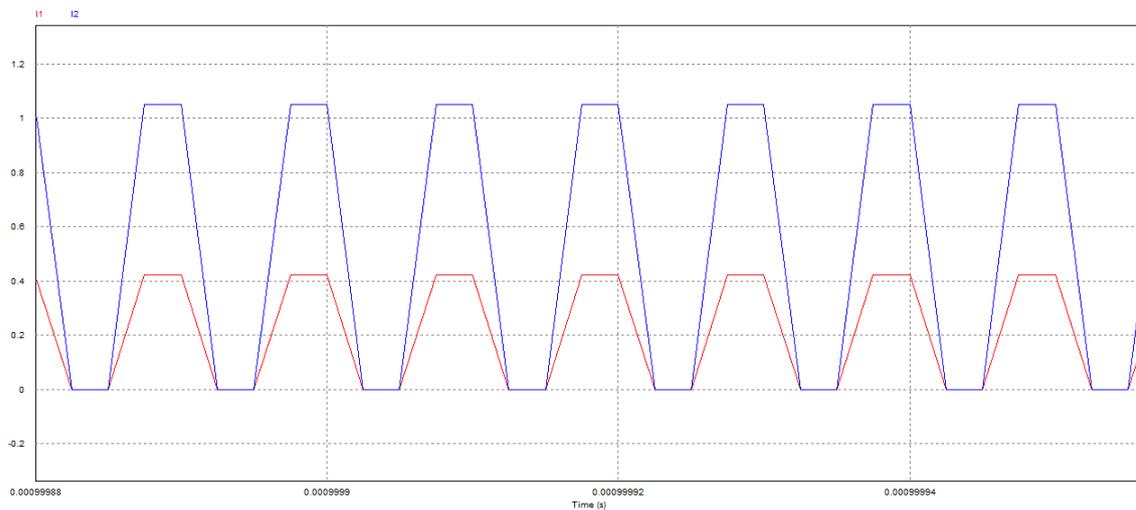
**Tableau IV.13** : Valeurs maximale et minimale mesurées des tensions du transistor (en rouge) et de la diode (en bleu).

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

#### IV.4.3.3 Formes des courants et tensions du primaire et du secondaire du micro-transformateur intégré:

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

La figure présente l'allure de courants au niveau du primaire et du secondaire dans le cas d'un micro-transformateur intégré.



**Figure IV.18** : Formes des courants du primaire (en rouge) et du secondaire (en bleu) du micro-transformateur intégré.

Time	Value
9.9999750e-004	
I1	4.2194161e-001
I2	1.0548540e+000
9.9380250e-004	
I1	-2.5046631e-007
I2	-6.2657410e-007

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

#### IV.4.4 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.

Tension et Courant	Micro-transformateur idéal	Micro-transformateur réel	Micro-transformateur intégré
<b>Micro-convertisseur</b>			
$V_s$ (V)	4.85	3.97	3.97
$I_s$ (A)	0.97	0.79	0.79
<b>Transistor</b>			
$V_T$ (V)	14.7	10.07	11.37
$I_T$ (A)	0.39	0.31	0.33
<b>Diode</b>			
$V_D$ (V)	5.40	4.99	5.02
$I_D$ (A)	0.81	0.36	0.36
<b>Inductance primaire</b>			
$I_1$ (A)	0.63	0.42	0.42
<b>Inductance secondaire</b>			
$I_2$ (A)	1.58	1.05	1.05

**Tableau IV.15** : 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).

## IV.5 RENDEMENT DU CONVERTISSEUR FLYBACK

Le rendement du convertisseur flyback comme étant le rapport entre la puissance utile et la puissance totale. 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.

$$\eta = \frac{P_s}{P_s + P_j + P_f} \quad (IV.18)$$

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

$$P_s = V_s \cdot I_s \quad (IV.19)$$

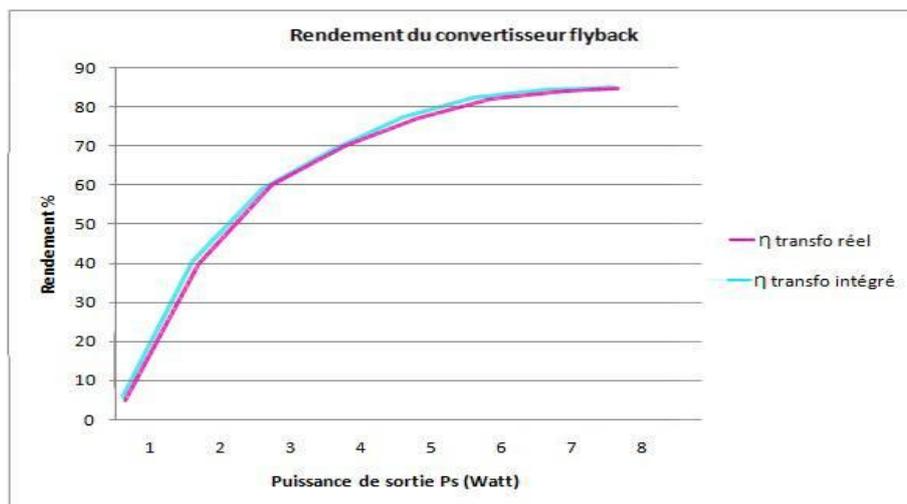
Les pertes Joule  $P_j$  ou pertes cuivre dépendent de la résistance série des enroulements  $R_{seq}$  et de l'intensité des courants qui les traverse. Ces pertes sont proportionnelles au carré de l'intensité.

$$P_j = R_{seq} \cdot I_s^2 \quad (IV.20)$$

Les pertes fer  $P_f$  ou puissance dissipée dans le noyau magnétique dépendent de la tension d'alimentation et de la résistance du noyau magnétique, ferrite NiZn.

$$P_f = \frac{V_e^2}{R_{mag}} \quad (IV.21)$$

Les courbes de la figure IV.13 montrent l'évolution du rendement en fonction de la puissance de sortie dans le cas des micro-transformateurs réel et intégré.



**Figure IV.19 :** Rendement du micro-convertisseur en fonction de la puissance de sortie.

La figure ci-dessus présente l'évolution du rendement de notre micro-convertisseur en fonction de la puissance de sortie pour une gamme de puissance allant de 0 à 7W.

Nous remarquons que le rendement au point 5W correspondant à 1A et 5V (cahier des charges) est de 75%. Cette valeur s'explique par les différentes pertes et chutes de tensions au niveau de notre micro-convertisseur.

## **IV.6 CONCLUSION**

L'objectif de ce chapitre est de valider notre modèle de micro-transformateur intégré. 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 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.

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 donc valide.

# 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 planaires 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 fin d'études 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.

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.

Le présent travail est complété dans le quatrième 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.

# Références Bibliographique

- [1] S.J. Marais, J.A. Ferreira, J.D. Van Wyk, «Integrated filters for switch- mode power supplies», IAS IEEE, vol.I, pp 809-816, October 1995.
- [2] P. Goubier, « Etude et conception de composants passifs LCT intégrés». Thèse de Doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, France, 2003.
- [3] Dejan Vasic.  
«Apports des matériaux piézoélectriques pour l'intégration hybride et monolithique des transformateurs. Energie électrique». Ecole normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2003.
- [4] GUETTAF Yacine « Conception d'une stratégie pour l'étude d'une inductance planaire intégrée dans un convertisseur de type push-pull » Mémoire de Magister Spécialité : Electrotechnique Option : Intégration pour l'électronique de puissance et matériaux.
- [5] Benjamin VALLET, « Étude et conception d'une nouvelle alimentation à découpage à transfert d'énergie mixte basée sur un composant passif LCT intégré », Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, France Nov. 2008.
- [6] SUGAHARA S., EDO M., SATO T., The optimum chip size of a thin film reactor for a high-efficiency operation of a micro DC-DC converter, Power Electronics
- [7] F. Roozeboom et al. Philips Journal of Research, Soft-magnetic flux guide materials. vol 51, N°1 1998, p 59.
- [8] Sullivan et Sanders. Design of Micro-fabricated Transformers and Inductors for High-Frequency Power Conversion. IEEE Transactions on Power Electronics, vol 11, N° 2, mars 1996.
- [9] A. Ferro et al. Magnetic Anneal and Ordering in Fe-Ni Alloys Enhanced by Excess of Vacancies. IEEE Transactions on Magnetics, Volume Mag-2, N°4, 1966, Pages 764-768.

- [10] Ahn et al. A Fully Integrated Surface Micro-machined Magnetic Micro-actuator with a Multilevel Meander Magnetic Core. *Journal of Micro-electro-mechanical Systems*, vol 2, N° 1, mars 1993.
- [11] Sato et al. New applications of nano-crystalline Fe (Co-Fe)-Hf-O magnetic films to micro-magnetic devices. *Journal of Applied Physics*, vol 83, N° 11, 1 juin 1998.
- [12] Turtelli et al. Study of frequency dependencies of the complex magnetic ac-permeability aftereffect in amorphous Fe-Co-B. *Journal of Applied Physics*, vol 83, N° 3, 1 février 1998.
- [13] Wende et al. Planar fluxgate sensors: experimental data and theoretical analysis. *Sensors and Actuators A*, 61, 1997.
- [14] Rousseau et al. Modeling of Core Losses for Soft Ferrites. *IEEE Power Electronics Specialists Conference 1998*, p 1486.
- [15] Ryan Lee BUNCH,  
«A fully monolithic 2.5GHz LC voltage controlled oscillator in 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS technology», Master's thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, 2001.
- [16] Xavier MARGUERON,  
«Élaboration sans prototypage du circuit équivalent de transformateurs de type planaire», Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, France Oct. 2006.
- [17] J. C. Costa, «Analysis of integrated transformers and its application to RFIC design», Barcelona University, Spain, October 2002.
- [18] P. Gomes, «Monolithic power combiners in CMOS technologies for WLAN applications», Instituto Superior Técnico, Universidade Técnica de Lisboa, Portugal, October 2011.
- [19] R. Thüringen, «Characterization of integrated lumped inductors and transformers». Master Thesis, Vienna University, Austria, April 2002.
- [20] X. Daoxian, «Characterization and modeling of microwave spiral inductors and transformers». Doctoral Thesis, Peking University, China, 2005.
- [21] C. P. Yue, S. S. Wong, «Physical modeling of spiral inductors on Silicon», *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 47, No. 3, Mars 2000.

- [22] DANIEL L., SULLIVAN C.R., SANDERS S.R.  
«Design of microfabricated inductors, Power Electronics», IEEE Transactions on  
Volume 14, Issue 4, July 1999.
- [23] LÖCHEL B.  
«Microcoils fabricated by UV depth lithography and galvanopating, Sensors and  
Actuators», 1996.
- [24] AHN C.H., ALLEN M.G.  
«A planar micro-machined spiral inductor for integrated magnetic micro-actuator  
applications, Journal of Micromechanics and Micro-engineering », 1993.