

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي
والبحوث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur
et de la Recherche Scientifique



Université d'Oran 2
Institut de Maintenance et de Sécurité Industrielle
Département d'électromécanique

MEMOIRE

Pour l'obtention du diplôme de Master
Filière: Génie industriel
Spécialité : Electromécanique industriel

Thème

Modélisation et conception d'un micro-transformateur intégré dans un convertisseur Flyback

Présenté et soutenu par :

ZAFRANE Nasrine

Devant le jury composé de :

Nom et Prénom	Grade	Etablissement	Qualité
Mr TAHRAOUI Mohamed	M.A.A	Univ 2-IMSI	Président
Mme GUENDOOUZ Djilalia	M.C.A	Univ 2-IMSI	Encadreur
Mme LAZREG Malika	M.A.A	Univ 2-IMSI	Examinatrice

Octobre 2017

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A mes chers parents

A mes chères sœurs

A ma nièce Fatima Zahra

A toute ma famille

Ainsi que tous mes amis

A tous ceux qui m'a aidé d'une façon ou d'une autre.

Nasrine

Remerciements

Je remercié avant tous Allah pour m'a donné la santé, le courage, la patience et la volonté pour accomplir ce modeste travail.

Je tiens aussi à exprimer mes reconnaissance à mon encadreur Mme, D.GUENDO'UZ pour son assistance et ses Précieux conseils.

Mes remerciements s'adressent également à toute l'équipe Des enseignants de notre institut pour leurs assistance durant mes Années de formation.

Mes chaleureux remerciements vont également à mon Jury pour leur présence et leur participation à Cette soutenance.

Et pour finir, un dernier remerciement à toute la promotion 2016-2017 Electromécanique de l'Univ 2 IMSI, tout en leur souhaitant un avenir Plein de bonheur et de réussite.

Nomenclatures

Symbole	Désignation	Unité
V	La tension	<i>V</i>
I	Le courant	<i>A</i>
L	L'Inductance	<i>H</i>
P	La puissance	<i>Watt</i>
R	La résistance	Ω
W	L'énergie magnétique	<i>J</i>
W_{max}	La densité volumique	J/m^3
v	Le volume	m^3
d	Le diamètre	<i>m</i>
e	L'épaisseur du noyau	<i>m</i>
f	La fréquence	<i>Hz</i>
δ	L'épaisseur de peau	<i>m</i>
ρ	La résistivité	$\Omega.m$
S	L'espacement	<i>m</i>
I	La longueur	<i>m</i>
w	La largeur	<i>m</i>
C	La capacité	<i>F</i>

Liste des figures

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

Figure I.1 : Symbole d'une résistance	1
Figure I.2 : Structure générale d'un condensateur.....	3
Figure I.3 : Condensateur réel et son symbole	4
Figure I.4 : Symbole représentatif d'une inductance pure	6
Figure I.5 : Exemples de systèmes Embarqués.....	8
Figure I.6 : Intégration monolithique d'une inductance.....	11
Figure I.7 : Principe de l'électrodéposition.....	12
Figure I.8 : Principe du sputtering.....	13
Figure I.9 : Bobine de type "Spirale" ; (a) Principe (b) Réalisation.....	14
Figure I.10 : Différentes topologies Planaire.....	14
Figure I.11 : Bobine de type "Toroïdale", (a) Principe, (b) Réalisation.....	15
Figure I.12 : Bobine toroïdale : Spires conductrices enroulées autour du noyau magnétique.....	15
Figure I.13 : Bobine de type "Serpentin", (a) Principe (b) Réalisation.....	16
Figure I.14 : Origines de l'effet de peau.....	17
Figure I.15 : Origines de l'effet de proximité.....	18

Chapitre II : Le micro-convertisseur et le dimensionnement du transformateur

Figure II.1 : Schéma de principe d'un micro-convertisseur continu-continu.....	23
Figure II.2 : Schéma d'un micro-convertisseur Buck.....	24
Figure II.3 : .a. Conduction de T	24
Figure II.3 : .b. Conduction de D	24
Figure II.4 : Les formes d'onde du convertisseur Buck.....	25
Figure II.5 : Schéma d'un convertisseur Flyback.....	27
Figure II.6 : Convertisseur Forward.....	27
Figure II.7 : (a) : Autotransformateur.....	29
Figure II.8 : Schéma d'un transformateur idéal avec deux enroulements.....	30

Figure II.9: Modèle électrique équivalent d'un transformateur réel.....	32
Figure II.10: Géométrie des enroulements en spirale carrée.....	35
Figure II.11: les différents paramètres géométriques de la micro-inductance primaire et secondaire du micro-transformateur.....	35
Figure II.12: Evolution de la densité du courant en fonction de la distance x	38
Figure II.13: Section transversale d'un micro-transformateur planaire intégré 3D.....	41
Figure II.14: Circuit équivalent d'un micro-transformateur planaire intégré.....	42

Chapitre III : Etude paramétrique

Figure III.1: Spectre du signal des deux inductances primaire et secondaire en fonction de la fréquence.....	51
Figure III.2: Spectre du signal des résistances séries du primaire et secondaire en fonction de la fréquence.....	52
Figure III.3 : Le facteur de qualité du primaire et du secondaire en fonction de la fréquence.....	53
Figure III.4 : Facteur de qualité et résistances séries des conducteurs du primaire et du secondaire en fonction de la fréquence.....	54

Chapitre IV : Etude du Micro-convertisseur

Figure IV.1 : Micro-convertisseur flyback contenant le micro-transformateur idéal.....	60
Figure IV.2 : Forme de la tension de sortie (en bleu) et du courant de sortie (en rouge) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur idéal	60
Figure IV.3 : Forme des courants du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro- convertisseur contenant un micro-transformateur idéal.....	61
Figure IV.4 : Forme des tensions du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro- convertisseur contenant un micro-transformateur idéal.....	62
Figure IV.5 : Micro-convertisseur flyback contenant le micro-transformateur réel	64
Figure IV.6 : Forme de la tension de sortie (en bleu) et du courant de sortie (en rouge) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur réel.....	65

Figure IV.7 : Forme des courants du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur réel	66
Figure IV.8 : Forme des tensions du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur réel.....	67
Figure IV.9 : Micro-convertisseur flyback contenant le micro-transformateur intégré.....	68
Figure IV.10 : Forme de la tension de sortie (en bleu) et du courant de sortie (en rouge) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur intégré.....	69
Figure IV.11 : Forme des courants du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur intégré.....	70
Figure IV.12 : Forme des tensions du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur intégré.....	71
Figure IV.13 : Rendement du micro-convertisseur en fonction de la puissance de sortie.....	74

Liste des tableaux

Chapitre II : Le micro-convertisseur et le dimensionnement du transformateur

Tableau II.1: Synthèse des équations décrivant un BUCK en conduction continue 25

Tableau II.2 : Valeur de la profondeur de peau en fonction de la fréquence 38

Chapitre III : Etude Paramétrique

Tableau III.1 : Valeurs des paramètres du micro-transformateur..... 55

Chapitre IV : Validation du modèle du micro-transformateur et résultats de simulation

Tableau IV.1 : Valeurs des paramètres électrique du micro-transformateur 58

Tableau IV.2 : Valeurs mesurées de la tension de sortie (en bleu) et du courant de sortie (en rouge) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur idéal..... 61

Tableau IV.3 : Valeurs maximales et minimales mesurées des courants du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur idéal..... 62

Tableau IV.4 : Valeurs maximales et minimales mesurées des tensions du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur idéal..... 63

Tableau IV.5 : Valeurs mesurées de la tension de sortie (en bleu) et du courant de sortie (en rouge) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur réel..... 65

Tableau IV.6 : Valeurs maximales et minimales mesurées des courants du transistor (en bleu) et

de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur réel.....	66
Tableau IV.7 : Valeurs maximales et minimales mesurées des tensions du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur réel.....	67
Tableau IV.8 : Valeurs mesurées de la tension de sortie (en bleu) et du courant de sortie (en rouge) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur intégré.....	69
Tableau IV.9 : Valeurs maximales et minimales mesurées des courants du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur intégré.....	70
Tableau IV.10 : Valeurs maximales et minimales mesurées des tensions du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur intégré.....	71
Tableau IV.11 : Résultats des simulations effectuées sur les différents micro-transformateurs.....	72

SOMMAIRE

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
Chapitre I	
Etat de l'art sur les composants passifs intégrés	
I.1 Généralité	4
I.2 Les composants passifs.....	4
I.2.1 La résistance	4
A. Définition.....	4
B. La résistivité.....	5
C. Le coefficient en température	5
I.2.2 Le condensateur.....	6
A. Définition.....	6
B. La caractéristique d'un condensateur.....	6
C. Les domaines d'application du condensateur.....	8
I.2.3 Inductance.....	8
A. Généralités.....	8
B. Les Caractéristiques électriques.....	8
I.3 Les systèmes embarqués.....	10
I.3.1 Définitions.....	10
I.3.2 Principales caractéristiques.....	10
I.3.3 Domaines d'application des systèmes embarqués.....	10
I.4 Les composants passifs intégrés.....	12
I.4.1 Généralités.....	12
I.4.2 Les techniques d'intégration.....	12
I.4.2.1 Intégration Hybride	13
A. Technique d'intégration hybride.....	13
A. Empilement de fonctions.....	13
B. Regroupement de fonctions.....	13
I.4.2.2 L'intégration monolithique.....	14
A. Technique d'intégration monolithique.....	14

B. Les techniques de dépôt	15
a). L'électrodéposition.....	15
b). Le dépôt CVD (Chemical Vapor Deposition).....	15
c). Le dépôt PVD (Physical Vapor Deposition).....	15
I.5 Différentes structures d'inductances	16
I.5.1 Structure de type spirale planaire.....	16
I.5.2 Structure de type " Toroïdale".....	17
I.5.3 Structure de type "Serpentin".....	18
I.6 Choix du matériau.....	19
I.6.1 Les différents matériaux dans l'intégration d'une bobine.....	19
I.6.1.1. Matériaux conducteurs.....	19
A. Effet de peau	20
B. Effet de proximité	21
C. Effet résistif.....	21
I.6.1.2. Matériaux magnétiques.....	21
A. Pertes magnétiques.....	22
B. Les principaux matériaux magnétiques.....	23
II.6.1.3. Matériau isolant	24
A. La permittivité diélectrique.....	24
B. Rigidité diélectrique.....	24
I.7 Conclusion.....	25
Chapitre II	
Le micro-convertisseur et dimensionnement du transformateur	
II.1. Introduction.....	26
II.2. Présentation du micro-convertisseur.....	26
II.3. Le micro-convertisseur abaisseur de tension Buck.....	27
II.3.1 Structure du micro-convertisseur Buck.....	27
II.3.2. Formes d'onde du montage dévolteur Buck.....	27
II.3.3 Equations caractéristiques.....	28

II.4. Les micro-convertisseurs isolés.....	29
II.4.1. Le Convertisseur Flyback.....	30
II.4.2. Convertisseurs Forward.....	30
II.5. Le cahier de charge du micro-convertisseur.....	31
II.6. Description d'un transformateur	32
II.6.1. Structure générale d'un transformateur	32
II.6.2 Principe de fonctionnement d'un transformateur.....	33
II.7. Dimensionnement du micro-transformateur	35
II.7.1 Détermination des inductances primaire et secondaire du micro-.....	35
II.7.2. Dimensionnement du noyau magnétique.....	36
II.7.3. Détermination des paramètres géométriques du micro-transformateur.....	37
II.8. Modèle électrique du micro-transformateur planaire.....	43
II.9. Extraction des paramètres électrique.....	44
II.9.1. Les différents paramètres électriques.....	44
II.9.2. Calcul des paramètres électriques	45
II.10. CONCLUSION.....	47

Chapitre III

Etude Paramétrique

III.1 Introduction	48
III.2 Influence de la fréquence sur l'inductance primaire et secondaire.....	49
III.3 Influence de la fréquence sur la résistance série du primaire et du secondaire.....	50
III.4 Influence de la fréquence sur le facteur de qualité des inductances primaire et secondaire	51
III.5 Résultats des calculs	53
III.6 Conclusion	53

Chapitre IV

Etude du Micro-convertisseur

IV.1. Introduction.....	54
-------------------------	----

IV.2. Validité du modèle de micro-transformateur.....	54
IV.3. Détermination de la résistance de charge, la capacité et l'inductance magnétique.....	55
IV.3.1. La résistance de charge.....	55
IV.3.2. La capacité.....	56
IV.3.3. L'inductance magnétisante.....	56
IV.4. Simulation effectuées sur un micro-convertisseur flyback contenant un micro- transformateur idéal.....	56
IV.4.1. Formes de la tension et du courant de sortie.....	57
IV.4.2. Formes des courants et tensions du transistor et de la diode.....	58
IV.5. Simulations effectuées sur un micro-convertisseur flyback contenant un micro- transformateur réel.....	60
IV.5.1. Formes de la tension et du courant de sortie.....	61
IV.5.2. Formes des courants et tensions du transistor et de la diode.....	63
IV.6. Simulations effectuées sur un micro-convertisseur flyback contenant un micro- transformateur intégré.....	65
IV.6.1. Formes de la tension et du courant de sortie.....	66
IV.6.2. Formes des courants et tensions du transistor et de la diode.....	67
IV.7. comparaison des résultats de simulations.....	69
IV.8. Le rendement du micro-convertisseur flyback.....	70
IV.9. Conclusion	71
CONCLUSION GENERALE	72
ANNEXES	
BIBLIOGRAPHIE	
RESUME	

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

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

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

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

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

La réduction des tailles et des volumes des alimentations a été facilitée par l'élévation des fréquences de découpage ; plus un composant est petit, plus le

rendement est essentiel. En effet, cela nécessite souvent un changement de technologie et de nouveaux problèmes apparaissent.

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

L'objectif de ce travail est l'intégration d'un micro-transformateur dans micro-convertisseur de type flyback destiné aux faibles puissances et aux hautes fréquences. Le micro-transformateur est présenté sous une forme planaire (les micro-bobines du primaire et du secondaire sont de type spirales planaires carrées). La conception du micro-transformateur a comme point de départ le cahier des charges de ce micro-convertisseur. Trois points sont essentiels pour sa conception : le choix des matériaux entrant dans sa constitution, les dimensionnements géométrique et électrique, la modélisation et simulation de son fonctionnement.

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

Pour mieux situer notre travail dans son contexte scientifique et technique, le premier chapitre tente de donner un rapide bilan sur les systèmes embarqués, les différents composants passifs intégrés ainsi que les différentes techniques d'intégration : hybride et monolithique.

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

Dans le troisième chapitre nous avons présenté une étude paramétrique, telle que, l'influence de la fréquence sur les inductances primaire et secondaire, leurs résistances séries ainsi que leurs facteurs de qualité.

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

Enfin, nous terminons ce mémoire avec une conclusion générale dans laquelle sont inclus les résultats, vis à vis du cahier des charges du micro-convertisseur et du modèle proposé du micro-transformateur intégré.

Chapitre I

Etat de l'art sur les composants
passifs intégrés

I.1 Généralités

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. Nous pouvons citer :

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

I.2 Les composants passifs

I.2.1 La résistance

A. Définition

1- La résistance électrique est une grandeur physique [1], au même titre que l'intensité du courant ou la tension électrique, elle caractérise la façon dont un dipôle électrique résiste au passage du courant, elle est notée R . Elle est définie comme étant le quotient de la tension appliquée à ses bornes par l'intensité du courant qui le traverse.

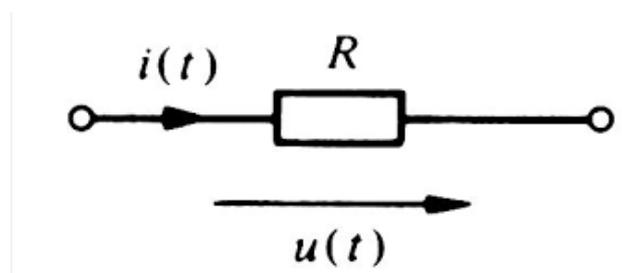


Figure I.1: Symbole d'une résistance

La relation entre les différentes grandeurs est la loi d'Ohm :

$$R = \frac{U}{I} \quad (\text{I.1})$$

L'unité S.I de la résistance est l'Ohm (Ω), d'où l'appareil de mesure de la résistance électrique est l'Ohmmètre. Si un courant de 1 Ampère circule à travers un conducteur lorsqu'on applique une tension de 1 Volt à ses bornes, la résistance de ce conducteur vaut 1Ω .

Pour une tension donnée, la résistance est d'autant plus élevée que l'intensité du courant est faible.

B. Résistivité

A une température donnée, la résistance R d'un conducteur filiforme est :

- Inversement proportionnelle à l'aire S de la section du conducteur (si l'aire de la section est grande, les électrons peuvent plus facilement passer à travers les obstacles formés par les noyaux atomiques).
- Proportionnelle à la longueur L du conducteur (si le conducteur est plus long, les électrons rencontreront plus d'obstacles sur leur chemin) :

$$R = \rho \cdot \frac{L}{S} \quad (\text{I.2})$$

La constante de proportionnalité ρ est la résistivité. Elle est une caractéristique du matériau du conducteur.

En transformant l'équation précédente, on obtient :

$$\rho = \frac{R \cdot S}{L} \quad (\text{I.3})$$

La résistivité s'exprime donc en : $[\rho] = \frac{\Omega \cdot m^2}{m} = \Omega \cdot m$

C. Le coefficient en température [3]

Le coefficient de température définit la sensibilité de la résistance par rapport à la température. Une résistance dont la valeur ne varie pas en fonction de la température aura un coefficient de température nul. Le coefficient de température est exprimé en $^{\circ}\text{C}^{-1}$, et il est relié à la résistance par l'expression suivante :

$$R = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot T). \quad (\text{I.4})$$

Avec :

R : la valeur de la résistance en ohm à la température T .

R_0 : la valeur de la résistance à 0°C

α : le coefficient en température en $^\circ\text{C}^{-1}$

T : la température en $^\circ\text{C}$

I.2.2 Condensateur

A. Définition

D'une manière générale, la constitution d'un condensateur est semblable quelque soit le type. Ils seront donc composés de deux électrodes ou armatures conductrices d'une surface déterminée, placées en regard et séparées par une distance. Cette dernière est définie par un isolant qui garanti l'isolation entre les deux plaques [4]. L'isolant porte le nom de diélectrique. Ce diélectrique est d'épaisseur constante et doit être de superficie égale à celles des armatures métalliques du condensateur.

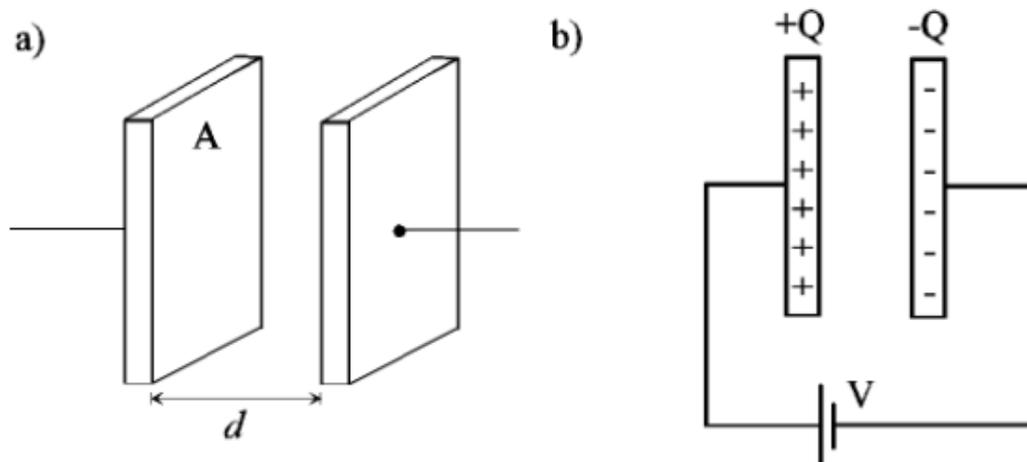


Figure I.2 Structure générale d'un condensateur

B. La caractéristique d'un condensateur

On constate que pour un condensateur donné, la charge Q portée par ses armatures est proportionnelle à la différence de potentiel V qu'on y applique. La constante de proportionnalité de cette relation, C , est appelée capacité du condensateur [5]:

$$C = \frac{Q}{V} = \text{Constante} \quad (\text{I.5})$$

L'unité du système S.I pour la capacité est le farad (F) ; c'est la capacité d'un condensateur qui porte 1 coulomb sur ses armatures lorsqu'on lui applique une différence de potentiel d'un volt :

$$1 \text{ F} \equiv 1 \text{ C} / \text{V}$$

La capacité est une constante propre à chaque condensateur. Sa valeur dépend de la taille, de la forme, de la position relative des deux conducteurs qui le constituent, ainsi que de la substance isolante, appelée diélectrique, qui sépare éventuellement les deux armatures.

Dans les schémas de circuits électriques, on représente les condensateurs réels (fig. I.3 a) par le symbole en figure I.3.b.

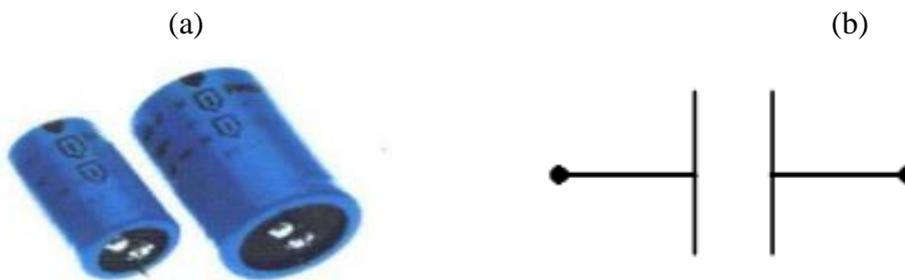


Figure I.3 : Condensateur réel et son symbole

L'expression de la capacité du condensateur en fonction de ses dimensions et du matériau diélectrique qui la constitue est comme suit :

$$C = \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot \frac{A}{d} \quad (\text{I.6})$$

Où :

- ✓ A : aire d'une armature en regard de l'autre [m²]
- ✓ d : épaisseur du diélectrique [m]
- ✓ ϵ_0 : permittivité du vide, admis de l'air exprimant avec quelle opposition les électrons passent d'une armature à l'autre dans l'air ou le vide ($\epsilon_0 = 8,854118710 \cdot 10^{-12} \text{F/m}$)

- ✓ ϵ_r : permittivité relative de la matière du diélectrique, exprimant combien de fois mieux que l'air, le diélectrique s'oppose au passage des électrons : ϵ_r (Air, vide) = 1, ϵ_r (papier) = 2.3, ϵ_r (gutta-percha) = 4

C. Les domaines d'application du condensateur

Le condensateur est utilisé dans tout genre de circuit électrique et électronique. Sa première raison d'utilisation est d'emmagasiner temporairement des charges électriques et donc de l'énergie électrique. De plus, les condensateurs jouent un rôle important dans les circuits de synchronisation électronique (radio, TV), dans les filtres électroniques de fréquences et dans les circuits de transmission de signaux. Les condensateurs plans modernes se présentent sous différentes formes. Le plus commun est formé par deux feuilles d'aluminium séparées par une feuille de diélectrique (papier, mica, ...), le tout enroulé en un petit cylindre et scellé.

I.2.3 Inductance

A. Généralités

D'une manière générale, une inductance 3D (appelée également bobine, self ou solénoïde) est un composant courant que l'on rencontre en électrotechnique et en électronique de puissance. Il s'agit d'un dipôle formé d'une ou plusieurs spires de fil conducteur. Le fil de la bobine peut être enroulé sur un noyau magnétique ou sur un support non magnétique (bobine à air). Le noyau magnétique peut former un circuit magnétique fermé ou ouvert suivant l'utilisation. Ce noyau ou matériau magnétique, permet de canaliser les lignes de champ dans la bobine, ce qui permet d'augmenter la caractéristique électrique de la bobine, jusqu'à un facteur μ_r , qui est la perméabilité magnétique relative du matériau utilisé.

B. Caractéristiques électriques

Le facteur de proportionnalité entre le flux magnétique Φ créé à travers les spires de la bobine et le courant électrique I responsable de ce flux est noté :

$$L = \frac{\Phi}{I} \quad (\text{I.7})$$

Il est appelé coefficient d'auto-induction ou encore inductance de la bobine. Il est symbolisé par la lettre L et exprimé en Henry [H].

On représente une bobine ou une inductance par le symbole donnée par la figure I.4 :

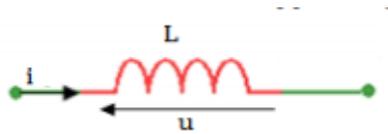


Figure I.4: symbole représentatif d'une inductance pure.

Les équations fondamentales régissant le courant et la tension aux bornes d'une bobine en régime alternatif sont données par la loi d'Ohm généralisée:

$$\underline{v} = jL\omega \underline{I} \quad (\text{I.8})$$

Avec: $\underline{Z} = jL\omega$: Impédance présentée par une bobine sans pertes.

$$\text{Ou : } \underline{v} = jL\omega \underline{I} + R \underline{I} \quad (\text{I.9})$$

$\underline{Z} = jL\omega + R$: Impédance présentée par une bobine avec pertes.

Avec : V : tension aux bornes de la bobine (en Volts V), I : intensité du courant traversant la bobine (en Ampère A), L : inductance propre de la bobine (en Henry H), R : résistance interne des fils conducteurs constituant la bobine.

Généralement, une bobine est caractérisée par la valeur de son inductance pure L ; qui exprime sa capacité d'emmagasiner de l'énergie électrique, sa résistance R ; qui exprime les pertes dissipées par effet joules par les fils conducteurs des spires, et son facteur de qualité Q qui exprime énergie stockée par rapport à l'énergie dissipée.

$$Q = \frac{L\omega}{R} \quad (\text{I.10})$$

Vu leur capacité d'emmagasiner de l'énergie, les composants passifs sont des sources d'énergie que l'on trouve aussi bien dans les circuits faible puissance, en téléphonie ou alimentation des mémoires d'ordinateur que dans les systèmes de l'automobile ou l'aéronautique. Ainsi les composants passifs sont présents dans tous les systèmes dits embarqués.

I.3 Les systèmes embarqués

I.3.1 Définitions

Un système embarqué (SE) est un système informatisé spécialisé qui constitue une partie intégrante d'un système plus large ou une machine. Typiquement, c'est un système sur un seul processeur et dont les programmes sont stockés en ROM. A priori, tous les systèmes qui ont des interfaces digitales (montre, caméra, voiture...) peuvent être considérés comme des SE. Certains SE ont un système d'exploitation et d'autres non, car toute leur logique peut être implantée en un seul programme.

Un système embarqué est une combinaison de logiciel et matériel, avec des capacités fixes ou programmables, qui est spécialement conçu pour un type d'application particulier. Les distributeurs automatiques de boissons, les automobiles, les équipements médicaux, les caméras, les avions, les jouets, les téléphones portables sont des exemples de systèmes qui abritent des SE. Les SE programmables sont dotés d'interfaces de programmation et leur programmation est une activité spécialisée.

Un système embarqué est une composante primordiale d'une structure (un avion, une voiture...) dont l'objectif est de commander, contrôler et superviser ce système.

I.3.2 Principales caractéristiques

Les systèmes embarqués sont très utilisés, vu leur nombreux avantages :

- Encombrement mémoire (mémoire limitée, pas de disque en général)
- Consommation d'énergie (batterie : point faible des SE)
- Poids et volume
- Autonomie
- Mobilité
- Communication (la communication affecte la batterie)
- Contraintes de temps réel
- Contraintes de sécurité
- Coût de produits en relation avec le secteur cible

I.3.3 Domaines d'application des systèmes embarqués

Les systèmes embarqués ont envahi tous les secteurs, en plus des domaines dits traditionnels :

- Avionique
- Robotique

- Automobile
- Militaire

On les trouve également dans de nouveaux domaines tels [6] :

- Jeux et loisirs
- Téléphonie, Internet mobile
- Implants (santé ; sécurité)
- Domotique,
- immeubles intelligents,
- Villes intelligentes
- Vêtements...

La figure I.5 illustre les domaines d'application des systèmes embarqués.



Figure I.5 : Exemples de systèmes Embarqués

Vu les différentes applications des systèmes embarqués et leur gamme de puissance mise en jeu, un S.E se doit d'être :

- Robuste.
- Simple (la simplicité est parfois gage de robustesse).
- Fiable.

- Fonctionnel. Le système doit toujours fonctionner correctement.
- Sûr, surtout si la sécurité des personnes est en jeu.
- Tolérant aux fautes [7].

I.4 Les composants passifs intégrés

I.4.1 Généralités

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

Les premières recherches concernant l'intégration de composants passifs ont été réalisées il y a une vingtaine d'années dans un laboratoire d'Afrique Sud (Energy Laboratory de l'Université de Rand) au sein de l'équipe de J.A. Ferreira et J.D. van Wyk.

Les premières recherches étaient dirigées vers l'intégration de capacités et d'inductances dans le but de réaliser soit des circuits résonants soit des filtres selon le mode de connexion mis en œuvre.

I.4.2 Les techniques d'intégration

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

L'intégration hybride est caractérisée par l'association au sein d'un même module de plusieurs puces et l'intégration monolithique par l'association de plusieurs composants au sein d'une même puce.

I.4.2.1 Intégration Hybride

A. Technique d'intégration hybride

L'intégration hybride 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 de fortes puissances [8]. Ces différentes techniques sont davantage explicitées dans les paragraphes suivants.

B. Empilement de fonctions

Cette technique consiste à intégrer chacune des fonctions passives séparément et ensuite les empiler de manière à former un seul bloc comprenant plusieurs fonctions. Au préalable cette technique a fait l'objet de simple empilement de deux fonctions de manière à obtenir un filtre CEM intégrée. Elle a été étendue ensuite au convertisseur complet. En effet l'aboutissement d'une telle idée est de pouvoir rassembler l'intégralité d'un convertisseur dans un même bloc de manière à condenser celui-ci et à obtenir une plus grande puissance volumique.

C. Regroupement de fonctions

La philosophie reste la même à savoir rassembler des fonctions passives. Néanmoins le concept technologique est différent dans le sens où l'intégration des différentes parties est abordée dans l'ensemble et non pas individuellement. Le principe est d'utiliser les parasites et les fuites qui peuvent être engendrées par le dispositif d'empilement de matériaux de natures différentes. Cette technique s'applique à tout type de matériau mais sa vitesse de dépôt est extrêmement lente (6nm/min), ce qui limite l'épaisseur de dépôt envisageable. En effet les circuits multicouches, de par la superposition, permettent d'obtenir des capacités parasites pouvant être plus ou moins importantes. Les moyens de contrôler celles-ci sont la nature et l'épaisseur des matériaux utilisés et plus particulièrement les isolants diélectriques. Ensuite il est également possible d'exploiter les imperfections d'un transformateur qui va impliquer des fuites se traduisant par des inductances équivalentes. Il apparaît donc envisageable de concevoir des éléments planaires de manière à gérer ces effets perturbateurs capacitifs et inductifs que nous pourront mettre à profit. Ce concept va à l'encontre des études

traditionnelles rencontrées en électronique de puissance puisque la tendance est plutôt à l'accentuation de ces phénomènes parasites au lieu de chercher à les atténuer.

I.4.2.2 L'intégration monolithique

A. Technique d'intégration monolithique

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

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

La figure I.6 illustre un exemple d'intégration monolithique d'une micro inductance d'un convertisseur Buck.

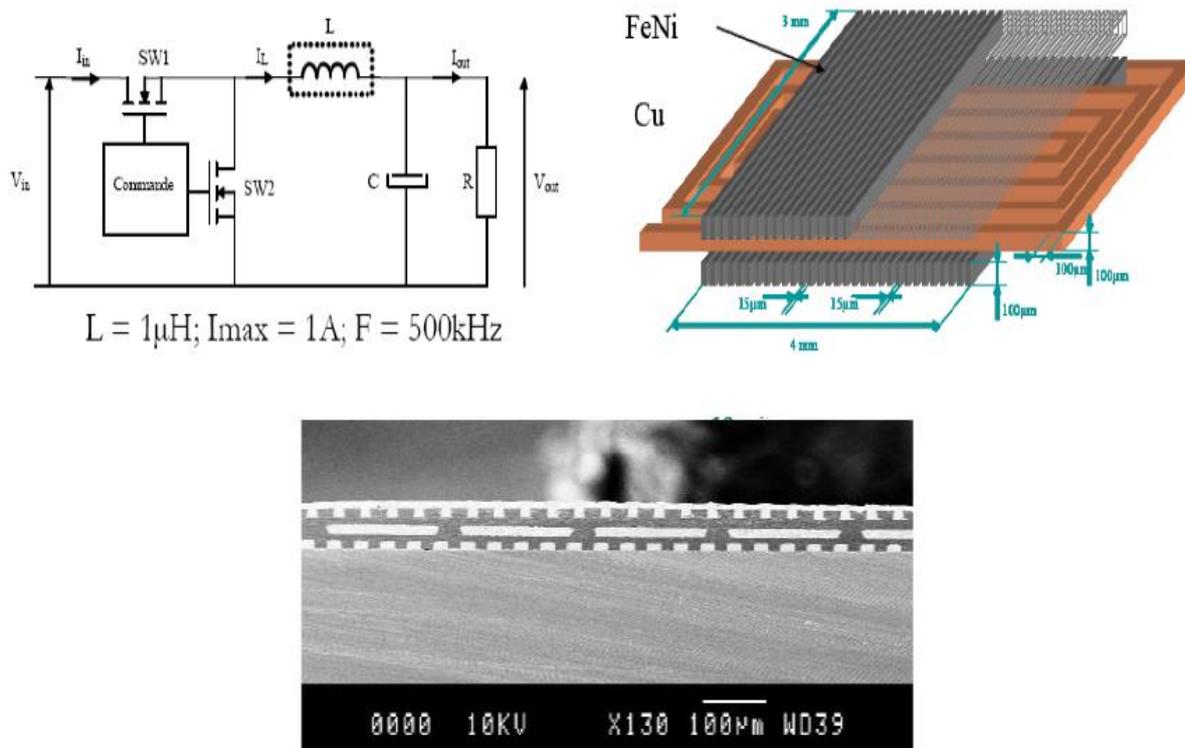


Figure I.6 : Intégration monolithique d'une inductance.

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.

B. Les techniques de dépôt

a). L'électrodéposition

Tout d'abord, l'électrodéposition permet de déposer uniquement des matériaux conducteurs mais autorise des épaisseurs importantes (qq 10 μ m) grâce à des vitesses de dépôt conséquentes (300 nm/min), la figure I.7 présente le principe de ce dépôt.

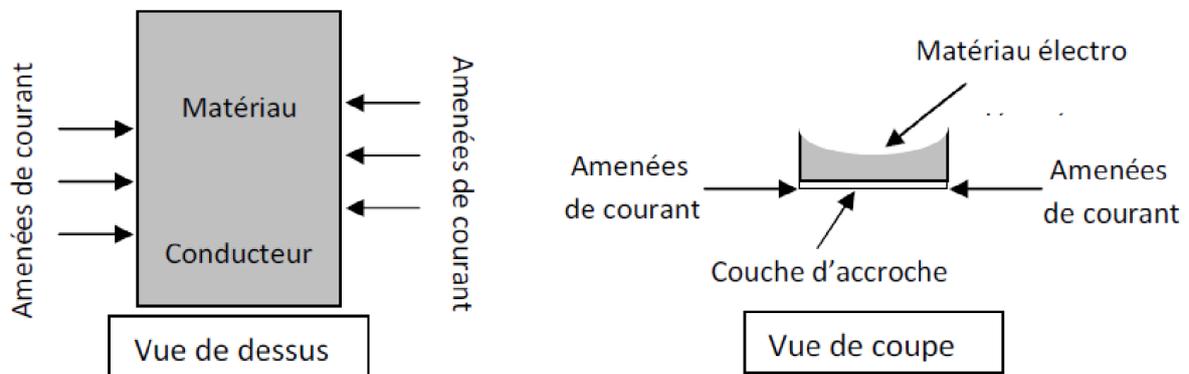


Figure I.7 : Principe de l'électrodéposition

b). Le dépôt CVD (Chemical Vapor Deposition)

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

c). Le dépôt PVD (Physical Vapor Deposition)

La technique de dépôt PVD, appelée également sputtering, présente l'avantage d'être plus simple à mettre en œuvre. Le principe est basé sur le bombardement d'une cible constituée du matériau à déposer à l'aide d'ions par l'intermédiaire d'un faisceau à vitesse relativement importante figure I.8. On détache ainsi de la matière de la cible qui va venir se déposer, entre autre, à l'endroit où doit être réalisé le dépôt. Un masquage du support est nécessaire de manière à dessiner la forme voulue. Cette technique s'applique à tout type de matériau mais

sa vitesse de dépôt est extrêmement lente (6 nm/min), ce qui limite l'épaisseur de dépôt envisageable.

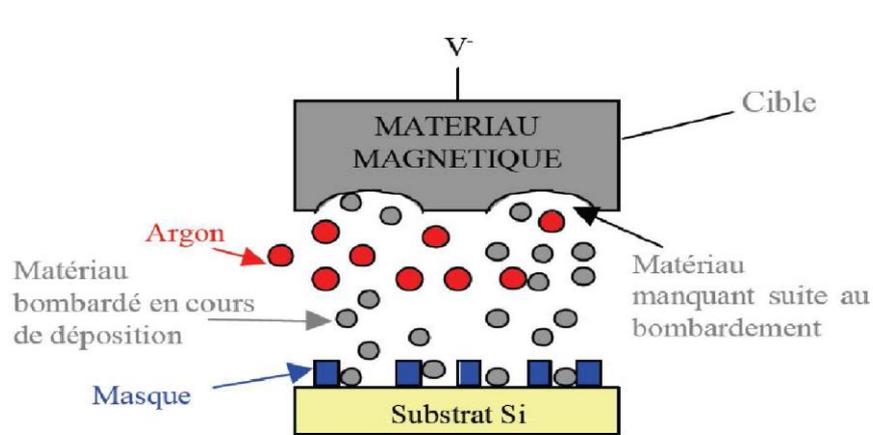


Figure I.8 : Principe du sputtering

I.5. Différentes structures d'inductances

I.5.1. Structure de type spirale planaire

L'inductance spirale est le type d'inductance intégrée le plus répandu dans la littérature scientifique consacrée [9]. C'est principalement un bobinage plan mais pour des raisons d'accès et de continuité, il peut avoir une forme finale 3D.

Les spirales simples sont très utilisées dans le domaine des radiofréquences pour fabriquer des inductances de quelques dizaines de nH. Afin de les adapter aux applications de puissance, la section du conducteur doit être augmentée afin de réduire sa résistance. De plus, dans le but d'accroître la valeur d'inductance par unité de surface, le conducteur est pris en sandwich entre deux couches de matériaux magnétiques. Le calcul de l'inductance 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.

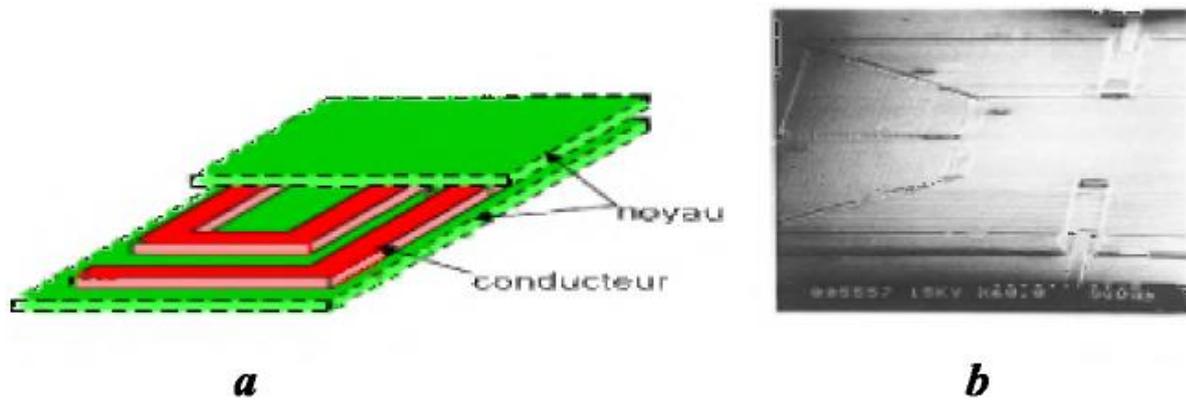


Figure 1.9 : Bobine de type "Spirale" ; (a) Principe (b) Réalisation

On rencontre essentiellement trois types de spirale : carrée, circulaire, octogonale.

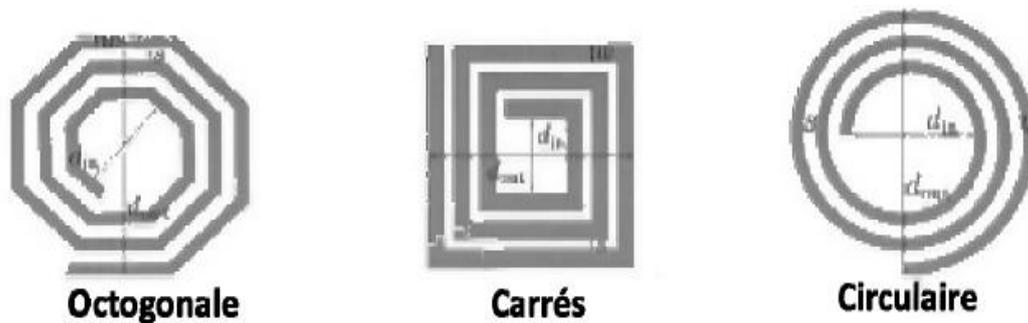


Figure 1.10 : Différentes topologies Planaires

I.5.2 Structure de type "Toroïdale"

Dans la bobine toroïdale conventionnelle, des spires conductrices enroulées autour d'un noyau magnétique fermé, assurent un faible flux de fuite et minimisent les interférences électromagnétiques. Trois couches de matériau sont nécessaires pour fabriquer ce type de bobine. Le calcul de l'inductance est assez simple et le nombre de spires par unité de longueur peut être élevé.

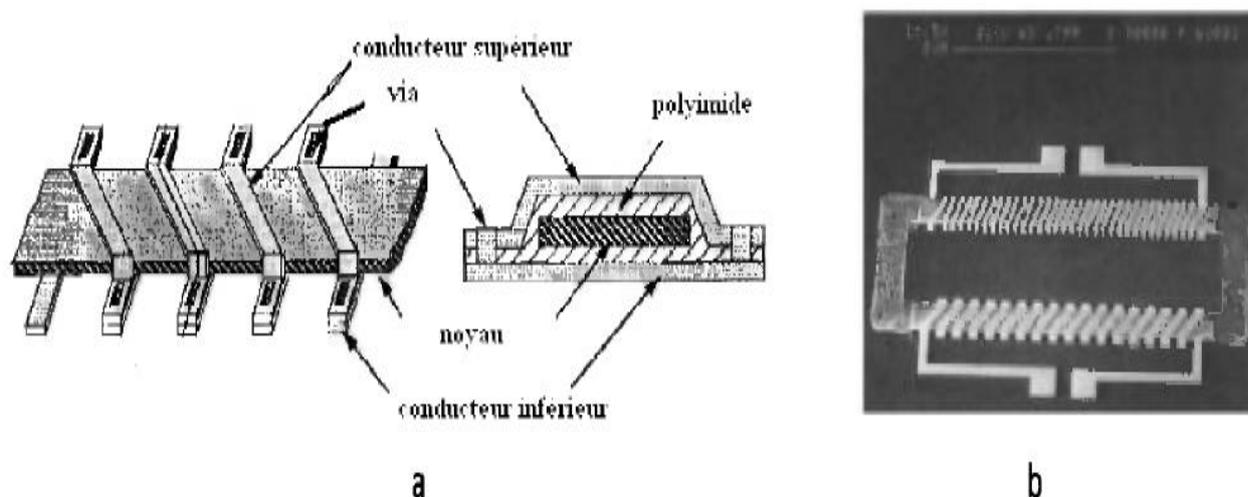


Figure I.11 : Bobine de type "Toroidale", (a) Principe, (b) Réalisation

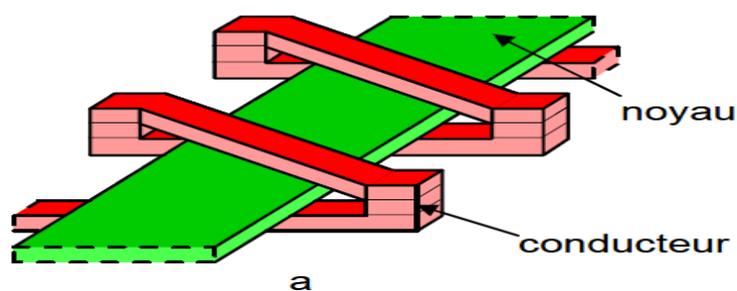


Figure I.12 Bobine toroïdale : Spires conductrices enroulées autour du noyau magnétique

I.5.3 Structure de type "Serpentin"

Le principe de réalisation est semblable à celui du type précédent. Il suffit de permuter l'emplacement du conducteur avec celui du noyau. En effet, dans cette topologie le conducteur monocouche est aménagée en forme de serpent, alors que le noyau se trouve réparti sur trois niveaux pour envelopper le conducteur. Cette structure permet de réduire considérablement les résistances de contact le long du conducteur, assurant ainsi une montée en puissance par rapport au composant de forme toroïdale, sans risque de pertes excessives. Le calcul de l'inductance est identique à celui de la bobine précédente. Par contre, le nombre de spires par unité de longueur est un peu plus faible. La longueur moyenne du noyau est également plus importante ce qui a pour conséquence d'augmenter la réluctance du circuit magnétique et ainsi de diminuer la valeur de l'inductance.

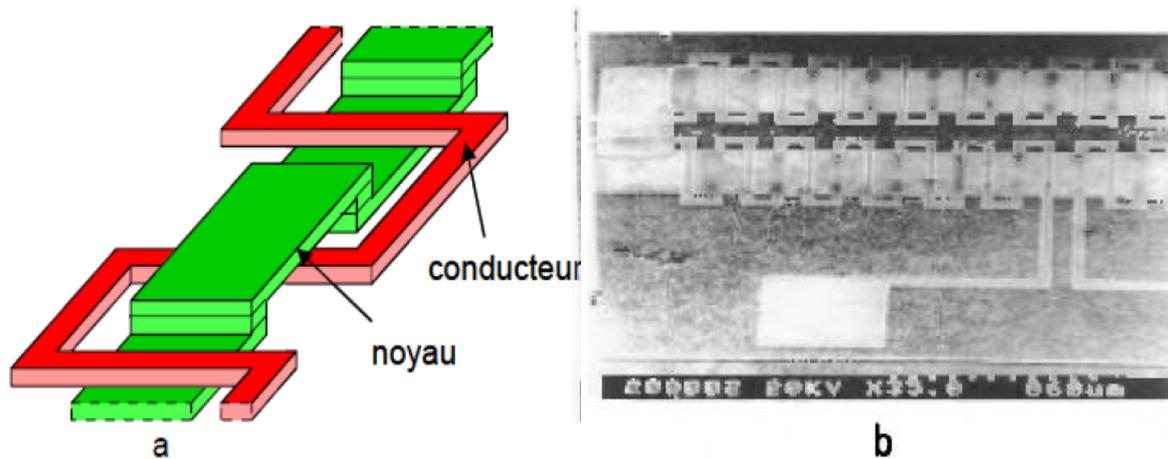


Figure I.13 : Bobine de type "Serpentin", (a) Principe (b) Réalisation

I.6 Choix du matériau

I.6.1 Les différents matériaux dans l'intégration d'une bobine

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

- Un matériau conducteur
- Un matériau magnétique
- Un matériau isolant

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

I.6.2 Matériaux conducteurs

Les parties conductrices généralement réalisés en cuivre, vont permettre la réalisation des bobinages des différents éléments inductifs (inductance et transformateur) ainsi que les électrodes des condensateurs.

Les conducteurs vont également permettre d'effectuer les interconnexions entre les différentes couches et les différents composants du convertisseur. En tous cas, quel qu'en soit

l'usage, ces parties conductrices feront obligatoirement l'objet de circulation de courants et des effets non désirés seront générés.

A. Effet de peau

Il se traduit par une tendance à la concentration d'un courant circulant dans un conducteur sur ses extérieurs. La densité de courant va alors être plus importante sur les parties extérieures de la surface de conducteur réduisant d'autant sa surface effective. Afin que cette répartition de courant soit la plus homogène possible, il est important de s'assurer que le diamètre des conducteurs n'excède pas deux fois l'épaisseur de peau δ , cette épaisseur de peau δ , dépendante de la fréquence, pouvant être évaluée par la relation :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot f}} \quad (\text{I.11})$$

Avec :

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

μ_0 : Perméabilité de l'air ($4\pi \cdot 10^{-7} \text{ N/A}^2$)

μ_r : Perméabilité du matériau (1 dans le cas du cuivre)

f : Fréquence de fonctionnement

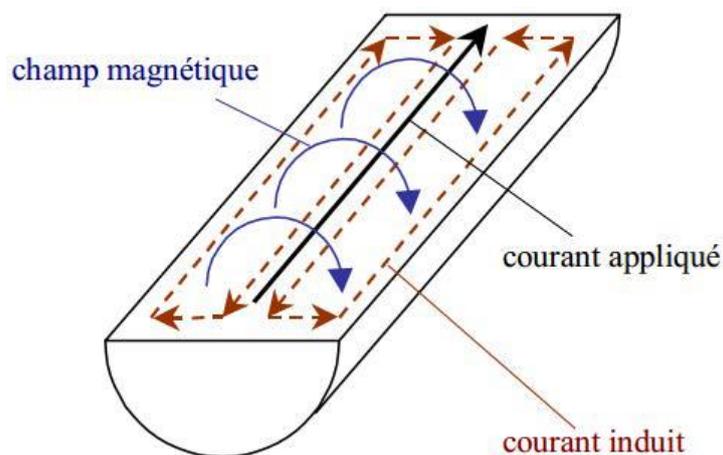


Figure I.14 : Origines de l'effet de peau [10]

B. Effet de proximité

La circulation d'un courant dans un conducteur va générer un champ magnétique de fuite pouvant venir perturber les conducteurs de proximité de ce premier. Ceci peut se traduire, selon le sens des courants, par une tendance courants à circuler seulement sur les parties en vis-à-vis des conducteurs. Pour atténuer cet effet venant s'ajouter à l'effet de peau, il peut être intéressant d'écarter les conducteurs au risque d'augmenter le volume du produit final. Ceci va donc à l'encontre de l'idée d'intégration.

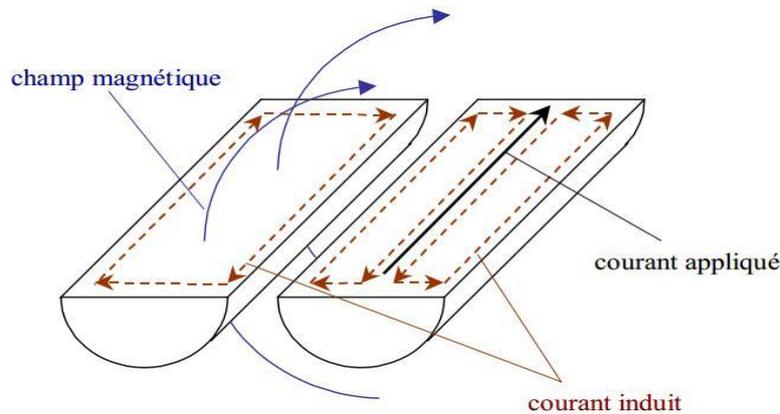


Figure I.15 : Origines de l'effet de proximité [10]

C. Effet résistif

Comme tous matériaux le conducteur dispose d'une résistivité qui va engendrer des pertes par effet de joule. La résistance continue d'un enroulement est définissable en fonction de la surface de cuivre ainsi que de la longueur moyenne de l'enroulement :

$$R_{DC} = \frac{\rho \cdot l}{S} \quad (\text{I.12})$$

Avec :

ρ : Résistivité du matériau ($\Omega \cdot \text{m}$)

l : Longueur moyenne de l'enroulement (m)

S : Surface du conducteur (m^2)

I.6.2 Matériaux magnétiques

Il existe deux catégories de matériaux magnétiques : les matériaux magnétiques durs et les matériaux magnétiques doux. Cependant, dans les composants passifs comme les inductances et les transformateurs, les matériaux magnétiques doux sont exclusivement utilisés. La principale caractéristique des matériaux magnétiques doux est qu'ils s'aimantent et se

désaimantent facilement ce qui permet un large domaine d'utilisation : réalisation de machine tournantes, transformateurs, inductances, etc....

Pour les composants passifs, dans le domaine d'application basse fréquence, les matériaux ferromagnétiques sont majoritairement utilisés. Ces matériaux ferromagnétiques sont caractérisés par une perméabilité très élevée allant jusqu'à 100000 et une aimantation à saturation élevée. Cependant, leur faible résistivité devient un inconvénient en haute fréquence (plus de pertes par courants de Foucault).

En fonction de la fréquence d'utilisation, plusieurs types de matériaux ferromagnétiques sont utilisés :

- en continu (DC) : le fer pur est généralement utilisé à cause de son induction à saturation élevée (2,15 T) et de son faible champ coercitif (inférieur à 20. m^{-1}). Reste que l'utilisation du fer pur est très limité à cause de ses pertes par courants de Foucault dès quelques Hz,
- pour des fréquences industrielles (par exemple : 50 Hz). A cause de la bonne conductivité du fer, il est impérativement nécessaire de diminuer celle-ci. Pour cela la solution est d'utiliser des tôles à base d'alliage de fer et de les isoler entre elles (tôles dont l'épaisseur varie de quelques 1/10mm à 2 mm). Principalement, l'alliage le plus utilisé est le Fe-Si (d'autres matériaux peuvent être substitués au silicium : aluminium, germanium). L'avantage de l'ajout du silicium au fer est de diminuer sa conductivité et d'améliorer sa dureté,
- en haute fréquence. Pour des fréquences plus élevées, les mêmes problématiques sont rencontrées : plus les fréquences de fonctionnement augmentent plus les pertes par courant de Foucault sont élevées

A. Pertes magnétiques

Le matériau idéal devrait disposer d'une perméabilité relative ainsi que d'une inductance à saturation élevée, afin de canaliser correctement les lignes de champ, tout en proposant une large bande passante et un niveau de pertes faible. Malheureusement, dans les matériaux réels, deux phénomènes physiques vont être à l'origine des pertes magnétiques : les pertes par courant de Foucault ainsi que les pertes par Hystérésis. Elles apparaissent dans le circuit magnétique significativement dès que l'on atteint les KHz. Pour assurer des fonctionnements corrects pour des fréquences de fonctionnement de plus en plus élevées, il est nécessaire

d'avoir recours à des matériaux présentant des résistivités élevées si l'on souhaite maintenir faibles les courants induits.

L'équation (I.13); très utilisé dans le cas de circuit magnétique feuilleté; donne une approximation des pertes par courants de Foucault, où le paramètre 'e' représente l'épaisseur des feuilles élémentaires, ω la fréquence d'utilisation, V le volume du noyau, ρ la résistivité électrique du matériau :

$$\text{Pertes}_{\text{Foucault}} = \frac{\omega^2 \cdot B_{\text{max}} \cdot V \cdot e^2}{24 \cdot \rho} \quad (\text{I.13})$$

Dans certaines conditions, le matériau magnétique ferrite présente des caractéristiques intéressantes grâce à une résistivité importante limitant ainsi les effets des courants induits. Par ailleurs, les alliages magnétiques ont une induction à saturation supérieure à celle des ferrites (rapport 10 environ). Ils auront donc un meilleur comportement face aux pertes par Hystérésis. Dans le cas de circuit magnétique feuilleté, la formule empirique de Richter, permet de déterminer le niveau de perte par hystérésis.

$$\text{Pertes}_{\text{Hystérésis}} = a \cdot V \cdot f \cdot B_{\text{max}} + b \cdot V \cdot f \cdot B_{\text{max}}^2 \quad (\text{I.14})$$

a et b sont deux constants dépendant de la nature du matériau, V est le volume de matériau, f est la fréquence d'utilisation.

B. Les principaux matériaux magnétiques

Plusieurs types de matériaux magnétiques à résistivité élevée ont été utilisés dans l'intégration des inductances [11] :

- **NiFe** : par électrochimie, avec une perméabilité magnétique μ_r de 100 à 5000 en fonction des conditions de dépôt (croissance avec ou sans champs magnétique).
- **NiFe/SiO₂** : dépôt par pulvérisation, $\mu_r=2000$
- **CoHfTaPd** : par pulvérisation
- **MnZn** : par pulvérisation, puis traitement thermique (ferrite)
- **CoFeCu** : par électrochimie
- **NiZn** : par poudre
- **NiFeMo** : par électrochimie
- **FeCoB** : ruban de matériau μ_r de 400 à 800 suivant traitement
- **CoNbZr** : par pulvérisation

- **FeHfO** : par pulvérisation

I.6.3 Matériau isolant

Les isolants permettent de dissocier électriquement le bobinage du noyau magnétique ou du substrat. Les matériaux isolants couramment utilisés sont : l'Oxyde de Silicium (SiO₂), l'Oxyde d'Aluminium (Al₂O₃), les nitrures de Silicium et des polymères de type résines photosensibles ou polyamides.

Tous ces isolants ne sont pas employés dans les mêmes circonstances. En effet sans aller jusqu'à la prise en compte de la permittivité du diélectrique, la nature des isolants dépend des éléments de la bobine que l'on désire isoler.

Les oxydes et nitrures de silicium servent la plupart du temps à isoler le substrat du composant. C'est la couche de passivation qui sera la première étape de fabrication de la micro-bobine.

A. La permittivité diélectrique

La permittivité diélectrique définit la réponse d'un matériau à une excitation électrique; souvent on parle de constante diélectrique ou permittivité relative. En effet, lorsqu'une excitation électrique est appliquée à un matériau diélectrique, le champ électrique sera modifié selon la constante diélectrique ϵ qui dépend de la polarisabilité du matériau. La permittivité peut être exprimée par :

$$\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \quad (\text{I.15})$$

Avec

ϵ_0 : Permittivité du vide

ϵ_r : Permittivité relative

ϵ : Permittivité absolue

B. Rigidité diélectrique

La *rigidité électrique* indique la valeur maximale de l'excitation électrique que peut supporter l'isolant électrique avant de subir une rupture diélectrique. Cette valeur appelée *tension de claquage* provoque une destruction partielle ou complète de l'isolant.

Cette destruction peut être réversible par la recombinaison des ions avec les électrons dans le cas des isolants liquides et gazeux, et non réversible dans le cas des isolants solides.

I.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné un aperçu sur les différents composants passifs utilisés en électronique de puissance, nous avons passé en revue leur caractéristique essentielle et leur domaine d'application. Nous avons développé les techniques d'intégration de micro bobine, énuméré les différentes structures de spires planaires, et les matériaux les constituant. Il existe à ce jour deux types d'intégrations de puissance : l'intégration hybride et l'intégration monolithique.

On se propose dans le chapitre suivant, de passer à l'étude d'un transformateur planaire, réalisé à partir de deux inductances planaires spirales en vu de son intégration dans un micro-convertisseur abaisseur.

Chapitre II

Le micro-convertisseur et le
dimensionnement du transformateur

II.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons recentrer notre étude sur nos besoins et sur les applications visées. Cela nous conduira aux spécifications d'un micro-convertisseur qui sera notre point de départ pour l'étude d'un micro-transformateur intégré. A partir des conditions de fonctionnement de ce système, nous évaluerons les contraintes géométriques du composant. Ces contraintes géométriques sont les relations liant la fréquence de fonctionnement, la longueur, le volume et l'épaisseur du noyau, l'énergie stockée, le nombre de spires, l'inductance, la résistance primaire et secondaire.

II.2. Présentation du micro-convertisseur

Les alimentations électriques, nécessaires pour faire fonctionner les diverses fonctions électroniques, sont composées de composants actifs assurant le transfert d'énergie (amplificateurs de puissance, composants actifs en régime linéaire et/ou commutation) et de composants passifs associés (inductances, capacités, transformateurs) ayant divers rôles comme le stockage temporaire de l'énergie électrique, le filtrage, l'isolation galvanique, le transfert énergétique ainsi que l'adaptation d'impédance.

L'industrie des micro-convertisseurs a connu une forte croissance ces dernières années avec la mise sur le marché des composants intégrant de plus en plus de fonctionnalités, dans des volumes de plus en plus réduits. Ce progrès est rendu possible par des avancées significatives dans la conception sur puce de circuits électroniques. La figure II.1 montre le schéma de principe d'un convertisseur.

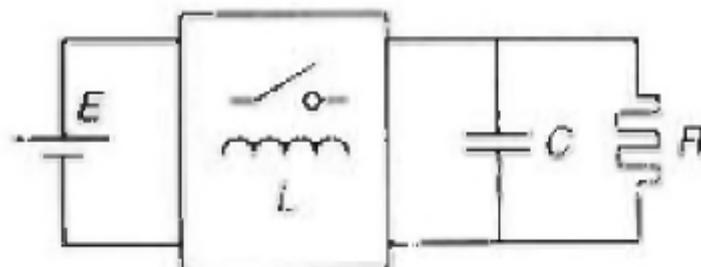


Figure II.1 Schéma de principe d'un micro-convertisseur continu-continu

II.3. Le micro-convertisseur abaisseur de tension Buck

II.3.1 Structure du micro-convertisseur Buck

Les structures les plus utilisées sont les convertisseurs Buck [12], car elles présentent de bons compromis en compacité et commandabilité. De plus, constitués de peu de composants, les pertes énergétiques sont limitées et le volume réduit. Pour les applications faibles courants et tensions, le Buck est reconnu comme étant le convertisseur le plus adapté. La figure II.2 présente le schéma de structure DC/DC classique d'un micro convertisseur Buck :

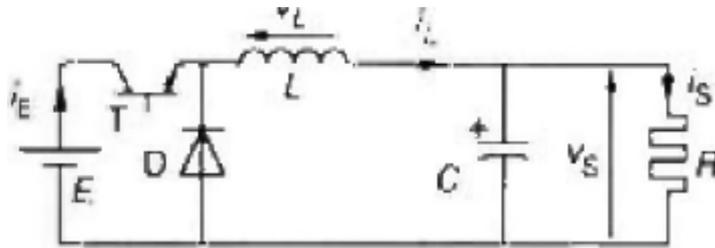


Figure. II.2 Schéma d'un micro-convertisseur Buck

Le micro-convertisseur comporte un interrupteur T commandé à l'amorçage et au blocage (transistor) et un interrupteur D au blocage et amorçage spontanés (diode).

Pendant le temps (t_f), temps de conduction du transistor T, la source E alimente l'inductance L et la charge (fig. II.3.a). Au bout du temps (t_f), T se bloque et c'est alors la diode D qui conduit le courant (fig. II.3.b) :

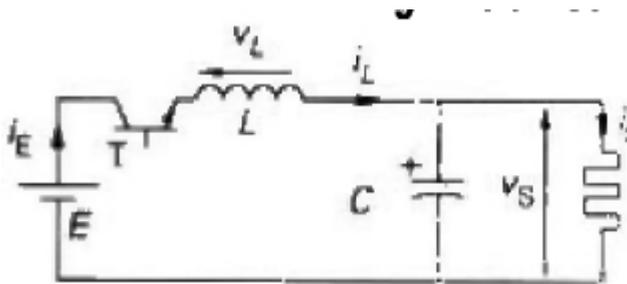


Figure. II.3.a. Conduction de T

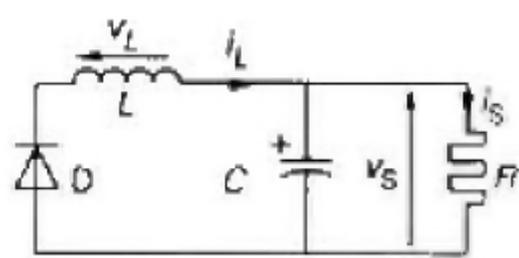


Figure. II .3.b . Conduction de D

II.3.2. Formes d'onde du montage dévolteur Buck

L'élément T est conducteur pendant le temps (t_f) ; durant cette séquence, puisque la tension aux bornes de la charge est constante et égale à V_s , la tension aux bornes de l'inductance est:

$$V_L = E - V_s \quad (\text{II-1})$$

Le courant I_L dans l'inductance croit donc linéairement.

Au blocage de T, la diode D devient conductrice ; le courant V_L décroît pendant le temps t_0 .

On a :

$$V_L = -V_s \tag{II-2}$$

La figure II .4 donne les courbes de tension et courant de la bobine $V_L(t)$ et $I_L(t)$, le courant et la tension aux bornes de la diode et dans la source E :

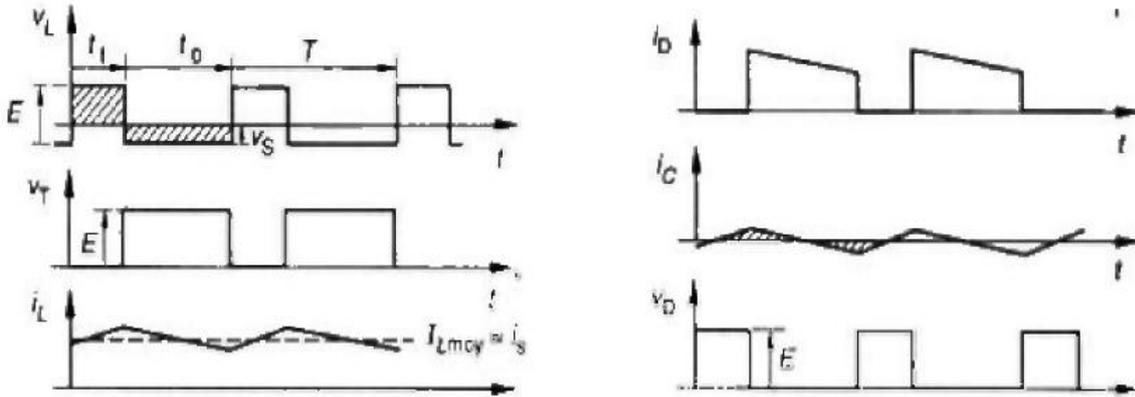


Figure. II. 4 Les formes d'onde du convertisseur Buck

II.3.3 Equations caractéristiques

Le tableau II.1 résume les principales équations caractéristiques du micro convertisseur Buck [12] :

Gain en tension	Courant dans l'inductance		Ondulation du courant dans l'inductance
$\frac{V_s}{V_e} = \alpha$	$0 < t < \alpha T$	$I_1 = \frac{V_e - V_s}{L} \cdot \alpha T$	$\Delta I_L = \alpha \frac{(1 - \alpha)}{L f} E$
	$\alpha T < t < T$	$I_1 = \frac{-V_s}{L} \cdot (1 - \alpha) T$	

Tableau II.1: Synthèse des équations décrivant un BUCK en conduction continue

f étant la fréquence du circuit ($f = 1/T$) et $t_f = \alpha T$. L'ondulation de courant est maximale pour $\alpha = 1/2$ et est égale à $\Delta I = \frac{E}{4Lf}$.

II.4. Les micro-convertisseurs isolés

Les micro-convertisseurs isolés utilisent des transformateurs, les types Flyback et Forward sont couramment utilisés, car leur transformateur permet, d'une part, d'assurer l'isolation galvanique et, d'autre part, une importante différence de tension entre l'entrée et la sortie, puisqu'elle dépend de la valeur du rapport de transformation. Leur circuit de commande est relativement simple, comparé à d'autres types d'alimentations isolées, puisque ces convertisseurs n'utilisent qu'un interrupteur commandé et qui est référencé à un potentiel bas.

Par rapport à la problématique de l'alimentation des systèmes embarqués et des contraintes qu'elle impose, nous avons vu qu'il existe des structures de conversion adaptées à divers contextes, permettant de lever certaines contraintes électriques en particulier sur le filtre de sortie et le rapport cyclique. Ainsi, à partir du convertisseur abaisseur Buck comportant peu de composants, peuvent être déclinés soit des structures de type multi phases soit des versions isolées de type Forward. Nous nous rendons alors compte que pour les structures considérées, les marges de manœuvres pour améliorer les rendements, la réponse aux di/dt et la compacité se situent maintenant au niveau des composants. En effet, que l'on considère une structure multi phase ou Forward, le nombre de composants (principalement magnétique) augmente par rapport à un Buck classique. Si les bénéfices, nous l'avons vu, sont indéniables, un travail important doit être mené pour réduire leur taille.

Les convertisseurs de type Forward sont réservés aux puissances supérieures à quelques dizaines de watts, car le volume du transformateur, proportionnel à la puissance, est plus petit que celui d'un convertisseur de type Flyback. Cependant, il est préférable d'utiliser ces convertisseurs de type Flyback pour de faibles puissances, en raison d'un nombre de composants réduit par rapport au Forward (deux diodes et une inductance en moins), ce qui a des répercussions sur le volume et le coût de l'alimentation.

Les composants magnétiques (transformateur et inductance) prennent une part importante dans le volume [13], le rendement et le coût de ce type de convertisseur. Cette part est d'autant plus importante que la puissance est grande. Il est donc nécessaire de soigner leur dimensionnement.

II.4.1. Le Convertisseur Flyback

Le convertisseur est le point de départ de la conception du micro-transformateur. Nous avons choisi un convertisseur Flyback car il est composé d'un transformateur et de quelques composants passifs. La principale opération du Flyback est basée sur le transfert d'énergie du primaire vers le secondaire à travers un transformateur [14]. Le principe de fonctionnement du micro convertisseur Flyback reste le même que le convertisseur Buck.

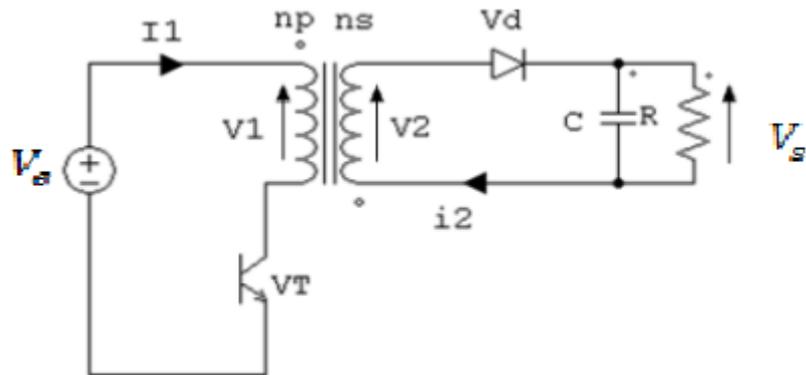


Figure. II. 5 Schéma d'un convertisseur Flyback

II.4.2. Convertisseurs Forward

La tendance vers la diminution des tensions d'alimentation impose un rapport de conversion entre V_e et V_s trop faible, défavorable au rendement. Des modules d'adaptation d'impédance tel un transformateur abaisse la tension de bus prédominant (structure Forward et ses dérivées).

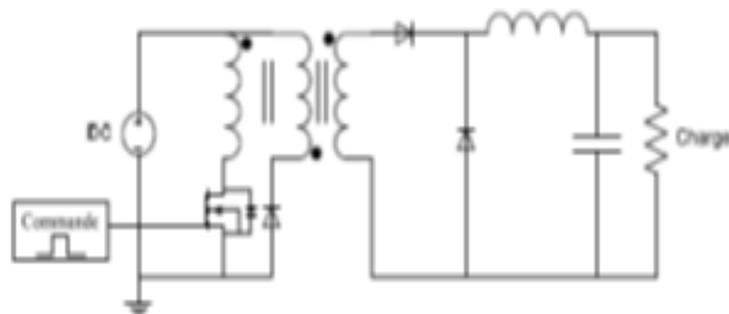


Figure II.6 : convertisseur Forward

A partir de la structure classique du Forward (Figure II.6), plusieurs modifications peuvent être apportées pour améliorer le rendement. Les travaux d'Uceda et Cobos montrent la

faisabilité de plusieurs topologies de convertisseurs Forward fournissant une tension de 3.3V à partir d'un bus 48V, avec des rendements proches de 90%. Parmi les solutions technologiques retenues, il est montré que la diode de roue libre et la diode de protection du secondaire peuvent être remplacées par deux MOSFET. Ce montage, dit de self driven-rectification (SR), permet de réduire les pertes en conduction. Ainsi dans la mesure où les tensions d'alimentation des microprocesseurs continuent à diminuer et que les architectures de puissance à travers un bus haute tension, l'utilisation de structures de conversion de type Forward avec transformateur de tension devient une solution fiable pour réduire les pertes.

II.5. Le cahier de charge du micro-convertisseur

Le micro-convertisseur Flyback constitue le point de départ pour le dimensionnement des composants passifs et plus particulièrement de la micro-bobine, pour élaborer cette dernière, nous allons choisir le cahier de charge suivant :

- ✓ Une tension d'entrée de 12 Volts
- ✓ Une tension de sortie de 5 Volts
- ✓ Une puissance de sortie de 5 Watt
- ✓ Une fréquence de fonctionnement de 100 MHz
- ✓ Le rapport cyclique : $a = \frac{VS}{VE} = \frac{5}{12} = 0.42$

Le matériau magnétique utilisé :

- ✓ Matériau : Ferrite NiZn
- ✓ L'Inductance maximale du saturation : $B_{max} = 0.3 T$
- ✓ Perméabilité relative : $\mu_r = 1400$
- ✓ Perméabilité relative : $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$

Le matériau conducteur utilisé :

- ✓ Matériau : Cuivre Cu
- ✓ Résistivité : $\rho_{Cu} = 1.7 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$

II.6. Description d'un transformateur

II.6.1. Structure générale d'un transformateur

Un transformateur est un composant magnétique qui permet de modifier les valeurs des courants et/ou des tensions délivrés par une source alternative reliée au primaire en d'autres valeurs de courants ou tensions au secondaire sans changer la forme et la fréquence du signal initial. Classiquement les deux parties du transformateur n'ont aucune liaison électrique entre elles, c'est-à-dire que les enroulements primaire et secondaire sont isolés galvaniquement. Cependant, cette isolation n'est plus assurée dans le cas de l'autotransformateur où l'enroulement secondaire représente une partie de l'enroulement primaire (fig. II.7.a).

Le transformateur est généralement constitué de deux bobinages fortement couplés, d'un noyau et d'un isolant [13] :

- les bobinages primaire et secondaire : ils sont constitués d'un conducteur souvent en cuivre et éventuellement en aluminium, bobinés autour du noyau.
- le noyau : peut être magnétique ou non selon l'application désirée, mais l'utilisation d'un matériau magnétique permet de mieux canaliser les lignes de champ magnétique et ainsi d'augmenter les performances du transformateur,
- les isolants : ils assurent l'isolation électrique entre spires, entre les couches des bobinages et entre les deux bobinages du transformateur.

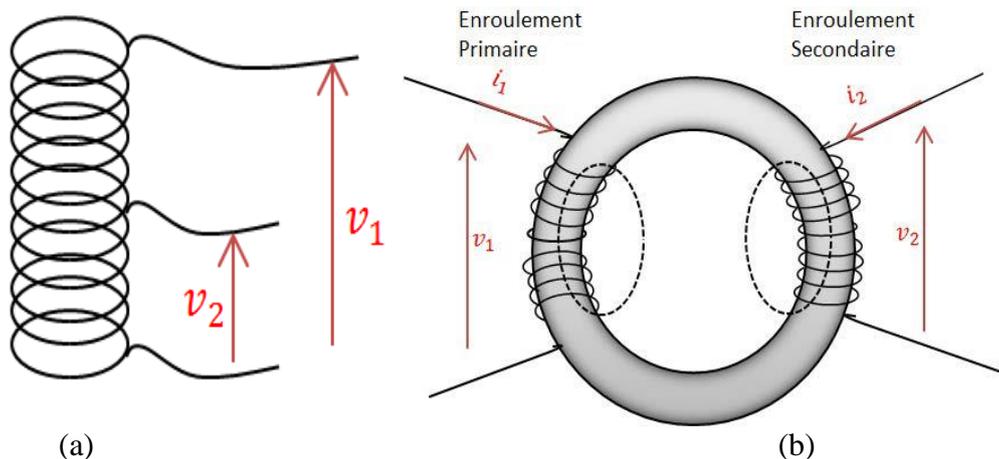


Figure II.7 (a) : Autotransformateur

(b) : Transformateur classique

II.6.2 Principe de fonctionnement d'un transformateur

Un transformateur est un dispositif à courant alternatif qui transforme les tensions, les courants et les impédances sans en modifier la fréquence. Il est constitué d'au moins deux enroulements ou bobines sans liaison conductrice entre eux (isolement galvanique) et d'un circuit magnétique. Le fonctionnement d'un transformateur est basé sur le couplage magnétique entre les enroulements. Chaque enroulement, primaire et secondaire, a une self inductance L_P et L_S . Le couplage magnétique entre les enroulements se traduit par l'inductance mutuelle M .

Les formules de V_1 et V_2 sont exprimées comme suite :

$$V_1 = n_P \frac{d\Phi}{dt}$$

$$V_2 = n_S \frac{d\Phi}{dt}$$

Dans le cas d'un transformateur idéal cette information est suffisante pour créer un circuit électrique équivalent, représenté sur la figure II.8.

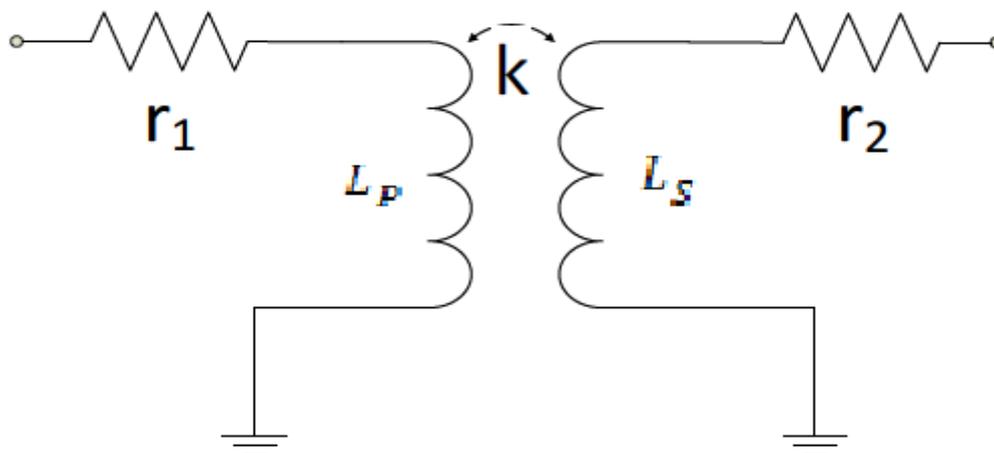


Figure II.8 : Schéma d'un transformateur idéal avec deux enroulements.

Le transformateur idéal se compose des enroulements primaire et secondaire parfaitement couplés qui transfèrent l'énergie à partir du primaire vers le secondaire sans pertes.

Le principe de fonctionnement d'un transformateur est basé sur la loi de Faraday. Lorsqu'on applique une tension variable au primaire du transformateur, ce dernier est parcouru par un courant variable engendre un flux variable à travers les bobinages primaire et

secondaire [15]. Les variations du flux engendrent une force contre électromotrice (fcem) au primaire et une force électromotrice (fem) au secondaire.

$$m = \frac{V_2}{V_1} = \frac{i_1}{i_2} = \sqrt{\frac{L_S}{L_P}} \quad (\text{II.3})$$

L_P et L_S : les inductances primaire et secondaire du transformateur.

Le rapport de transformation est lié aussi au nombre de tours du primaire et du secondaire.

$$m = \frac{n_s}{n_p} \quad (\text{II.4})$$

Le coefficient de couplage représente le couplage magnétique entre primaire et secondaire, il est défini par la relation ci-dessous. Les paramètres de ce modèle sont tous dépendant de la fréquence.

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_P \cdot L_S}} \quad (\text{II.5})$$

L'inductance mutuelle M est exprimée à partir des inductances principales du transformateur par l'expression suivante :

$$M = \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (\text{II.6})$$

$$L_P = L_1 + L_{fP} \quad \text{et} \quad L_S = L_2 + L_{fS} \quad (\text{II.7})$$

L_P et L_S : Inductances propres des enroulements.

L_{fP} et L_{fS} : Inductances de fuites des enroulements.

L_1 et L_2 : Inductances principales des enroulements.

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

Dans le cas d'un transformateur réel, le circuit électrique équivalent contient des éléments additionnels, telles que :

L_{fP}, L_{fS} : Inductances de fuite primaire et secondaire.

R_{SP}, R_{SS} : la résistance de l'enroulement primaire et secondaire.

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

II.7. Dimensionnement du micro-transformateur

En tenant compte des caractéristiques électriques et magnétiques sélectionnées, nous évaluons le volume du noyau magnétique. Cela nous permet de déduire la section sur laquelle nous allons poser le circuit électrique du micro-transformateur, puis nous évaluerons le dimensionnement de ce circuit afin de répondre aux spécifications du convertisseur en termes de stockage magnétique d'énergie et de pertes de matériaux.

II.7.1 Détermination des inductances primaire et secondaire du micro-transformateur

A partir du cahier de charge du micro convertisseur flyback du montage II.5 nous calculons les paramètres de bobinages du micro transformateur et de son circuit magnétique figure II.10:

- Rapport de transformation

$$m = \frac{\alpha}{\alpha-1} \frac{V_S}{V_E} = 0.417 \quad (\text{II.8})$$

$$W = \frac{1}{2} \cdot L_P \cdot i_{1max}^2 = \frac{1}{2} \cdot L_S \cdot i_{2max}^2 \quad (\text{II.9})$$

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

$$P = \frac{W}{T} = \frac{1}{2T} \cdot L_P \cdot i_{1max}^2 \quad (\text{II.10})$$

- **L'inductance primaire**

L'inductance primaire L_P est calculée pour une ondulation maximale du courant

$$\alpha = 0.5 :$$

$$L_P = \frac{V_e^2 \alpha^2}{2 \cdot f \cdot P_S} = \frac{12^2 \cdot 0.5^2}{2 \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot 5} = 36 \cdot 10^{-9} \text{ H} = 36 \text{ nH} \quad (\text{II.11})$$

- **L'inductance secondaire :**

L'inductance secondaire L_S est dérivée de la relation (II.12)

$$L_S = m^2 \cdot L_P$$

$$L_S = 6.26 \cdot 10^{-9} \text{ H} = 6.26 \text{ nH} \quad (\text{II.12})$$

- **Energie Stockée :**

Tout d'abord, calculons le courant de sortie du convertisseur (fig. II.5)

$$P_S = V_S \cdot i_S = \frac{V_e^2 \alpha^2 T}{2L_P} \Rightarrow i_S = \frac{P_S}{V_S} = \frac{5}{5} = 1 \text{ A} \quad (\text{II.13})$$

L'énergie magnétique totale stockée est donc :

$$W = \frac{1}{2} L_P i_E^2 = \frac{1}{2} L_S i_S^2 = 3.13 \cdot 10^{-9} \text{ J} \quad (\text{II.14})$$

- **Densité de volume maximale d'énergie :**

La densité volumique d'énergie magnétique stockée dans le circuit magnétique est :

$$w_{max} = \frac{B_{max}^2}{2 \cdot \mu_{NiZn}} = 25.59 \text{ J/m}^3 \quad (\text{II.15})$$

Avec $\mu_{NiZn} = \mu_r \cdot \mu_0 = 1400 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} = 17584 \cdot 10^{-7} \text{ (S.I)}$

II.7.2. Dimensionnement du noyau magnétique

Ce qui permet de déduire le volume du circuit magnétique utilisé :

$$V = \frac{W}{w_{vmax}} = 1.22 \cdot 10^{-10} \text{ m}^3 \quad (\text{II.16})$$

Donc, $1.22 \cdot 10^{-10} \text{ m}^3$ de NiZn est nécessaire pour stocker $3.13 \cdot 10^{-9} \text{ J}$.

- **Epaisseur de noyau :**

Nous avons choisi une forme carrée pour les enroulements avec un diamètre extérieur de l'égale à $1500\mu m$ et un diamètre intérieur égal à $750\mu m$:

- $d_{ext} = 1500\mu m = 1500 \cdot 10^{-9}mm$
- $d_{int} = 750\mu m = 750 \cdot 10^{-9}mm$

Ce qui permet de déduire l'épaisseur du noyau sur lequel seront déposées les bobines du transformateur :

$$e_{NiZn} = \frac{V}{d_{ext}^2} = 54.22 \text{ m} \quad (\text{II.17})$$

II.7.3. Détermination des paramètres géométriques du micro-transformateur

Les enroulements carrés planaires sont décrits géométriquement par cinq paramètres pour chaque enroulement (fig. II.9) qui sont : le nombre de tours n , la largeur w , l'épaisseur t , l'espacement entre les enroulements s et la longueur totale l_t .

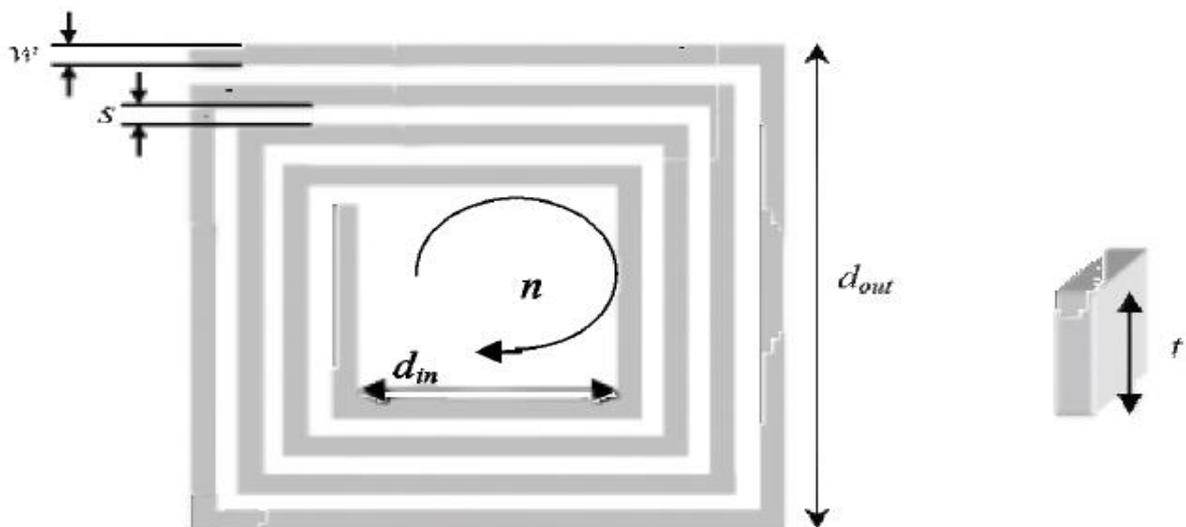


Figure II.9 : géométrie des enroulements en spirale carrée [16]

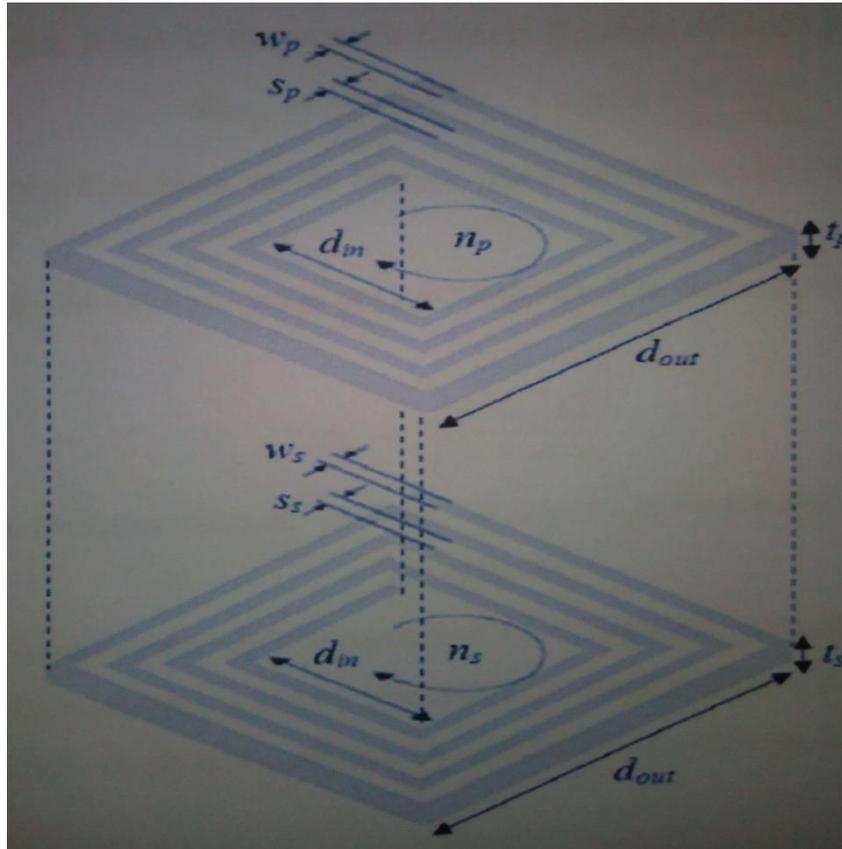


Figure II.10 : les différents paramètres géométriques de la micro-inductance primaire et secondaire du micro-transformateur.

Le nombre de tour :

Pour calculer le nombre de tour, nous avons opté pour la méthode de Wheeler [17] qui utilise la relation suivante :

$$L = K_1 \mu_0 \frac{n^2 d_{moy}}{1 + K_2 A_m} \quad (\text{II.18})$$

Les coefficients k_1 et k_2 dépendent de la forme géométrique utilisée. Pour la géométrie carrée : $K_1 = 2.34$ et $K_2 = 2.75$.

Aussi, d_{moy} représente le diamètre moyen de la bobine et A_m le rapport cyclique :

$$d_{moy} = \frac{d_{ext} + d_{int}}{2} \Rightarrow d_{moy} = 1.125 \cdot 10^{-6} m \quad (\text{II.19})$$

$$A_m = \frac{d_{ext}-d_{int}}{d_{ext}+d_{int}} \Rightarrow A_m = 0.33 \quad (\text{II.20})$$

Le nombre de tour primaire :

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

$$n_p = \sqrt{\frac{L_p(1+K_2\left(\frac{d_{ext}-d_{int}}{d_{ext}+d_{int}}\right))}{K_1\mu_0\left(\frac{d_{ext}+d_{int}}{2}\right)}} \Rightarrow n_p = \sqrt{\frac{L_p(1+K_2 A_m)}{k_1\mu_0 d_{moy}}} \quad (\text{II.21})$$

$$\Rightarrow n_p = 5$$

Le nombre de tour secondaire :

$$n_s = m \cdot n_p \quad (\text{II.22})$$

$$\Rightarrow n_s = 2$$

L'épaisseur de peau

Le calcul de ces deux paramètres (l'épaisseur et la largeur) dépend de l'épaisseur de la peau qui détermine la largeur de la zone (équation. II.18) où le courant se concentre dans un conducteur, paramètres très importants puisqu'ils influent sur la répartition du courant dans un conducteur sous l'influence d'un champ magnétique, surtout à fréquence élevée [18,19,20].

La profondeur de peau détermine en quelque sorte, l'épaisseur de concentration de courant et elle est donnée par la formule ci-dessous :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}} = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho_{Cu}}{\omega \cdot \mu_{Cu}}} = \sqrt{\frac{\rho_{Cu}}{\pi \cdot \mu_{Cu} \cdot f}} \quad (\text{II.23})$$

Où j_0 Et δ sont respectivement la densité du courant maximale et la profondeur de peau, f la fréquence du signal d'entrée, ρ_{Cu} et μ_{Cu} respectivement la résistivité et la perméabilité du matériau conducteur.

On a : $\mu_{Cu} = \mu_r \mu_0$

Avec $\rho_{Cu} = 1.7 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ et $\mu_r = 1 H/m$ et $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$

Ce qui donne après calcul : $\delta = 6.56 \cdot 10^{-6} m$

Epaisseur du conducteur

Pour contourner le problème de l'effet de la peau et faire circuler le courant dans l'ensemble du conducteur, il faut que la condition suivante soit remplie :

$$w \leq 2\delta \text{ ou } t \leq 2\delta$$

La densité de courant dans un conducteur filiforme $j(x)$ [1] varie selon la position x de la section droite du conducteur, variant ainsi de la périphérie, jusqu'au centre soit donc de 0 jusqu'à $\frac{t}{2}$:

$$j(x) = j_0 e^{-i\left(\frac{x}{\delta}\right)} e^{-\left(\frac{x}{\delta}\right)} \quad (\text{II.24})$$

La valeur moyenne de la densité du courant est:

$$j_{moy} = j_0 \frac{[e^{-\left(\frac{t}{2\delta}\right)} + 1]}{2} \quad (\text{II.25})$$

L'évolution de cette densité de courant [5] en fonction de la distance (x) est donnée en figure II.11.

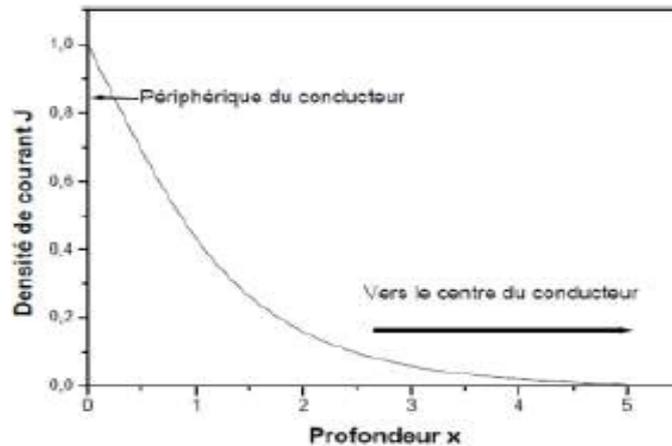


Figure II.11 : Evolution de la densité du courant en fonction de la distance x .

Sur la figure II.11, on constate que la densité du courant atteint sa valeur maximale à la périphérie. Lorsque x atteint la valeur de la profondeur de peau, la densité de courant diminue.

A titre exemple, nous donnons sur le tableau ci-dessous quelques valeurs de la profondeur de peau d'un conducteur en cuivre pour la gamme de fréquence allant de 50Hz à 100MHz.

f	50Hz	10kHz	100kHz	1MHz	10MHz	100MHz
δ	9,36 mm	0,66 mm	0,21 mm	66 μm	21 μm	6,6 μm

Tableau II.2 : Valeur de la profondeur de peau en fonction de la fréquence.

L'une des deux valeurs t ou w est définie afin de trouver l'autre. La largeur du conducteur primaire w_p est dérivée de l'équation (II.27) et (II.28) pour une valeur de $t = 2 \cdot \delta$ (t : épaisseur des conducteurs du primaire et du secondaire) :

Soit donc l'épaisseur du conducteur : $t = 2 \cdot \delta = 13.12 \mu\text{m}$

La largeur, l'espacement et la longueur primaire

Largeur du conducteur

- Le courant primaire se déduit de la densité de courant :

$$i_p = S_{CP} \cdot j_{moy} \quad (\text{II.26})$$

- La surface du conducteur est donc :

$$S_{CP} = w_p \cdot t \quad (\text{II.27})$$

Dans la plupart des cas, le micro-conducteur est en contact avec le substrat qui a de bonnes propriétés de conduction de la température. Cela nous permet d'utiliser les conditions limites [9] : $j_0 = 10^9 \text{A/m}^2$.

$$W_p = \frac{S_{CP}}{t} \quad (\text{II.28})$$

$$W_p = 36.39 \cdot 10^{-6} \text{ m}$$

L'espacement primaire

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

$$S_p = \frac{d_{ext} - d_{int} - (2 \cdot W_p \cdot n_p)}{2 \cdot (n_p - 1)} \quad (\text{II.29})$$

$$S_p = 35.75 \cdot 10^{-6} \text{ m}$$

Longueur totale primaire

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

$$I_{tP} = (4n_P(d_{ext} - (n_P - 1)S_P - (n_P \cdot w_P))) - S_P \quad (\text{II.30})$$

$$I_{tP} = 2.25 \text{ cm}$$

La largeur, l'espacement et la longueur secondaire

Nous calculons la largeur du secondaire par l'expression suivante :

$$w_S = \frac{[d_{ext} - d_{int} - 2 \cdot S_S \cdot (n_S - 1)]}{2 \cdot n_S} \quad (\text{II.31})$$

$$W_S = 169.62 \cdot 10^{-6} \text{ m}$$

La section s_S de la spire secondaire du micro-transformateur est donnée par l'expression suivante :

$$s_S = \frac{d_{ext} - d_{int} - (2 \cdot W_S \cdot n_S)}{2 \cdot (n_S - 1)} \quad (\text{II.32})$$

$$S_S = 35.75 \cdot 10^{-6} \text{ m}$$

Longueur totale secondaire

La longueur du conducteur du secondaire de forme spire carrée est donnée par l'expression suivante :

$$I_{tS} = [4 \cdot n_S \cdot (d_{out} - (n_S - 1) \cdot s_S - (n_S \cdot w_S))] - s_S \quad (\text{II.33})$$

$$I_{tS} = 9 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

La conception du circuit magnétique doit également tenir compte de l'existence de pertes et de l'apparence de l'effet de la peau par rapport à l'opération haute fréquence. Ces effets secondaires, qui dégradent la performance du composant, peuvent être réduits en feuilletant les noyaux magnétiques. Cela peut toutefois augmenter le volume total du noyau.

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

II.8. Modèle électrique du micro-transformateur planaire

Le comportement électrique d'un micro-transformateur intégré déposé sur un substrat en silicium, peut être illustré à la figure II.12.

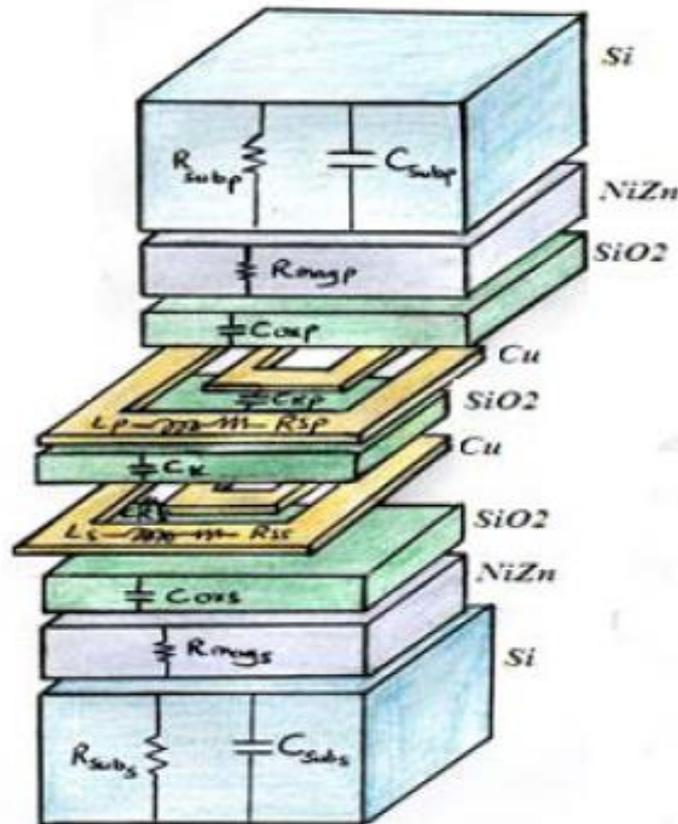


Figure II.12 : Section transversale d'un micro-transformateur planaire intégré 3D

La figure (II.13) montre le modèle équivalent électrique extrait du diagramme en figure (II.12), qui sera utilisé pour simuler le comportement du micro-transformateur [21] [22] [23].

Le circuit électrique équivalent du transformateur intégré tient comptes des paramètres électriques des bobinages primaires et secondaires, de l'effet capacitif de l'oxyde utilisé comme moyen d'isolation entre les conducteurs et le substrat, de la résistance des couches magnétiques primaires et secondaires ainsi que l'effet résistif et capacitif des substrats sur lesquels seront déposés les enroulements primaire et secondaire.

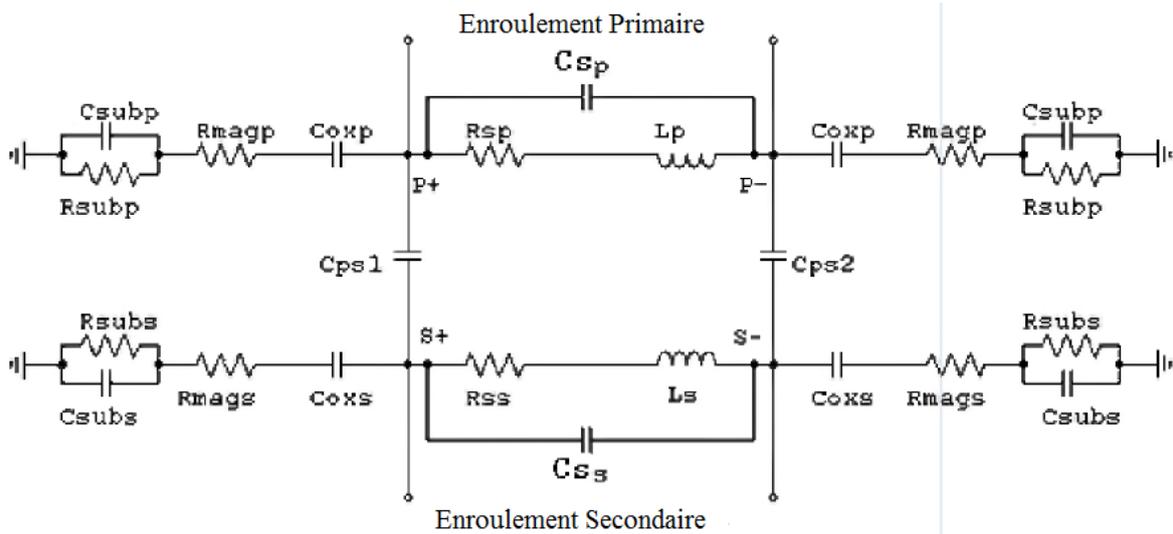


Figure II.13 : Circuit équivalent d'un micro-transformateur planaire intégré

II.9. Extraction des paramètres électrique

L'objet de ce paragraphe est l'extraction des paramètres électrique du circuit électrique équivalent de notre micro-transformateur (figure II.14). Ces paramètres nous permettrons de mener des simulations sur le fonctionnement de notre micro-transformateur.

II.9.1. Les différents paramètres électriques

- 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-spires C_{Sp} , C_{Ss} et entre les micro-inductances C_{ps1} , C_{ps2} doivent également être très faibles pour éviter les courts-circuits entre les spires et les micro-inductances primaire et secondaire.
- Les résistances du noyau R_{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} , R_{Ss} doivent être très faibles pour minimiser les pertes par effets Joules et faciliter la circulation du courant dans les enroulements conducteurs.

II.9.2. Calcul des paramètres électriques

A. Les capacités :

Capacité d'oxyde

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

Les capacités d'oxyde des couches primaire et secondaire sont exprimées par les expressions suivantes : [24][25][26]

$$C_{oxp} = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon_{SiO_2} \cdot \frac{W_p \cdot l_t p}{t_{ox}} \quad (\text{II.34})$$

$$C_{oxs} = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon_{SiO_2} \cdot \frac{W_s \cdot l_t s}{t_{ox}} \quad (\text{II.35})$$

Avec $\varepsilon_{SiO_2} = 3.9$, la permittivité relative de l'oxyde de silicium

Capacité 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. [24][25][26]

$$C_{subp} = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon_{Si} \cdot \frac{W_p \cdot l_t p}{e_{si}} \quad (\text{II.36})$$

$$C_{subs} = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon_{Si} \cdot \frac{W_s \cdot l_t s}{e_{si}} \quad (\text{II.37})$$

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

Les capacités de couplage

Les capacités de couplage sont modélisées d'une part, par les capacités inter-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} . [25][26][27]

$$C_{Sp} = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon_{SiO2} \cdot \frac{t \cdot I_{tp}}{S_p} \quad (II.38)$$

$$C_{Ss} = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon_{SiO2} \cdot \frac{t \cdot I_{ts}}{S_s} \quad (II.39)$$

$$C_{ps1} = \varepsilon_{SiO2} \cdot \frac{W_p \cdot I_{tp}}{t_{ox}} \quad (II.40)$$

$$C_{ps2} = \varepsilon_{SiO2} \cdot \frac{W_s \cdot I_{ts}}{t_{ox}} \quad (II.41)$$

Avec $\varepsilon_{rSiO2} = 3.9$, la permittivité relative du dioxyde de silicium.

B. Les résistances

Résistances séries

Les résistances séries des deux enroulements primaire et secondaire de section rectangulaire en haute fréquences s'expriment par les expressions suivantes [25][26][27], sachant que la résistivité du cuivre $\rho_{cu} = 1.7 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$

$$R_{Sp} = \rho_{cu} \cdot \frac{I_{tp}}{W_p \cdot t_{eff}} \quad (II.42)$$

$$R_{Ss} = \rho_{cu} \cdot \frac{I_{ts}}{W_s \cdot t_{eff}} \quad (II.43)$$

t_{eff} est l'épaisseur effective, elle est exprimés par l'expression suivante :

$$t_{eff} = \delta \cdot (1 - e^{-(t/\delta)}) \quad (II.44)$$

Résistance parasites

En plus de la résistance propre du ruban, il existe les résistances reliées au substrat en silicium et au noyau magnétique. Elles représentent les pertes ohmiques générées, par les courants induits respectivement, dans le substrat semi-conducteur et le noyau magnétique en ferrite. Ces pertes s'opposent au déplacement du courant induit par effet capacitif. Bien que les enroulements soient posés sur un isolant, le déplacement du courant est possible par les couplages capacitifs entre le conducteur et le noyau et entre le noyau et le substrat.

Les résistances du substrat et du noyau magnétique pour le primaire et le secondaire sont données par les expressions suivantes, sachant que la résistivité de silicium $\rho_{Si} = 18.5 \Omega \cdot m$

Et la résistivité du ferrite Nizn $\rho_{Nizn} = 1000 \Omega \cdot m$

$$R_{subp} = 2 \cdot \rho_{Si} \cdot \frac{e_{Si}}{W_p \cdot l_{tp}} \quad (\text{II.45})$$

$$R_{subs} = 2 \cdot \rho_{Si} \cdot \frac{e_{Si}}{W_s \cdot l_{ts}} \quad (\text{II.46})$$

$$R_{magp} = 2 \cdot \rho_{Nizn} \cdot \frac{e_{Nizn}}{W_p \cdot l_{tp}} \quad (\text{II.47})$$

$$R_{mags} = 2 \cdot \rho_{Nizn} \cdot \frac{e_{Nizn}}{W_s \cdot l_{ts}} \quad (\text{II.48})$$

II.10. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons donné un aperçu général sur les micro-convertisseurs et les équations caractéristiques.

Ensuite, nous avons abordé une présentation globale des transformateurs rencontrés dans le domaine de l'électronique de puissance tout en positionnant le contexte où se situe notre étude, définition, principe de fonctionnement et dimensionnement du micro-transformateur.

Nous nous sommes également intéressés au calcul des paramètres géométriques et électriques du micro-transformateur.

Donc, l'objectif de ce chapitre concerne principalement la conception de transformateurs intégrés. Dans le chapitre suivant, il nous semble important d'aborder une étude paramétrique et voir son influence sur les performances du micro convertisseur, y compris l'aspect modélisation qui nous sera utile lors de la caractérisation des dispositifs réalisés.

Chapitre III

Etude paramétrique

III.1 Introduction

Dans le précédent chapitre nous avons commencé par présenter, modéliser et dimensionner les structures de transformateurs. Un dimensionnement géométrique correct, ouvre les portes vers l'intégration et la commercialisation des modules passifs intégrés.

Dans ce chapitre nous, nous présenterons les résultats de l'étude paramétriques du micro-transformateur intégré pour montrer l'influence des différents paramètres géométriques et électriques sur l'inductance, la résistance ainsi que le facteur de qualité. En utilisant les logiciels de simulation Simulink (MATLAB) et PSIM.

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

III.2 Influence de la fréquence sur l'inductance primaire et secondaire

La figure III.1 montre l'influence de la fréquence sur les inductances du primaire L_P et du secondaire L_S . Ces inductances du modèle, obtenu après extraction en utilisant la matrice impédance Z , sont définies comme suit [28][29][Annexe E]:

$$L_P = \frac{\text{Im}(Z_{11})}{\omega} \quad (\text{III.1})$$

$$L_S = \frac{\text{Im}(Z_{22})}{\omega} \quad (\text{III.2})$$

Avec $\omega = 2\pi f$

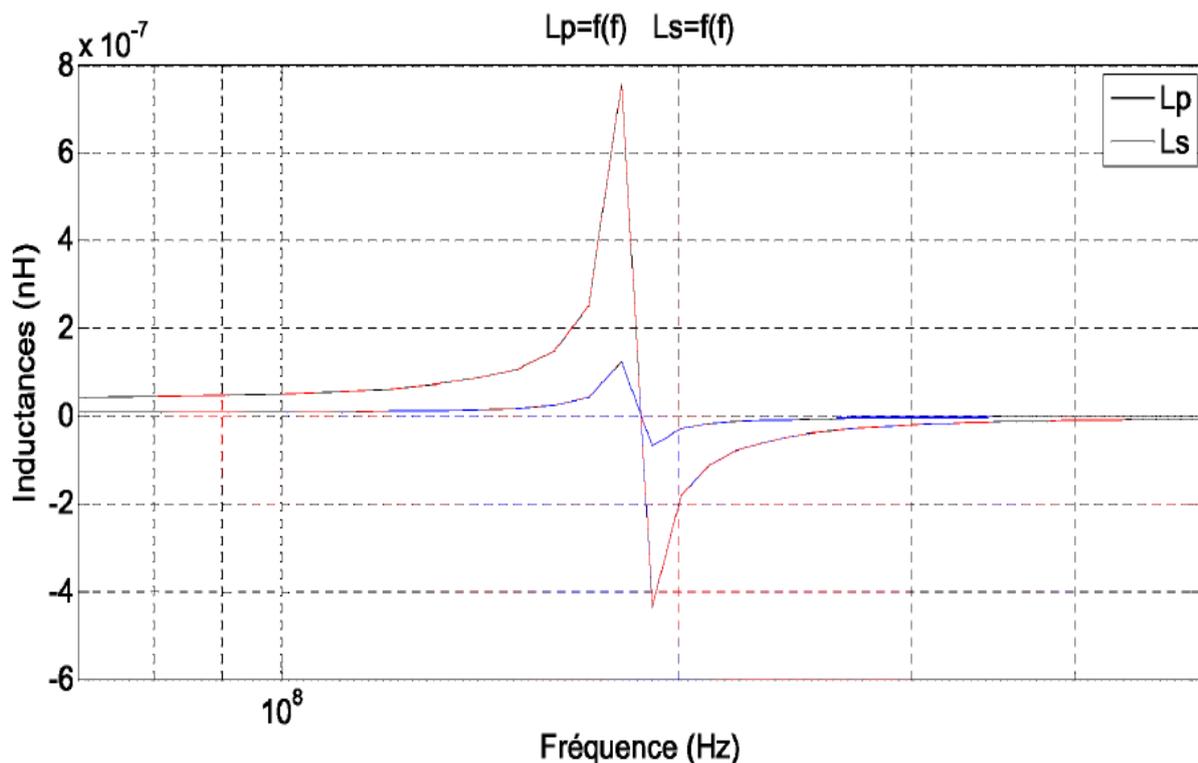


Figure III.1 : Spectre du signal des deux inductances primaire et secondaire en fonction de la fréquence.

La figure III.1 montre trois zones distinctes propres au fonctionnement des inductances intégrées (du primaire et du secondaire). Jusqu'à la valeur de la fréquence de fonctionnement (100 MHz), nous reconnaissons le comportement inductif. Au-delà de cette valeur, nous avons une autre zone qui est celle du comportement capacitif. Ces deux zones sont séparées par la zone de transition, dans laquelle la

valeur des inductances devient négative avec un passage par zéro correspondant à la fréquence de résonance propre de l'inductance.

III.3 Influence de la fréquence sur la résistance série du primaire et du secondaire

La figure III.2 montre l'influence de la fréquence sur les résistances séries du primaire R_{Sp} , et du secondaire R_{Ss} . Ces résistances sont extraites de la partie réelle des impédances, elles sont exprimées par les expressions suivantes [28][29][Annexe E] :

$$R_{Sp} = R_e(Z_{11}) \quad (\text{III.3})$$

$$R_{Ss} = R_e(Z_{22}) \quad (\text{III.4})$$

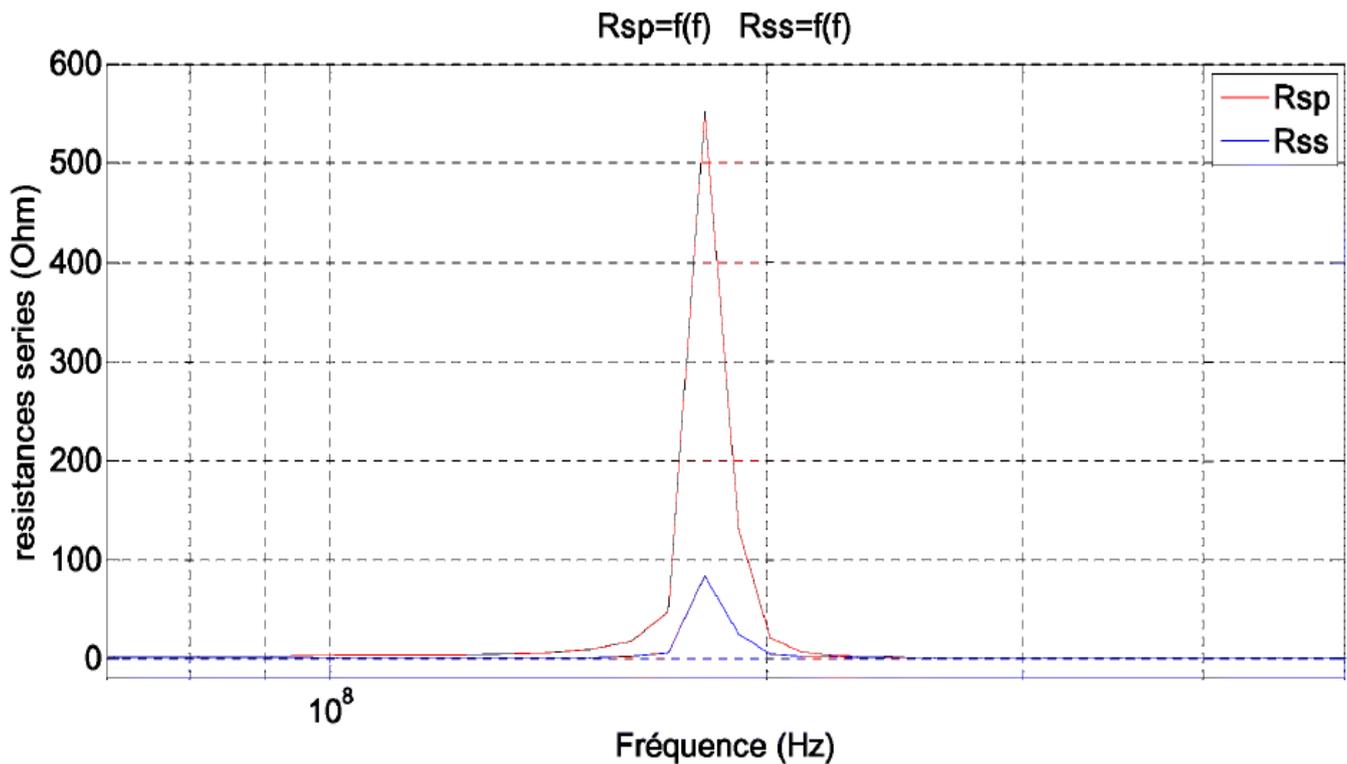


Figure III.2 : Spectre du signal des résistances séries du primaire et secondaire en fonction de la fréquence

Les éléments R et X_L sont habituellement associées à une bobine. A la résonance, l'impédance de l'inductance Z est égale à la résistance R (l'impédance totale est égale à R). Ceci se traduit par un pic de cette résistance, car l'inductance et la résistance sont physiquement indissociables.

III.4 Influence de la fréquence sur le facteur de qualité des inductances primaire et secondaire

La figure III.3 montre l'influence de la fréquence sur les facteurs de qualité des inductances intégrées du primaire Q_P et du secondaire Q_S . Les expressions des facteurs de qualité extraites de la partie réelles et imaginaire des impédances, elles sont exprimées par les expressions suivantes [28][29][30][Annexe E]:

$$Q_P = \frac{Im(Z_{11})}{Re(Z_{11})} \quad (III.5)$$

$$Q_S = \frac{Im(Z_{22})}{Re(Z_{22})} \quad (III.6)$$

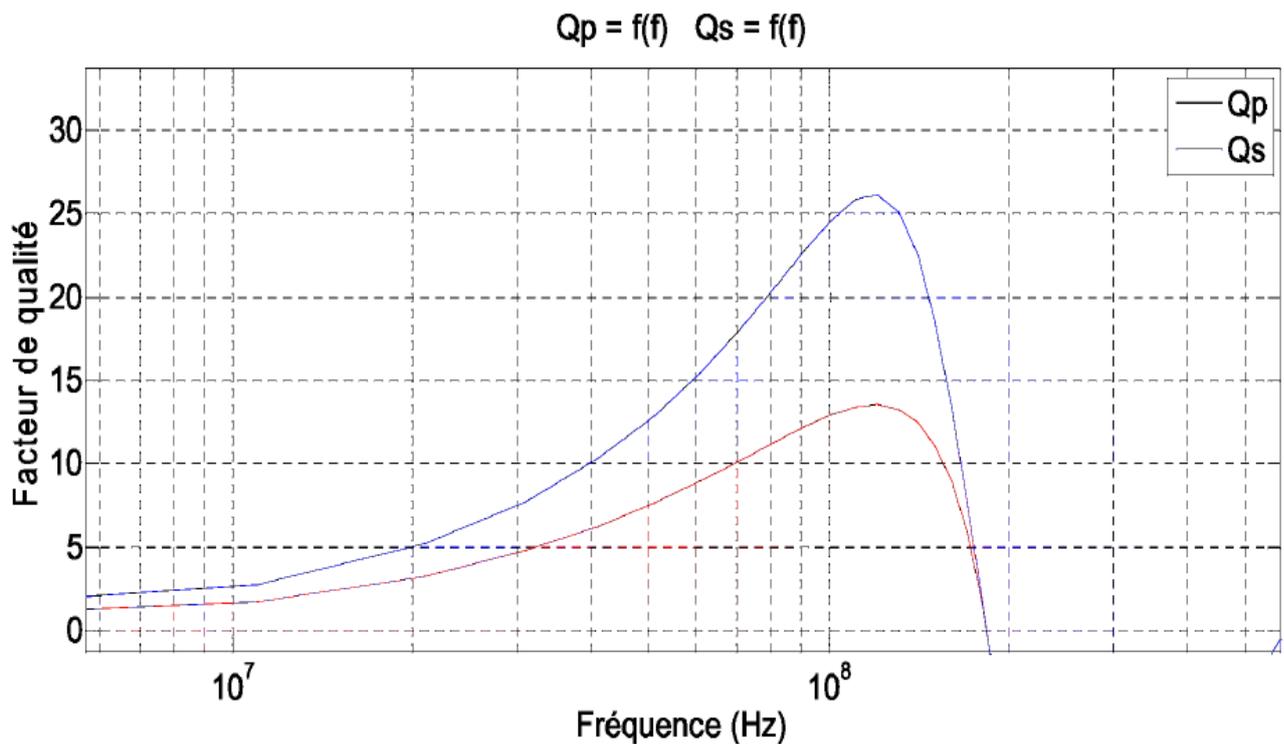


Figure III.3 : Le facteur de qualité du primaire et du secondaire en fonction de la fréquence.

Nous remarquons sur la figure III.3, que le facteur de qualité augmente avec la fréquence jusqu'à atteindre une valeur maximale correspondant à la fréquence de fonctionnement (100MHz). Cette première partie de la courbe correspond à la zone où les micro-bobines ont un comportement inductif (figure III.2). Au-delà de cette

fréquence de fonctionnement (100MHz), le facteur de qualité diminue pour s'annuler à un point de fonctionnement correspondant à la fréquence de résonance (figure III.4).

La valeur maximale du facteur de qualité correspond aux pertes minimales dans le transformateur. Il atteint 13.8 pour l'enroulement primaire et 24.3 pour l'enroulement secondaire à 100 MHz.

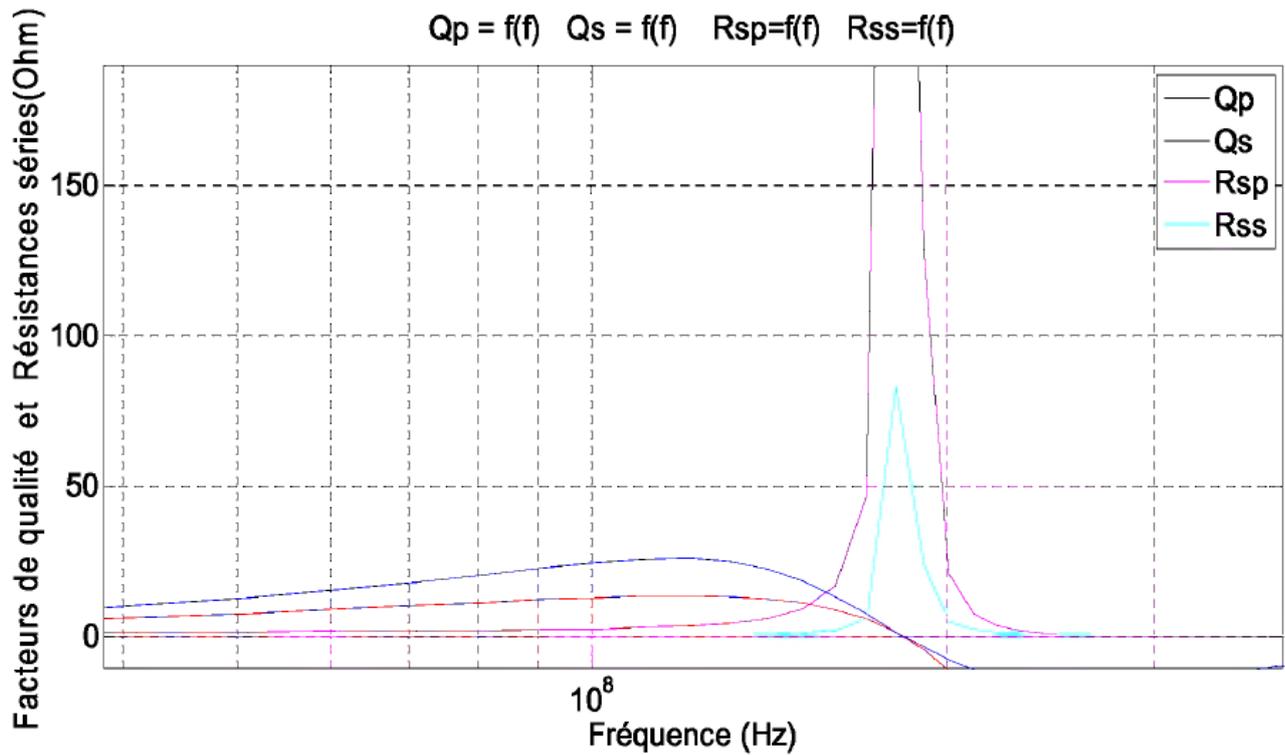


Figure III.4 : Facteur de qualité et résistances séries des conducteurs du primaire et du secondaire en fonction de la fréquence.

Nous avons résumés les valeurs des paramètres électriques des enroulements primaire et secondaire du transformateur intégrés dans le tableau récapitulatif (III.1).

III.5 Résultats des calculés :

L'inductance de l'enroulement primaire L_P	36nH
L'inductance de l'enroulement secondaire L_S	6.25 nH
La résistance série du primaire R_{Sp}	1.45 Ω
La résistance série du secondaire R_{Ss}	0.16 Ω
Le facteur de qualité de l'inductance primaire Q_P	13.8
Le facteur de qualité de l'inductance secondaire Q_S	24.3

Tableau III.1 : Valeurs des paramètres du micro-transformateur

III.6 Conclusion

Ce chapitre a pour objectif de valider le dimensionnement géométrique et électrique du micro-transformateur effectué au chapitre précédent.

Nous avons présenté une étude paramétrique, telle que l'influence de la fréquence sur les inductances primaire et secondaire, leurs résistances séries ainsi que leurs facteurs de qualité.

Dans le chapitre suivant, on se propose de valider le modèle électrique du micro-transformateur intégré sur un substrat et la simulation du micro-convertisseur flyback.

Chapitre IV

Etude du Micro-convertisseur

IV.1. Introduction

Dans le chapitre précédant, nous avons évalué l'influence de tous les paramètres géométriques sur la valeur de l'inductance, sur la résistance et sur le facteur de qualité.

Dans ce chapitre, nous devons déterminer les valeurs de la capacité, de la résistance ainsi que l'inductance magnétisante pour les introduire dans les circuits électrique des différents micro-convertisseurs flyback.

Nous avons présentons la validation de notre modèle de micro-transformateur intégré.

IV.2. Validité du modèle de micro-transformateur

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

Les différentes simulations vont porter sur les cas suivants :

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

Résultats de calcul des paramètres électriques

Le tableau ci-dessous consigne les différents paramètres électriques (résistances et capacités), calculés dans le chapitre II :

Résistance série primaire R_{Sp}	1.45 Ω
Résistance série secondaire R_{Ss}	0.16 Ω
Résistance du noyau magnétique primaire R_{magp}	103.98K Ω
Résistance du noyau magnétique secondaire R_{mags}	71.1K Ω
Capacité d'oxyde de primaire C_{oxp}	2.5pF
Capacité d'oxyde de secondaire C_{oxs}	3.66pF
Résistance du substrat du primaire R_{subp}	3.54K Ω
Résistance du substrat du secondaire R_{subs}	2.42K Ω
Capacité du substrat du primaire C_{subp}	0.54pF
Capacité du substrat du secondaire C_{subs}	0.79pF
Capacité inter-spires du primaire C_{Sp}	142.67fF
Capacité inter-spires du secondaire C_{Ss}	57.07fF
Capacité de couplage entre l'inductance primaire et secondaire C_{ps1}	5pK
Capacité de couplage entre l'inductance secondaire et primaire C_{ps2}	7.32pK

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

IV.3. Détermination de la résistance de charge, la capacité et l'inductance magnétique

IV.3.1. La résistance de charge

A partir du montage de la figure II.5, nous déduisons la résistance de charge :

$$R = \frac{V_S}{I_S} \quad (\text{IV.1})$$

Pour $V_S = 5V$ (D'après le cahier de charge)

Et $I_S = 1A$ (Calculé dans le chapitre précédant (II.13))

$$R = 5\Omega$$

IV.3.2. La capacité

La valeur de la capacité (figure II.5), peut être déduite par l'expression suivante :
[Annexe C]

$$C = \frac{(1-\alpha) \cdot i_S}{\Delta V_S \cdot f} = \frac{\alpha^2 \cdot m \cdot V_e}{(1-\alpha) \cdot \Delta V_S \cdot R \cdot f} \quad (\text{IV.2})$$

L'ondulation de la tension de sortie étant fixée par le cahier de charge à 5% de la valeur moyenne de V_S . Donc, elle est : $V_S = 0.25V$.

$$C = 20nF$$

IV.3.3. L'inductance magnétisante

L'inductance magnétisante L_m est une donnée importante d'un micro-transformateur. Cette inductance vient du fait que la réluctance du matériau est non nulle, du fait d'une perméabilité finie. [31][32][33]

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

$$\mathfrak{R} = \frac{1}{\mu} \int \frac{dl}{S} = \frac{1}{\mu_{mag}} \cdot \frac{L_{mag}}{S_{mag}} \quad (\text{IV.3})$$

L_{mag} : Longueur du noyau magnétique.

S_{mag} : Section du noyau magnétique.

μ_{mag} : Perméabilité du noyau magnétique.

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

$$L_m = n_p^2 \cdot \frac{\mu_{NiZn} \cdot d_{ext}^2}{2 \cdot e} \quad (\text{IV.4})$$

$$L_m = 0.9mH$$

IV.4. Simulation effectuées sur un micro-convertisseur flyback contenant un micro-transformateur idéal

La figure IV.1 Présente le circuit électrique contenant le micro-transformateur idéal. La simulation de ce circuit est effectuée à l'aide du logiciel PSIM.

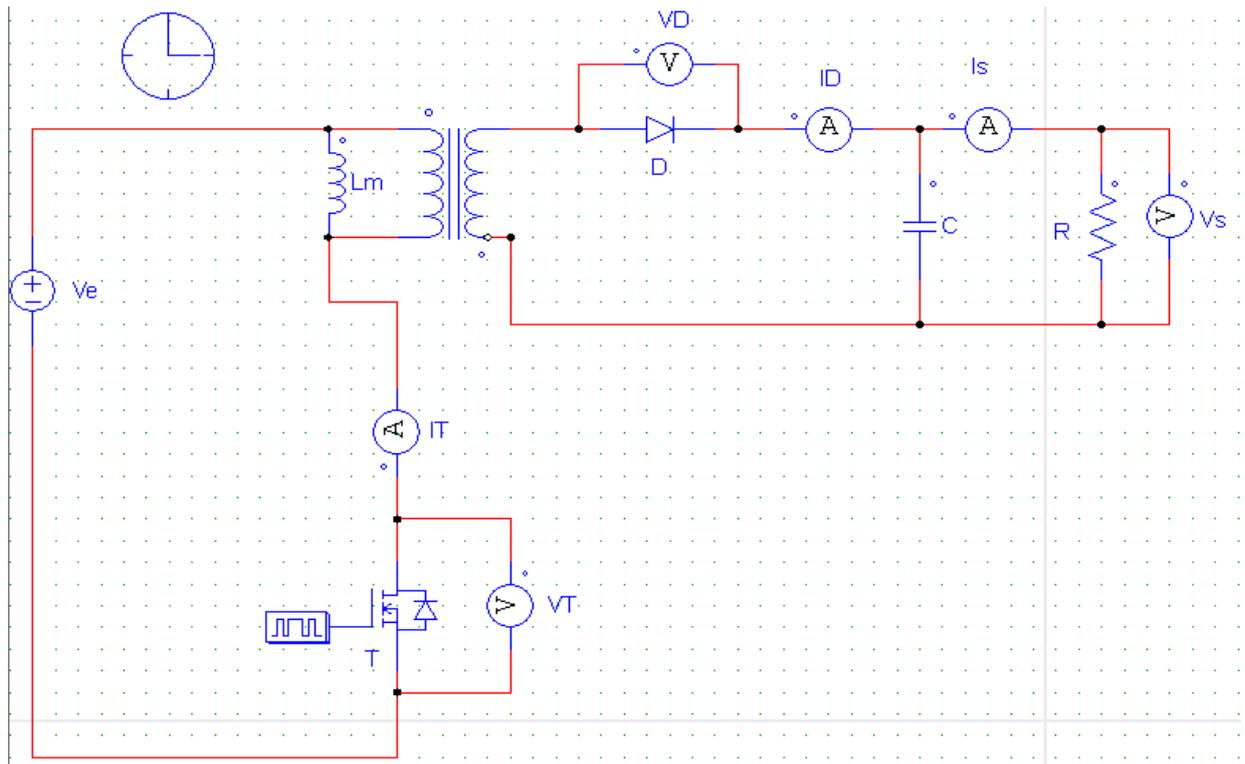


Figure IV.1 : Micro-convertisseur flyback contenant le micro-transformateur idéal

IV.4.1. Formes de la tension et du courant de sortie

La figure IV.1 présente l'allure de la tension et du courant de sortie du micro-transformateur idéal

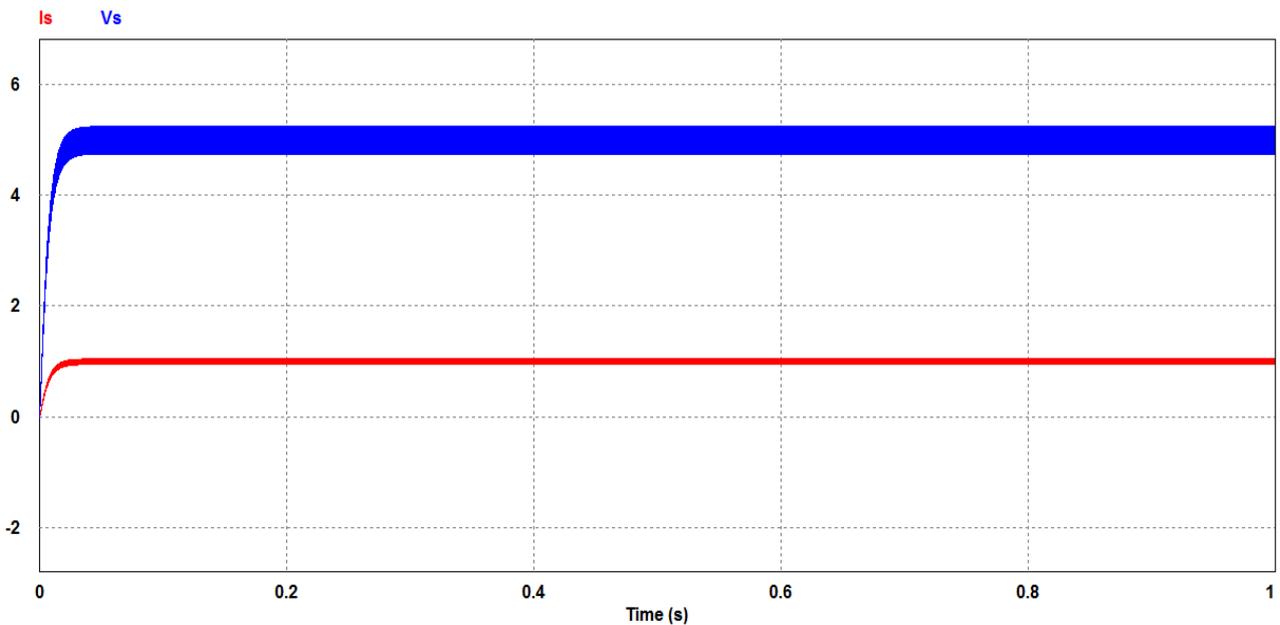


Figure IV.2 : Forme de la tension de sortie (en bleu) et du courant de sortie (en rouge) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur idéal.

Measure	
Time	1.9520000e-001
Is	1.0061338e+000
Vs	5.0306690e+000

Tableau IV.2 : Valeurs mesurées de la tension de sortie (en bleu) et du courant de sortie (en rouge) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur idéal.

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

IV.4.2. Formes des courants et tensions du transistor et de la diode

IV.4.2.1. Formes des courants du transistor et de la diode

La figure IV.3 présente l'allure des courants aux bornes de la diode et du transistor dans un micro-transformateur idéal.

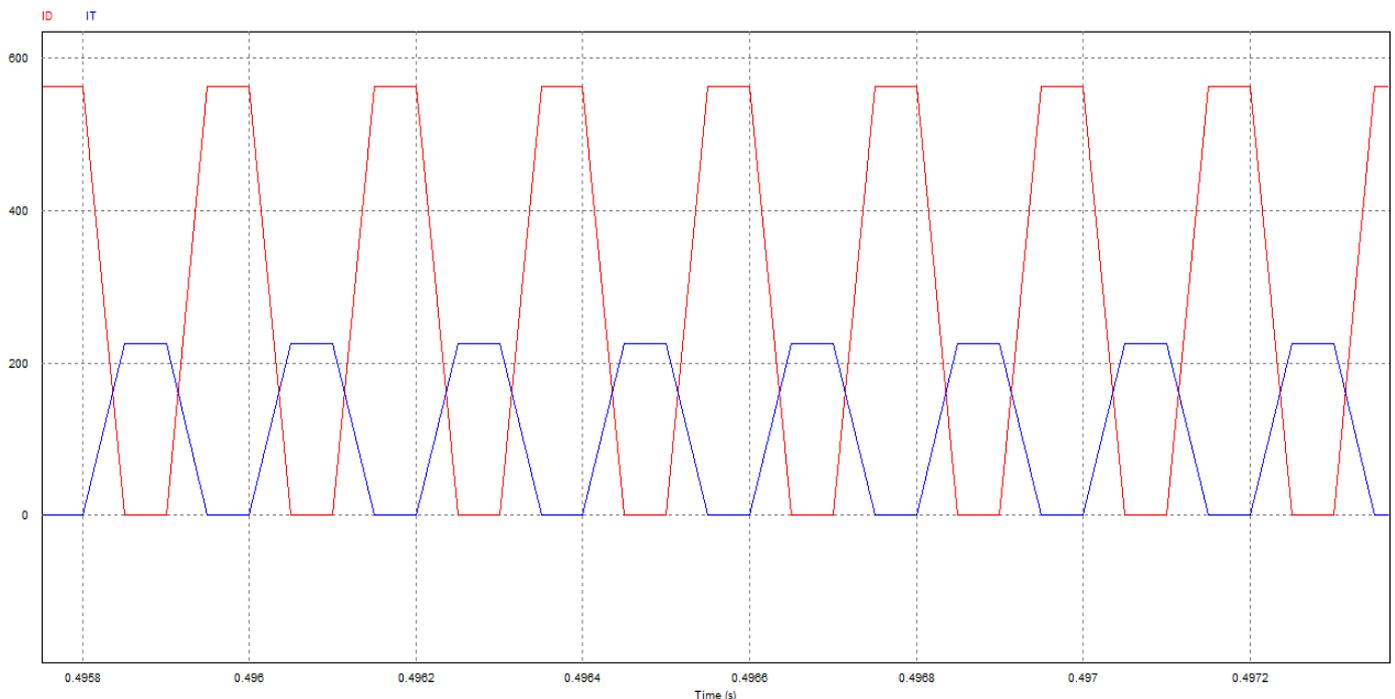


Figure IV.3 : Forme des courants du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur idéal.

Mesure	
Time	7.910000e-003
ID	1.1938212e+000
IT	2.0330404e-006

Mesure	
Time	4.010000e-003
ID	-6.8212103e-007
IT	3.6437935e-001

Tableau IV.3 : Valeurs maximales et minimales mesurées des courants du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur idéal.

IV.4.2.2. Formes des tensions du transistor et de la diode

La figure IV.4 présente l'allure des tensions aux bornes de la diode et du transistor dans un micro-transformateur idéal.

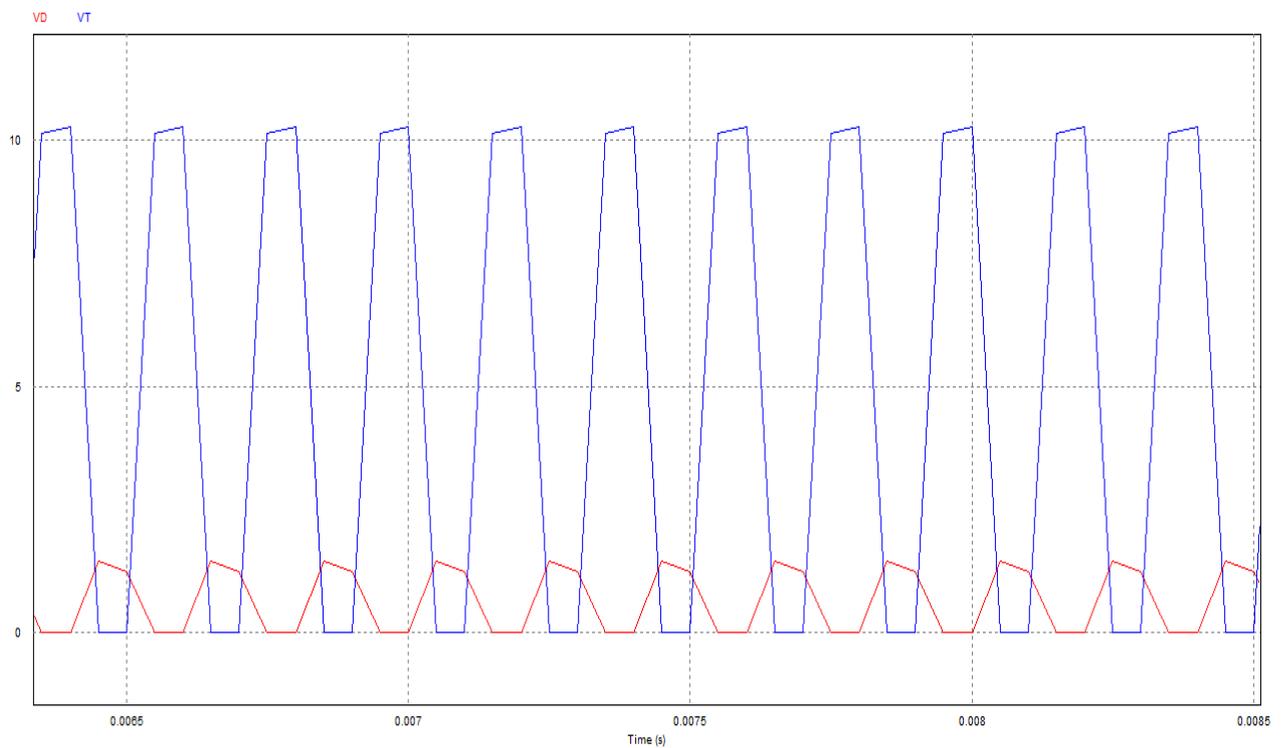
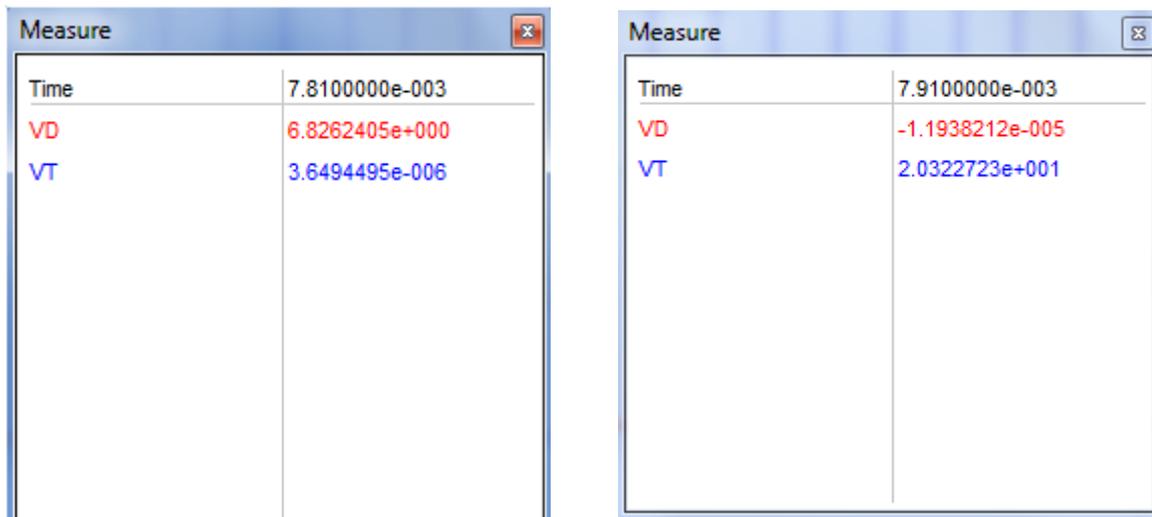


Figure IV.4 : Forme des tensions du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur idéal.



Time	Value
7.8100000e-003	VD: 6.8262405e+000 (red)
	VT: 3.6494495e-006 (blue)
7.9100000e-003	VD: -1.1938212e-005 (red)
	VT: 2.0322723e+001 (blue)

Tableau IV.4 : Valeurs maximales et minimales mesurées des tensions du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur idéal.

Nous remarquons que les valeurs des tensions et des courants aux bornes du transistor et de la diode (figure IV.3 et 4) et (tableau IV.3 et 4) sont en accord avec la littérature (voir Annexe D)

IV.5. Simulations effectuées sur un micro-convertisseur flyback contenant un micro-transformateur réel

La figure IV.5 présente le circuit électrique contenant le micro-transformateur réel. La simulation de ce circuit est effectuée à l'aide de logiciel PSIM. De ce fait, il contient des éléments additionnels, telles que :

L_{fp} : L'inductance de fuite primaire. (L'équation IV.5)

L_{fs} : L'inductance de fuite secondaire. (L'équation IV.6)

R_{Sp} : La résistance de l'enroulement primaire. (L'équation II.42)

R_{Ss} : La résistance de l'enroulement secondaire. (L'équation II.43)

$$L_{fp} = \frac{n_p^2}{\mathfrak{R}_p} = n_p^2 \cdot \frac{\mu_{cu} \cdot w_p \cdot t_p}{2 \cdot l_{tp}} \quad (\text{IV.5})$$

$$L_{fs} = \frac{n_s^2}{\mathfrak{R}_s} = n_s^2 \cdot \frac{\mu_{cu} \cdot w_s \cdot t_s}{2 \cdot l_{ts}} \quad (\text{IV.6})$$

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

$$L_{fp} = 0.425 \text{ pH}$$

$$L_{fs} = 0.622 \text{ pH}$$

La simulation des courants et tensions du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur réel a été effectuée à l'aide du logiciel PSIM.

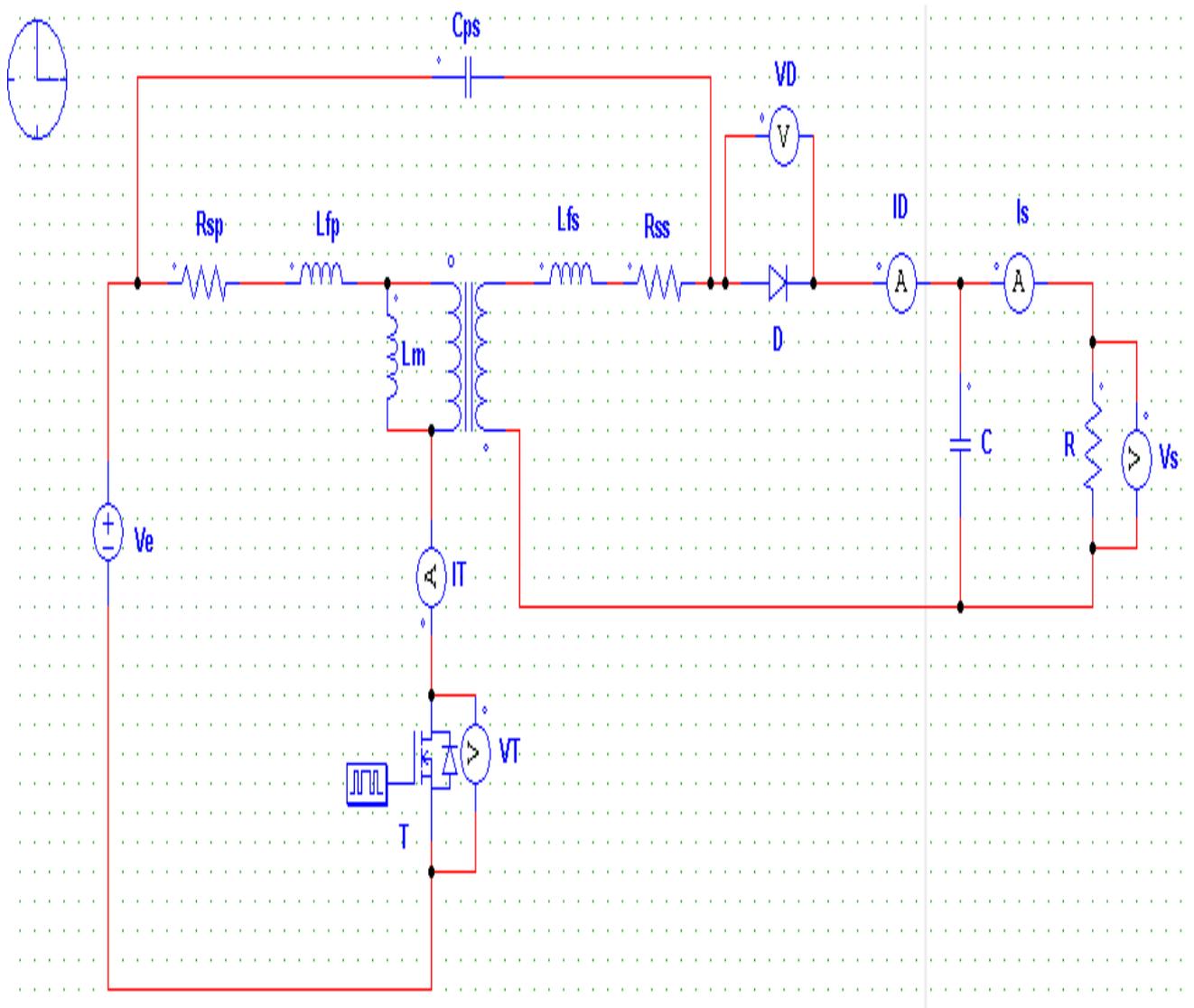


Figure IV.5 : Micro-convertisseur flyback contenant le micro-transformateur réel

IV.5.1. Formes de la tension et du courant de sortie

La figure IV.6 présente l'allure de la tension et du courant de sortie du micro-convertisseur.

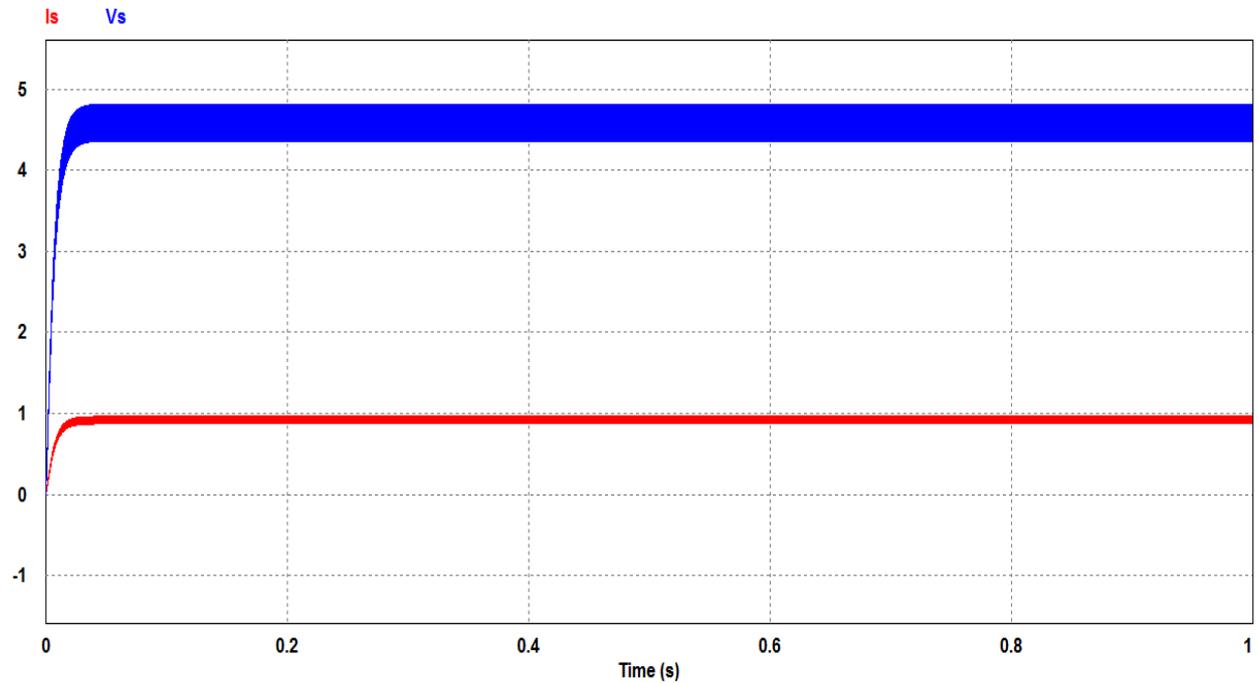


Figure IV.6 : Forme de la tension de sortie (en bleu) et du courant de sortie (en rouge) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur réel.

Measure	
Time	1.9420000e-001
I_s	9.6421155e-001
V_s	4.8210577e+000

Tableau IV.5 : Valeurs mesurées de la tension de sortie (en bleu) et du courant de sortie (en rouge) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur réel.

Comme dans le cas du micro-transformateur idéal, les niveaux de la tension et du courant de sortie (figure IV.6) sont cohérents avec ceux contenus dans le cahier des charges. Nous observons dans ce cas, un léger décalage entre ces résultats (tableau IV.5) et ceux du cahier des charges.

IV.5.2. Formes des courants et tensions du transistor et de la diode

IV.5.2.1. Formes des courants du transistor et de la diode

La figure IV.7 présente l'allure des courants aux bornes de la diode et du transistor.

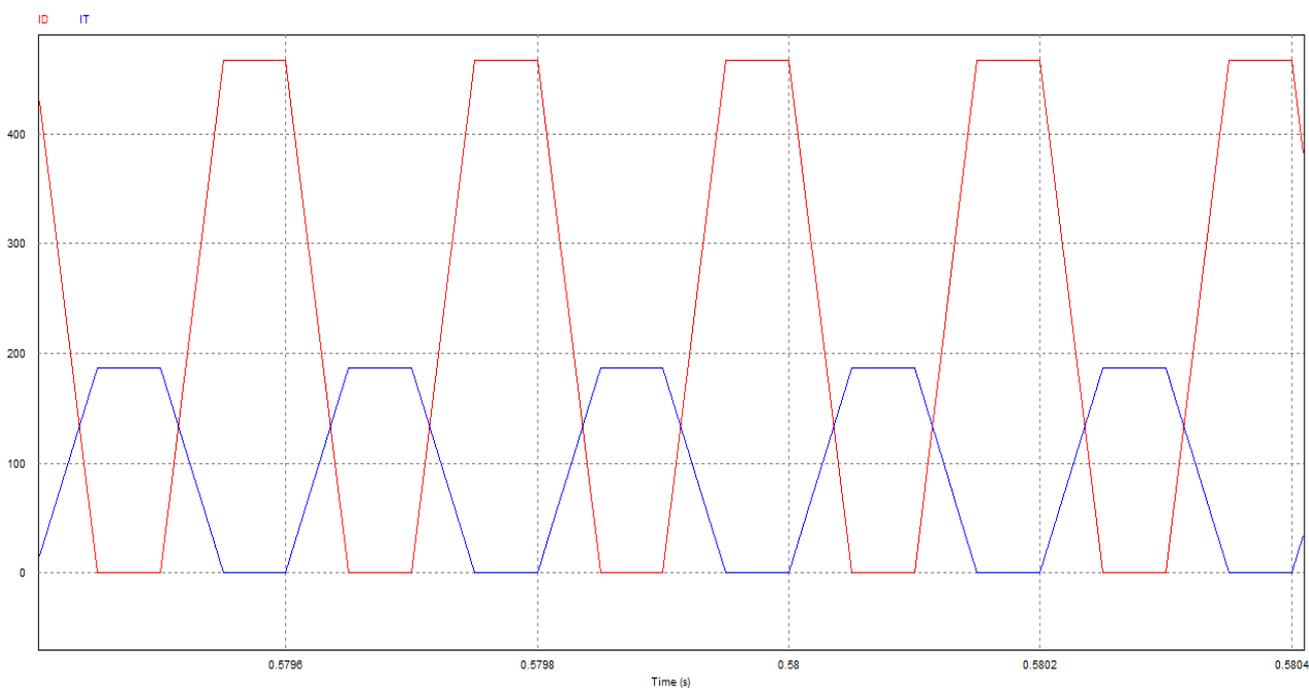


Figure IV.7 : Forme des courants du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur réel.

Measure	
Time	
	1.0110000e-001
ID	-3.1974423e-007
IT	3.1388304e-001

Measure	
Time	
	1.0115000e-001
ID	6.6437644e-001
IT	1.6304735e-006

Tableau IV.6 : Valeurs maximales et minimales mesurées des courants du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur réel.

IV.5.2. Formes des tensions du transistor et de la diode

La figure IV.8 présente l'allure des tensions aux bornes de la diode et du transistor.

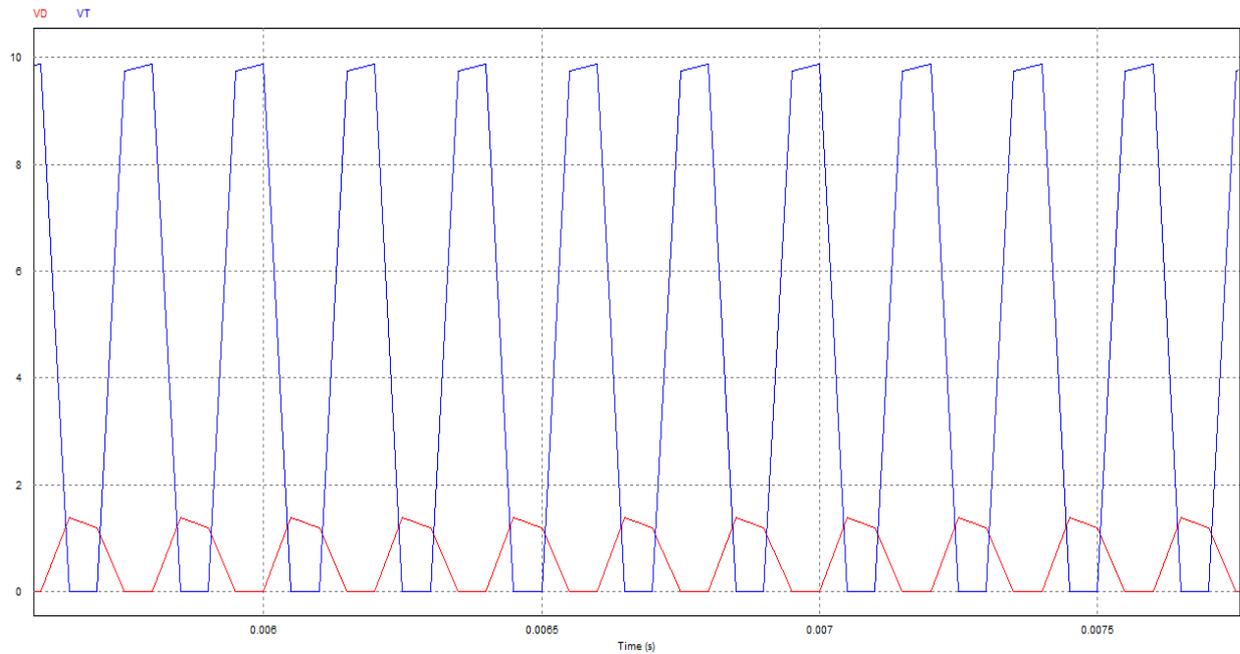


Figure IV.8 : Forme des tensions du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur réel.

Mesure	
Time	4.7500000e-003
VD	-3.8452074e-006
VT	2.1094337e+001

Mesure	
Time	5.0000000e-005
VD	3.9999978e+000
VT	5.5555713e-007

Tableau IV.7 : Valeurs maximales et minimales mesurées des tensions du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur réel.

Nous remarquons que les valeurs des tensions et des courants aux bornes de transistor et de la diode (figure IV.7 et 8) sont en accord avec littérature (voir Annexe D). Comme pour le cas des tensions et courants de sortie, il existe un décalage entre ces valeurs (tableau IV.6 et 7)

IV.6. Simulations effectuées sur un micro-convertisseur flyback contenant un micro-transformateur intégré

La figure IV.9 présente le circuit électrique contenant le micro-transformateur intégré. La simulation de ce circuit est effectuée à l'aide de logiciel PSIM.

Les paramètres électriques de ce circuit ont été présentés au chapitre II.

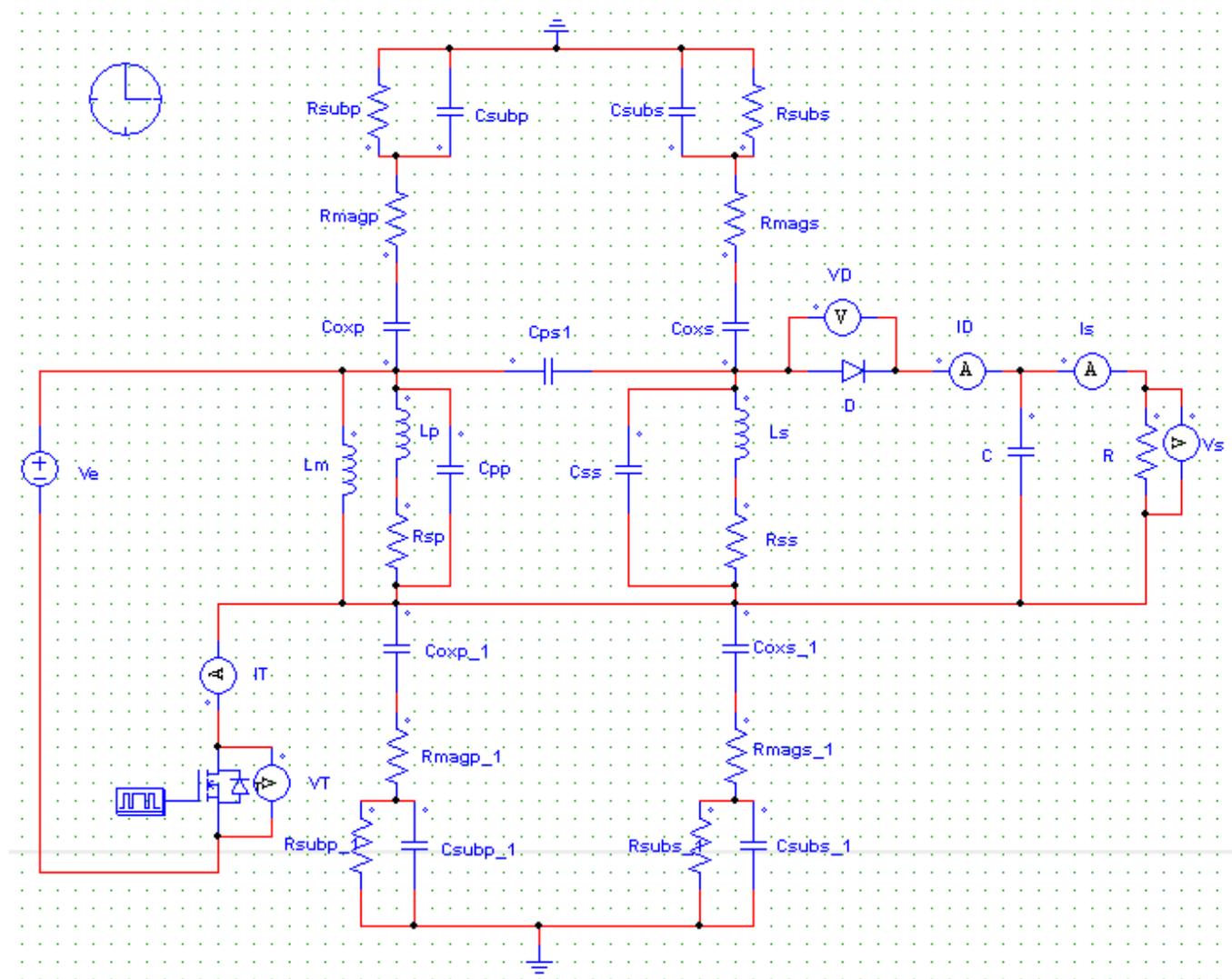


Figure IV.9 : Micro-convertisseur flyback contenant le micro-transformateur intégré

IV.6.1. Formes de la tension et du courant de sortie

La figure IV.10 présente l'allure de la tension et du courant de sortie du micro-convertisseur.

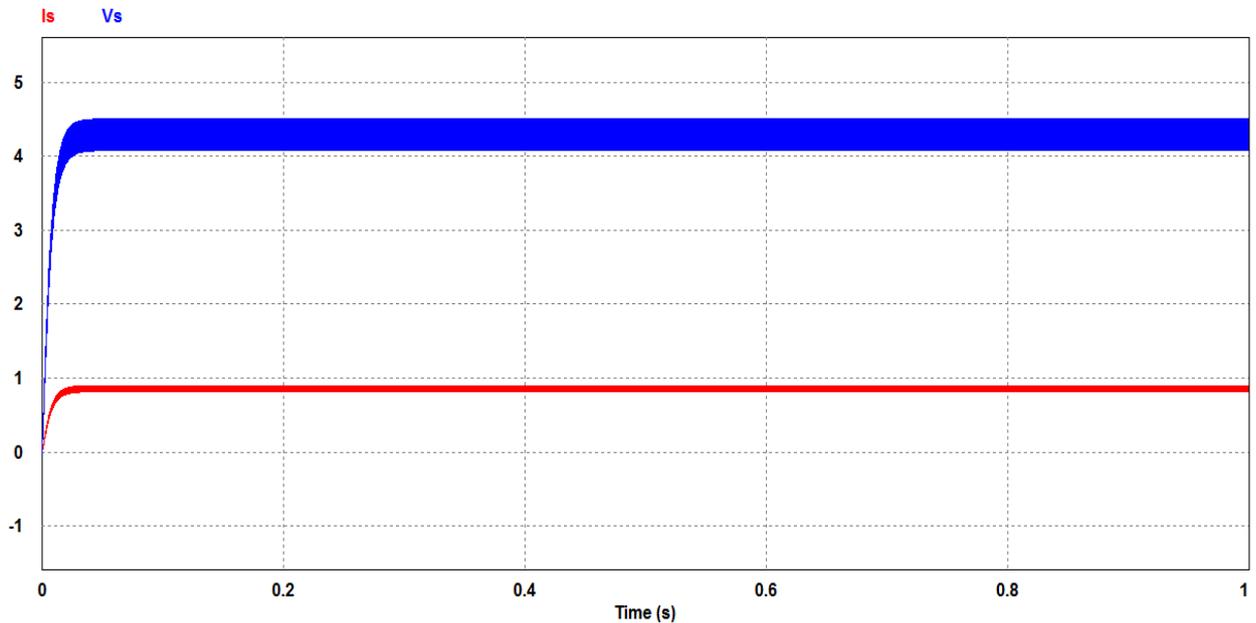


Figure IV.10 : Forme de la tension de sortie (en bleu) et du courant de sortie (en rouge) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur intégré.

Measure	
Time	1.9700000e-001
I_s	9.0132819e-001
V_s	4.5066409e+000

Tableau IV.8 : Valeurs mesurées de la tension de sortie (en bleu) et du courant de sortie (en rouge) du micro-convertisseur contenant le micro-transformateur intégré.

Nous remarquons que 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 dans ce cas, un léger décalage entre ces résultats (tableau IV.8) et ceux du cahier des charges.

IV.6.2. Formes des courants et tensions du transistor et de la diode

IV.6.2.1. Formes des courants du transistor et de la diode

La figure IV.11 présente l'allure des courants aux bornes de la diode et du transistor.

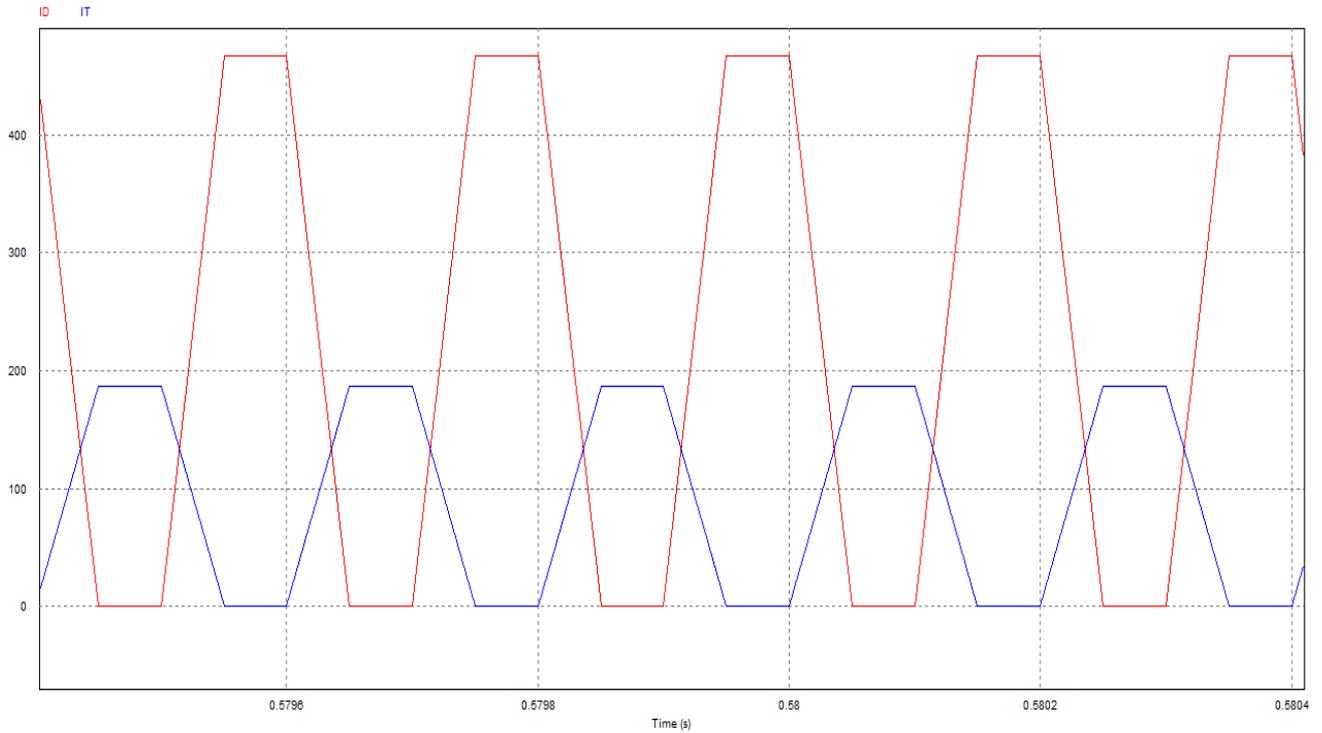


Figure IV.11 : Forme des courants du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur intégré.

Measure	
Time	1.0110000e-001
ID	-3.1974423e-007
IT	3.1388304e-001

Measure	
Time	1.0115000e-001
ID	6.6437644e-001
IT	1.6304735e-006

Tableau IV.9 : Valeurs maximales et minimales mesurées des courants du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur intégré.

IV.6.2.2. Formes des tensions du transistor et de la diode

La figure IV.12 présente l'allure des tensions aux bornes de la diode et du transistor.

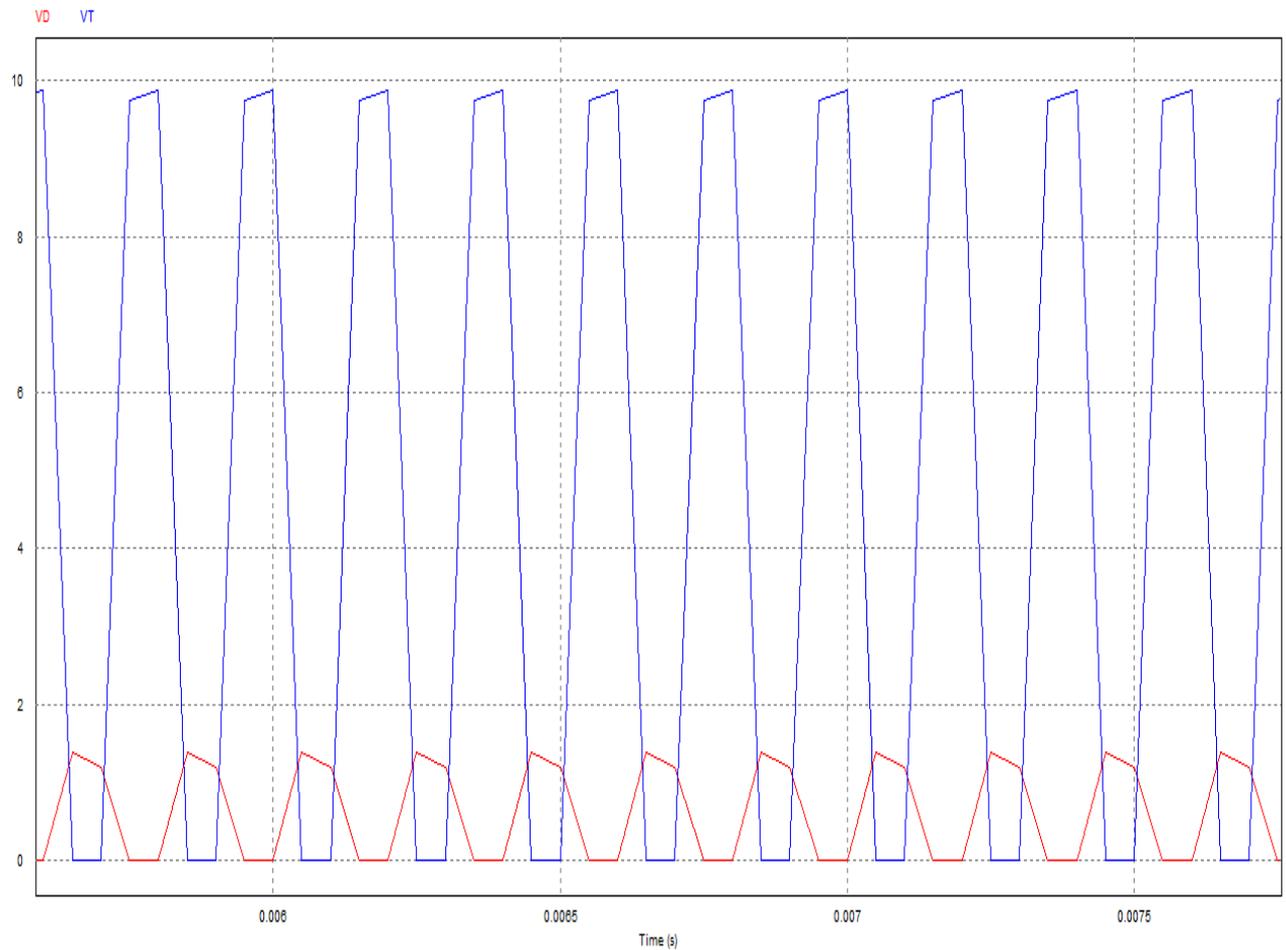


Figure IV.12 : Forme des tensions du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur intégré.

Measure	
Time	4.7500000e-003
VD	-3.8452074e-006
VT	2.1094337e+001

Measure	
Time	5.0000000e-005
VD	3.9999978e+000
VT	5.5555713e-007

Tableau IV.10 : Valeurs maximales et minimales mesurées des tensions du transistor (en bleu) et de la diode (en rouge) du micro-convertisseur contenant un micro-transformateur intégré.

Les valeurs mesurées dans les cas des micro-transformateurs réel et intégré sont très proches. D'autre part, les valeurs des tensions et courants aux bornes de transistor et de la diode (figure IV.11 et 12) sont en accord avec la littérature (voir Annexe D), avec un décalage entre ces valeurs (tableau IV.9 et 10).

IV.7. Comparaison des résultats de simulations

Le tableau ci-dessous représente une comparaison, les résultats issus des simulations des différents micro-transformateurs (Idéal, Réel, Intégré).

Tension et Courant	Micro-transformateur idéal	Micro-transformateur réel	Micro-transformateur intégré
Micro-convertisseur			
$V_s(V)$	5	4.82	4.5
$I_s(A)$	1	0.96	0.9
Transistor			
$V_T(V)$	20.32	21.1	21.1
$I_T(A)$	0.37	0.31	0.31
Diode			
$V_D(V)$	6.83	4	4
$I_D(A)$	1.19	0.66	0.66

Tableau IV.11 : Résultats des simulations effectuées sur les différents micro-transformateurs

Nous remarquons que les résultats les plus proches du cahier des charges c'est dans le cas du micro-transformateur idéal (absence de pertes). Le léger décalage des valeurs des tensions et courants est du 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.8. Le rendement du micro-convertisseur flyback

Le rendement du convertisseur flyback est le rapport entre la puissance utile et la puissance totale (L'équation IV.7). [34][35][36]

$$\eta = \frac{P_s}{P_s + P_j + P_f} \quad (\text{IV.7})$$

$$P_s = V_s \cdot I_s \quad (\text{IV.8})$$

Les pertes joule P_j ou pertes cuivre dépendent de la résistance série des enroulements R_{seq} et de l'intensité des courants qui les traverse. Ces pertes sont présentées par l'équation suivante :

$$P_j = R_{seq} \cdot I_s^2 \quad (\text{IV.9})$$

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.

$$P_f = \frac{V_e^2}{R_{mag}} \quad (\text{IV.10})$$

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

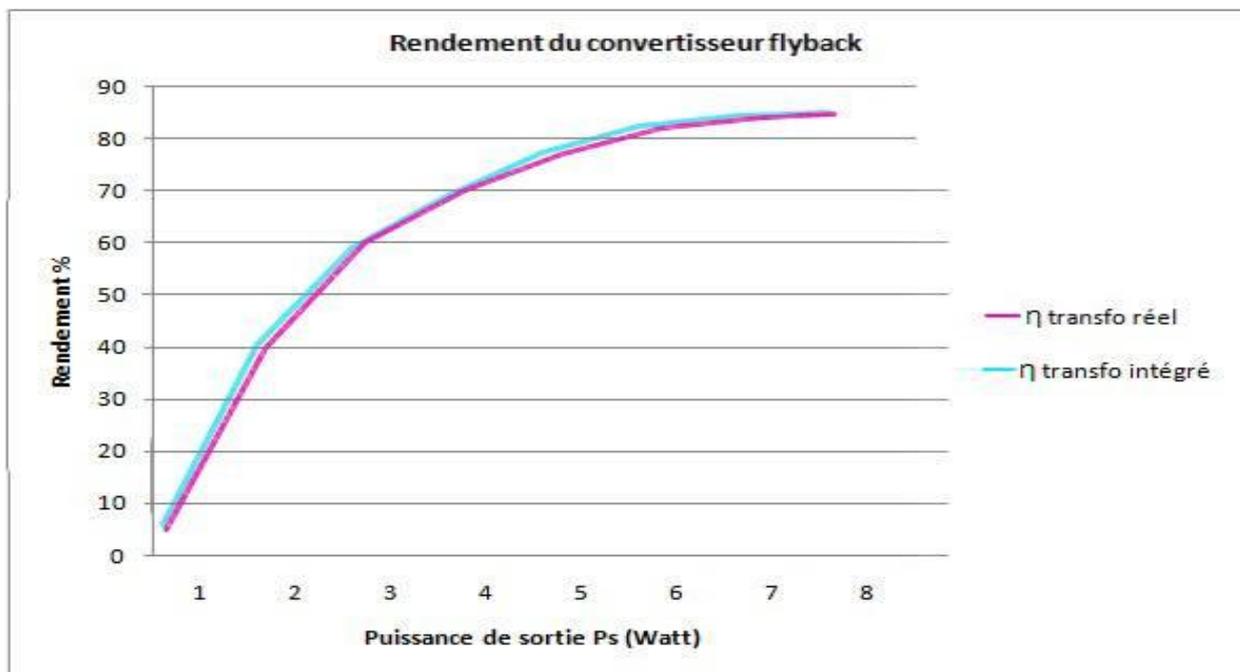


Figure IV.13 : Rendement du micro-convertisseur en fonction de la puissance de sortie.

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 70%. Cette valeur s'explique par les différentes pertes et chutes de tensions au niveau de notre micro-convertisseur.

IV.9. Conclusion

Ce chapitre a pour but de valider notre modèle de micro-transformateur intégré. Les simulations effectuées, nous ont permis de visualiser les différentes formes d'onde des courants et tensions de sortie du micro-convertisseur, les courants et les tensions aux bornes du transistor et de la diode.

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.

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

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

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

CONCLUSION GENERALE

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.

Le travail présenté dans ce mémoire dresse 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.

Un survol bibliographique sur les domaines d'application, les techniques d'intégration et les divers matériaux utilisés dans l'intégration des composants passifs, nous a permis de situer notre étude et saisir la diversité des spécifications et des contraintes dont nous devons tenir compte. La démarche initiale, consistant, 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 premiers chapitres de ce mémoire.

A partir des conditions de fonctionnement de notre dispositif, nous avons effectué le dimensionnement géométrique du micro-transformateur (détermination des paramètres géométriques et électriques du micro-transformateur). C'est l'objet du chapitre II.

Les paramètres géométriques ont été utilisés pour extraire les différents paramètres électriques nécessaires à la mise au point d'un modèle qui prend en compte les éléments parasites, résistifs, capacitifs et inductifs. Ce modèle nous a permis de faire la simulation de l'ensemble de notre micro-transformateur. La série de tests que nous avons menée, qui a demandé l'apprentissage d'un logiciel de simulation multi physiques, nous a renseignés sur la

pertinence du matériau magnétique utilisé et sur le comportement fréquentiel de notre micro-transformateur, ceci à fait l'objet du chapitre III.

Le présent travail est complété dans le quatrième chapitre, par une étude comparative du fonctionnement de trois de types de micro-transformateur (idéal, réel et intégré), pour valider notre étude (conception du micro-transformateur). Les simulations effectuées, nous ont permis de visualiser les différents 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.

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

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

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

ANNEXEX

Annexe A

Les Ferrites

Le mot « ferrite » peut désigner :

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

Au féminin, la ferrite ou fer α : une phase de fer et des aciers.

Les ferrites sont des oxydes métalliques complexes, dérivés de la magnétite par remplacement de l'atome de fer divalent par un atome d'un autre métal.

Les matériaux ferrites peuvent être partagés en trois grandes classes : les spinelles ou ferrites cubiques, les grenats ou ferrites des terres rares et les ferrites hexagonaux.

Il existe deux grandes familles de ferrites industrielles : les **ferrites dures** et les **ferrites doux**. Les ferrites dures sont donc employés comme aimants permanents. Les ferrites doux sont utilisés comme noyau magnétiques faibles pertes pour la réalisation de transformateur, alimentation à découpage et d'inductances en électronique de puissance.

Les matériaux ferrites peuvent être partagés en trois grandes classes : les spinelles ou ferrites cubiques, les grenats ou ferrites des terres rares et les ferrites hexagonaux.

Le ferrite concerne une importante variété de matériaux qui n'ont en commun que le constituant de base (l'oxyde de fer Fe_2O_3) et la technique de fabrication, le frittage (moulage à chaud et sous pression). Les couples les plus fréquemment associés à l'oxyde de fer sont les couples manganèse-zinc (Mn-Zn) et nickel-zinc (Ni-Zn). Pour limiter les pertes magnétiques, les ferrites sont utilisées dès que la fréquence de travail dépasse 1KHz environ.

Annexe B

La matrice ABCD d'un transformateur

Considérant le schéma fonctionnel montré dans la figure (a) suivante :

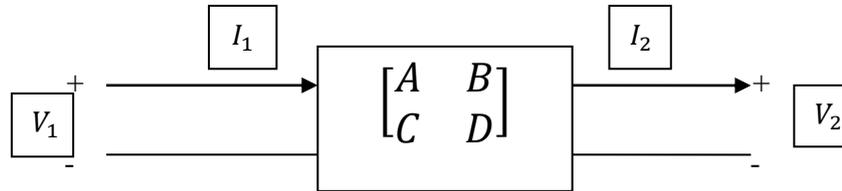


Figure (a) : Représentation du bloc ABCD

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

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

Considérant le transformateur sans résistance et sans capacité (sans perte).

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

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

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

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

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

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

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

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{L_P}{M} & (\frac{L_P \cdot L_S}{M} - M) \\ \frac{1}{S \cdot M} & \frac{L_S}{M} \end{bmatrix}$$

Combinaison des blocs ABCD

Considérant la cascade suivante de blocs ABCD (figure(b)):

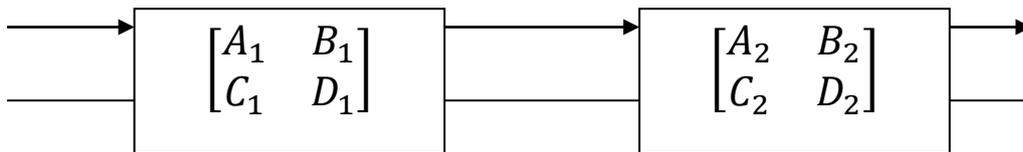


Figure (b) : combinaison de cascade des blocs ABCD

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

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

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

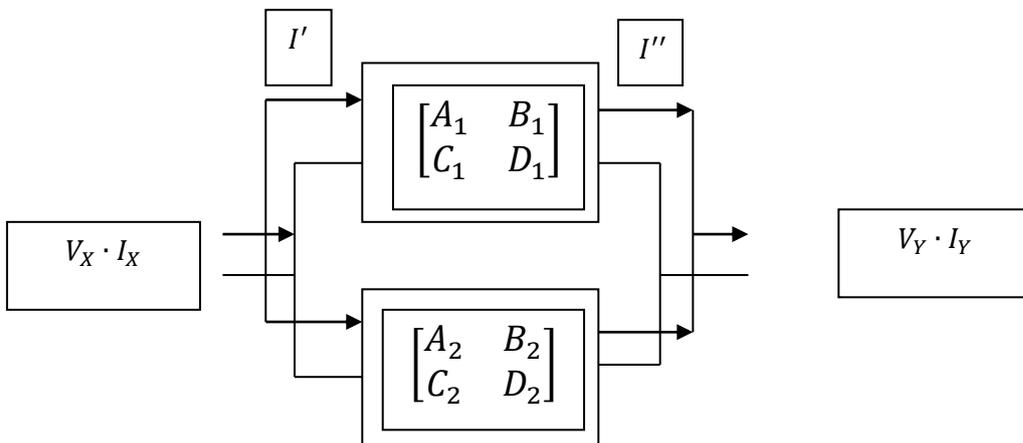


Figure (c) : Combinaison parallèle des blocs ABCD

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

$$V_X = A_1 \cdot V_Y + B_1 \cdot I''$$

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

$$V_X = A_2 \cdot V_Y + B_2 \cdot (I_Y - I'')$$

$$I_X - I' = C_2 \cdot V_Y + B_2 \cdot I''$$

Eliminant I' et I'' de ces équations, nous pouvons exprimer V_X , I_X sous la forme suivante :

$$V_X = \frac{(A_1 \cdot B_2 + A_2 \cdot B_1)}{B_1 + B_2} V_Y + \frac{(B_1 \cdot B_2)}{B_1 + B_2} I_Y$$

$$I_X = \frac{((C_1 + C_2) \cdot (B_1 + B_2) + (D_1 - D_2) \cdot (A_2 - A_1))}{B_1 + B_2} V_Y + \frac{(D_2 \cdot B_1 + D_1 \cdot B_2)}{B_1 + B_2} I_Y$$

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

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

S- Paramètres

Premièrement, nous calculons les matrices ABCD pour chaque bloc :

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

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

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

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

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

Avec, $M = K \cdot \sqrt{L_P \cdot L_S}$

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Annexe C

Ondulation de la tension de sortie

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

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

On considérant le courant de sortie constant ($i_s(t) = I_S$)

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

De 0 à αT , la diode est bloquée, nous sommes encore en phase de déchargement.

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

$$C \frac{dV_S}{dt} = i_c(t) \Leftrightarrow C \frac{|\Delta V_S|}{\Delta t} = I_S$$

Δt correspond au temps de décroissance de V_S .

Annexe D

Le graphique des tensions et courant est représenté par les figures ci-dessous :

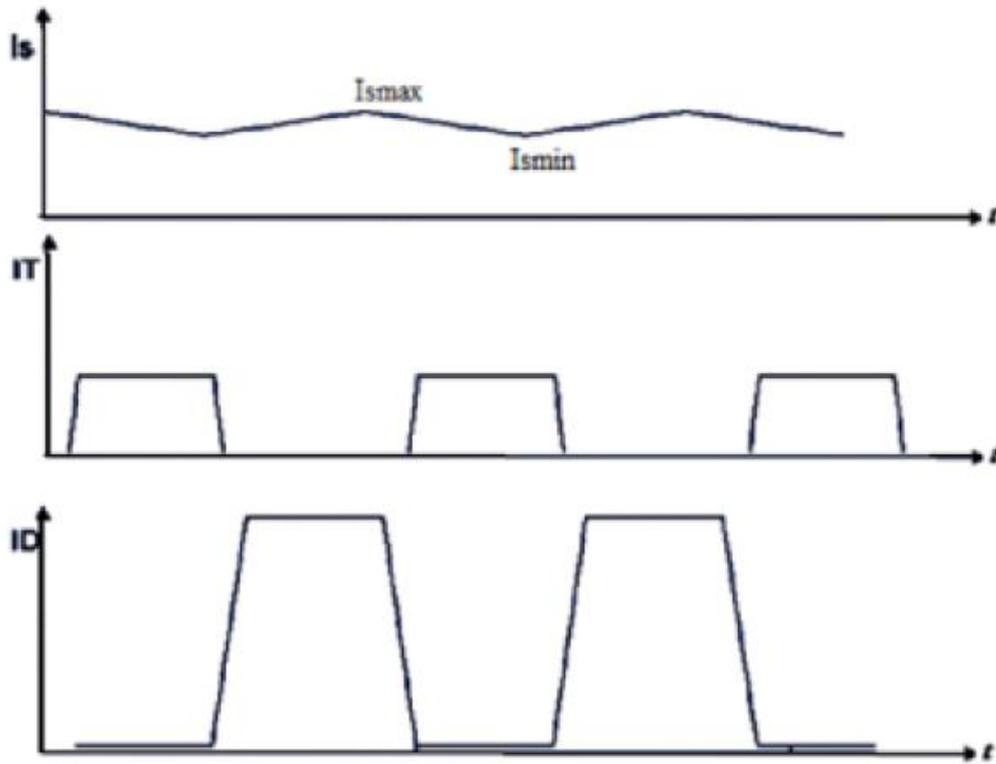


Figure (a) : Formes des courants du convertisseur Flyback [37][38]

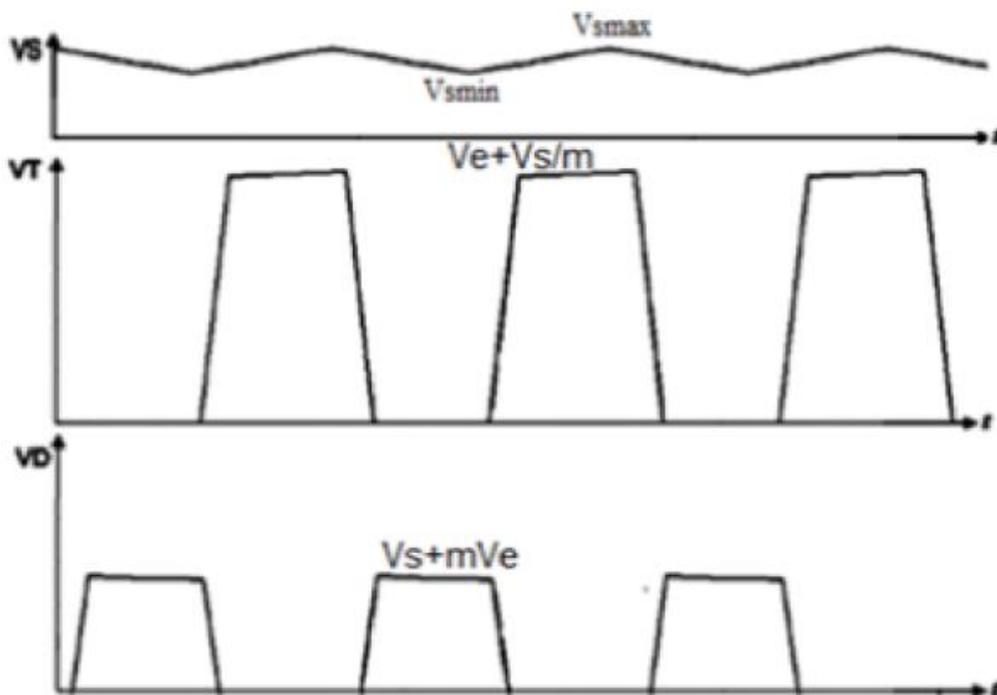


Figure (b) : Formes des tensions du convertisseur Flyback [37][38]

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

[4] Rémi Robutel

‘ Etude des composants passifs pour l’Electronique de puissance à « haute température application au filtre CEM d’entrée’. Thèse doctorat. 2011.

[7] Patrice Kadionik

‘Les systèmes embarqués’ Maitre de conférences à l’ENSEIRB.
Kadionik@enseirb.fr Décembre 2005

[8] TAIBI Fatna

‘Intégration des composants passifs en électronique de puissance, Application : Intégration d’une inductance spirale’

Mémoire de Magister Université des Sciences et de la Technologie d’Oran
MOHAMED BOUDIAF, 2010.

[9] Ghislain. Troussier

‘Intégration de bobines sur silicium pour la conversion d’énergie’.

Thèse de Doctorat, Laboratoire d’Analyse et d’Architecture Des Systèmes du CNRS.

Année 2004

[10] F. Robert

‘Modélisation et simulation de transformateurs pour alimentations à découpage’

Thèse l’université de Bruxelles. Année 1999

[11] F.Roozeboom et al.Philips

‘Soft-magnetic flux guide materials’.

Journal of Research; Vol.51, N°1, P59 1998,

Site internet

[1] [2]

http://www.lnw.lu/Departements/Physique/personnel/reiyv/documents/3bc/cours_3B_C_III,5.pdf

‘ La résistance électrique’

[3] www.gecif.net

COURS, ' *La technologie des résistances* ' Génie Electrique consulté janvier 2017.

[5] <https://www.scribd.com/doc/28528994/Electrotechnique-livre-complet-1-17>

' *Electrotechnique* ', Editions de la Dunanche, septembre 2000

[6] **Z. MAMMERI**

Cours– Module ASTRE. IRIT - UPS – Toulouse.

<https://www.irit.fr/~Zoubir.Mammeri/Cours/MIASTRE/Chapitre1.pdf>

[12] **J.Auvray,**

« *Systèmes Electronique et Alimentation à découpage* », SE -016

[13] **Faouzi Kahlouche,**

Thèse doctorat « *Fabrication et Caractérisation de Micro-transformateurs Planaires à Couches Magnétiques* », 2014

[14] **Q. Laurent, Y.Heinrich**

« *Réalisation d'un convertisseur Flyback* » projet ENPU, INSA, Strasbourg

[15] **Khamis Youssef Khamis**

Thèse doctorat « *Modélisation des Transformateurs Planaires Intégrés* » ; Année : 2014.

[16] **P. Gomes,**

« *Monolithic Power Combiners in CMOS technologies for WLAN applications* »,

Instituto Superior Técnico, University de Técnica de Lisboa, October 2011.

[17] **B. Estibals,**

C. A. Salles, Schanen, R Perret, « *Validation d'outils de simulation d'éléments inductifs pour convertisseur statique intégré* », Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes LAAS du CNRS, Toulouse et laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, France.

[18] Fu Keung Wong, B. Eng, M. Phil,

« *Hight Frequency Transformer for Switching Mode Power Supplies* »,

School of Microelectronic Engineering, Faculty of Engineering and Information Technology Griffith University, Brisbane, Australia, March 2004.

[19] A. Ghannam,

« *Conception et Integration (above IC) d'inductances à fort coefficient de surtension pour application de Puissance RF* », Université Toulouse III- Paul Sabatier, 17 Novembre 2010.

[20] C. Alonso,

« *Contribution à l'Optimisation, la gestion et le traitement de l'énergie* », Université Paul Sabatier- Toulouse III, 2003

[21] D. Kehrer,

« *Design of Monolithic Integrated Lumped Transformers in Silicon-based Technologie sup to 20 GHz* », Wien University, December 2000.

[22] R. Thuringer,

« *Characterization of Integrated Lumped Inductors and Transformers* », Wien University, April 2002.

[23] Y. Maycvskiy,

« *Analysis and Modeling of Monolithic On-Chip Transformers on Silicon, Substrates* », Oregon State University, United States of America, June 2005.

[24] X.Daoxian,

« *Characterization and Modeling of microwave spiral inductors and transformers* », Doctoral Thesis, Peking University, China, 2005.

[25] P.Gomes,

*«Monolithic power combiners in CMOS technologies for WLAN applications»,
Instituto Superior Técnico, Universidade Técnica de Lisboa, Portugal, October 2011.*

[26] C.C. Tang, C.H. Wu, S.I. Liu,

«Miniature 3-D inductors in standard CMOS process»,

IEEE Journal of Solid-State Circuit, Vol 37, N°4, April 2002.

[27] C.P. Yue,S,S. Wong,

«Physical modeling of spiral inductors on silicon»,

IEEE Transactions on Electron Devices, Vol.47, N°3, Mars 2000.

[28] D.Kehrer,

*« Design of Monolithic Integrated Lumped Transformers in Silicon-based
Technologies up to 20 GHz »*

Vienna University, Austria, December 2000.

[29] R.Thuringen,

« Characterization of Integrated Lumped Inductors and Transformers »,

Master Thesis, Vienna University, Austria, April 2002.

[30] X, Daoxian,

« Characterization and Modeling of Microwave Spiral Inductors and Trasformers »,

Doctorat Thesis, Peking University, China, 2005.

[31] N.Bouhalli,

*« Etude et Intégration de convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés et
magnétiquement couplés »,*

Thèse doctorat, Université de Toulouse, France, 11 Décembre 2009.

[32] S.Candolfi,

« Conception des transformateurs de puissance moyenne fréquence »,

Projet de Master, Université de Laval, Québec, Canada, 19 Janvier 2012.

[33] J.R.Sibue, J.P.Ferrieux,G.Meunier,R.Periot,

« *Transfert de l'énergie sans contact : Pré dimensionnement d'un coupleur de forte puissance* »,

Conférence EF 2009, UTC, Compiègne, 24-25 Septembre 2009.

[34] V.Costan,

« *Convertisseurs parallèles entrelacés : Etude des pertes fer dans les transformateur inter-cellules* »,

Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 18 Octobre 2007.

[35] B.Multon,

« Composants Passifs (Magnétiques et Capacitifs) de l'électronique de puissance »,

Ecole Nationale Supérieure ENS de Cachan, France, Mars 2008.

[36] M.Piou,

« *Le transformateur monophasé* »,

IUT de Nantes, France,2010.

[37] M. Correvon,

« Systèmes électroniques, alimentation à découpage à transformateur »,

Haute Ecole Spécialisé de Suisse Occidentale,

[38] J. Y. Le Chenadec,

« Alimentation à découpage, étude, choix et dimensionnement des alimentations à découpage usuelles »,

Strasbourg, France

Résumé

L'intégration, des divers éléments composant un convertisseur, est un des principaux enjeux aujourd'hui dans le domaine de l'électronique de puissance.

Notre travail est consacré à la modélisation et conception d'un micro-transformateur intégré dans un convertisseur flyback. Les inductances du primaire et du secondaire du micro-transformateur sont de type spiral planaires carrées.

La première étape consiste au dimensionnement de notre bobine (primaire et secondaire), d'une part à partir du cahier de charge du convertisseur, et d'autre part des paramètres géométrique qui sont reliés entre eux par un ensemble d'équations dédié à ce type de topologies.

Mots- clés_ Intégration, électronique de puissance, micro-convertisseur, micro-transformateur.

Abstract

The integration of the various elements making up a converter is one of the main challenges today in the field of power electronics.

Our work is devoted to the modeling and design of a micro-transformer integrated in a flyback converter. The primary and secondary inductances of the micro-transformer are of planar spiral type.

The first step consists in the dimensioning of our coil (primary and secondary), on the one hand starting from the specification of the converter, and on the other hand of the geometrical parameters which are linked together by a set of equations dedicated to this type of topologies.

Keywords_ Integration, power electronics, micro-converter, micro-transformer.