

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

**UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU  
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE**



**THESE DE DOCTORAT**

**LMD**

Filière : Electrotechnique

Spécialité: Modelisation et conception des systèmes Electromagnétiques

Présentée par

**BENAMER KAHINA**

Thème

---

**INTEGRATION D'INDUCTANCE SUR PCB  
APPLICATION : TRANSFORMATEUR DE TYPE TORIQUE A  
SECTION RECTANGULAIRE**

---

Soutenu le 28/11/2024 devant le jury d'examen composé de :

MOHELLEBI Hassane	Professeur	Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou	Président
HAMID Azzedine	Professeur	Centre Universitaire d'El bayadh	Encadrant
RIZOUGA Mohamed	Professeur	Université des sciences technologie d'Oran	Examineur
RACHEK M'hemed	Professeur	Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou	Examineur
MOUDOUD Mustapha	Professeur	Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou	Examineur
MOKHEFI Abderrahim	MCB	Ecole Nationale Polytechnique d'Oran	Invité

**Année Universitaire 2023-2024**

# Remerciements

---

Ce travail présenté dans ce manuscrit a été réalisé au sein du laboratoire de recherche « Intégration pour l'Électronique de Puissance et Matériaux » (IEPM) à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran - Mohamed Boudiaf (USTO-MB).

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur Azzedine Hamid, Professeur au Centre Universitaire Nour Bachir El-Bayadh, pour m'avoir proposé ce sujet passionnant et son soutien tout au long de ces travaux. Ses conseils avisés, son encadrement dynamique, sa compétence, sa patience, sa gentillesse et sa disponibilité m'ont été d'une grande aide durant cette thèse, je lui en suis profondément reconnaissante.

Mes remerciements sincères vont également à Monsieur H.Mohellebi Professeur au département électrotechnique de faculté génie électrique et informatique à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou pour l'honneur qu'il me fait de présider le jury de ma soutenance.

Je souhaite remercier chaleureusement Monsieur M. Rizouga, Professeur à la faculté de Génie électrique à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, ainsi que M. Moudoud Professeur au département électrotechnique de faculté génie électrique et informatique à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou et M. Rachek Professeur Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou pour avoir accepté d'examiner cette thèse.

J'adresse toute ma reconnaissance aux membres du Laboratoire d'Électronique de Puissance Appliquée, en particulier Madame R. Melati, Madame F. Medjaoui, Madame N. Benattou, ainsi que F. Bahlouli, M. Derkaoui, Y. Benhadda, M. Belhabib et A. Mokhefi.

Ce travail n'aurait pas été possible sans le soutien constant de ma petite famille. Mon époux, Rachid, qui m'a soutenue tout au long de la préparation de cette thèse.

Je remercie également toute ma famille, notamment mes parents, pour leur amour et leur soutien inconditionnel.

Je n'oublie pas non plus mes collègues de l'Université de Tizi-Ouzou, ainsi que tous ceux qui m'ont aidée de près ou de loin. Mes remerciements vont également à toutes les personnes dont le nom n'est pas mentionné ici mais qui ont contribué à leur manière à la réussite de ce travail.

# Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail à :*

*Mes chers parents*

*Mes chères filles : Léa, Alicia, Emilie*

*Mon époux Rachid*

*Mes chers Frères et sœurs*



### Liste des figures

Figure I.1 : Exemples d'intégration hybride .....	5
Figure I.2 : Concept d'intégration d'une structure PIAC avec différents emplacements des composants actifs (a) Composants actifs en dessous de l'empilement des couches passifs, (b) Composants actifs au-dessus de l'empilement des couches passives .....	6
Figure I.3 : Exemple d'intégration hybride d'un convertisseur nommé emPIC (embedded passivess integrated circuits) développé à l'université de technologie Delft Holande, par l'équipe de J.A. Ferreria .....	7
Figure I.4 : Différentes technologies d'intégration de composants passifs sur PCB .....	8
Figure I.5 : Circuit intégré 3D multicouche utilisant la technologie LTCC.....	8
Figure I.6 : Intégration monolithique d'une inductance.....	9
Figure I.7 : Bobine spirale (a) Vue d'ensemble 3D ; (b) Photographie de la réalisation.....	13
Figure I.8 : Différentes topologies de bobines planaires.....	14
Figure I.9 Coupe schématique d'une inductance planaire .....	15
Figure I.10 Deux structures solénoïdales intégrées(a) sans noyau magnétique, (b) avec noyau magnétique .....	17
Figure I.11 : Bobine de type "serpentin", (a) principe, (b) réalisation.....	17
Figure I.12 : Bobine de type toroïdale planaire intégrée sur PCB .....	17
Figure I.13 : Illustration de l'épaisseur de peau dans un conducteur .....	21
Figure I.14 : Courbe $B=f(H)$ d'un matériau magnétique .....	25
Figure I.15 : Exemple d'une structure entrelacée .....	28
Figure I.16 : Design du transformateur étudié par Ron xiang Wuhu al.....	28
Figure I.17 : Design des transformateurs étudiés par A. Radhikha et al.....	29
Figure I.18 : Design du transformateur étudié par W. Ningning et al.....	29

## Liste des figures

Figure I.19 : Design du transformateur étudié par J.Yunas et al.....	30
Figure I.20 : Design du transformateur étudié par K.I. Arshak et al.....	31
Figure I.21 : Design du transformateur étudié par DEA-HeeWeon et al.....	32
Figure I.22 : Montre en technologie planaire un micro-transformateur PCB sans matériau magnétique .....	33
Figure I.23 : Transformateur toroïdal classique .....	34
Figure II.1 : Prototype de la bobine toroïdale .....	37
Figure II.2 : (a) modèle physique de la bobine, (b) circuit électrique équivalent .....	38
Figure II.3 : Processus de réalisation de l'inductance : (a) PCB fin, (b) pistes gravées, (c)pressage du circuit magnétique entre les deux PCB .....	38
Figure II.4 : Schéma de principe d'un micro-convertisseur DC-DC Buck.....	39
Figure II.5: Chronogramme de fonctionnement des tensions et courants dans un convertisseur Buck .....	40
Figure II.6 : Ondulation de courant dans la bobine .....	40
Figure II.7 : Circuit électrique équivalent de la bobine toroïdale planaire .....	46
Figure II.8 : Circuit électrique de $Z_{eq1}$ l'impédance équivalente de la bobine un seul conducteur n .....	48
Figure II.9 : Circuit électrique de $Z_{eq2}$ l'impédance équivalente de (n-1).....	48
Figure II.10 : Circuit équivalent de la bobine simplifié .....	48
Figure II.11 : Circuit électrique du convertisseur abaisseur contenant la bobine classique.....	52
Figure II.12 : Tension de sortie du convertisseur contenant la bobine classique.....	52
Figure II.13 : Ondulation de la tension de sortie du convertisseur contenant la bobine classique .....	52
Figure II.14 : Courant de sortie moyen du convertisseur contenant la bobine classique .....	53

## Liste des figures

Figure II.15 : Courant circulant dans la bobine du convertisseur contenant la bobine simple ....	53
Figure II.16 : Circuit électrique du convertisseur abaisseur contenant la bobine toroïdale planaire dimensionnée.....	54
Figure II.17 : Tension de sortie du convertisseur alimente à $V_e= 5\text{Volt}$ .....	54
Figure II.18 : Ondulation de la tension de sortie alimente à $V_e= 5\text{Volt}$ .....	54
Figure II.19 : Courant moyen à la sortie du convertisseur pour une alimentation de $V_e=5$ volts. ....	55
Figure II.20 : Ondulation du Courant dans la bobine.....	55
Figure II.21 : Formes d'onde des tensions d'entrée et de sortie du convertisseur .....	56
Figure II.22 : Forme d'onde de la tension à la borne de la bobine toroïdale planaire .....	56
Figure II.23 : Forme d'onde des courants (condensateur, inductance) et le courant à la sortie du convertisseur.....	57
Figure III.1 : Géométrie de la bobine toroïdale planaire.....	59
Figure III.2 : Entrée et sortie du courant électrique dans la bobine .....	62
Figure III.3 : Illustration des directions normales sur le domaine d'étude .....	63
Figure III.4 : (a) Maillage du domaine d'étude de la bobine étudiée et (b) du domaine entier ..	63
Figure III.5 : Distribution des lignes du champ électrique:(a) Vue de face de la bobine, (b) vue d'intérieur de la bobine. (Pour une meilleure visualisation des lignes de champ, le noyau est rendu invisible).....	64
Figure III.6 : Variations : du flux magnétique (a) et du flux électrique suivant l'axe de la bobine (b) .....	64
Figure III.7 : Distribution du potentiel électrique dans la bobine avec noyau invisible .....	65
Figure III.8 : (a) et (b) Distribution du potentiel dans la bobine planaire en fonction à haute fréquence [MHz] .....	65

## Liste des figures

Figure III.9 : (a) et (b) Distribution de la densité du flux magnétique dans la bobine en fonction de la fréquence $f=10\text{Mhz}$ .....	66
Figure III.10 : (a) et (b) Distribution de la densité de courant dans la bobine .....	67
Figure III.11 : (a) Variation de l'inductance, (b) La variation de la résistance dans la bobine planaire en fonction de la fréquence.....	73
Figure III.12 : Distribution de la température dans la bobine, vue en 3D (a) vue de dessus, (b) vue de côté.....	73
Figure III.13 : Densité de température sans flottabilité (noyau invisible) (a) vue de dessus, (b) vue de dessous .....	74
Figure III.14 : Variation du courant électrique en fonction du nombre de Rayleigh.....	76
Figure III.15 : Variation de la température sans la flottabilité (a)vue de dessus, (b) vue à la frontière du domaine .....	77
Figure III.16 : Variation de la température en présence de la flottabilité de l'air (a) vue de dessus , (b) vue de dessous.....	78
Figure III.17 : Variation de la température en présence de l'effet de flottabilité au niveau des vis .....	80
Figure III.18 : Variation de la température sans et avec effet de flottabilité(a) suivant la ligne médiane $z = 0-L/2$ , $x = 0$ et $y = 0$ , (b) Suivant la ligne $z = 0-L/2$ , $x = -L/4$ et $y = 0$ , (c) Suivant la ligne $z = L/4$ , $x = -L/2-L/2$ et $y = 0$ .....	81
Figure III.19 : (a) Distribution de la vitesse de l'air sur le domaine d'étude, (b) Vue de face, (c)Vue de dessus .....	82
Figure III.20 : Distribution de la vitesse de l'air, la température et le gradient thermique (a)vue de haut, (b) vue de face .....	58
Figure IV.1 : Circuit électrique équivalent du convertisseur Fly-back .....	86
Figure IV.2 : Forme d'ondes courant et tension dans un convertisseur Fly back .....	87
Figure IV.3 : Schéma électrique du convertisseur Fly-back .....	88

## Liste des figures

Figure IV.4 : Exemple de transformateur à bobines toriques planes (a) vue générale, (b) bobine primaire à 10 spires, et (c): bobine secondaire à 20 spires .....	89
Figure IV.5 : Processus de production de la bobine toroïdale plane (bobine primaire et secondaire du transformateur). (a) PCB mince ; (b) pistes gravées ; (c) circuit magnétique pressé entre les deux PCB ; et (d) trous traversant plaqués pour connecter les deux PCB .....	92
Figure IV.6 : Circuit électrique équivalent de la bobine toroïdale planaire .....	95
Figure IV.7 : Schéma électrique équivalent du transformateur toroïdal planaire inséré dans un convertisseur Fly-Buck .....	96
Figure IV.8 : Tension de sortie du transformateur (a), Courant de sortie du transformateur (b).....	97
Figure IV.9 : Influence de la fréquence sur l'inductance du primaire $L_{st}$ et du secondaire $L_{sb}$ ...	98
Figure IV.10 : Comportement des résistances série du primaire (a) et du secondaire (b) en fonction de la fréquence .....	99
Figure IV.11: Rendement du convertisseur du Fly-Buck en fonction de la puissance de sortie..	102
Figure V.1 : Schéma électrique du convertisseur Fly-Back contenant le transformateur planaire .....	103
Figure V.2 : Exemple de transformateurs à bobines toriques planes : (a) vue générale, (b) bobine primaire à 20 spires, et (c) bobine secondaire à 10 spires .....	103
Figure V.3 : Vue en 3D du transformateur primaire et secondaire .....	104
Figure V.4 : Maillage de la zone d'étude (a), Maillage du transformateur (b).....	105
Figure V.5 : Distribution du potentiel électrique dans le transformateur :(a) sans noyau magnétique NiFe, (b) avec noyau magnétique NiFe.....	106
Figure V.6 : Distribution de la densité du flux magnétique dans le transformateur : (a) sans noyau magnétique NiFe, (b) avec noyau magnétique NiFe .....	106
Figure V.7 : Distribution de la densité du flux magnétique dans le transformateur le long de la ligne centrale verticale : (a) sans noyau magnétique NiFe; (b) avec noyau magnétique NiFe .....	108

## Liste des figures

Figure V.8 : Distribution de la densité de courant dans les spires des bobines formant le transformateur, (a) sans noyau magnétique NiFe, (b) avec noyau magnétique NiFe .....	108
Figure V.9 : Répartition de la densité de courant le long d'une direction passant par les spires primaires et secondaires élargies : sans noyau magnétique NiFe (a) ; avec noyau magnétique NiFe (b) .....	108
Figure V.10 : Répartition du champ électrique dans la zone d'étude selon différentes perspectives : (a) sans noyau magnétique NiFe ; (b) avec noyau magnétique NiFe.....	109
Figure V.11 : Répartition du champ électrique dans les bobines du primaire et du secondaire : Sans noyau magnétique NiFe; (b) avec noyau magnétique NiFe .....	109
Figure V.12 : Distribution de la température dans le domaine de simulation global : sans noyau magnétique NiFe (a) ; avec noyau magnétique NiFe (b) .....	112
Figure V.13 : Distribution de la température dans les bobines primaires : Distribution du champ électrique dans la zone d'étude selon différentes perspectives : sans noyau magnétique NiFe (a) ; avec sans noyau magnétique NiFe (b), et dans les bobines secondaires : Sans noyau magnétique NiFe (c) ; avec noyau magnétique NiFe (d) .....	113
Figure V.14 : Validation : distribution thermique le long de la ligne centrale verticale avec et sans noyau magnétique (a) ; distribution de la température dans le noyau et comparaison avec la littérature (b).....	114

### Liste des tableaux

Tableau I.1 : Synthèse des différents types d'intégration et de leurs spécificités .....	9
Tableau I.2 : Propriétés et méthodes de dépôts des métaux .....	20
Tableau I.3 : Caractéristiques comparatives du cuivre et de l'aluminium .....	20
Tableau I.4 : Différents ferrites trouvés dans le marché .....	24
Tableau I.5 : Oxydes diélectriques utilisés en microélectronique.....	<b>26</b>
Tableau II.1 : Paramètres géométriques de la bobine .....	51
Tableau II.2 : Paramètres électriques de la bobine.....	51
Tableau II.3 Les valeurs maximales et minimales mesurées de la tension de sortie maximale et minimale mesurées de la tension de sortie .....	52
Tableau II.4 valeurs maximales et minimales mesurées du courant circulant dans la bobine normale.....	53
Tableau II.5 : Valeurs maximales et minimales de la tension de sortie .....	55
Tableau II.6 : Valeurs maximales et minimales mesurées du courant circulant dans la bobine toroïdale planaire dimensionnée.....	55
Tableau III.1 : Caractéristiques des matériaux utilisés.....	60
Tableau III.2 : Nombre Rayleigh en fonction de (I).....	75
Tableau III.3 : Nombre Rayleigh en fonction de log (I) .....	75
Tableau IV.1 : Caractéristiques utilisées des matériaux de la bobine, du substrat et de l'isolant du transformateur .....	89
Tableau IV.2 : Résultats du dimensionnement géométrique.....	93
Tableau IV.3 : Les résultats du dimensionnement électrique .....	93



**Introduction générale..... 1**

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

I. Introduction ..... 4

I.1. Les types d'intégrations ..... 4

I.1.1. Intégration hybride ..... 5

I.1.2. Empilement de fonctions ..... 6

I.1.3. Concept Hybride PIAC ..... 7

I.1.4. Concept hybride emPIC ..... 7

I.1.5. Les technologies PCB ..... 8

I.1.6. Les technologies LTCC ..... 8

I.1.7. L'intégration monolithique ..... 8

I.2. Objectifs de l'intégration et contraintes ..... 10

I.2.1. Objectifs de l'intégration ..... 10

I.2.2. Les limites de l'intégration ..... 10

I.3. Généralités sur les bobines..... 11

I.3.1. Différente architecture des bobines intégrées ..... 12

I.3.1.1. Les structures spirales ..... 12

I.3.1.2. Disposition physique d'une inductance spirale planaire..... 14

I.3.2. Les structures solénoïdales ..... 15

I.3.3. Structures de type serpentín ..... 16

I.3.4. Structures toroïdales planaires ..... 17

I.3.5. Avantages et inconvénients pour chaque topologie ..... 17

I.3.6. Domaine d'application de la bobine intégrée ..... 18

## Sommaire

I.4. Matériaux utilisés dans l'intégration.....	19
I.4.1. Matériaux conducteurs.....	19
I.4.1.1. L'effet de peau.....	21
I.4.1.2. Effet résistif .....	22
I.4.1.3. Effet capacitif .....	22
I.4.1.4. Effet inductif .....	22
I.4.1.5. Effet de proximité .....	22
I.4.1.6. Effet de bord .....	23
I.5. Caractéristiques des matériaux utilisés .....	23
I.5.1. Matériaux magnétiques .....	23
I.5.1.1. Les pertes dans les matériaux magnétiques .....	24
I.5.2. Matériaux isolants.....	26
I.6. Les transformateurs planaires .....	26
I.6.1. Principe de fonctionnement d'un transformateur.....	27
I.6.2. Structures de transformateurs planaires .....	27
I.6.2.1. Transformateur à enroulements entrelacés .....	27
I.6.2.2. Transformateur entrelacé sans matériau magnétique.....	28
I.6.2.3. Transformateur entrelacé avec matériau magnétique .....	29
I.6.2.4. Transformateur empilé sans matériau magnétique .....	30
I.6.2.5. Transformateur empilé avec matériau magnétique.....	31
I.6.3. Transformateur de type 3D .....	31
I.6.3.1. Transformateur 3D sans matériau magnétique .....	32
I.6.3.2. Transformateur 3D avec matériau magnétique.....	32
I.6.4. Transformateur toroïdal planaire .....	33

I.6.4.1. Applications .....	34
I.6.5. Avantages et inconvénients.....	35
I.7. Conclusion .....	35

## **Chapitre II : Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planaire**

II. Introduction .....	36
II.1. Présentation de la bobine toroïdale planaire.....	36
II.1.1. Constitution de la bobine toroïdale planaire.....	37
II.1.2. Etapes de réalisations du prototype de la bobine.....	38
II.2. Présentation du convertisseur DC-DC .....	38
II.2.1. Principe de fonctionnement d'un convertisseur abaisseur de tension BUCK .....	39
II.2.2. Expression de l'ondulation de courant dans la bobine en régime de conduction critique .	40
II.2.3. Dimensionnement des composants du convertisseur Buck.....	42
II.2.4. Présentation du cahier de charge du convertisseur.....	42
II.2.5. Calcul de la valeur d'inductance du convertisseur Buck.....	43
II.2.6. Calcul de l'ondulation de courant dans le convertisseur Buck .....	43
II.2.7. Calcul de la capacité du convertisseur Buck .....	44
II.3. Dimensionnements du noyau magnétique du la bobine .....	45
II.3.1. Calcul de l'énergie stockée .....	45
II.3.2. Calcul de la densité volumique d'énergie stockée .....	45
II.3.3. Calcul du volume noyau magnétique .....	45
II.4. Détermination des paramètres géométriques de la bobine .....	46
II.4.1. Calcul de la largeur moyenne de la spire $w_{moy}$ .....	46
II.4.2. Calcul de la longueur totale de la spire $l_t$ .....	46
II.5. Détermination des paramètres électriques .....	46
II.5.1. Circuit électrique équivalent de la bobine toroïdale planaire .....	46
II.5.2. Circuit équivalent de la bobine simplifié .....	48

## Sommaire

II.5.3. Calcul de la résistance série $R_s$ .....	49
II.5.4. Calcul de la capacité de couplage entre deux spires $C_s$ .....	49
II.5.5. Calcul de la résistance moyenne du noyau magnétique $R_n$ .....	49
II.5.6. Calcul des capacités parasites $C_{pn1}$ et $C_{pn2}$ .....	50
II.5.7. Calcul de la résistance des vis $R_{vin}$ .....	50
II.5.8. Calcul de l'impédance équivalente $Z_{eq}$ .....	50
II.6. Résultats du calcul des paramètres géométriques.....	51
II.7. Résultats du calcul des paramètres technologiques de la bobine toroïdale planeaire .....	51
II.8. Simulation du fonctionnement du convertisseur contenant une bobine classique .....	52
II.8.1. Formes d'ondes des courants (tension d'alimentation $V_e= 5$ volts) .....	52
II.9. Simulation du fonctionnement du convertisseur contenant une bobine toroïdale planeaire.....	54
II.9.1. Formes d'ondes des courants (tension d'alimentation $V_e= 5$ volts) .....	54
II.9.2. Valeurs maximales et minimales de la tension de sortie (tension d'alimentation $V_e= 5$ volts) .....	55
II.9.3. Valeurs de la tension et du courant à la sortie du convertisseur une tension alimentation $V_e= 100$ V. ....	56
II.10. Interprétation des résultats.....	57
II.11. Conclusion .....	57

## **Chapitre III : Modélisation électromagnétique et thermique de la bobine toroïdale planeaire**

III. Introduction .....	58
III.1. Présentation de la bobine toroïdale planeaire .....	59
III.1.1. Les matériaux utiliser pour la conception de la bobine toroïdale planeaire.....	60
III.2. Modélisation électromagnétique de la bobine toroïdale planeaire.....	60
III.2.1. Modèle mathématique de la bobine toroïdale planeaire .....	60
III.2.2. Equations de Maxwell .....	60
III.2.3. Conditions initiales.....	61
III.2.4. Conditions aux frontières .....	62

## Sommaire

III.2.4. Maillage du domaine .....	63
III.3. Simulation du comportement électromagnétique.....	64
III.3.1. Répartition des lignes de champ magnétique et du potentiel électrique 50hz.....	64
III.3.2. Répartition du potentiel.....	65
III.3.3. Distribution du potentiel électrique pour une fréquence élevée, $f=10\text{MHz}$ .....	65
III.3.4. Distribution du champ magnétique à haute fréquence $f=10\text{MHz}$ .....	66
III.3.4. Distribution de la densité de courant dans les conducteurs à $f=10\text{ Mhz}$ .....	66
III.4. Effets de la fréquence sur la résistance et l'inductance de la bobine .....	67
III.5. Comportement thermique de la bobine toroïdale planaire .....	68
III.5.1. Modèle Mathématique .....	68
III.5.2. Simplification de l'équation de chaleur .....	70
III.5.3. Conditions aux limites .....	72
III.5.4. Influence du gap sur la répartition de la température dans la bobine.....	72
III.6. Comportement thermique de la bobine en tenant compte de la flottabilité de l'air .....	72
III.6.1. Définition de la flottabilité .....	73
III.6.2. Nombre de Rayleigh.....	74
III.6.3. Corrélation Rayleigh – Intensité .....	75
III.6.4. Formule des moindres carrés.....	75
III.6.5. Calcul de la gamme critique de l'intensité de courant pour un écoulement laminaire .....	75
III.6.6. Flottabilité et température : une relation complexe.....	75
III.6.7. Le facteur influençant la répartition de la température dans la bobine .....	78
III.6.8. L'impact de la température sur la dynamique de l'air .....	80
III.7. Conclusion.....	83

## **Chapitre IV : Dimensionnement du transformateur à bobines toroïdales planaires**

Iv. Introduction.....	84
-----------------------	----

## Sommaire

IV.1. Principe de fonctionnement du convertisseur Fly-back .....	84
IV.1.1. Etude des formes d'onde.....	85
IV.2. Le cahier des charges du convertisseur.....	87
IV.3. Processus de fabrication de la bobine toroïdale plane et les matériaux utilisés.....	89
IV.4. Dimensionnement du noyau magnétique .....	89
IV.4. Dimensionnement du transformateur à bobines toroïdales planaires .....	91
IV.4.1. Détermination des paramètres géométriques du transformateur.....	91
IV.4.2. Calcul des paramètres électriques du transformateur.....	91
IV.5. Résultats du dimensionnements géométrique et électrique du transformateur.....	93
IV.5.1. Interprétation des résultats du dimensionnement .....	94
IV.6. Optimisation des performances du convertisseur Fly-back .....	94
IV.6.1. Convertisseur contenant un transformateur avec bobine toroïdale plane .....	95
IV.6.2. Allures du courant et de la tension de sortie du transformateur.....	96
IV.6.3 Influence de la fréquence sur les inductances primaire et secondaire du transformateur.....	97
IV.7. Influence de la fréquence sur les résistances du primaire et du secondaire du transformateur..	98
IV.8. Rendement du transformateur .....	99
IV.9. Analyse des résultats de simulations.....	99
IV.10. Conclusion .....	100

## Chapitre V : Application : Transformateur toroïdal plane

V. Introduction .....	101
V.1. Modélisation électromagnétique du transformateur toroïdal plane.....	102
V.1.1. Matériaux et méthodes .....	102
V.1.2. Présentation du transformateur toroïdal plane .....	103
V.1.3. Comportement électromagnétique du transformateur.....	103
V.1.4. Le maillage du transformateur .....	104
V.1.5. Distribution du potentiel électrique en basse fréquence 50Hz .....	105

## Sommaire

V.1.6. Flux magnétique en basse fréquence à 50 Hz .....	105
V.1.7. Densité du courant électrique en basse fréquence 50 Hz .....	107
V.1.8. Comportement du champ électrique en basse fréquence 50Hz.....	108
V.2. Comportement thermique du transformateur .....	109
V.3. Conclusion.....	114
Conclusion générale .....	115
Bibliographique.....	118
Résumé	



### Introduction générale

L'électronique de puissance a effectivement connu une avancée remarquable ces dernières années, transformant de nombreux aspects de la technologie moderne. Cette discipline se concentre sur la conversion, le contrôle et la distribution de l'énergie électrique en utilisant des dispositifs électroniques de plus en plus compacts et efficaces [Kharbouch, 2017]. Les progrès dans ce domaine ont permis de réduire considérablement la taille des appareils tout en améliorant leur performance et leur efficacité énergétique.

Les composants passifs, et en particulier l'inductance, attirent une attention croissante. Traditionnellement, les inductances étaient réalisées par des bobinages qui occupent une surface importante et ne se prêtent pas facilement à l'intégration dans des systèmes miniaturisés [Allassem, 2010]. Ainsi, la miniaturisation de l'inductance pose un problème majeur, car elle est essentielle dans les circuits de conversion d'énergie, et sa réduction de taille tout en maintenant des performances optimales nécessite des avancées technologiques significatives. Dans le domaine de l'électronique de faible puissance, les transformateurs jouent un rôle crucial au sein des convertisseurs. Ils assurent non seulement le transfert d'énergie mais aussi l'adaptation des niveaux de tension et de courant, tout en garantissant l'isolation galvanique entre différentes parties d'une alimentation. Pour que ces transformateurs soient efficaces, leur rendement doit être élevé, afin de transférer l'énergie sans compromettre le rendement global du système [Boggetto, 2003]. Cependant, la miniaturisation des systèmes pose des défis aux transformateurs traditionnels, souvent réalisés par des enroulements de fils de cuivre. La réduction de la taille de ces enroulements est limitée par la nécessité de conserver une section de fil suffisante pour éviter une augmentation excessive de la résistance et donc des pertes joules. Pour répondre à ces contraintes, les composants planaires ont été développées. Les composants planaires sont conçues pour optimiser l'utilisation de l'espace en réduisant la surface occupée par l'inductance. En remplaçant les bobinages traditionnels par des couches de conducteurs aplatis, les composants planaires permettent non seulement de diminuer l'encombrement, mais aussi d'améliorer les performances électriques, telles que la réduction des pertes par effet de peau et des pertes par effet de proximité [Namoune, 2017]. De plus, cette technologie favorise l'intégration et la fabrication collective, ce qui est particulièrement avantageux dans les applications nécessitant une forte densité de composants, tout en contribuant significativement à la miniaturisation globale des systèmes électroniques.

## Introduction générale

L'analyse des champs électromagnétiques pour évaluer l'efficacité de la conception et des matériaux choisis ; la modélisation thermique pour s'assurer que la dissipation de chaleur reste dans des limites acceptables ; La vérification de la réponse en fréquence des bobines pour garantir que les performances restent optimales dans la gamme de fréquences spécifiée [Medjaoui,2019].

Ces spécifications sont cruciales pour le succès du projet, car elles guident les choix techniques et les méthodes de validation qui seront employées tout au long du travail de recherche. Voici une description plus détaillée de la structure et du contenu de notre travail de thèse, en mettant en lumière les chapitres clés :

Dans le premier chapitre, un état de l'art approfondi sur les bobines intégrées a été réalisé. L'objectif est de cerner les performances actuelles des bobines intégrées et de bien comprendre les tendances émergentes dans le domaine de l'intégration des composants passifs. Cette analyse critique permet d'identifier les avancées technologiques, les défis rencontrés, et les approches innovantes dans la conception de bobines. Sur cette base, le cahier des charges pour la mise au point des bobines toroïdales planaires a été établi, en fixant des objectifs clairs en termes de performances, de dimensions, et de matériaux.

Le chapitre deux se concentre sur la méthodologie adoptée pour le dimensionnement optimal des bobines toroïdales planaires. La première étape a consisté à choisir une méthode de calcul de l'inductance parmi celles disponibles dans la littérature. Ce processus de dimensionnement permettra de poser les bases pour une conception qui répond aux exigences du cahier des charges tout en optimisant les performances de l'inductance.

Dans ce troisième chapitre, le comportement magnétothermique de la bobine toroïdale planaire sera analysé à l'aide du logiciel COMSOL Multiphysics. La simulation a permis de modéliser les interactions entre les phénomènes électromagnétiques et thermiques au sein de la bobine. Ces trois chapitres forment un cadre cohérent pour la conception, l'analyse, et l'optimisation des bobines toroïdales planaires, en répondant aux exigences du projet tout en contribuant à l'avancement des connaissances dans le domaine de l'intégration des composants passifs.

Le chapitre quatre se concentrera sur la conception d'un transformateur toroïdal planaire. Il aborde les aspects techniques du dimensionnement, en tenant compte des exigences spécifiques en termes de performance, d'efficacité énergétique, et de compatibilité avec les technologies de

fabrication actuelles. Le processus de dimensionnement intègre les paramètres géométriques optimaux, les matériaux utilisés pour les enroulements et le noyau magnétique, ainsi que les considérations d'intégration dans des circuits électroniques plus larges.

Le dernier chapitre traite de la modélisation magnétique et thermique du transformateur toroïdal planaire. Au-delà du dimensionnement, ce chapitre met en évidence l'importance d'une étude détaillée du comportement magnétothermique du transformateur.

- **Volet magnétique** : Une attention particulière est accordée à la visualisation de la distribution des densités de courant, des lignes de champ magnétique, et du potentiel électrique. Cette analyse permet de déterminer une distribution optimale du courant et du potentiel dans le conducteur, ce qui est essentiel pour obtenir une bonne distribution des lignes de champ magnétique. Cette optimisation est cruciale pour améliorer l'efficacité du transformateur, réduire les pertes magnétiques, et minimiser les interférences électromagnétiques.

- **Volet thermique** : La modélisation thermique vise à visualiser la distribution de la température à travers l'ensemble du transformateur, incluant la bobine et le substrat. L'étude prend en compte l'écoulement d'air à proximité de la bobine, induit par la convection naturelle due à l'augmentation de la densité d'air avec la chaleur. Cette analyse est essentielle pour prévoir et gérer la dissipation thermique, éviter les points chauds, et garantir la fiabilité du transformateur sur le long terme.

La thèse se termine par une conclusion qui synthétise l'ensemble du travail effectué, récapitulant les étapes de la recherche, les méthodes employées, et les résultats obtenus. La conclusion met en lumière les contributions de la thèse au domaine de l'intégration des composants passifs, notamment dans la conception et la modélisation des transformateurs toroïdaux plans. Elle propose également des perspectives pour les travaux futurs, suggérant des améliorations possibles et des directions de recherche à explorer pour poursuivre l'optimisation de ces composants essentiels dans les systèmes électroniques de faible puissance.

Ce travail de thèse apporte une contribution significative à l'avancement des connaissances dans le domaine, en développant des approches novatrices pour la conception et l'analyse des bobines et transformateurs plans.

# Chapitre I

## Etat de l'art sur les composants passifs

### I. Introduction

Les composants passifs électriques sentent les éléments de base permettant de modifier un signal électrique en fonction de leurs caractéristiques propres (résistances R, inductances L, capacités C), les composants inductifs comme les bobines et les transformateurs sentent des éléments clefs de l'électronique de puissance.

Cette première partie du chapitre concernant l'état de l'art de l'intégration des composants passifs, nous proposons de faire une présentation générale sur l'intégration des composants passifs. Pour cela, dans la première partie nous traitons les types d'intégrations et leur avantage et leurs limites. Dans la deuxième partie, nous aborderons les différentes architectures des bobines intégrées, complétées par une petite introduction sur les matériaux (conducteur, isolant, magnétiques). En concluant ce chapitre, nous aborderons les divers transformateurs présents dans le littérature.

#### I.1. Les types d'intégrations

Nous pouvons classer en deux familles les solutions d'intégration qui existent pour la fabrication de composants passives intégrés [Kharbouch, 2017], le type et de la fonction des composants, l'encombrement et le coût est des contraintes déterminantes dans le choix de la technologie [Abakar, 2003].

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

## I.1.1. Intégration hybride

L'intégration hybride consiste à assembler différents matériaux de telle manière à réaliser plusieurs fonctions dans un seul bloc, soit par empilement, soit par regroupement de fonction [Wilmot, 2004]. Ce type d'intégration permet technologiquement d'envisager la réalisation de convertisseurs de plus ou moins fortes puissances grâce à l'utilisation simultanée de matériaux conducteur et isolants réalisant plusieurs fonctionnalités. Ce mode d'intégration est adapté à l'application fonctionnant dans des gammes de puissance importantes typiquement pour des densités de courant supérieures à  $100 \text{ A/cm}^2$  et dans des tensions se situant dans les fourchettes 600/700 [Namoune,2017].

Dans ces gammes de puissance, il est nécessaire de recourir à un mode d'intégration conduisant à une bonne évacuation de la chaleur et à une isolation galvanique parfaite entre les différents éléments [Allassem, 2010]. Les avantages de ce mode d'intégration sont nombreux, ils concernent principalement la réduction des coûts, la réduction des dimensions, un montage plus simple, la réduction de la résistance électrique, et la réduction de la résistance thermique. Différentes techniques hybrides sont aujourd'hui envisageables, parmi lesquelles [Boggetto,2003].

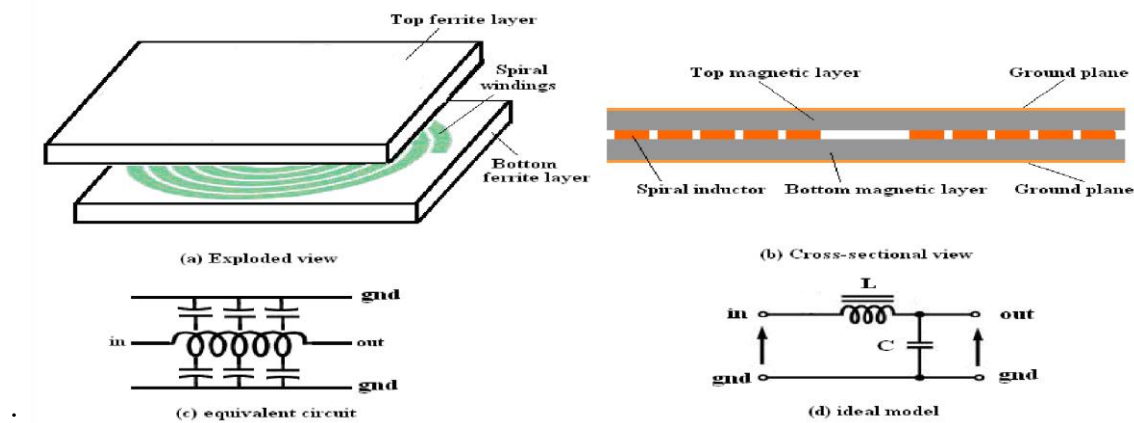


Figure I.1 Exemples d'intégration hybride [Dagal Dari Yaya, 2014]

## I.1.2. Empilement de fonctions

Différents concepts d'intégration hybride sont nés suites aux recherches accélérées dans différents laboratoires a fait l'objet d'un simple empilement de deux fonctions de manière à obtenir un filtre CEM intégré [Raieszadeh,2005]

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

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 [Arshak, Ajina et Egan, 2008]

## I.1.3. Concept Hybride PIAC

PIAC (structure passive intégrée obtenue par assemblage complète) cette approche concernant l'intégration d'une structure complète étudiée au laboratoire SATIE [Vallet, 2008], en accumulant chacune des fonctions intégrées individuellement et permet notamment de cacher les éléments inductifs mais aussi capacitifs dans un circuit imprimé.

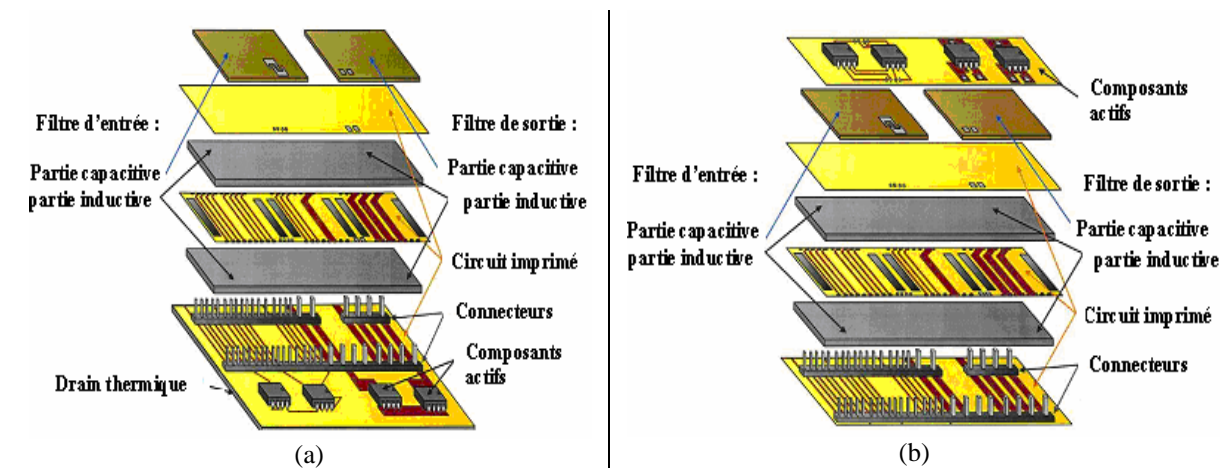


Figure I.2. Concept d'intégration d'une structure PIAC avec différents emplacements des composants actifs (a) Composants actifs en dessous de l'empilement des couches passives, (b) Composants actifs au-dessus de l'empilement des couches passives. [Bechir Mahamat, 2015] [Kharbouch, 2017]

Cet empilement est composé de différentes couches de différents matériaux nécessaires à la réalisation des diverses fonctions figure I.2. Il dispose de parties inductives remplissant le rôle d'élément magnétique, autour duquel on peut retrouver des circuits imprimés disposant de pistes conductrices permettant la réalisation d'enroulements pour construire soit une inductance soit un transformateur [Alain, 2008]. La capacité est reportée sur le dessus du dispositif. Nous obtenons au final un circuit multicouche composé par différents matériaux, auquel la partie « composants actifs » peut également être ajoutée. En effet, il est aisé d'empiler un nouveau circuit imprimé intégrant les composants actifs et leurs connexions, [Basset, 2003] [Artillan, 2008].

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

## I.1.4. Concept hybride emPIC

La figure I.3 présente le principe et un exemple d'intégration hybride d'un convertisseur nommé emPIC (embedded passivess integrated circuits) développé à l'université de technologie Delft Hollande, par l'équipe de J.A.Ferreria [Troussier, 2004]. Ce concept permet d'intégrer plusieurs fonctions passives conçues par différents matériaux qui se retrouvent imbriquées les un es sur les autres pour former un seul bloc. Le convertisseur réalisé s'appuie sur une topologie à résonance série avec isolation galvanique.

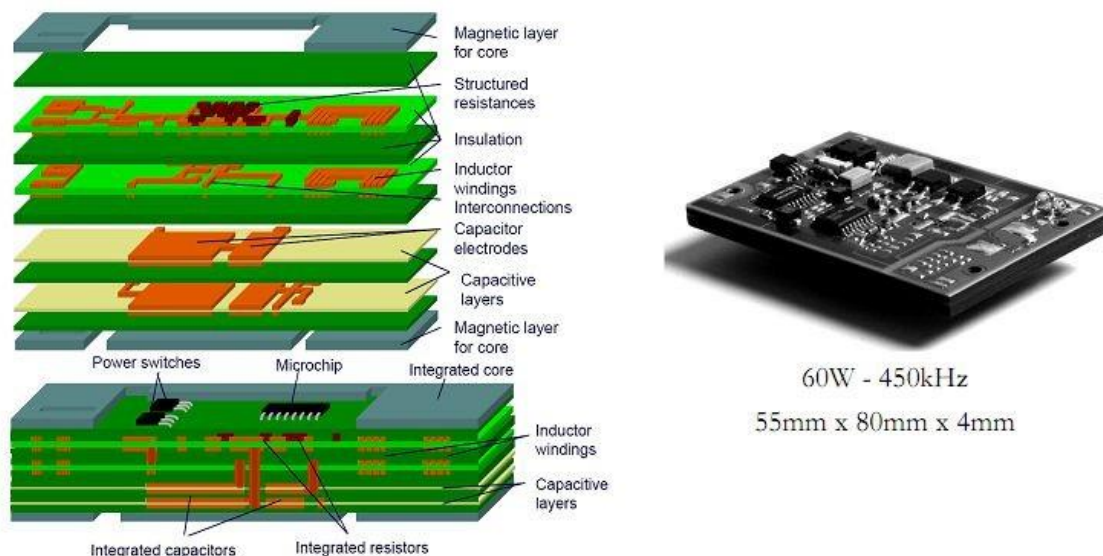


Figure I.3 Exemple d'intégration hybride d'un convertisseur nommé emPIC (embedded passivess integrated circuits) développé à l'université de technologie Delft Hollande, par l'équipe de J.A. Ferreria [Medjaoui,2019]

## I.1.5. Les technologies PCB

Les progrès importants fait par l'industrie du circuit imprimé grâce à l'avènement des matériaux fins flexibles (Flex) ont permis, dans un premier temps l'intégration dans le circuit imprimé PCB (Printed Circuit Board) des bobinages des composants inductifs [Artillan,2008]. En effet l'usage de matériaux fins permet ainsi d'empiler le grand nombre de couches conductrices et isolantes que nécessite ce type de composants tout en gardant un encombrement réduit. La figure I.4. Montre les différentes technologies d'intégration de composants passifs sur PCB [Brandon, Wesseling,2003]

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

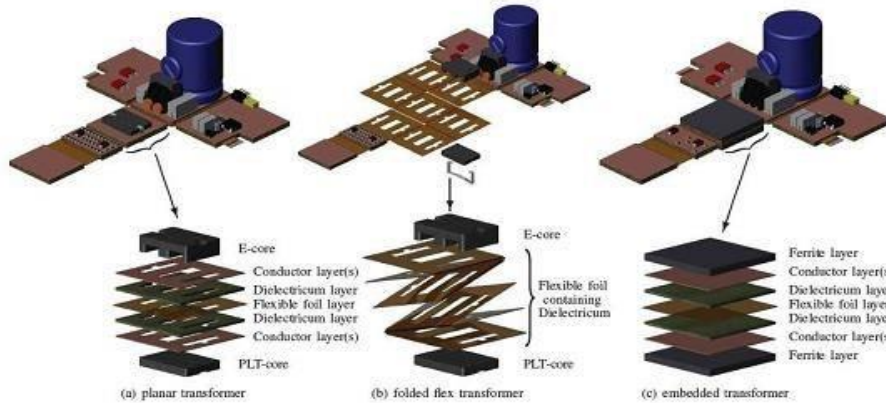


Figure I.4 Différentes technologies d'intégration de composants passifs sur PCB [Medjaoui,2019]

## I.1.6. Les technologies LTCC

La technologie LTCC est maintenant accessible pour des réalisations en électronique de puissance [Vallet, 2008]. La société Thales propose des ferrites réalisées par un alliage de NiZnCu permettant d'abaisser leur température de frittage aux alentours de 900°C. Grâce à cette innovation, la réalisation des circuits multicouches mariant trois types de matériaux : l'argent pour la réalisation des conducteurs, les ferrites NiZnCu et les céramiques diélectriques de type BaTiO<sub>3</sub>, le tout est empilé et cofritté à basse température par la technologie LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics) devient envisageable. La figure 1.5 présente un circuit intégré 3D multicouche utilisant la technologie LTCC [Ahn et al, 1993]

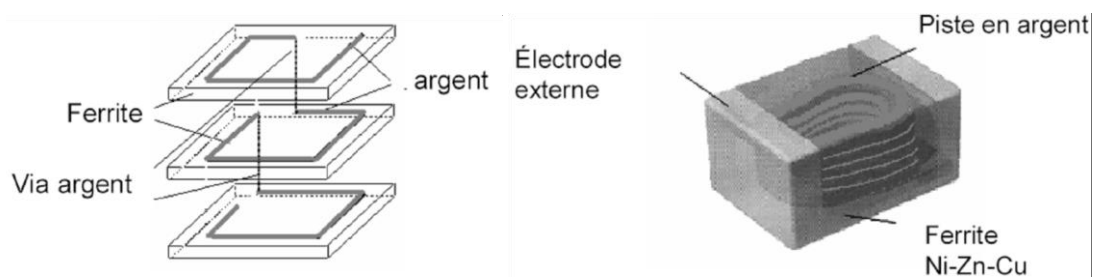


Figure I.5 Circuit intégré 3D multicouche utilisant la technologie LTCC [Ahn et al, 1993] [Allaoui et Hamid,2015].

## I.1.7. L'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 ferrite [Abakar,2003].

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

]. Ce type d'intégration monolithique de puissance poursuit l'effort d'intégration déjà réalisé sur les composants hybrides afin d'obtenir une optimisation des interconnexions, de la fiabilité et de la maîtrise de la CEM. Par ailleurs pour être économiquement compétitive, l'intégration monolithique doit être réalisée à bas coût ce qui impose la réalisation des fonctions avec la même technologie et en même temps que le cœur de puissance [[Boggetto,2003]. Cette technique permet de réaliser sur un même substrat diélectrique semi-conducteur des fonctions spécifiques de puissance (bras d'onduleur par exemple) et des circuits ou systèmes classiques qui réalisent les fonctions de filtrage, de protection et même de commande ainsi que leurs interconnexions. La figure (I-6) présente un exemple d'intégration monolithique des composants passifs LCT [Bechir Mahamat, 2015].

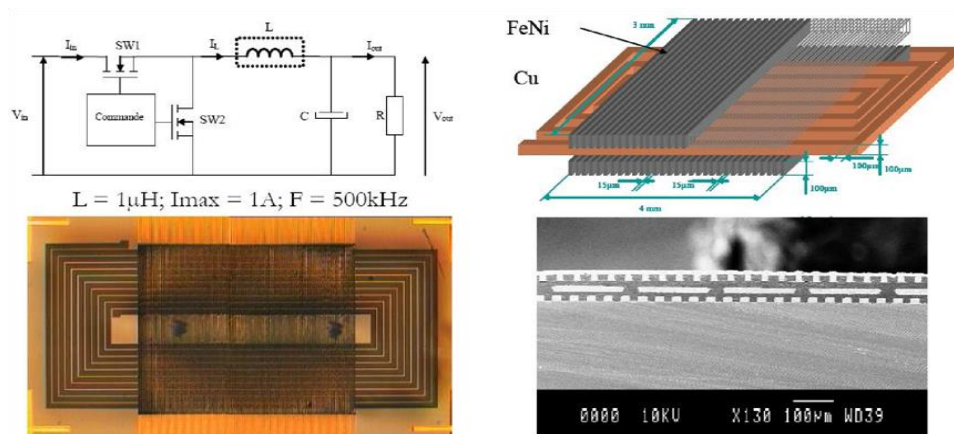


Figure I.6 Intégration monolithique d'une inductance [Bechir Mahamat, 2015].

Chaque mode d'intégration est adapté à des gammes de puissance et des applications spécifiques, résumées dans le tableau I.1

Tableau I.1 Synthèse des différents types d'intégration et de leurs spécificités.

Mode d'intégration	Gamme de courant et de tension	Exemples d'application
Intégration hybride	$I > 50A$ et $V < 6.5kV$	Traction ferroviaire, Alimentation industrielle
Intégration monolithique	$I < 50A$ et $V < 3.3kV$	Application réseau ou fonctions spécifiques, Automobile, Téléphone mobile

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

## I.2. Objectifs de l'intégration et contraintes

### I.2.1. Objectifs de l'intégration

Les objectifs souhaités dans l'intégration des composants passifs sont les suivants [Bonfim,2001] [Derkaoui, 2010] :

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

### I.2.2. Les limites de l'intégration [[Derkaoui, 2010] [Guettaf,2012]

- ✓ Utilisation en faibles puissances
- ✓ Faible capacité de stockage d'énergie due aux faibles valeurs des composants.
- ✓ Limitation des possibilités d'évacuation thermique : la réduction du volume a pour conséquence l'augmentation de la densité thermique
- ✓ Compatibilité des différents matériaux associés : réalisation de structures multicouches

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

- ✓ Coût de fabrication (problème économique) : les techniques de réalisation ne sont pas totalement maîtrisées
- ✓ Dégradation des propriétés électriques des matériaux pour leur mise en œuvre (température de cuisson compatible avec le substrat).

### I.3. Généralités sur les bobines

De manière générale, la bobine est un composant passif non polaire. Dans la littérature, on les retrouve sous des appellations différentes telles que : inductance propre (self), bobine, solénoïde, auto-inductance, etc. L'inductance d'une bobine est sa caractéristique à produire un champ électrique et magnétique variable à travers la section entourée par cette bobine. L'inductance d'une bobine dépend de la forme de la bobine, de sa section et du nombre de ses spires [Guettaf, 2012]. Les grandeurs électromagnétiques sont : H (à ne pas mélanger avec le H de l'unité des bobines, le Henry) est l'excitation magnétique ou bien le champ magnétique d'une bobine mesurée en ampères-mètres (A.m) pour les fils rectilignes et en ampères-tours (A.t) pour les bobines, B est l'induction magnétique du champ mesurée en Tesla (1 Tesla = 10.000 Gauss), B est la valeur de l'excitation H agissant sur une surface plane et perpendiculaire à ses lignes force,  $\mu$  (lettre grecque mu) est la perméabilité, c'est à dire la disposition d'un matériau (ou d'un milieu) à guider les champs magnétiques, est mesuré en H/m (Henry par mètre), et donné par le rapport B/H.  $\Phi$  (lettre grecque phi majuscule) est le flux d'induction magnétique mesuré en weber (Wb).  $\Phi$  est le flux magnétique créant aux bornes de la bobine une force électromotrice de 1 volt pendant 1 seconde [Goubier, 2003].

La quantité d'énergie emmagasinée est stockée sous la forme d'énergie magnétique dépend du courant qui circule dans ses enroulements. L'intensité du courant est limitée par la nature et par la grosseur des fils des enroulements [Hui, Yisheng et Baishan, 2005]. Lorsqu'elle dépasse une certaine valeur, l'isolation entre les fils est détruite suite à un échauffement excessif et il y a l'apparition de courants de court-circuit.

$$W = \frac{\Phi \cdot I}{2} = \frac{1}{2} LI^2 \quad (I.1)$$

W : énergie en Joule [J]

$\Phi$ : Flux en Weber [Wb]

I : Courant en Ampère [A]

L : Inductance en Henry [H]

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

L'inductance de la bobine augmente en introduisant un noyau magnétique à l'intérieur des spires, ce qui augmente artificiellement la section de passage des flux magnétique. Le noyau est constitué de différents matériaux (feuille de tôle, ferrite, poudre ferromagnétique) ayant chacun leur perméabilité relative notée  $\mu_r$  et calculée par rapport à la perméabilité du vide,  $\mu_0$  égale à  $4\pi 10^{-7} (T m/A)$ . L'air sec a la même perméabilité que le vide [Kharbouch, 2017]. Les matériaux magnétiques sont le fer, le nickel, le cobalt et leurs alliages. Les ferrites sont des mélanges à base d'oxydes de fer. Leur  $\mu_r$  varie de 20 à 3000 selon le matériau employé et leur forme. Elles sont utilisables sur une plage de fréquence donnée par le fabricant. Les conducteurs dont le  $\mu_r$  est proche de 1 sont appelés paramagnétiques (aluminium, manganèse) s'ils s'aimantent dans le sens du champ magnétisant ou diamagnétiques (cuivre, zinc) s'ils s'aimantent en sens inverse [Haddad, 2012].

L'inductance d'un circuit électrique est un coefficient qui traduit le fait qu'un courant la traversant crée un champ magnétique à travers la section entourée par ce circuit. Le calcul de l'inductance dans le cas d'une bobine avec noyau est donné par équation (I-2) :

$$L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot s \cdot n^2}{l} \quad (I.2)$$

$n$  : nombre de spires

$s$  : section effective du noyau magnétique en mètres carrés [ $m^2$ ]

$l$  : longueur effective du noyau magnétique en mètres [m]

## 3.3.1. Différente architecture des bobines intégrées

### I.3.1.1. Les structures spirales

C'est type d'inductance existe plus généralement dans l'industrie de la micro-électronique, en technologie front-end, stand-alone ou above IC [12] [23] ou bien une technologie hybride, que ce soit pour des applications de puissance à basse fréquence ou pour des applications dans le domaine des micro-ondes. Les spirales simples sont très répandues dans le domaine des radiofréquences pour réaliser des valeurs de quelques dizaines de nH [Medjaoui, 2019]. Afin de les adapter aux applications nécessitant de faibles puissances, on doit augmenter la section du conducteur pour réduire sa résistance. La solution la plus répandue pour augmenter la valeur d'inductance par unité de surface utilisée dans le cas des transformateurs et des convertisseurs DC-DC, est d'emprisonner le conducteur entre deux

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

couches de matériaux magnétiques[Orlando,2007]. Pour bien caractériser un lien inductif, il est impératif de déterminer la valeur de l'inductance avec exactitude, pour ceci on doit prendre en compte le coefficient d'inductance mutuelle entre les spires, ce qui conduit à une expression assez complexe en comparaison avec le tore simple. La figure (I-7a) montre une vue en perspective d'une bobine spirale et (b) une photographie de la réalisation prise à l'aide d'un microscope électronique [Mansour et Oulla ,2012].

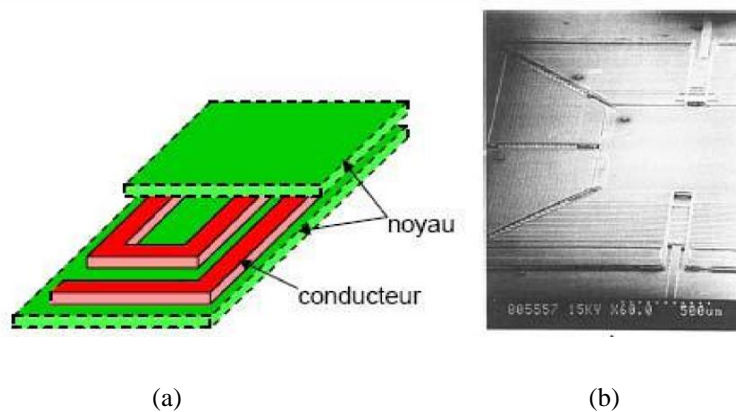
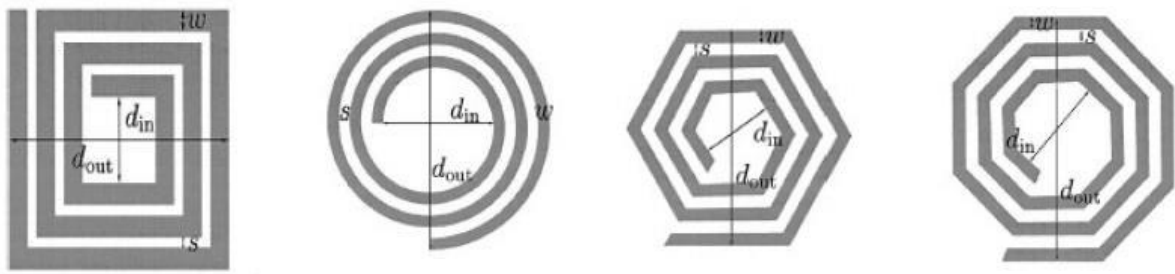


Figure I.7 Bobine spirale (a) Vue d'ensemble 3D ; (b) Photographie de la réalisation [Khamis,2014]

Utilisant une architecture basée sur la prise en sandwich du conducteur entre deux couches de matériau magnétique permet de limiter les problèmes d'interférences en plus d'accroître la valeur de l'inductance. Ahn et Allen [[Ahn et al, 1993] ont constaté une augmentation d'un facteur 4 à 5 de la valeur de l'inductance en présence de matériau magnétique par rapport à une spirale sans noyau. Une étude faite par Daniel, de ce type de bobines, met en évidence que le rendement et la densité de puissance sont plus importants que pour les autres topologies. Ainsi, la bobine utilisée dans ce convertisseur dévolteur ayant une densité de puissance de  $12,8\text{W}/\text{cm}^2$ , une puissance de 5 W et fonctionnant à 5 MHz permet un rendement de 94%. Le conducteur fait en cuivre est déposé par électrochimie et le noyau est de type laminé, formé de couches en Nickel/Fer (80/20%) de  $1,3\ \mu\text{m}$  d'épaisseur déposées par « putting ». Le conducteur et les couches de matériau magnétique sont séparés par des couches en  $\text{SiO}_2$  de  $0,3\ \mu\text{m}$  d'épaisseur obtenues par LPCVD. Cette technique est destinée à limiter les pertes dans le noyau [Caillaud et Buttay,2017].

Pour ce type de structure, il existe plusieurs modèles topologiques se représentant soit en carrées, hexagonale ou polygonaux figure(I-8)

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



Carrées

Circulaire

Hexagonale

Octogonale

Figure I.8 Différentes topologies de bobines planaires [Namoune,2010]

Pour une géométrie donnée, la valeur de l'inductance dépend de plusieurs paramètres. Ainsi, nous considérerons :

- ✓ Le nombre de tours  $n$  ;
- ✓ La largeur du conducteur  $w$  ;
- ✓ L'espacement entre deux conducteurs  $s$  ;
- ✓ Les diamètres intérieurs  $d_{in}$ , extérieurs  $d_{out}$  et moyens  $d_{avg}$ .

Ces derniers sont définis comme suit :

$$d_{avg} = \frac{d_{out} + d_{in}}{2} \quad (I.3)$$

On peut pour chacune de ces topologies, citer les avantages et les inconvénients afin de comprendre ce qui a dicté notre choix.

### I.3.1.2. Disposition physique d'une inductance spirale planaire

Pour le type d'intégration de structure planaire, elle est composée de trois couches empilées comme le démontre la figure (I.9) :

- ✓ Un matériau conducteur ;
- ✓ Un matériau isolant (oxyde) ;
- ✓ Noyau magnétique (ferrite).

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

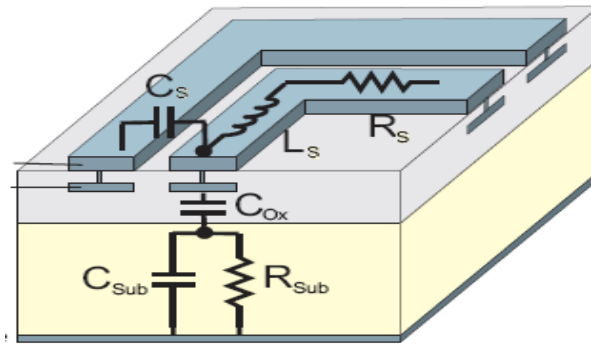


Figure I.9 Coupe schématique d'une inductance planaire [C.h Ahn,m.gallen,1996].

Indépendamment des structures géométriques, leurs affectations sont toujours les mêmes en ce qui concerne les phénomènes physiques des structures. La figure (I-9) montre les trois sections schématiques transversales dimensionnelles d'une inductance; elle donne une perspicacité des effets physiques de base. L'image montre seulement deux tours adjacents réalisés sur une couche en métal incorporé en oxyde [Allassem, 2010]. Les conducteurs sont séparés du substrat par l'oxyde. Ce modèle simplifié est suffisant pour illustrer les différents champs électromagnétiques qui sont présents dans une inductance intégrée une fois excitée. Cependant, il existe d'autres champs électromagnétiques qui diminuent les performances des inductances qui ont comme conséquence les pertes dues aux propriétés physiques non idéales des matériaux utilisés [Breil et Morancho, 2003]. En plus des champs électromagnétiques décrits, beaucoup d'autres effets d'ordre élevé sont présents, par exemple, les courants de Foucault surgissent dans les traces en métal et forcent un effet de peau dû à la variation du champ magnétique. Plus loin un effet de proximité se produit en raison de l'interaction entre le champ magnétique et les courants a comme conséquence des résistances et des pertes accrues [Bonfim, 2001].

### I.3.2. Les structures solénoïdales

Une première solution de réalisation d'inductances intégrées est inspirée de la fabrication des inductances discrètes [19]. Les inductances réalisées en discret, utilisées pour le stockage d'énergie, sont composées d'un noyau magnétique de forme solénoïdale autour duquel est enroulé un fil conducteur [Dagal Dari Yaya, 2014]. En microélectronique l'enroulement d'un conducteur autour d'un matériau magnétique n'est pas évident et le procédé de fabrication est complexe, car il nécessite deux étapes de métallisation pour le conducteur, une troisième étape de métallisation pour noyau et deux autres étapes pour le dépôt de matériau isolant. En plus de la complexité du procédé, les contraintes mécaniques entre les différents matériaux empilés [Derkaoui, 2010]. Il ne faut pas aussi négliger le phénomène de dilatation des différents

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

matériaux à haute température qui peut provoquer des dégâts importants au niveau des vais, sans oublier la montée en fréquence qui réduit la fiabilité du composant suite à la concentration de courants au niveau des pointes dans le conducteur. Si nous prenons en considération le coût de fabrication, nous pouvons dire que la structure solénoïde intégrée n'est pas intéressante, car la multiplicité des étapes technologiques augmente son prix [Derkaoui et Hamid,2013]. Le procédé de fabrication de la structure solénoïdale (Figure I-11) repose sur des techniques d'électrodéposition pour les conducteurs et le noyau de fer nickel (permalloy). La valeur de l'inductance chute avec la montée de la fréquence, ce qui rend toutefois l'utilisation de cette structure dans des convertisseurs DC-DC peu intéressante au-delà du MHz. La première bobine solénoïdale intégrée a été proposée par C.H. Ahn en 1996. La figure (I.10 b) nous montre deux structures solénoïdales intégrées l'une sans et l'autre avec noyau magnétique.

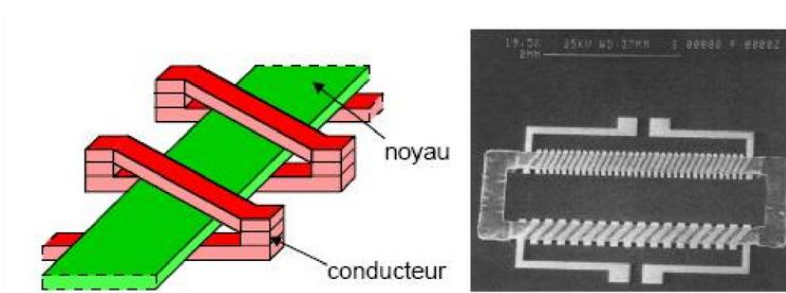


Figure I.10 Deux structures solénoïdales intégrées avec noyau magnétique [Kahlouche,2014].

### I.3.3. Structures de type serpentín

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 aménagé en forme de serpentín, alors que le noyau se trouve réparti sur trois niveaux pour envelopper le conducteur [Alain, 2008]. 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 [Benhadda et Hamid,2022]. 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 [Benhadda et Derkaoui,2024]. La figure (I.11) montre la topologie de ce type de bobine (a) et une photographie M.E.B (La microscopie électronique à balayage). D'une réalisation (b).

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

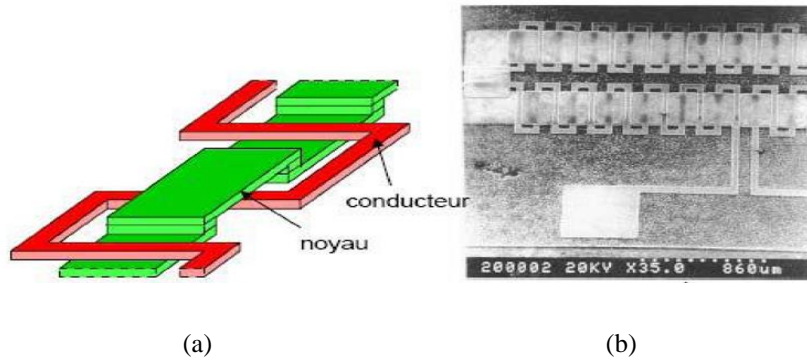


Figure I.11 Bobine de type "serpentin", (a) principe, (b) réalisation. [Namoune,2017]

### 1.3.4. Structures toroïdales planaires

La bobine classique planaire figure (I.12) est un nouveau type de bobine qui a été créé pour supporter une très grande puissance de sorte que ses spires sont de forme assez large, pour réduire la densité de courant électrique ainsi que les pertes par l'effet de [Hérault ,2016] Joule. Ce nouveau type de bobine prend une très grande attention ses dernières années, elles sont en cours de recherche pour déterminer leurs performances et leurs utilités.



Figure I.12 Bobine de type toroïdale planaire intégrée sur PCB [Hérault ,2016]

### I.3.5. Avantages et inconvénients pour chaque topologie

#### ➤ Solénoïde

- ✓ Dimensionnement aisé et bien maîtrisé ;
- ✓ Pas de via magnétique ;
- ✓ Présence de via électriques qui vont augmenter la résistance du bobinage ;
- ✓ Grands entrefers difficiles à réaliser sans rayonnement ce qui implique une faible énergie stockable.

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

## ➤ Méandre

- ✓ Dimensionnement aisé et bien maîtrisé ;
- ✓ Pas de via électrique, bon contrôle de la résistance du bobinage ;
- ✓ Présence de via magnétique qui vont engendrer des entrefers parasites rendant difficilement contrôlable la réductance du circuit magnétique ;
- ✓ Encombrement important en raison de la forme des spires.

## ➤ Planaire

- ✓ Pas de via électrique et magnétique ;
- ✓ Présence d'un entrefer permettant un stockage d'énergie plus important ;
- ✓ L'énergie magnétique stockée par unité de surface est plus importante ;
- ✓ Dimensionnement plus complexe ;
- ✓ L'entrefer dépend de la hauteur et donc de la section des conducteurs ;
- ✓ Les micro-bobines rencontrées dans la littérature scientifique sont des dérivées ou améliorations de ces trois topologies.

### I.3.6. Domaine d'application de la bobine intégrée

La bobine d'inductance est un composant de base de l'électronique et de l'électrotechnique, elle est constituée d'un enroulement, d'un fil conducteur, formant plusieurs spires. Elle peut entourer un circuit magnétique, dans ce cas les propriétés magnétiques sont multipliées. Une bobine traversée par un courant produit un champ magnétique, elle se comporte, avec son circuit magnétique éventuel, alors comme un aimant. L'étude de la bobine trouvera ses applications dans les domaines :

#### ➤ De l'électrotechnique

- ✓ Le filtrage pour la réalisation de convertisseurs ;
- ✓ Le relais et le contacteur ;
- ✓ Le moteur pas à pas ;

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

- ✓ Le transformateur d'alimentation ;
- ✓ Le Principe de le hacheur.
- **De l'électronique**
- ✓ Le transformateur d'impulsion ;
- ✓ Le filtrage par exemple pour les haut-parleurs ;
- ✓ Les circuits oscillants.

### I.4. Matériaux utilisés dans l'intégration

Les caractéristiques du composant intégré reposent sur les performances des matériaux utilisés pour la fabrication du dispositif. L'intégration d'une bobine nécessite l'utilisation principalement de trois types de matériaux, un matériau conducteur, un matériau isolant et un matériau magnétique dans le cas de la bobine avec un noyau. Les deux premiers matériaux sont implicites et entrent dans la composition respectivement du bobinage et du noyau magnétique [Orlando,2007]. L'isolant quant à lui évite le contact entre les matériaux magnétique et conducteur, 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 [Sehil,2006].

#### I.4.1. Matériaux conducteurs

Les parties conductrices généralement réalisées en cuivre rentrent dans la réalisation des bobinages des différents éléments inductifs (inductance et transformateur) ainsi que les électrodes des condensateurs. Les conducteurs permettent également d'effectuer les interconnexions entre les différentes couches et les différents composants des convertisseurs. L'utilisation de la technologie planaire simplifie la mise en œuvre des matériaux conducteurs en réduisant les longueurs d'interconnexions ce qui permet une réduction des pertes. Quel que soit l'usage, ces parties conductrices feront obligatoirement l'objet de circulations de courants qui génèrent des effets non désirés, tels que l'effet résistif, l'effet de peau, l'effet de proximité...etc. Les trois principaux métaux conducteurs utilisés dans la littérature sont : L'or, l'aluminium et le cuivre. Ce dernier présente une résistivité inférieure aux deux autres. L'or, de faible résistivité, a une bonne résistance à l'oxydation mais est sujet à la « peste pourpre » (composé intermétallique Al/Au poreux fragile et non-conducteur apparaissant à

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

des températures de l'ordre de 200°C). En définitive, il apparaît que le cuivre reste le métal le plus utilisé pour la réalisation de micro-bobines, micro-actionneurs, micro-transformateurs ou têtes magnétiques, ceci en raison de ses propriétés électriques très intéressantes, et des différentes possibilités pour le déposer (Évaporation, pulvérisation ou électrochimie) [Namoune,2010].

Ces valeurs de résistivité doivent être légèrement majorées en fonction des techniques de dépôt de ces matériaux. En effet, ces valeurs correspondent à des matériaux massifs. Les méthodes et conditions de dépôt peuvent générer des imperfections dans la matière qui au rentre en dans ce à modifier cette résistivité.

Tableau I.2 Propriétés et méthodes de dépôts des métaux [Ziouche, 2006].

Métal	Cuivre	Or	Aluminium
Résistivité ( $\mu\Omega.cm$ )	1.75	2.3	2.9
Méthode de déposition	Dépôt Electrochimique	Dépôt Electrochimique	Pulvérisation encourant continu

Les principales caractéristiques que doivent posséder les matériaux conducteurs sont essentiellement :

- ✓ La conductivité électrique (capacité être plus ou moins bon conducteur) ;
- ✓ La masse volume ;
- ✓ La conductivité thermique (aptitude du matériau à véhiculer la chaleur) ;
- ✓ La résistance à la corrosion ;

Le tableau I.3 ci-dessous résume les caractéristiques essentielles du cuivre et de l'aluminium.

Tableau I.3 Caractéristiques comparatives du cuivre et de l'aluminium.

Matériaux	Aluminium	Cuivre
Résistivité électrique ( $\Omega \times m$ ) à 20 °C	$2,82 \times 10^{-8}$	$1,72 \times 10^{-8}$
Coefficient de température (10-3/°C)	4,3	4,0
Conductivité thermique ( $\mu W/mm/^{\circ}C$ )	220.00	385.00
Densité (g /cm <sup>3</sup> )	2,70	8,92
Température de fusion (°C)	660	1084

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

L'aluminium présente une résistivité plus élevée que celle du cuivre, ce qui implique d'utiliser des sections plus importantes pour un même cahier des charges. En revanche l'aluminium présentant une masse volumique faible et résistant à l'oxydation sera préféré pour des applications spatiales. Dans notre application, nous nous restreindrons à l'utilisation du cuivre afin de pouvoir minimiser le volume du composant tout en restant dans des technologies classiques [Medjaoui,2019]. Le cuivre reste le métal le plus utilisé pour la réalisation de micro bobines, en plus il offre différentes possibilités pour le déposer (évaporation, pulvérisation ou électrochimie).

### I.4.1.1. L'effet de peau

Ce phénomène d'origine électromagnétique existe pour tous les conducteurs parcourus par des courants électriques. Le courant qui parcourt un conducteur crée un champ magnétique à l'intérieur de lui-même. À partir d'une certaine fréquence, le courant résultant de ce champ n'est plus négligeable et il se superpose au courant initial. Ceux-ci diminuent la densité de courant au centre du conducteur et l'augmentent sur la périphérie. Un effet de pellicule apparaît comme le montre la figure (I-13) Plus la fréquence augmente, plus cet effet est marqué. L'épaisseur équivalente sur laquelle se répartit le courant, appelée épaisseur de peau, est donnée par [Guettaf,2012].

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\omega \cdot \mu}} \quad (\text{I.1})$$

Où :

$\delta$  : Epaisseur de peau [m]

f : La fréquence [Hz]

$\rho$  : La résistivité du conducteur [ $\Omega \cdot m$ ]

$\mu_0$  : perméabilité du vide.

$\mu_r$  : perméabilité du matériau.  $H/m$

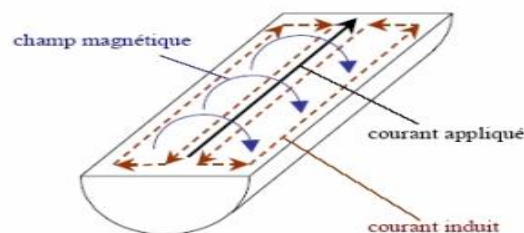


Figure I.13 Illustration de l'épaisseur de peau dans un conducteur.

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

## I.4.1.2. Effet résistif

Il convient de noter que la dégradation d'énergie en forme thermique est un phénomène général en physique, phénomène décrit par la thermodynamique. En électricité, si on injecte un courant dans un conducteur, la dissipation d'énergie se manifeste par un échauffement et une chute de potentiel le long du conducteur, cet effet est expliqué par l'influence de l'effet de peau et de proximité [Allassem, 2010] .

## I.4.1.3. Effet capacitif

Lorsqu'on applique une différence de potentiel à deux conducteurs isolés les uns des autres, on assiste à une accumulation de charges par influence électrostatique. C'est cela l'effet capacitif. Il est présent à titre parasite comme par exemple dans le cas d'une bobine ; chaque spire étant proche d'une spire voisine, il se crée une capacité parasite en parallèle avec l'inductance [Alain, 2008]

## I.4.1.4. Effet inductif

Lorsqu'un courant circule dans un conducteur, il est responsable de la création d'un champ d'induction magnétique. Si le courant est variable dans le temps, le champs d'induction le sera aussi et alors intervient le phénomène d'auto-induction : ce champ variable rétroagit sur le courant qui le crée, en ralentissant la variation de ce courant. Cet effet correspond à un stockage d'énergie dans le circuit auto-inductif, sous forme magnétique [Abakar,2003].

## I.4.1.5. Effet de proximité

Dans un bobinage, les conducteurs ne peuvent plus être considérés indépendamment les uns des autres. Chaque conducteur subit l'influence du champ magnétique créé par l'ensemble des bobinages. Les variations rapides du champ créent des courants de Foucault à l'intérieur des conducteurs. Cet effet est appelé effet de proximité. Il est totalement dépendant de la géométrie de l'ensemble : section des conducteurs (circulaire, carrée, rectangle...), distance entre conducteurs, asymétrie des conducteurs etc....

On englobe, sous l'expression d'effet de proximité, trois phénomènes voisins qu'ils nous paraient nécessaire de dissocier pour plus de clarté malgré leurs similitudes. C'est

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

quelque part une variante de l'effet de peau, sauf que le champ magnétique à l'intérieur des conducteurs est constitué de leur champ propre et de celui juste à proximité.

### I.4.1.6. Effet de bord

L'effet de bord, appelé également effet de tête de bobine, se traduit par une forte concentration de la densité de courant aux extrémités d'un conducteur plat susceptible de se manifester en haute fréquence. Cet effet se rapprochant physiquement de l'effet de peau crée des points chauds dans le composant[Abakar,2003].

## I.5. Caractéristiques des matériaux utilisés

### I.5.1. Matériaux magnétiques

L'utilisation d'un noyau magnétique dans une bobine permet d'augmenter la valeur de son inductance, d'emmagasiner de l'énergie ou de la transmettre, et de canaliser le flux magnétique. Les caractéristiques recherchées dans le matériau pour le rôle de noyau sont: une perméabilité relative élevée, ainsi qu'une résistivité électrique élevée pour limiter des pertes fer par courants de Foucault. L'autre problème qui se pose est que dans les applications biomédicales, certains matériaux ne peuvent être utilisés à cause des problèmes de biocompatibilité[Abakar,2003]. Les ferrites sont les matériaux magnétiques les plus utilisés dans la réalisation de transformateur du fait de leur résistivité élevée. Par contre, elles sont difficilement compatibles avec les procédés de fabrication de la micro-électronique. Aussi nous nous tournerons vers d'autres matériaux ayant de bonnes propriétés magnétiques, comme les alliages magnétiques, sachant que les pertes par courants de Foucault peuvent être réduites grâce à une technique de feuilletage. Le problème majeur à résoudre au niveau du noyau est celui des pertes. Ainsi les courants de Foucault peuvent être limités en utilisant des structures à noyau feuilleté. Ceci a pour effet de diminuer la circulation des courants induits dans le matériau si le feuilletage est réalisé dans la direction du champ magnétique variable. Ainsi, en restreignant les mouvements des charges dans le matériau, nous réduisons également la possibilité au champ magnétique d'accélérer et donc de fournir de l'énergie à ces charges [Derkaoui, 2010].

Voici les caractéristiques de quelques matériaux magnétiques les plus utilisés présente par le tableau I.4

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

Tableau I.4 Différents types des ferrites [Dagal Dari Yaya, 2014]

Matériaux	Perméabilité	B <sub>max</sub> (KGauss)	T (°C)	Résistivité (Ω. cm)	Fréquences de travail
Fe	250	22	770	10x10 <sup>-6</sup>	60-1000Hz
Si-Fe ( <i>non orienté</i> )	400	20	740	50x10 <sup>-6</sup>	60-1000Hz
Si-Fe ( <i>orienté</i> )	1500	20	740	50x10 <sup>-6</sup>	60-1000Hz
50-50 Ni Fe, ( <i>Grain-orienté</i> )	2000	16	360	40x10 <sup>-6</sup>	60-1000Hz
79 Permalloy	12 à 100	8à11	450	55x10 <sup>-6</sup>	1Khz-75Khz
Amorphas Allo B	3000	15-16	370	135x10 <sup>-6</sup>	< 250KHz
Amorphas Allo E	20000	5-6,5	205	140x10 <sup>-6</sup>	<250KHz
Permalloy Powder	14 à 550	3	450	1	10KHz-1MHz
High Flux Powder	14 à 160	15	360	-	10KHz-1MHz
Kohol Mu Powder	26 à 125	10	740	-	< 10MHz
Iron. Powder	5 à 80	10	770	1x10 <sup>4</sup>	100KHz à 100MHz
Ferrite MnZn	750 à 15000	3 à 5	100 à 300	10 à 100	10KHz à 2 MHz
Ferrite Ni Zn	10 à 1500	3 à 5	150 à 450	1x10 <sup>6</sup>	200KHz à 100MHz
Co- Fe 50%	800	24	980	70x10 <sup>-6</sup>	-

## I.5.1.1. Les pertes dans les matériaux magnétiques

Les matériaux magnétiques ont des propriétés très complexes puisque la relation entre les champs B et H n'est ni linéaire ni univoque (cycle d'hystérèse). Classiquement, on distingue trois composantes dans les pertes fer: les pertes par hystérèse, les pertes par courants de Foucault et les pertes supplémentaires.

### ➤ Les pertes par hystérésis

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

- ✓ De la température: l'induction à saturation  $B_s$  décroît avec la température et s'annule à une température dite température de Curie  $T_c$ .
- ✓ De la fréquence avec laquelle le cycle est décrit.
- ✓ Des traitements qu'a subis le matériau.
- ✓ La forme typique d'un cycle d'hystérésis est représentée sur la figure (I-14(a)).

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

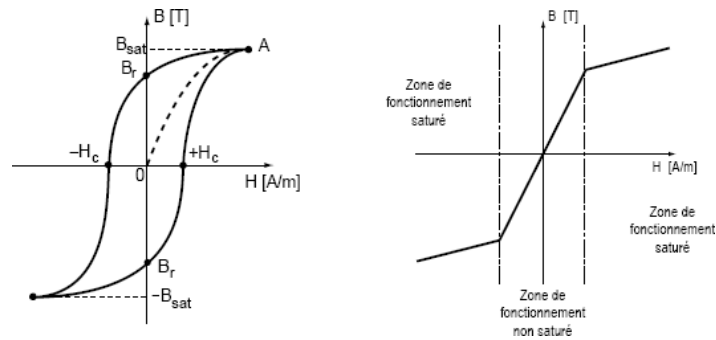


Figure I.14 Courbe  $B=f(H)$  d'un matériau magnétique [13].  
(a) Forme typique du cycle. (b) Forme idéalisée du cycle.

- ✓  $B_r$  : Induction rémanente ;
- ✓  $H_c$  : Champ coercitif ;
- ✓ OA: Courbe de première aimantation.

Cette caractéristique est fréquemment idéalisée (figure I.14(b)). On sépare la zone de fonctionnement dite non saturée de la zone de fonctionnement saturée.

### ➤ Pertes par courant de Foucault

Les matériaux magnétiques ferrites présentent en générales des caractéristiques intéressantes grâce à une résistivité importante limitant ainsi les effets des courants induits et des courants de Foucault. Malgré cela, les pertes vont dépendre non seulement de la fréquence mais aussi de l'induction maximale et de la température. Pour cela, une grande variété de matériaux ferrite existe grâce un large spectre de compositions permettant ainsi d'obtenir différentes caractéristiques[Abakar,2003]. Le domaine fréquentielle d'application s'étend entre 10KHz à plusieurs GHz. De plus, d'autres effets, engendrant des pertes supplémentaires peuvent également apparaître au sein d'un matériau magnétique en hautes fréquences tels que des effets locaux dans les angles du noyau ou au voisinage des entrefers engendrant des concentrations importantes de champ magnétique.

### ➤ Température de Curie

Dans un matériau ferromagnétique ou ferrimagnétique la température de Curie ou point de Curie, est la température  $T_C$  à partir de laquelle le matériau perd son aimantation spontanée. Au-dessus de cette température, le matériau est dans un état désordonné dit paramagnétique [Derkaoui, 2010]. Cette transition de phase est réversible, le matériau retrouve ses propriétés ferromagnétiques quand sa température redescend en dessous de la

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

température de Curie. En revanche il a perdu son aimantation, même s'il peut être à nouveau magnétisé [15][14].

## I.5.2. Matériaux isolants

Il est possible de dissocier électriquement le bobinage du noyau magnétique ou du substrat en utilisant des isolants. Dans un composant planaire intégré, les matériaux isolants jouent un rôle essentiel dans l'intégration des composants passifs. L'oxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ), des polymères de type résines photosensibles ou poly imides, les nitrures de silicium et l'oxyde d'aluminium ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) sont des matériaux isolants fréquemment employés [Derkaoui, 2010].

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 [Guettaf, 2012].

Les oxydes sont aussi utilisés comme isolant entre le bobinage a et le noyau.

Le tableau I.5 ci-dessous nous présente les diélectriques les plus utilisés en électronique de puissance.

Tableau I.5 Oxydes diélectriques utilisés en microélectronique [Guettaf, 2012].

Matériaux diélectriques	$\text{Al}_2\text{O}_3$	$\text{SiO}$	$\text{SiO}_2$	$\text{Ta}_2\text{O}_5$	$\text{Si}_3\text{N}_4$
Permittivité relative	7 à 10	6 à 8	4 à 5	25	6 à 9

## I.6. Les transformateurs planaires

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 [Goubier, 2003]. Le transformateur est généralement constitué de deux bobinages fortement couplés, d'un noyau et d'un isolant :

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

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.

### I.6.1. Principe de fonctionnement d'un transformateur

Quelle que soit la fonction assurée par le transformateur, le principe de fonctionnement reste toujours le même : une source de tension variable reliée au primaire crée un flux magnétique variable à travers l'enroulement primaire. Ce flux magnétique traverse l'enroulement secondaire et une tension induite apparaît aux bornes de ce second enroulement.

### I.6.2. Structures de transformateurs planaires

Dans cette partie nous commençons par présenter les structures de transformateurs rencontrés dans la littérature. Compte tenu des nombreux travaux réalisés sur les transformateurs intégrés planaires, pour la présentation de cet état de l'art, nous nous proposons de les classer en quatre différents types, à savoir :

- ✓ Transformateur à enroulements entrelacés (Interleaved) ;
- ✓ Transformateur à enroulements empilés (Stacked) ;
- ✓ Transformateur 3D ;
- ✓ Transformateur à orientation face to face.

#### I.6.2.1. Transformateur à enroulements entrelacés

Ce type de transformateur figure (I.15) proposé pour la première fois par E.Frlan en 1989 [E.Frlan,1989] est constitué généralement de deux enroulements concentriques dans le même plan. Nous présenterons quelques travaux sur ce type de transformateur avec et sans matériau magnétique tout en précisant éventuellement le domaine d'application, la bande de fréquence et la valeur du coefficient de couplage  $k$ . [Kahlouche,2014]

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

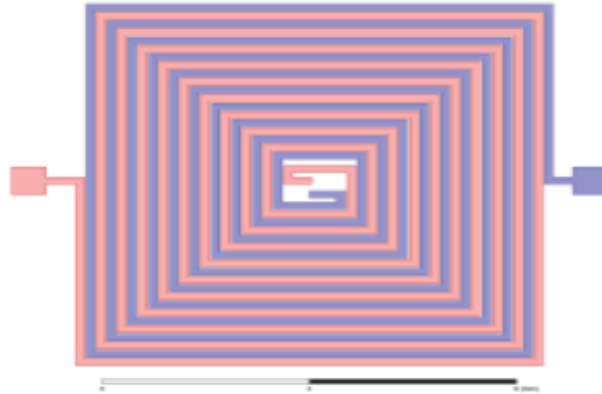


Figure I.15 Exemple d'une structure entrelacée [Kahlouche,2014]

### I.6.2.2. Transformateur entrelacé sans matériau magnétique

Les enroulements sont très souvent déposés sur un substrat de silicium. Ce type de transformateur figure (I-16), utilisé principalement dans la bande de fréquence allant de quelques centaines de MHz au GHz, occupe généralement une grande surface avec des inductances relativement faibles et d'après certains auteurs il présente un coefficient de couplage moyen de l'ordre de 0,7[Kahlouche,2014]. Ron xiang Wu et al ont conçu à l'aide du simulateur HFSS (High-Frequency Structure Simulator) un transformateur entrelacé utilisé pour des applications du type convertisseur DC/DC opérant jusqu'à 150 MHz. Les bobinages en cuivre de ce transformateur sont déposés par pulvérisation cathodique sur un substrat de silicium. Les principales dimensions de ce transformateur sont : Nombre de spires primaire et secondaire :  $N_1 = N_2 = 5$  ; Epaisseur, largeur et distance entre spires sont respectivement égales à 100  $\mu\text{m}$ , 15  $\mu\text{m}$  et 10  $\mu\text{m}$ [Kahlouche,2014].

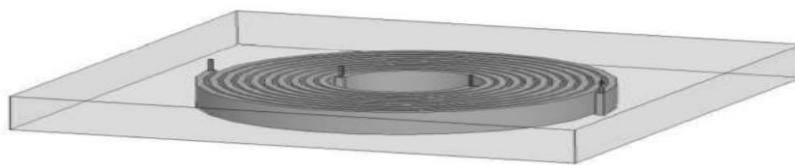


Figure I.16 Design du transformateur étudié par Ron xiang Wuhu al.

Les auteurs constatent que le coefficient de couplage magnétique  $k$  pour ce transformateur est de 0,95 jusqu'à 100 MHz. A. Radhikha et al ont conçu et fabriqué deux transformateurs abaisseurs ( $Tr_1$  et  $Tr_2$ ) utilisés dans un convertisseur DC/DC opérant jusqu'à 30W. Les enroulements en cuivre, de forme circulaire de ces transformateurs sont gravés sur un matériau composite non magnétique (FR4 (Flame Retardant 4)) et présentent les dimensions suivantes : Epaisseur, largeur et distance entre spires sont respectivement égales à

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

70  $\mu\text{m}$ , 0,6 mm et 0,4 mm. Diamètre  $\text{Tr}_1=20$  mm et diamètre  $\text{Tr}_2=30$  mm. D'après leur étude, les auteurs constatent que ces deux transformateurs  $\text{Tr}_1$  et  $\text{Tr}_2$  présentent respectivement un coefficient de couplage de l'ordre de 0,87 et 0,9 jusqu'à 10 MHz[Haddad,2012]

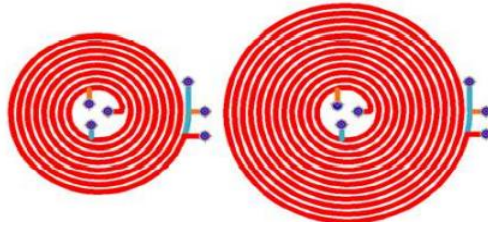


Figure I.17 Design des transformateurs étudiés par **A. Radhikha et al.**

### I.6.2.3. Transformateur entrelacé avec matériau magnétique

Ce type de transformateur figure (I-18), constitué par un empilement de couches conductrices, isolantes et magnétiques, fonctionne généralement dans le domaine du MHz (de quelques dizaines à quelques centaines de MHz). Nous précisons cependant qu'il existe peu de travaux sur ce type de transformateur utilisant un matériau magnétique. **Nanning et al** ont fabriqué et caractérisé un transformateur entrelacé constitué de quatre spires primaire et secondaire de dimensions 2,1 mm x 11,3 mm x 55  $\mu\text{m}$ . Ce transformateur est utilisé pour la transmission du signal ou de puissance. Les enroulements en cuivre de ce transformateur sont déposés par une technique électrochimique sur un matériau magnétique de type permalloy (alliage Fe-Ni). Les auteurs caractérisent ce dernier et constatent qu'il présente un coefficient de couplage de l'ordre de 0,93 et que son domaine de fonctionnement s'étend de 1 à 20MHz [Kahlouche,2014].



Figure I.18 Design du transformateur étudié par **W. Ningning et al.**

Ce type de transformateur présente les principaux avantages qui sont leur faisabilité technologique aisée et la grande valeur du coefficient de couplage. Néanmoins il présente trois inconvénients majeurs qui sont la grande surface occupée, une faible tenue en tension (si la distance entre spires est faible) et un fort couplage capacitif entre enroulement primaire et secondaire.

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

Le Transformateur à enroulements empilés Cette structure de transformateur proposée pour la première fois par **Rabjohn** est constituée de deux ou plusieurs bobinages disposés dans deux ou plusieurs plans différents. La connexion entre les bobines des couches conductrices supérieures et inférieures du transformateur est assurée par des vais. Cette structure de transformateur exigeant plusieurs niveaux de métallisation, présente les avantages d'augmenter le coefficient de couplage et l'inductance magnétisante et de diminuer la surface occupée [**Khamis,2014**]. Nous présentons quelques travaux sur ce type de structure avec et sans matériau magnétique.

## I.6.2.4. Transformateur empilé sans matériau magnétique

Ces transformateurs sont généralement déposés sur un substrat de silicium et fonctionnent dans le domaine du GHz. **D.Y. Christopher et al** ont fabriqué à l'aide d'un processus photo-lithographique un transformateur à enroulements empilés utilisé dans des alimentations à découpage fonctionnant dans la gamme de 100-500MHz. Ce transformateur, déposé sur un substrat de pyrex, présente un coefficient de couplage de l'ordre de 0,63. La figure 5 précise la configuration des transformateurs à enroulements empilés réalisés par **J. Yunas et al** sur un substrat silicium. L'isolation entre substrat silicium et le premier niveau de métallisation est obtenue par une couche d'oxyde de 0,8  $\mu\text{m}$  d'épaisseur.

Les enroulements en Aluminium du primaire et du secondaire sont entrelacés et repartis sur plusieurs niveaux, une couche isolante séparant chaque niveau de métallisation. Les connexions entre les différents niveaux sont réalisées par des vais. Les auteurs caractérisent ces transformateurs et constatent qu'ils présentent un coefficient de l'ordre de 0,97.

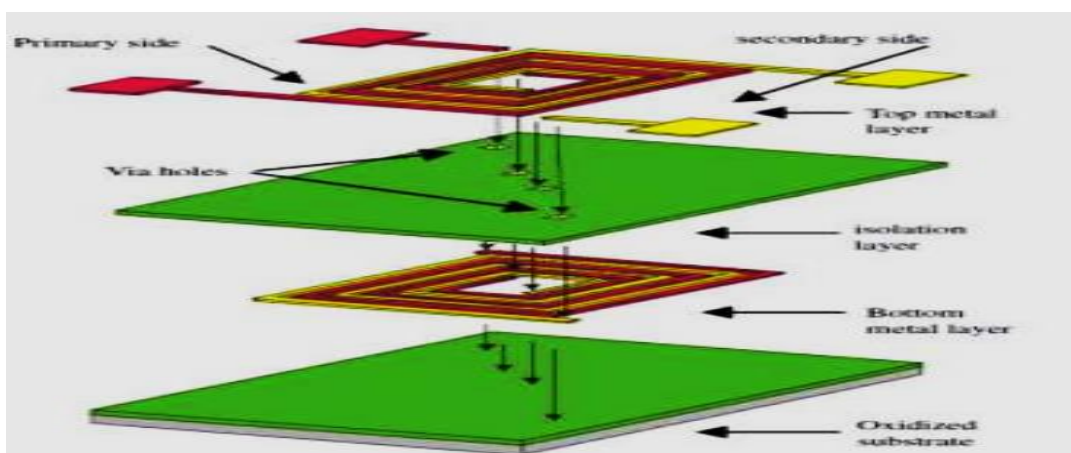


Figure I.19 Design du transformateur étudié par **J.Yunas et al**

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

### I.6.2.5. Transformateur empilé avec matériau magnétique

Ce type de transformateur figure (I-20) fonctionne dans le domaine de fréquence allant de quelques MHz à quelques dizaines de MHz. K.I. Arshak et al ont fabriqué par sérigraphie un transformateur utilisé dans des alimentations à découpage. Ce transformateur est constitué de deux bobinages en argent de formes circulaires de même nombre de spires (6). Ces bobinages sont pris en sandwich entre deux couches de ferrite Mn-Zn, l'ensemble étant déposé sur un substrat d'alumine de dimension 5x5cm. Ce transformateur présente un coefficient de couplage de l'ordre de 0,8 jusqu'à 10MHz.



Figure I.20 Design du transformateur étudié par K.I. Arshak et al.

Jade Y. Park et al ont fabriqué à l'aide d'un processus basse température deux configurations différentes de transformateur à enroulements empilés. Les enroulements de ces transformateurs constitués par un alliage métallique (Cu/Cr) sont pris en sandwich entre deux couches de matériau magnétique du type permalloy. Ces transformateurs utilisés dans le domaine de l'électronique de puissance à quelques dizaines de MHz présentent un coefficient de couplage de l'ordre de 0,85. Ce type de transformateur présente les principaux avantages qui sont la faible surface occupée, la grande valeur du coefficient de couplage et une bonne tenue en tension par rapport à la structure entrelacée entrelacée [Troussier, 2004]. Néanmoins il présente un inconvénient majeur qui est la complexité technologique de fabrication laquelle nécessite plusieurs niveaux de métallisation, des vais ...

### I.6.3. Transformateur de type 3D

Dans cette partie, nous présentons quelques études sur les transformateurs du type 3D tout en précisant les avantages et inconvénients de ce type de transformateur. Ces transformateurs sont constitués de deux ou plusieurs bobinages enroulés autour d'un noyau magnétique ou non magnétique [Kahlouche, 2014]. Les bobinages ne sont plus planaires comme dans les exemples précédents, mais occupent un volume important. Les matériaux magnétiques utilisés sont en général de formes toroïdales ou de sections carrés et présentent

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

une perméabilité relative grande. Nous présentons à titre d'exemples quelques travaux sur ce type de transformateur avec et sans matériau magnétique.

### I.6.3.1. Transformateur 3D sans matériau magnétique

Il est à préciser qu'il existe peu de travaux réalisés sur ce type de transformateur figure (I-21). Ils sont principalement utilisés dans le domaine du GHz. **DEA-Hewson et al** ont conçu, fabriqué et caractérisé un transformateur 3D à enroulements hélicoïdaux déposés sur un substrat de haute résistivité. La fabrication des enroulements de ce transformateur passe par deux étapes principales: la première qui consiste à déposer une couche de chrome constituant les bobinages et la deuxième étape consiste à déposer une couche d'or permettant d'améliorer la rigidité de la structure. Il est à préciser que la fabrication de ce transformateur ne nécessite pas la réalisation des vais. Ce transformateur constitué de 4 spires au primaire et au secondaire présente les dimensions suivantes : Largeur de pistes de  $45\mu\text{m}$ , diamètre de  $350\mu\text{m}$  et distance entre spires de  $15\mu\text{m}$  [**Kahlouche,2014**].

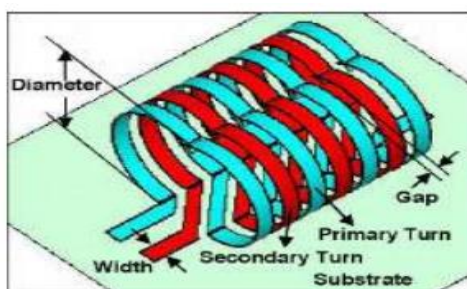


Figure I.21 Design du transformateur étudié par **DEA-HeeWeon et al**

Les auteurs ont caractérisé leur transformateur et constatent que ce dernier présente un coefficient de couplage de l'ordre de 0,7 jusqu'à 5GHz.

### I.6.3.2. Transformateur 3D avec matériau magnétique

Ces transformateurs figurent (I.22) sont réalisés à partir d'empilement de couches isolantes, conductrices et magnétiques. Leur domaine d'utilisation s'étend de quelques dizaines à quelques centaines de MHz. Nous présenterons quelques travaux sur ces transformateurs. **M.Masato et al** ont réalisé un transformateur utilisé dans un micro-convertisseur de type forward pouvant fonctionner à 32 MHz. Ce transformateur de dimensions  $0,3\text{mm} \times 4 \times 4\text{mm}^2$  est déposé sur un substrat de silicium. Le circuit magnétique est constitué d'un matériau magnétique amorphe CoZrRe. La fabrication de ce transformateur met en œuvre les techniques classiques de microélectronique (pulvérisation cathodique, étapes photolithographiques...).

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

Les enroulements de ce transformateur sont en cuivre. Le transformateur ainsi réalisé présente un coefficient de couplage de l'ordre de 0,5 dans le domaine de fréquence allant de 5 à 40MHz. L'isolation électrique et le transfert d'énergie/signal sont les fonctions principales d'un transformateur. Cependant, en technologie planaire, les transformateurs pour le transfert d'énergie sont rares et ceux développés sont destinés aux applications de faible puissance classiquement de l'ordre du Watt. Cette limitation est due au faible profil des transformateurs planaires.

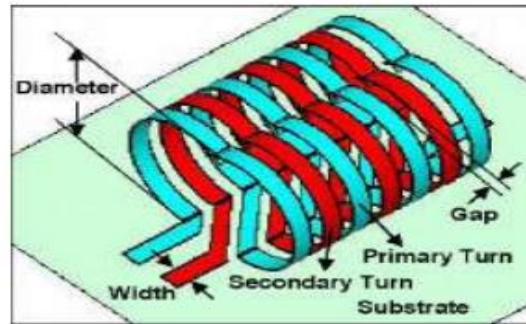


Figure I.22 Montre en technologie planaire un micro-transformateur PCB sans matériau magnétique[Khamis,2014].

Les auteurs rapportent que ce type de transformateur peut être utilisé non seulement pour le transfert de puissance mais aussi pour le transfert de signal suivant la fréquence d'utilisation :

- ✓ Pour des fréquences voisines de la Fréquence Maximale du Rendement (MEF), le transformateur peut être utilisé dans des applications de puissance telles que les alimentations à découpage ;
- ✓ Pour les fréquences voisines de la Fréquence d'Impédance Maximale (MIF), le transformateur peut être utilisé dans des applications de transfert de signal ou dans des étages de commande isolés pour la commande de MosFet et IGBT's ;
- ✓ Les mêmes auteurs ont développé un autre transformateur PCB [13]. Ce dernier ne diffère du précédent que par la taille et la puissance. Il présente un diamètre de 36 mm avec une puissance de 94W. Ce transformateur a été testé pour l'utilisation dans un convertisseur de puissance [4].

### I.6.4. Transformateur toroïdal planaire

Ce qui a été mentionné pour le transformateur conventionnel est valable pour le transformateur toroïdal, même s'il présente des caractéristiques différentes et certains avantages.

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

Toutefois, la méthode de fonctionnement et les calculs peuvent vous aider à comprendre le fonctionnement. Un transformateur torique garantit un flux de fuite plus faible, ainsi que des pertes dues à **courants de Foucault mineurs** que dans un transformateur conventionnel. Ainsi, ils chaufferont moins et seront plus efficaces, tout en étant plus compacts grâce à leur forme. Comme les transformateurs conventionnels, ils pourraient également avoir **plus de deux enroulements**, cela se traduirait par la même bobine d'entrée et plusieurs bobines de sortie, chacune pouvant être transformée en une tension différente. Par exemple, imaginez qu'il y en ait deux, une qui va de 220v à 110v et une qui va de 220v à 60v, ce qui est très pratique pour ces alimentations où plusieurs tensions différentes sont nécessaires.

- ✓ Dans ce cas, au lieu de générer le **champ magnétique** à l'intérieur du noyau métallique de forme carrée, des cercles concentriques sont générés dans le tort. En dehors de celui-ci le champ sera nul, la force de ce champ dépendra également du nombre de tours.
- ✓ Une autre particularité est que le champ **ce n'est pas uniforme**, est le plus fort près de l'intérieur de l'anneau et le plus faible à l'extérieur. Cela signifie que le champ diminuera à mesure que le rayon augmente.
- ✓ La relation de **potentiel** l'entrée et la sortie sont variables en fonction de la taille et des conditions de travail, mais ont presque toujours tendance à être plus élevées que celles des transformateurs conventionnels. De plus, comme les pertes résistives d'un transformateur proviennent du fil de cuivre des bobines et des pertes du noyau, et comme le tort à moins de pertes, il sera plus efficace comme je l'ai déjà laissé entendre auparavant.

### I.6.4.1. Applications

Les **applications** ou **utilisations** ils sont similaires à ceux des transformateurs conventionnels. Le transformateur torique figure (I-23) est généralement plus utilisé dans le secteur des télécommunications, des instruments de musique, des appareils médicaux, des amplificateurs.



Figure I.23 Transformateur toroïdal classique.

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

## I.6.5. Avantages et inconvénients

Comme c'est toujours le cas, le transformateur toroïdal a ses avantages, mais il y a aussi quelques inconvénients. Entre les avantages comprennent :

- ✓ Ils sont plus efficaces ;
- ✓ Pour la même inductance qu'un solénoïde ordinaire, le tore aura besoin de moins de tours, il est donc plus compact ;
- ✓ En confinant le champ magnétique à l'intérieur, ils peuvent être placés à proximité d'autres composants électroniques sans interférence d'inductances indésirables ;
- ✓ Parmi les d'inconvénients nous citons suivants :
- ✓ Ils sont plus compliqués à enrouler que les conventionnels ;
- ✓ Il est également plus difficile de s'adapter.

## I.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons abordé une présentation globale les composant passive rencontrée dans le domaine de l'électronique de puissance tout en positionnant le contexte où se situe notre étude. Ensuite nous avons présenté une brève introduction sur la technologie d'intégration planaire ainsi leur domaine d'utilisation a fait aussi l'objet d'une présentation. Une étude sur les différentes structure des bobines dans la littérature avec les principaux matériaux isolants, conducteurs utilisés dans les la conception des bobine et transformateurs planaires. Nous avons aussi abordé les problèmes de pertes dans les différent matériaux, il s'agit en particulier de pertes magnétiques (pertes par hystérésis et pertes par courants de Foucault) et pertes par effet Joule (pertes cuivre). Enfin nous avons présenté les types du transformateur intégré rencontrées dans la littérature.

# Chapitre II

## Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planaire

### II. Introduction

Ce chapitre commencera par une première partie dédiée à l'étude de la bobine toroïdale planaire intégrée dans ce dispositif de puissance, avec une analyse de ses différents paramètres physiques, géométriques et électriques. La deuxième partie sera consacrée à l'intégration de cette bobine dans le convertisseur de puissance, en l'occurrence un convertisseur abaisseur de tension DC-DC BUCK [Melati, 2013]. Le choix de ce convertisseur est motivé par le niveau de puissance requis et la nécessité de fournir des courants élevés en sortie. Ce convertisseur sera étudié et dimensionné, et nous conclurons le chapitre par l'analyse des valeurs de courant et de tension à la sortie.

#### II.1. Présentation de la bobine toroïdale planaire

La bobine toroïdale planaire, figure II-1 est un nouveau type de bobine qui a été créé pour supporter une grande puissance de sorte que ses spires sont de forme assez large, pour réduire la densité de courant électrique et ainsi que les pertes par l'effet de joule. Ce nouveau type de bobine prend une très grande attention ses dernières années, elles sont en cours de recherche pour déterminer leurs performances et leurs utilités. Il existe plusieurs formes de bobines coniques qui varient selon la nécessité des chercheurs, on distingue les deux formes les plus adoptés : Avec des spires coniques déformées (modifiée, partiellement inclinées) Avec des spires purement coniques (qui prennent la forme d'une partie d'un secteur).

## Chapitre II Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planaire



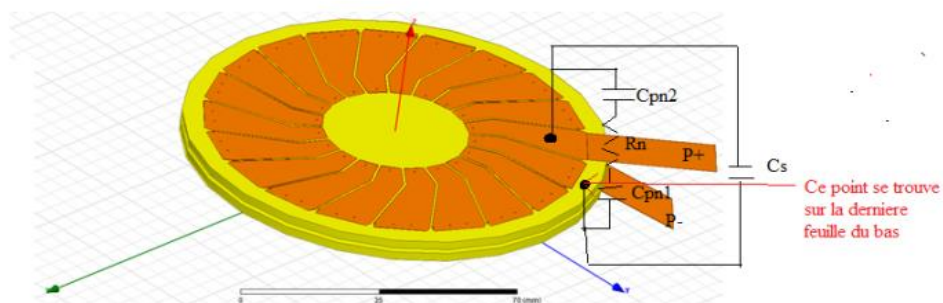
Figure II.1 Prototype de la bobine toroïdale.

### II.1.1. Constitution de la bobine toroïdale planaire

Il existe plusieurs formes de bobines toroïdales planaires qui varient selon la nécessité des recherches, on distingue les deux formes les plus adoptés :

- ✓ Avec des spires planaire déformées (modifiée, partiellement inclinées).
- ✓ Avec des spires purement planaire (qui prennent la forme d'une partie d'un secteur).

Généralement les bobines toroïdales planaire sont construites avec deux cylindres coaxiaux fins déposés en parallèle dont chaque cylindre est coupé en  $n$  secteurs non reliés ce qui implique l'existence des lacunes entre les spires, figure II-2. Les spires coniques de chaque cylindre sont reliées entre elles grâce à des liens fins qui permettent le passage du courant électrique à travers les spires. Le passage du courant électrique entre la spire planaire a créé un problème de choix de la forme des connes utilisées dans la constitution [Melati et Hamid, 2013]. A cause cela, pour certaines bobines les spires sont partiellement inclinées et déposées dans des sens opposés.



Effets parasites entre la 1ere et la dernière spires ainsi que l'effet capacitif inter-spires  $C_s$

(a)

## Chapitre II Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planaire

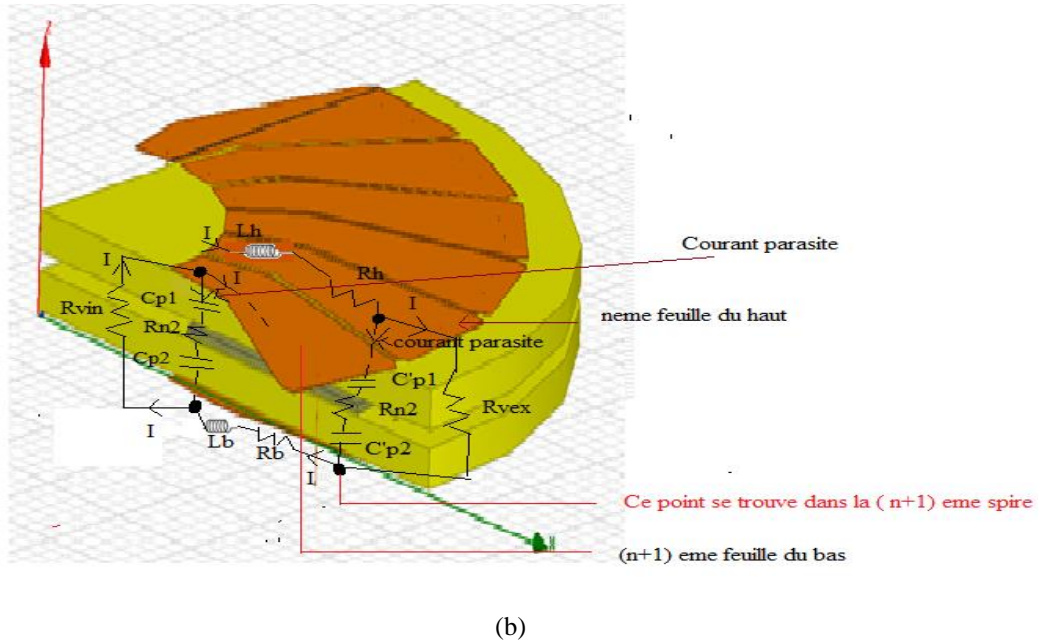


Figure II.2 (a) modèle physique de la bobine, (b) circuit électrique équivalent.

### II.1.2. Etapes de réalisations du prototype de la bobine

Afin d'intégrer le circuit magnétique dans le PCB, il faut d'abord graver les 2 circuits imprimés (couches du dessus et du dessous) sur deux PCB fins différents (épaisseur de 200 $\mu$ m). Après avoir pressé le circuit magnétique entre les deux couches de PCB, il faut réaliser les connexions entre les couches du dessus et du dessous avec de la pâte LPKF ProConduct. La figure II-3 montre le processus de façon schématique [Hérault, 2016].

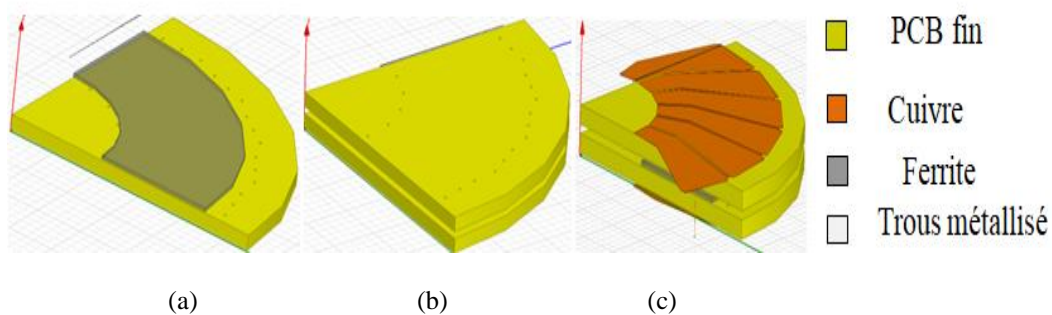


Figure II.3 Processus de réalisation de l'inductance : (a) PCB fin, (b) pistes gravées, (c) pressage du circuit magnétique entre les deux PCB.

## II.2. Présentation du convertisseur DC-DC

L'industrie des micro-convertisseurs a connu une croissance forte ces dernières années avec le marketing des composants intégrant de plus en plus fonctionnalités, dans des volumes de plus en plus réduits. Ce progrès est rendu possible par la conception sur la puce des circuits

## Chapitre II Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planaire

électroniques. Le convertisseur constitue le point de départ pour le dimensionnement des composants passifs et plus particulièrement d'une bobine de type toroïdale planaire, figure II.4. Elle est sous la forme d'un enroulement concentrique d'un ruban conducteur [Katz et Brouk, 2009]. Il impose une self de surface assez importante. De façon plus générale, nous rappelons qu'une bobine est caractérisée par son inductance (liée au nombre de tours), par sa résistance et par ses capacités parasites. Pour la réalisation technologique de cette inductance, l'intérêt d'une forme spirale est de bénéficier d'effets de mutuelles positives entre les spires voisines.

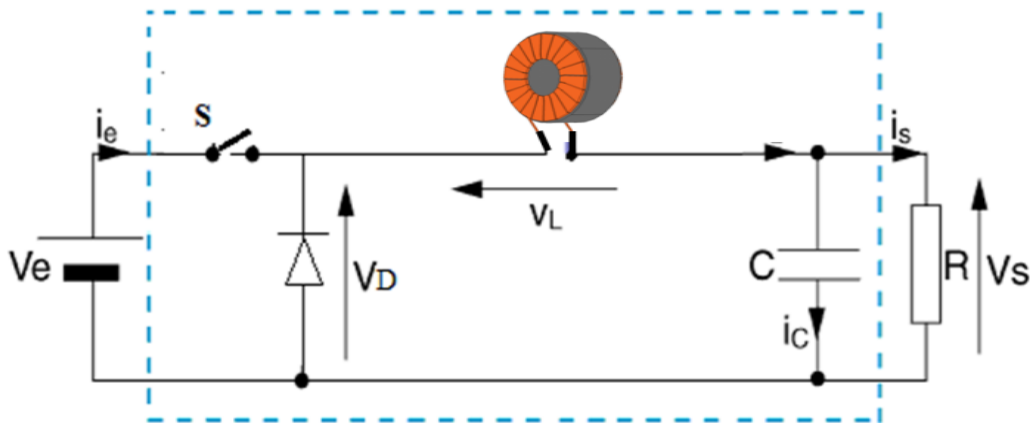


Figure II.4 Schéma de principe d'un micro-convertisseur DC-DC Buck.

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

Les alimentations à découpage à deux interrupteurs ont toutes le même schéma de fonctionnement. Le premier interrupteur  $S$  permet de relier l'entrée à la sortie. Le second interrupteur représenté par une diode, court-circuite la source de courant quand  $S$  est ouvert [Melati, 2013].

Les états des deux interrupteurs doivent être complémentaires pour que la source de courant ne soit jamais en circuit ouverte et que la source de tension ne soit jamais court-circuitée. Pour régler le transfert d'énergie, on applique aux interrupteurs une commande périodique de période  $T$  avec un rapport cyclique  $\alpha$ . Un convertisseur Buck abaisseur de tension est bien évidemment, basé sur le principe de découpage, sa tension de sortie est réglée en fonction du rapport cyclique. Le principe de fonctionnement de ce type de convertisseur est le suivant [Melati, 2013].

Lorsque l'interrupteur  $S$  se ferme pendant un temps le courant commence à circuler dans l'inductance  $L$ , le condensateur de filtrage  $C$  et la charge  $R$ . Lorsque l'interrupteur  $S$  s'ouvre, le courant dans l'inductance ne pouvant s'annuler immédiatement, c'est la diode qui

## Chapitre II Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planaire

assure la continuité du courant. Les formes d'ondes en mode de conduction continu des tensions et courants sont représentées par la figure II-5, [57][58].

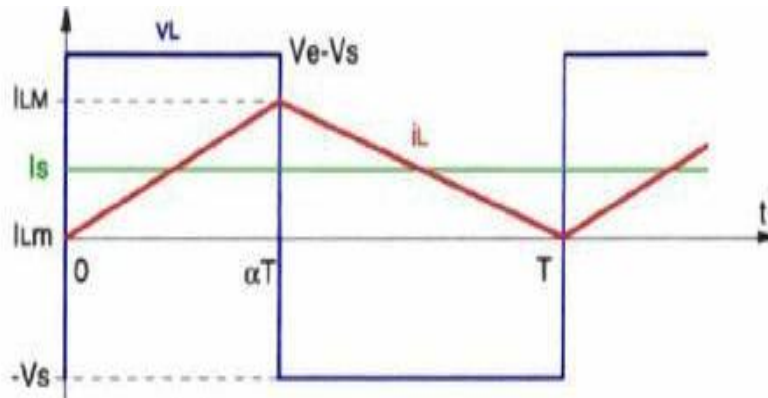


Figure II.5 Chronogramme de fonctionnement des tensions et courants dans un convertisseur Buck.

### II.2.2. Expression de l'ondulation de courant dans la bobine en régime de conduction critique

Quand le commutateur S est fermé ; D est bloquée, la dynamique de courant de d'inductance est donnée dans la figure II.6.

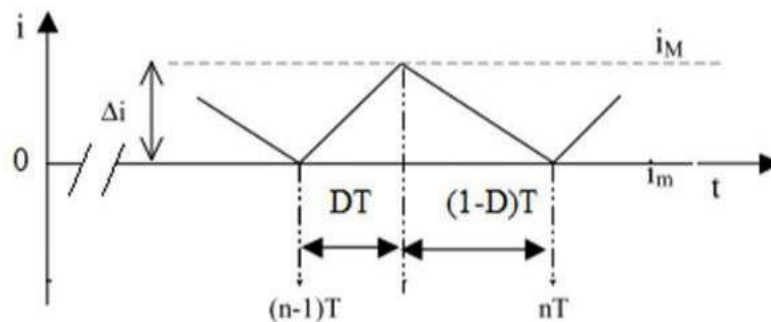


Figure II.6 Ondulation de courant dans la bobine.

Sur une période quelconque  $[(n-1) T, nT]$ , avec l'interrupteur fermé et où le courant croît nous avons :

$$I_{\max} = I_{\min} + \frac{V_e - V_s}{L} DT$$

$$I_{\max} = I_{\min} + \frac{V_e - V_s}{L} DT \quad (\text{II.1})$$

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min} = \frac{V_e - V_s}{L} DT$$

Par ailleurs :

## Chapitre II Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planaire

$$\Delta I = \frac{DT \cdot (1-D)}{L} V_e = \frac{D \cdot (1-D)}{L_f} V_e \quad (\text{II.2})$$

Les conditions faites au point de fonctionnement du convertisseur sont comme suit :

- ✓ Les composants sont idéals.
- ✓ Le circuit fonctionne dans la conduction critique ( $I_{L\min}=0$ ).
- ✓ La tension moyenne à la borne d'inductance est égale à 0.

Propriété de la tension moyenne aux bornes de l'inductance sur une période de découpage.

$$U(t)_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t u(\tau) d\tau = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t L \frac{di}{d\tau} d\tau = \frac{L}{T} [i(\tau)]_{t-T}^t \quad (\text{II.3})$$

Si  $i(t)$  est périodique :  
 $(i(t) - i(t - \tau)) = 0$

La valeur moyenne de la tension aux bornes d'une inductance parcourue par un courant périodique est nulle. Le courant moyen à la borne de condensateur est égal à 0.

Propriété du courant moyen traversant un condensateur sur une période de découpage. [64][65].

$$i(t)_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t i(\tau) d\tau = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t c \frac{du}{d\tau} d\tau = \frac{c}{T} [u(\tau)]_{t-T}^t = \frac{c}{T} (u(t) - u(t - \tau))$$

Si  $u(t)$  est périodique

$$(u(t) - u(t - \tau)) = 0$$

(II.4)

«La valeur moyenne du courant traversant un condensateur soumis à une tension périodique est nul. »

$$\int_0^T V_L dt = \int_0^{DT} V_L dt + \int_0^{(1-D)T} V_L dt = 0$$

$$(V_e - V_s) \cdot DT + (-V_s)(1-D)T = 0 \quad (\text{II.5})$$

## Chapitre II Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planaire

En remplaçant dans l'équation (II-2) il vient :

$$\Delta I = \frac{DT.(1-D)}{L} V_e = \frac{D.(1-D)}{Lf} V_e \quad (\text{II.6})$$

f : Etant la fréquence du circuit égale à  $1/T$

L'ondulation est maximale pour  $D = \frac{1}{2}$  et est égale à  $\frac{V_e}{4.f.L}$

$$V_s = DV_e \quad (\text{II.7})$$

### II.2.3. Dimensionnement des composants du convertisseur Buck

A partir du cahier des charges, nous définissons les spécifications du micro convertisseur qui constitue le point de départ pour le dimensionnement de la micro-bobine. En tenant compte des caractéristiques électriques et magnétique choisies, nous évaluons le volume du noyau magnétique, qui nous permet de définir la section sur laquelle sera posé le circuit électrique et la micro-bobine, ensuite nous évaluerons les dimensions de ce circuit pour répondre aux spécifications du convertisseur e termes de stockage d'Energie magnétique et de pertes dans le matériau. [Derkaoui et Benhadda,2020].

### II.2.4. Présentation du cahier de charge du convertisseur.

Pour élaborer cette dernière, nous allons choisi deux cahiers des charges suivants:

#### a. Premier essai: **alimentation de la bobine par 5 volts**

- ✓ Tension d'entrée :  $V_e = 5V$
- ✓ Tension de sortie :  $V_s = 2,5 \pm 1\% V$
- ✓ Courant d'entrée :  $I_e = 1 (A)$
- ✓ Puissance de sortie :  $P_s = 2.5W$
- ✓ Fréquence de fonctionnement  $f = 10Mhz$ .

#### b. Seconde essai: **alimentation de la bobine par 100 volts**

- ✓ Tension d'entrée  $V_e = 100V$ ,

## Chapitre II Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planaire

- ✓ Tension à la sortie  $V_s=50V$ ,
- ✓ Puissance à la sortie  $P_s=100W$ ,
- ✓ Fréquence de fonctionnement :  $f = 10MHz$

### II.2.5. Calcul de la valeur d'inductance du convertisseur Buck

La valeur de l'inductance nécessaire pour la réalisation du convertisseur Buck est déduite à partir des formules suivantes [Melati et Hamid, 2013]:

La variation du courant à la borne de la bobine est :

$$L = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot V_e}{\Delta I \cdot f} = [\mu H] \quad (\text{II.8})$$

Pour le mode de conduction continu, l'amplitude crête de courant  $(\Delta I)_{\max}$  traversant la bobine sera  $I_{\max} - I_{\min}$  avec  $I_{\min}=0A$

De sorte que :

$$(\Delta I)_{\max} = I_{\max} \quad (\text{II.9})$$

### II.2.6. Calcul de l'ondulation de courant dans le convertisseur Buck

Nous pouvons écrire la loi des nœuds pour le courant de sortie  $I_s$ .

$$I_s = I_L - I_C \quad (\text{II.10})$$

Sachant que le courant moyen aux bornes du condensateur est égal à 0 ce qui implique que:

$$I_{smoy} = I_{Lmoy} \quad (\text{II.11})$$

De plus :

$$I_{Lmoy} = \frac{I_{\max} + I_{\min}}{2} = \frac{I_{\max}}{2} \quad (\text{II.12})$$

( $I_{\min}=0A$  conduction continue)

De sorte que :

## Chapitre II Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planeaire

$$I_{\text{smoy}} = I_{\text{Lmoy}} = \frac{I_{\text{max}}}{2} \quad (\text{II.13})$$

Ainsi :

$$(\Delta I)_{\text{max}} = I_{\text{max}} = 2 \cdot I_{\text{smoy}} = 2 \cdot \frac{P_{\text{smoy}}}{V_{\text{smoy}}} \quad (\text{II.14})$$

L'ondulation en courant est maximale pour  $\alpha=1/2$ . Donc l'ondulation en courant a pour expression:

$$(\Delta I)_{\text{max}} = \frac{1}{4 \cdot L \cdot f} V_e \quad (\text{II.15})$$

Connaissant les valeurs de  $f$  et  $V_e$  ( $f=10\text{Hz}$  et  $V_e=100\text{V}$ ), nous pouvons en tirer la valeur de l'inductance de notre bobine :

$$L = \frac{1}{4 \cdot (\Delta I)_{\text{max}} \cdot f} V_e \quad (\text{II.16})$$

De ce fait, nous devons réaliser une bobine dont l'inductance aura une valeur de :

$$L = 12.5 [\mu\text{H}]$$

### II.2.7. Calcul de la capacité du convertisseur Buck

Calculer la valeur de la capacité électrique d'entrée et de sortie requise n'est pas une tâche facile. Le choix du condensateur de sortie est généralement le plus important des deux, car il aura une influence directe sur la stabilité et l'ondulation de tension[Wheeler,1928].

L'équation (2.32) suivante nous permettons du calcul sa valeur plus facilement.

$$C = V_s \frac{\left(1 - \frac{V_s}{V_e}\right)}{8 \cdot L \cdot f^2 \cdot \Delta V_s} \quad (\text{II.17})$$

Avec  $C=1 \mu\text{F}$ . Si on considère une ondulation de la tension de sortie  $\Delta V_s = 1\% V_s$ .

## Chapitre II Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planaire

### II.3. Dimensionnements du noyau magnétique du la bobine

#### II.3.1. Calcul de l'énergie stockée

L'énergie stockée dans l'inductance est donnée par :

$$W = \frac{1}{2} L I_{\max}^2 \quad (\text{II.18})$$

Connaissant les valeurs de L et  $I_{\max}$  ( $L = 6.25 \mu\text{H}$  et  $I_{\max} = 2 \text{ A}$ ) nous pouvons en tirer la valeur de l'énergie stockée dans notre bobine :

$$W = 12,5 \mu\text{J}$$

#### II.3.2. Calcul de la densité volumique d'énergie stockée

Une inductance est composée d'un circuit magnétique chargé de canaliser le flux dans un entrefer, lieu de stockage de l'énergie. Le volume nécessaire pour stocker l'énergie va donc être fixée par :

- ✓ B : Champ magnétique maximal que peut supporter le matériau.
- ✓  $\mu_r$  : perméabilité relative du matériau.

Pour un matériau magnétique NiFe et sans entrefer dont les caractéristiques sont :  $B_{\max} = 0.3 \text{ Tesla}$  et  $\mu_r = 900$

$$W_{v\max} = \frac{B_{\max}^2}{2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r} = 39.78 \text{ J/m}^3 \quad (\text{II.19})$$

#### II.3.3. Calcul du volume noyau magnétique

$$V = \frac{W}{W_{v.\max}} \quad (\text{II.20})$$

Soit  $314 \text{ mm}^3$  de Nife pour stocker  $12.5 \mu\text{J}$ . Notons ici que plus la perméabilité magnétique  $\mu_r$  sera élevée plus le volume du circuit magnétique sera important, pour une induction maximale donnée.

Le noyau magnétique a une section  $S = \left[ (R_{\text{exNiFe}})^2 - (R_{\text{inNiFe}})^2 \right] \pi = 500\pi$  et un volume  $V = 314 \text{ mm}^3$ , ce qui donne une épaisseur  $t_n = 0.199 \text{ mm}$

## Chapitre II Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planaire

### II.4. Détermination des paramètres géométriques de la bobine

Le point de départ du dimensionnement de notre bobine toroïdale, qui sera insérée dans un convertisseur de type Buck, est le cahier des charges.

#### II.4.1. Calcul de la largeur moyenne de la spire $w_{moy}$

Détermination de la largeur intérieure  $w_{in}$  et extérieure  $w_{ex}$  de la spire:

$$\begin{aligned}w_{in} &= \frac{\pi d_{in}}{n} - s \\w_{ex} &= \frac{\pi d_{ex}}{n} - s \\w_{moy} &= \frac{w_{in} + w_{ex}}{2}\end{aligned}\tag{II.21}$$

#### II.4.2. Calcul de la longueur totale de la spire $l_t$ .

$$\begin{aligned}l_t &= 2 * n * l_{ft} \\l_{ft} &= d_{out} - d_{in}\end{aligned}\tag{II.22}$$

$l_{ft}$  : Longueur d'une seule feuille du primaire.

### II.5. Détermination des paramètres électriques

#### II.5.1. Circuit électrique équivalent de la bobine toroïdale planaire

En utilisant la méthode d'interconnexion on propose un modèle du circuit équivalent de la bobine toroïdale planaire intégrée sur PCB, voir figure II-7.

## Chapitre II Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planaire

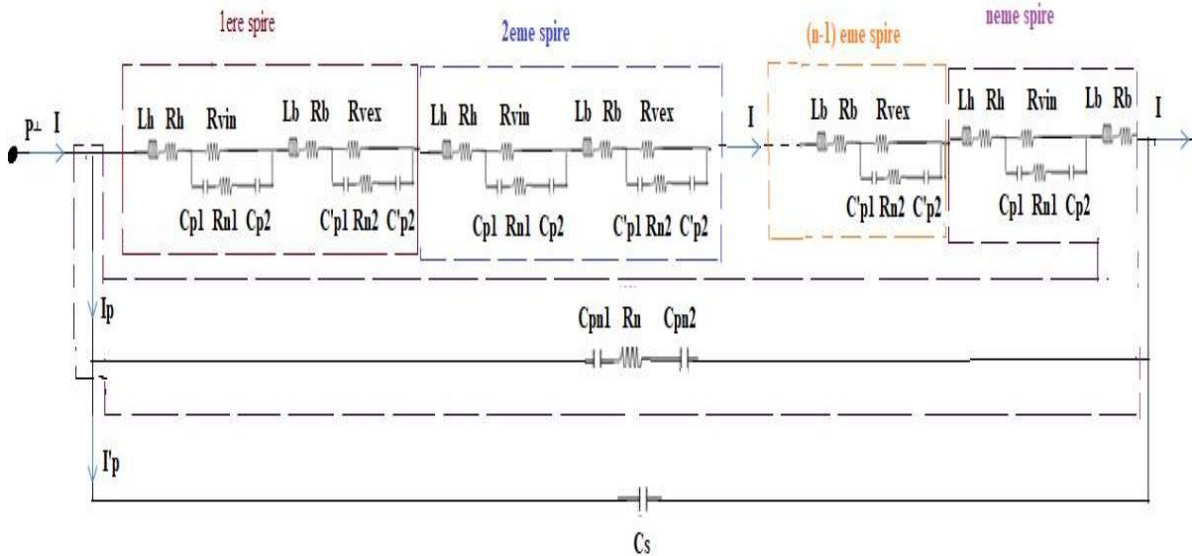


Figure II.7 Circuit électrique équivalent de la bobine toroïdale planaire.

- ✓  $L_h$  : inductance au niveau de chaque feuille supérieure (feuille du haut) ;
- ✓  $R_h$  : Résistance de chaque feuille supérieure (feuille du haut) ;
- ✓  $L_b$  : inductance au niveau de chaque feuille inférieure (feuille du bas) ;
- ✓  $R_b$  : Résistance de chaque feuille inférieure (feuille du bas) ;
- ✓  $R_{vin}$  : Résistances des vis internes ;
- ✓  $R_{vex}$  : Résistances des vis externes.

Les effets parasites :

- ✓  $C_{p1}$  : capacité parasite entre une feuille  $n$  du haut et la partie de la couche du noyau se trouvant juste en dessous de cette feuille  $n$  (parties internes de la bobine)
- ✓  $C_{p2}$  : capacité parasite entre la partie du noyau se trouvant au-dessus de la feuille  $n$  du bas (partie intérieure de la bobine).  $C_{p2}$  se trouve en dessous de  $C_{p1}$ .
- ✓  $C'_{p1}$  : capacité parasite entre une feuille  $n$  du haut et la partie de la couche du noyau se trouvant juste au-dessous de cette feuille (dans la partie externe de la bobine). Cette partie du noyau se trouve entre la feuille  $n$  du haut et la feuille  $(n+1)$  du bas.
- ✓  $C'_{p2}$  : capacité parasite entre la partie du noyau se trouvant au-dessous de la feuille  $n$  du haut et la feuille  $(n+1)$  du bas.  $C'_{p2}$  se trouve au-dessous de  $C'_{p1}$ .

## Chapitre II Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planaire

- ✓  $C_{pn1}$  : capacité parasite entre la dernière feuille du bas et la partie de la couche du noyau se trouvant juste au-dessus de cette feuille (dans la partie externe de la bobine). Cette partie du noyau se trouve entre la dernière feuille du bas et la 1ère feuille du haut.
- ✓  $C_{pn2}$  : capacité parasite entre la partie du noyau se trouvant au-dessus de la dernière feuille du bas et la 1ère feuille du haut.  $C_{pn2}$  se trouve au-dessus de  $C_{pn1}$ .
- ✓  $C_s$  : effet capacitif inter-spires
- ✓  $R_{n2}$  : Résistance parasite du noyau : cette résistance est due à la résistivité de la partie du noyau prise en sandwich entre  $C'_{p1}$  et  $C'_{p2}$ .
- ✓  $R_{n1}$  : Résistance parasite du noyau : cette résistance est due à la résistivité de la partie du noyau prise en sandwich entre  $C_{p1}$  et  $C_{p2}$  (partie interne de la bobine).

### II.5.2. Circuit équivalent de la bobine simplifié

Pour simplifier les calculs un modèle compact, voir figure II.8 est couramment utilisé pour ajuster les mesures expérimentales de l'inductance, on a établi un schéma global équivalent de la bobine classique planaire représenté sur la figure ci-dessous.

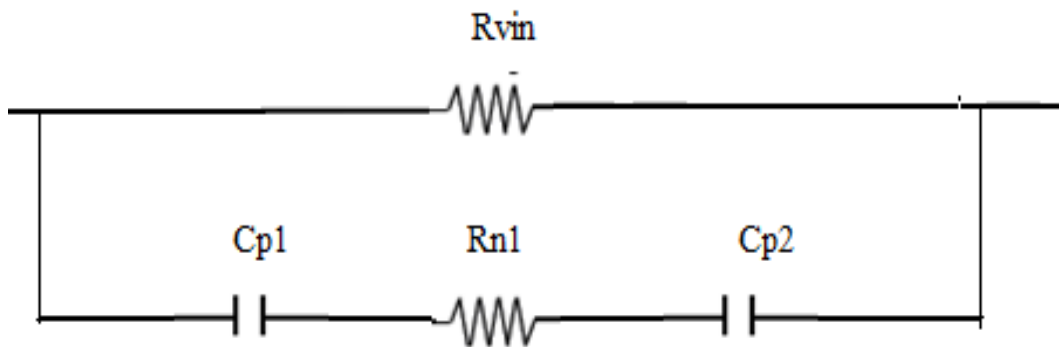


Figure II.8 Circuit électrique de  $Z_{eq1}$  l'impédance équivalente de la bobine un seul conducteur n.

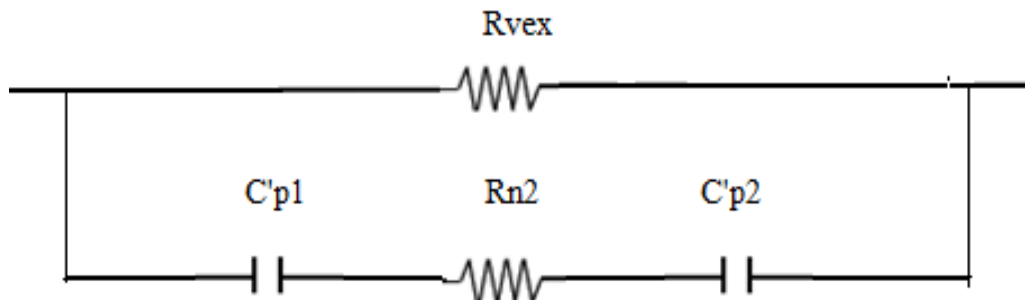


Figure II.9 Circuit électrique de  $Z_{eq2}$  l'impédance équivalente de (n-1).

## Chapitre II Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planaire

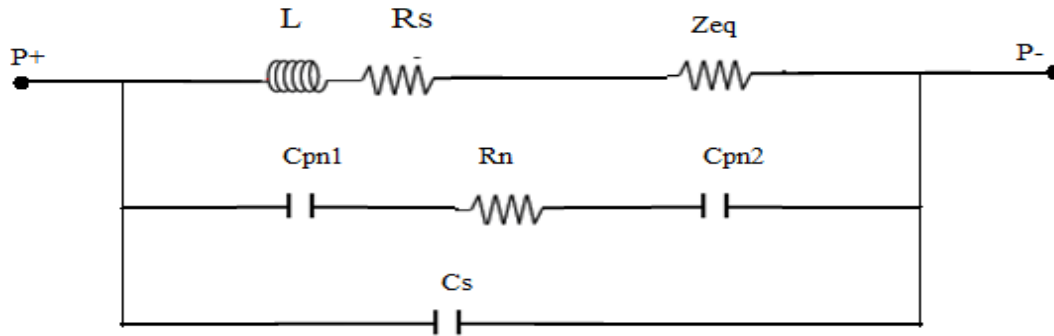


Figure II.10 Circuit équivalent de la bobine simplifié.

L : l'inductance équivalente du circuit global

- ✓ Cpn1 : Capacité parasite entre la dernière feuille du bas et la partie de la couche du noyau se trouvant juste au-dessus de cette feuille (dans la partie externe de la bobine). Cette partie du noyau se trouve entre la dernière feuille du bas et la 1ere feuille du haut.
- ✓ Cpn2 : Capacité parasite entre la partie du noyau se trouvant au-dessus de la dernière feuille du bas et la 1ere feuille du haut. Cpn2 se trouve au-dessus de Cpn1.
- ✓ Rn : Résistance parasite du noyau : cette résistance est due à la résistivité de la partie du noyau prise en sandwich entre Cpn1 et Cpn2.

### II.5.3. Calcul de la résistance série $R_s$

$$R_s = \rho \frac{l_t}{w_{moy} * t} \quad (II.23)$$

Avec :

$\rho$  : La résistivité de cuivre  $\rho = 1,7 \cdot 10^{-8} \text{ } (\Omega)$ ,  $t$  : épaisseur de la spire .

### II.5.4. Calcul de la capacité de couplage entre deux spires $C_s$

$$C_s = \varepsilon_0 \frac{t * l_t}{s} C_s \quad (II.24)$$

$\varepsilon_0$  : La permittivité relative de l'air  $\varepsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$

### II.5.5. Calcul de la résistance moyenne du noyau magnétique $R_n$

$$R_n = \rho_n * \frac{t_n}{A_n} \quad (II.25)$$

## Chapitre II Dimensionnement d'une bobine Toroïdale plane

$\rho_n$  : La résistivité du noyau magnétique

$$A_n = \frac{\pi}{4} \left[ (d_{\text{exNiFe}})^2 - (d_{\text{inNiFe}})^2 \right] \quad (\text{II.26})$$

### II.5.6. Calcul des capacités parasites $C_{pn1}$ et $C_{pn2}$

$$C_{pn1} = C_{pn2} = \varepsilon_0 * \varepsilon_r \frac{S_f}{t_{PCB}} \quad (\text{II.27})$$

$$C_{p1}=C_{p2}=C'_{p1}=C'_{p2}=C_{pn1} = C_{pn2} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S_f}{e_i}$$

Avec :  $S_f = W_{\text{moy}} \cdot l_{ft}$

### II.5.7. Calcul de la résistance des vis $R_{vin}$

$$R_{vin} = R_{vex} = \rho \frac{h_{vin}}{S_{vin}} \quad (\text{II.28})$$

Avec :  $h_{vin}$  la hauteur des vis internes,  $\rho$  : La résistivité de cuivre  $\rho = 1.7 \cdot 10^{-8} (\Omega)$

$S_{vin}$  : La section des vis internes.

$$S_{inv} = \left( \frac{d_{vin}}{2} \right)^2 * \pi = 0.19 \text{mm}^2$$

$$h_{vin} = 2 \cdot t + t_n + 2 * t_{PCB}$$

$$R_{vex} = \rho \frac{l_{vex}}{S_v} \quad (\text{II.29})$$

$$R_{vin} = \rho \frac{l_{vin}}{S_v}$$

$l_{vex}$ : longueur des vis externes,  $l_{vin}$ : longueur des vis internes,  $S_v$  : la section des vis

$\rho$ : La résistivité du matériau constituant les vis

### II.5.8. Calcul de l'impédance équivalente $Z_{eq}$

$Z_{eq1}$  est l'impédance équivalente de n circuits en série de la forme suivante:

## Chapitre II Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planaire

$$Z_{eq} = n \cdot R_{vin} \sqrt{\frac{0,25 \cdot R_{n1}^2 \cdot \omega^2 \cdot C_{p1}^2 + 1}{0,25(R_{vin} + R_{n1})^2 \cdot \omega^2 \cdot C_{p1}^2}} + (n - 1) \sqrt{\frac{0,25 \cdot R_{n2}^2 \cdot \omega^2 \cdot C_{p1}^2 + 1}{0,25(R_{vex} + R_{n2})^2 \cdot \omega^2 \cdot C_{p1}^2}} \quad (\text{II.30})$$

### II.6. Résultats du calcul des paramètres géométriques

Tous les paramètres qui rentrent dans le dimensionnement de la bobine sont représentés dans le tableau récapitulatif suivant ; ce jeu de dimensions nous a servi de base pour la réalisation de l'inductance intégrée.

Tableau II.1 Paramètres géométriques de la bobine

Paramètres géométriques	Valeurs
Nombres de spire n	20
Le diamètre extérieur de la bobine	63 mm
e diamètre intérieur de la bobine	37 mm
La longueur totale de spire $l_t$	1040 mm
La largeur intérieure de la spire $w_{in}$	3.62 mm
La larguer extérieur de la spire $w_{ex}$	7.70 mm
La largeur moyenne de la spire $w_{moy}$	5.66 mm
Espace inter spire s	15.69 mm
Epaisseur de la spire t	1 mm

### II.7. Résultats du calcul des paramètres technologiques de la bobine toroïdale planaire

Tous les paramètres qui rentrent dans le dimensionnement de la bobine sont représentés dans les tableaux suivants :

Tableau II.2 Paramètres électriques de la bobine

Paramètres électriques de la bobine	Valeurs
résistance série de la bobine $R_s$	46 m $\Omega$
L'inductance L	6.25 $\mu$ H
Résistance du noyau $R_n$	0.02 $\mu$ $\Omega$
capacité du couplage $C_s$	7 $10^{-15}$ F
Capacités parasites $C_{pn1}=C_{pn2}$	19.53 PF
Impédance équivalente de la bobine $Z_{eq}$	401.8 P $\Omega$

## Chapitre II Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planeaire

### II.8.1. Simulation du fonctionnement du convertisseur contenant une bobine classique

La figure II.11 présente le circuit électrique équivalent du convertisseur DC-DC choisi comportant une bobine normale. Cette simulation est faite pour valider par comparaison le dimensionnement de la bobine classique planeaire.

### II.8.2. Formes d'ondes des courants (tension d'alimentation $V_e = 5$ volts)

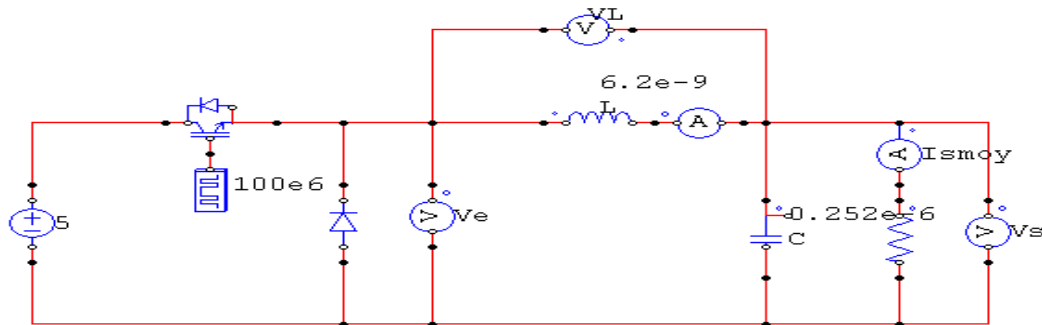


Figure II.11 Circuit électrique du convertisseur abaisseur contenant la bobine classique.

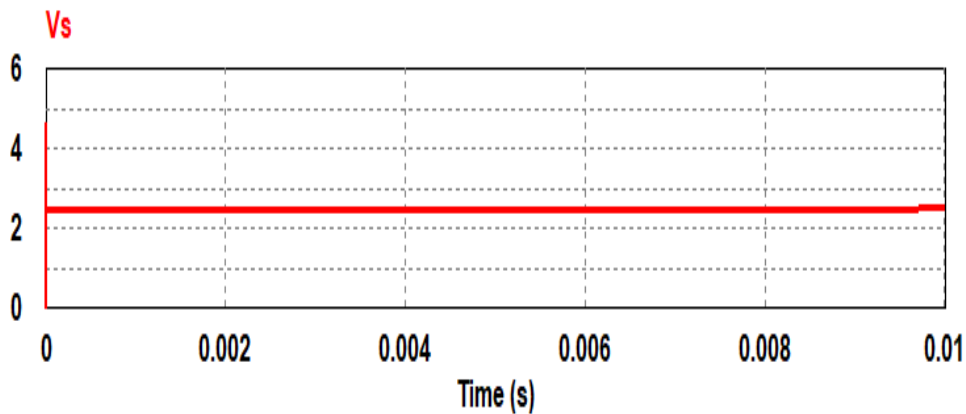


Figure II.12 Tension de sortie du convertisseur contenant la bobine classique.

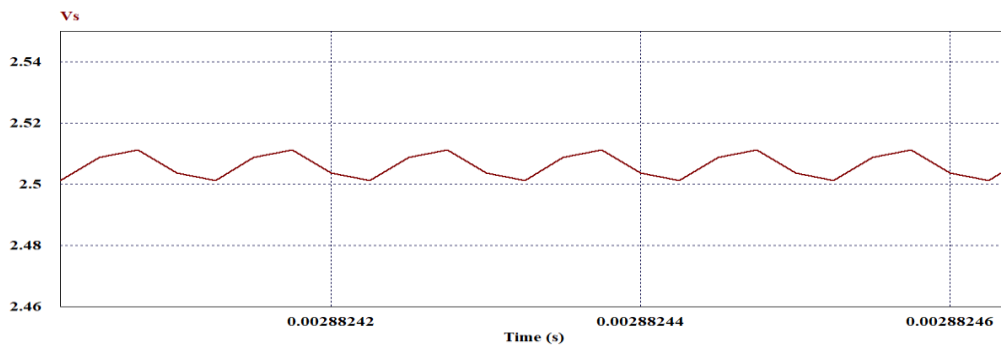


Figure II.13 Ondulation de la tension de sortie du convertisseur contenant la bobine classique.

## Chapitre II Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planaire

Le tableau ci-dessous consigne les valeurs maximales et minimales mesurées de la tension de sortie maximale et minimale mesurées de la tension de sortie.

Tableau II.3 Les valeurs maximales et minimales mesurées de la tension de sortie maximale et minimale mesurées de la tension de sortie.

	Temps de mesure (s)	Valeur de la tension (V)
Valeur maximale de $V_s$	2.8824475e-003	2.5112893e+000
Valeur minimale de $V_s$	2.8824525e-003	2.5012845e+000

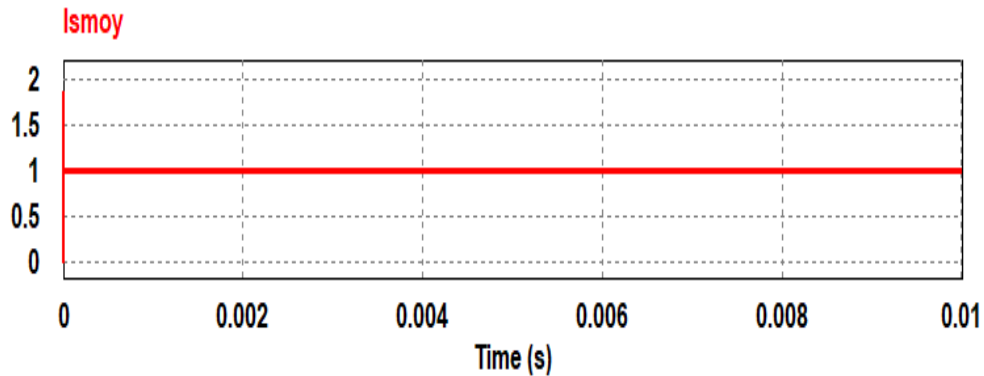


Figure II.14 Courant de sortie moyen du convertisseur contenant la bobine classique.

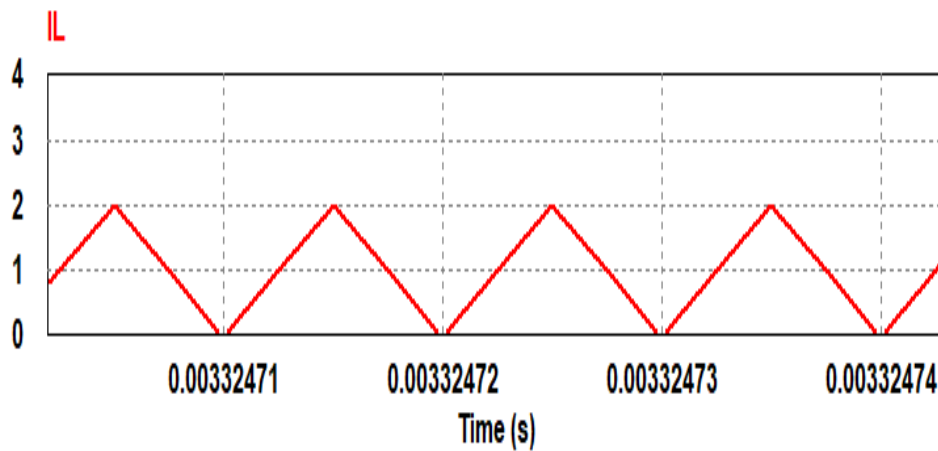


Figure II.15 Courant circulant dans la bobine du convertisseur contenant la bobine simple.

Le tableau ci-dessous les valeurs maximales et minimales mesurées du courant circulant dans la bobine normale

Tableau II.4 valeurs maximales et minimales mesurées du courant circulant dans la bobine normale

	Temps de mesure (s)	Valeur du courant IL (A)
Valeur maximale de IL	3.3247250e-003	2.0130598e+000
Valeur minimale de IL	3.3247300e-003	-1.4210855e-008

## Chapitre II Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planeaire

### II.9. Simulation du fonctionnement du convertisseur contenant une bobine toroïdale planeaire.

#### II.9.1. Formes d'ondes des courants (tension d'alimentation $V_e = 5$ volts)

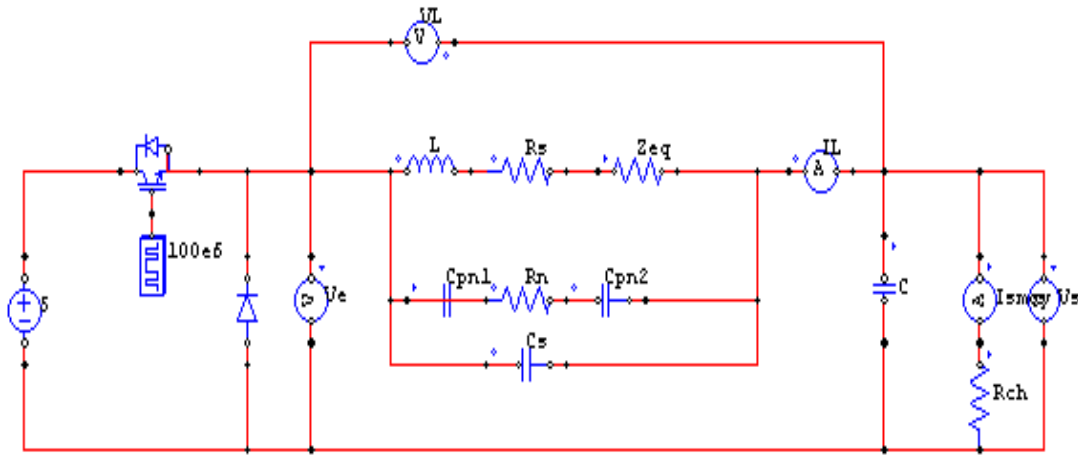


Figure II.16 Circuit électrique du convertisseur abaisseur contenant la bobine toroïdale planeaire dimensionnée.

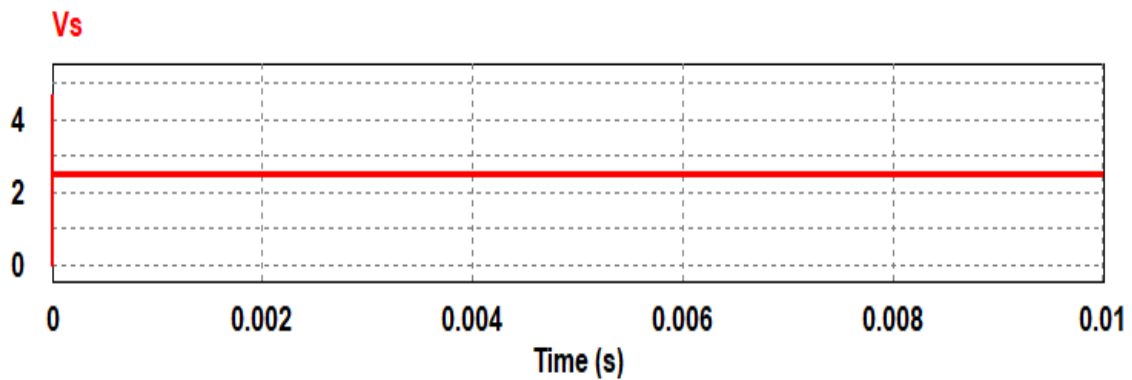


Figure II.17 Tension de sortie du convertisseur alimenté à  $V_e = 5$ Volts.

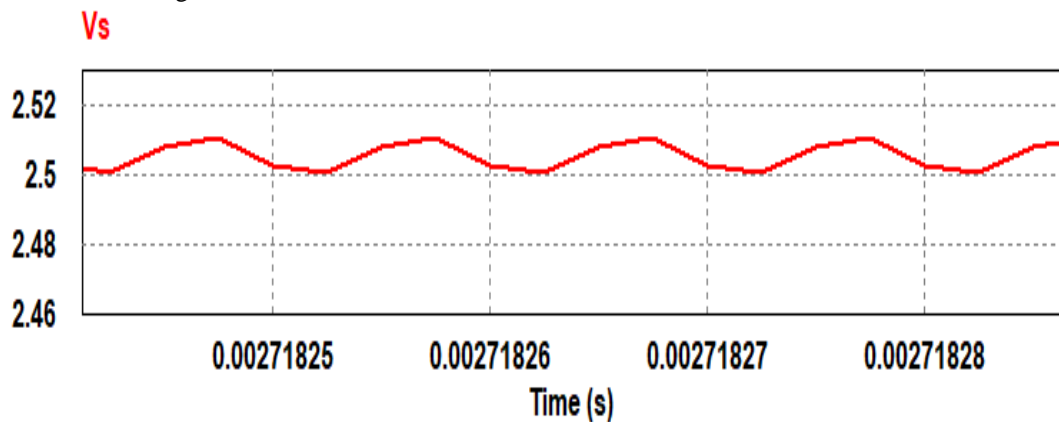


Figure II.18 Ondulation de la tension de sortie alimenté à  $V_e = 5$ Volt.

## Chapitre II Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planaire

Tableau II.5 Valeurs maximales et minimales de la tension de sortie.

	Temps (s)	Valeur de la tension (V)
Valeur maximale de Vs	2.7182575e-003	2.5106919e+000
Valeur minimale de Vs	2.7182625e-003	2.5006901e+000

### II.9.2. Valeurs maximales et minimales de la tension de sortie (tension d'alimentation $V_e = 5$ volts)

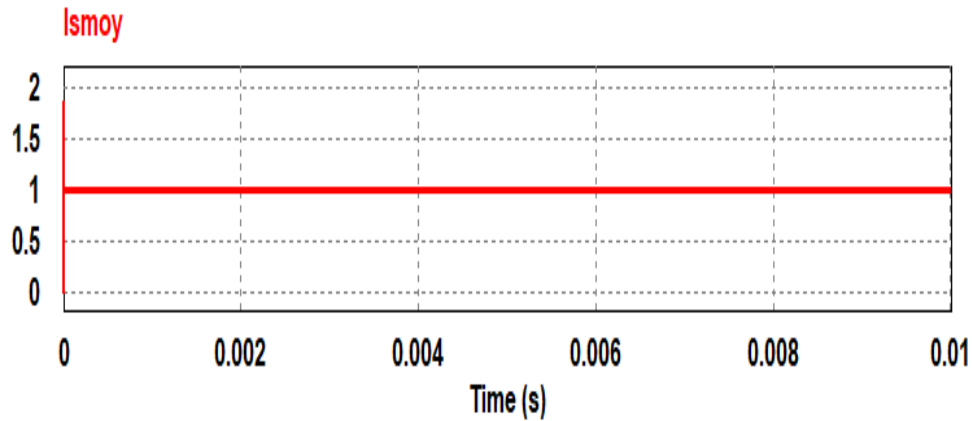


Figure II.19 Courant moyen à la sortie du convertisseur pour une alimentation de  $V_e = 5$  volts.

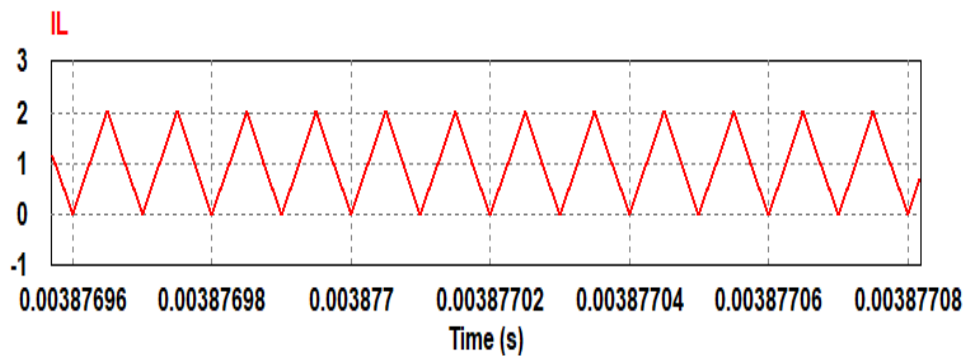


Figure II.20 Ondulation du Courant dans la bobine.

Tableau II.6 Valeurs maximales et minimales mesurées du courant circulant dans la bobine toroïdale planaire dimensionnée.

	Temps de mesure (s)	Valeur du courant IL (A)
Valeur maximale de IL	3.8769650e-003	2.0127944e+000
Valeur minimale de IL	3.8769700e-003	-3.0531133e-010

## Chapitre II Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planaire

### II.9.3. Valeurs de la tension et du courant à la sortie du convertisseur une tension alimentation $V_e = 100\text{ V}$ .

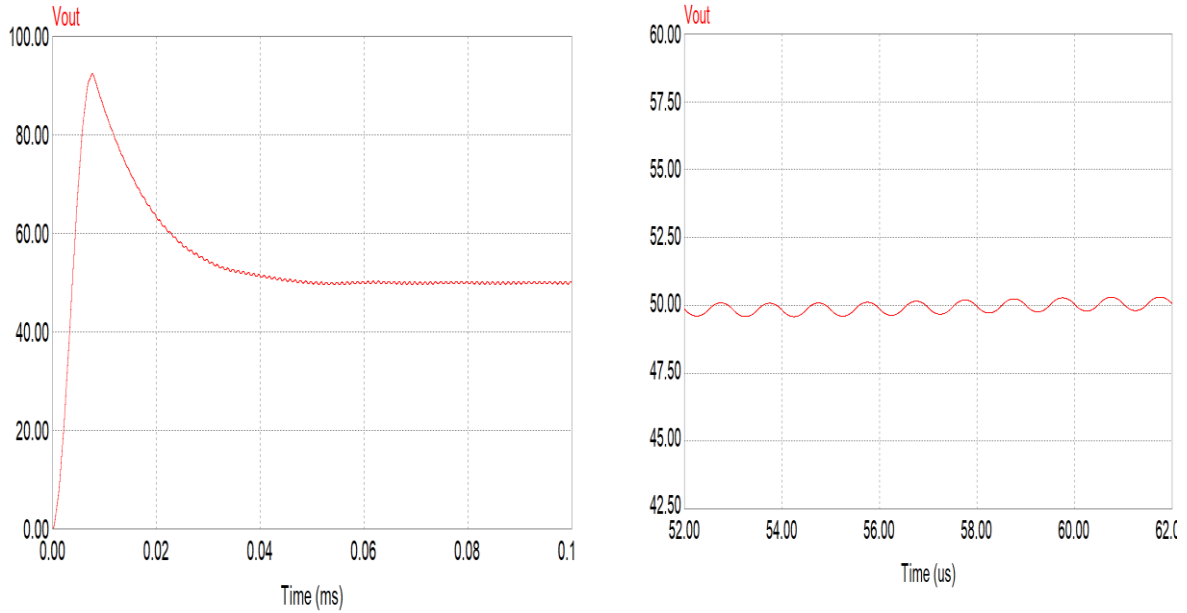


Figure II.21 Formes d'onde des tensions d'entrée et de sortie du convertisseur.

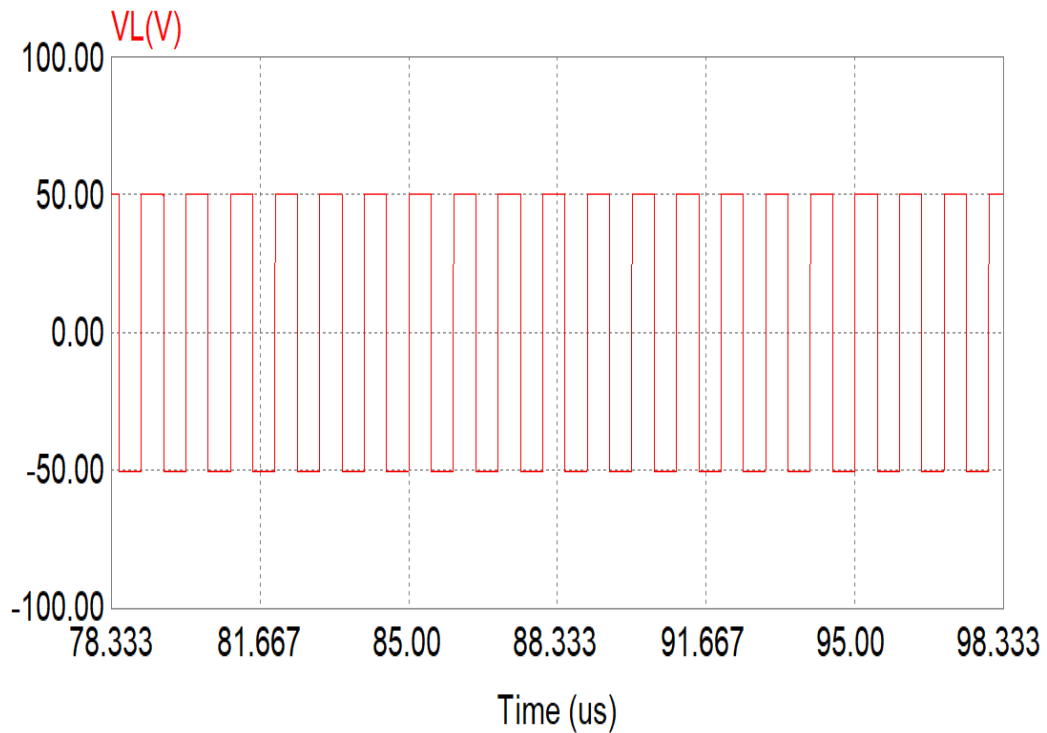


Figure II.22 Forme d'onde de la tension à la borne de la bobine toroïdale planaire.

## Chapitre II Dimensionnement d'une bobine Toroïdale planaire

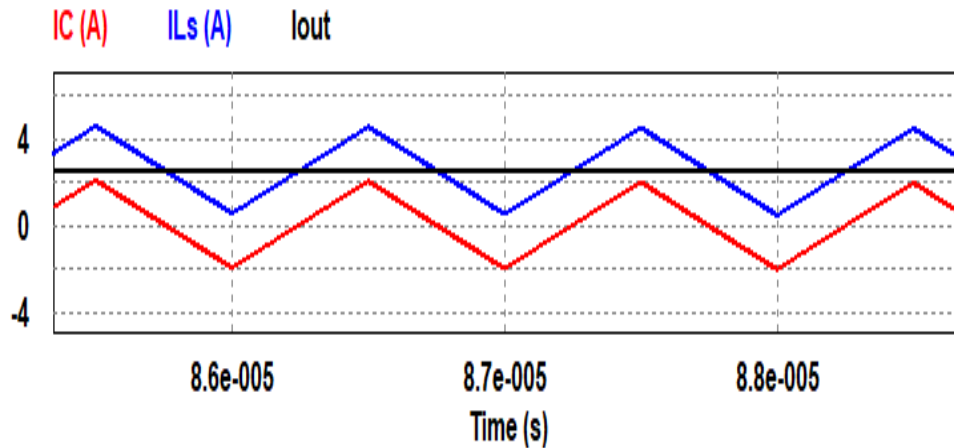


Figure II.23 Forme d'onde des courants (condensateur, inductance) et le courant à la sortie du convertisseur.

### II.10. Interprétation des résultats

Les résultats de la simulation montrent une bonne correspondance au niveau des signaux de sortie, de l'ondulation de tension et du courant de sortie. En effet, la simulation du convertisseur contenant la bobine classique planaire donne les mêmes formes d'ondes du courant et de la tension de sortie du convertisseur. Ceci montre le bon dimensionnement de celle-ci.

Les résultats de la simulation montrent une bonne correspondance avec les analyses théoriques au niveau de la puissance de sortie, de l'ondulation de tension et du courant de sortie. Nous pouvons dire aussi, que le dimensionnement de la bobine classique planaire a été fait de manière convenable. En effet, les formes d'ondes du courant et de la tension de sortie du convertisseur sont identiques pour les deux types des bobines.

### II.11. Conclusion

Le but de ce chapitre était le dimensionnement d'une bobine classique planaire intégrée sur PCB pour être insérée dans un convertisseur DC-DC abaisseur de tension de type BUCK. Du fait de la limitation en surface et en volume, de paramètres sont fondamentaux dans le dimensionnement des bobines intégrées, le premier est la forme géométrique ou topologie de la structure, le second est la nature des matériaux utilisés pour la fabrication des différentes parties du composant. Ces deux paramètres vont agir au niveau de la valeur d'inductance, l'énergie stockée, les pertes dans le noyau et dans le conducteur, sur le volume de la bobine ou encore sur les perturbations générées par le composant.

## Chapitre III Modélisation électromagnétique et thermique de la bobine toroïdale planaire

# Chapitre III

## Modélisation électromagnétique et thermique de la bobine toroïdale planaire

### III. Introduction

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons présenter une étude sur le comportement magnéto-électrique de notre bobine planaire toroïdale. On a repris les conditions de simulation précédentes, à savoir la tension  $V=100$  volt, le courant  $I=2A$  avec la fréquence de fonctionnement  $f$  égale à 10 MHz. A l'aide du logiciel COMSOL, qui utilise des méthodes mathématiques numériques telles que les éléments finis FEM et les différences finies FDM, nous allons présenter la répartition des densités de courant du flux magnétique, des lignes de champ magnétique et du potentiel électrique [Orlando,2007]. Notre objectif est de déterminer une distribution optimale du courant et du potentiel électrique dans le conducteur, ce qui aboutit à une distribution optimale des lignes de champ). Pour valider notre modale de la bobine toroïdale planaire, nous allons l'insérer dans un convertisseur DC-DC dédié à des systèmes de faible puissance. La seconde partie de ce chapitre présente la mise en œuvre des modèles mathématiques qui vont nous permettre de déterminer le comportement thermique de cette bobine.

## Chapitre III : Modélisation électromagnétique et thermique de la bobine toroïdale planaire

### III.1. Présentation de la bobine toroïdale planaire

Il s'agit d'une bobine toroïdale planaire, figure III-1, composée de  $n$  tours, de diamètre intérieur  $d_{in}$  et extérieure  $d_{out}$ , de largeur initiale et final  $w$ , d'épaisseur  $t$  et de longueur totale  $l_t$ . Elle est déposée sur un substrat en PCB et un matériau magnétique dont la forme est cylindrique d'épaisseur  $e$ .

Valeurs des paramètres géométriques utilisées dans la simulation sont :

- ✓  $n$ : nombre de spires de la bobine  $n=20$  ;
- ✓  $d_{in}$  : diamètre intérieur de la bobine =37 mm ;
- ✓  $d_{out}$  : diamètre extérieur de la bobine =63 mm ;
- ✓  $d_{exNiFe}$  : diamètre extérieur de matériau magnétique ferrite  $d_{exNiFe} : 60$  ;
- ✓  $d_{inNiFe}$  : diamètre intérieur de matériau magnétique ferrite =40 mm ;
- ✓  $d_{PCB}$  : diamètre extérieur de matériau PCB =68 mm ;
- ✓  $t$  : épaisseur de la spire =0.07 mm ;
- ✓  $s$  : distance inter-spires :  $s=2.19$ mm;
- ✓  $t_{PCB}$ : Epaisseur de PCB =0.3 mm.

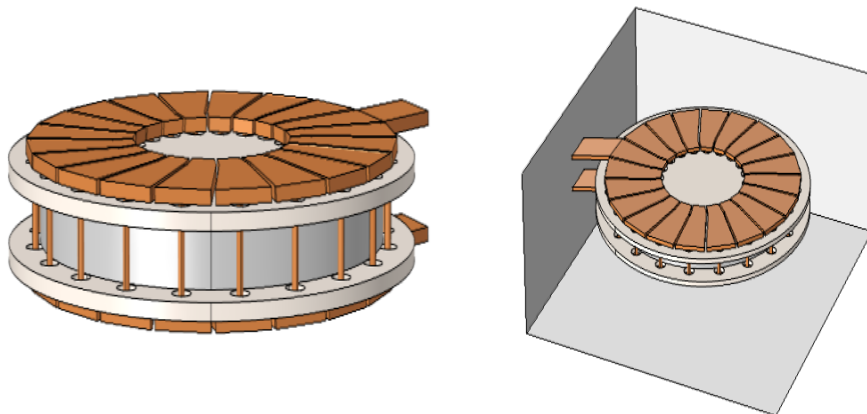


Figure III.1 Géométrie de la bobine toroïdale planaire.

## Chapitre III Modélisation électromagnétique et thermique de la bobine toroïdale planeaire

### III.1.1. Les matériaux utilisés pour la conception de la bobine toroïdale planeaire

Tableau III.1 Caractéristiques des matériaux utilisés.

Matériaux utilisés	Cu	NiFe	FR4
Perméabilité $\mu$	1	900	1
Résistivité $\sigma$ ( $\Omega$ m)	$1.75 \times 10^{-8}$	$20 \times 10^{-8}$	
Permittivité $\epsilon$	1	11.8	4.5

### III.2. Modélisation électromagnétique de la bobine toroïdale planeaire

La modélisation d'un dispositif d'électrotechnique consiste à établir une structure mathématique apte à décrire l'ensemble des phénomènes physiques électrique, magnétique, mécanique et thermique s'y déroulant en associant les lois décrivant le comportement électrique et magnétique des matériaux. Dans le domaine de l'électromagnétique, la distribution des champs électriques et des champs magnétiques est décrite par les équations de Maxwell.

Les équations de Maxwell liant les grandeurs électriques et magnétiques spécifient que toute variation spatiale ou temporelle d'un champ électromagnétique en un point de l'espace entraîne ou est due à l'existence d'un autre champ au même point. Ces équations sont donc locales et sont valables dans n'importe quel système d'axes [Hui, Yisheng, et Z. Baishan,2005].

#### III.2.1. Modèle mathématique de la bobine toroïdale planeaire

Le modèle mathématique retenu dans cette étude comporte les équations de Maxwell gouvernant les phénomènes électriques et magnétique. La résolution de ces dernières nous permettra de visualiser la distribution du potentiel électrique sur le conducteur et la densité de courant électrique et ainsi que celle du flux magnétique. Les équations sont les suivantes :

#### III.2.2. Equations de Maxwell.

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}, \vec{B} = \nabla \times \vec{A}, E = -j\omega\vec{A}, \vec{J} = \sigma\vec{E} + j\omega\vec{D}, \nabla \cdot \vec{J} = 0, \vec{E} = -\nabla V - j\omega\vec{D} \quad (\text{III.1})$$

## Chapitre III : Modélisation électromagnétique et thermique de la bobine toroïdale planaire

Avec:

- ✓  $\vec{H}$  : Champ magnétique [A/m]
- ✓  $\vec{B}$  : Densité du flux magnétique [T]
- ✓  $\vec{J}$  : Densité de courant électrique [A/m<sup>2</sup>]
- ✓  $\vec{A}$  : Potentiel vecteur magnétique [Wb/m]
- ✓  $\vec{E}$  : Champ électrique [V/m]
- ✓  $\vec{D}$  : le champ de déplacements électriques [c/m<sup>2</sup>]

La configuration étudiée est formée de composants suivants :

- ✓ Une bobine classique planaire ;
- ✓ Des vis cylindriques minces ;
- ✓ Un substrat isolant en PCB ;
- ✓ Une boîte d'air (qui nous permettra de tracer les lignes découvrant).

Les conditions aux limites rajoutées aux équations de maxwell sont introduites aux frontières du domaine de la façon suivante :

### III.2.3. Conditions initiales

La résolution du système d'équations ci-dessus, équations III-1, requiert l'introduction d'un ensemble de conditions aux limites telles que :

**Pour le conducteur en cuivre :**

- ✓ Sur le via d'entrée :  $I = I_0$  ou encore  $J = I_0/S$  (S la section du via).
- ✓ Sur le via de sortie :  $V = 0$ .

## Chapitre III Modélisation électromagnétique et thermique du la bobine toroïdale planeaire

Le courant électrique circulant dans la bobine classique planeaire a une intensité de  $I = 1 \text{ A}$

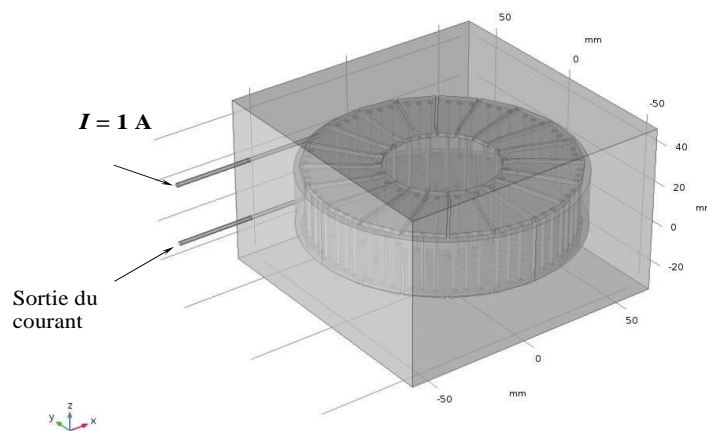


Figure III.2 Entrée et sortie du courant électrique dans la bobine.

### III.2.4. Conditions aux frontières

Les conditions aux limites sur les frontières du domaine d'étude, sont les suivantes.

$$\vec{n} \cdot \vec{A} = 0 \quad (\text{III.2})$$

En 3D

$$n_x \cdot A_x + n_y \cdot A_y + n_z \cdot A_z = 0 \quad (\text{III.3})$$

$$\vec{n} \cdot \vec{j} = 0 \quad (\text{III.4})$$

Où

$\vec{n} = n_x \vec{i} + n_y \vec{j} + n_z \vec{k}$  Est le vecteur normal à la frontière

D'où

$$n_x \cdot J_x + n_y \cdot J_y + n_z \cdot J_z = 0 \quad (\text{III.5})$$

- ✓ Sur les frontières du cuivre :  $n \cdot J = 0$ ,  $-k_{cu} \partial n T_s = h(T_c - T_s)$  et  $T = T_s$
- ✓ Sur les frontières du substrat :  $-k_{sub} \partial n T_s = h(T_c - T_s)$ ,  $\partial n T = 0$  et  $U = 0$
- ✓ Sur les frontière de la boite de l'air  $P = 0$  et  $\partial n T = 0$

## Chapitre III : Modélisation électromagnétique et thermique de la bobine toroïdale planaire

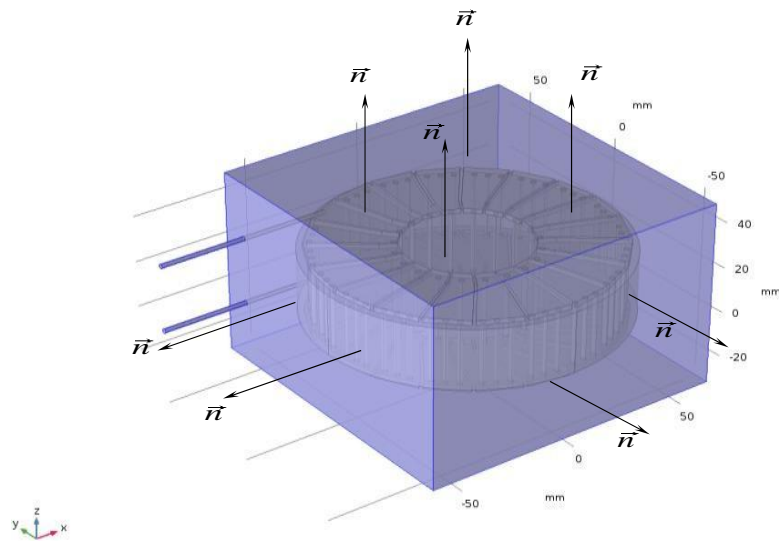


Figure III.3 Illustration des directions normales sur le domaine d'étude.

$$Ra = \frac{g \beta (T_{\max} - T_c) L^3}{\alpha_{\text{air}} \nu} \quad (\text{III.6})$$

Avec  $\alpha$ , la diffusivité thermique donnée par :

$$\alpha = \frac{k}{\rho C_p} \quad (\text{III.7})$$

### III.2.5. Maillage du domaine

Les équations aux dérivées parcelles avec les conditions aux limites associées ont été résolues par la méthode des éléments finis, basée sur la discrétisation de Galérien. Le maillage adopté est de forme tétraédrique, avec des prismes au niveau de la couche limite (bobine et substrat).

Différents tests, nous ont permis d'adopter un maillage irrégulier tétraédrique fin au niveau du conducteur de la bobine.

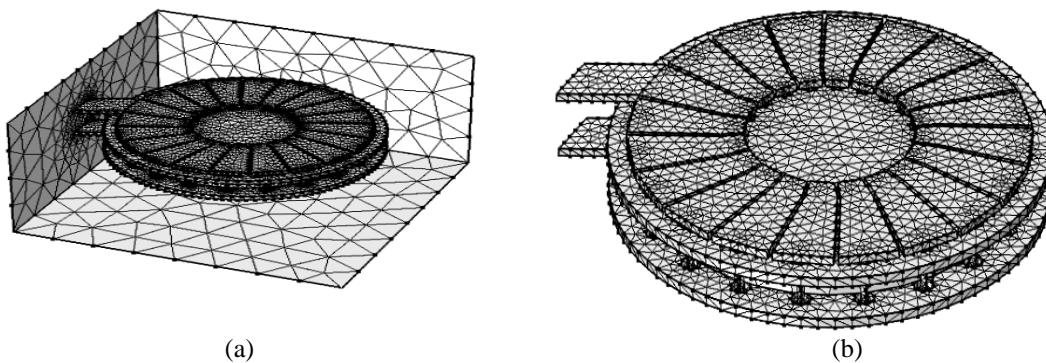


Figure III.4 (a) Maillage du domaine d'étude de la bobine étudiée et (b) du domaine entier.

## Chapitre III Modélisation électromagnétique et thermique du la bobine toroïdale planeaire

### III.3. Simulation du comportement électromagnétique

#### III.3.1. Répartition des lignes de champ magnétique et du potentiel électrique 50hz

La figure III-5, présente la distribution du champ magnétique sur la bobine. On remarque que le champ magnétique prend une valeur maximale dans la zone du milieu de la bobine toroïdale planeaire au niveau de l'entrée du courant diminue en s'éloignant de celle-ci. Cela revient à l'importance de la valeur du champ magnétique à travers l'entrée de la bobine qui est canalisé par le noyau.

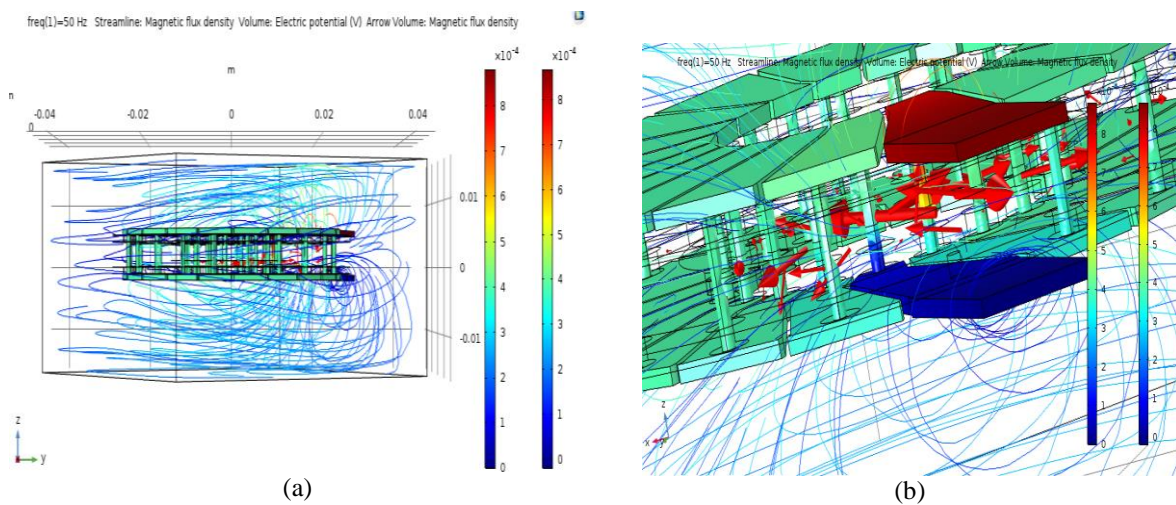


Figure III.5 Distribution des lignes du champ électrique:(a) Vue de face de la bobine, (b) vue d'intérieur de la bobine. (Pour une meilleure visualisation des lignes de champ, le noyau est rendu invisible).

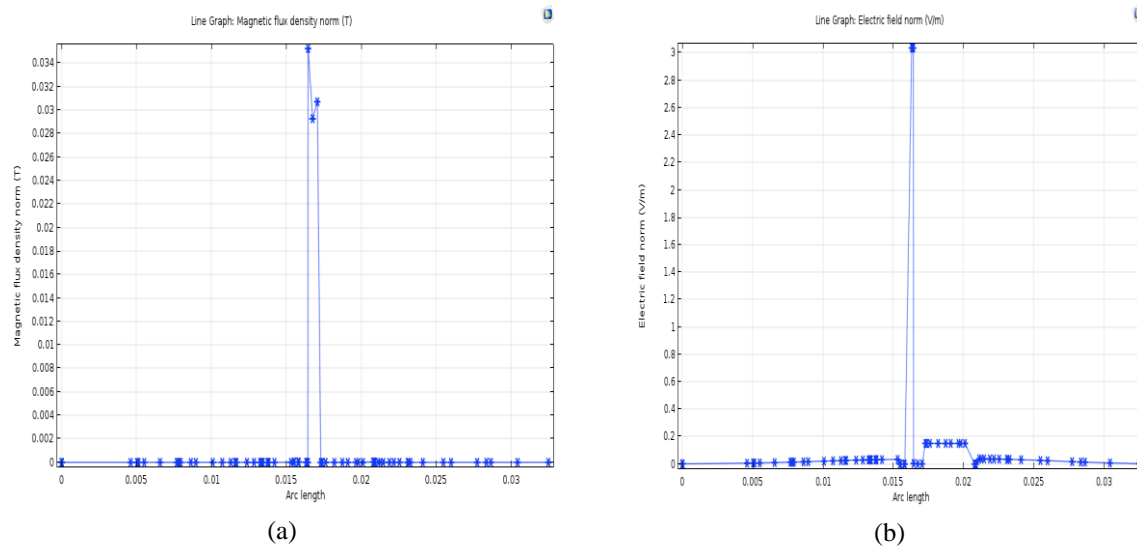


Figure III.6 Variations: du flux magnétique (a) et du flux électrique suivant l'axe de la bobine (b).

## Chapitre III : Modélisation électromagnétique et thermique de la bobine toroïdale planaire

### III.3.2. Répartition du potentiel

La figure III-7 présente la répartition du potentiel électrique a basse fréquence  $f=50\text{Hz}$ . Dans lequel la valeur est élevée au centre de la bobine sur l'axe médiate ( la zone de l'aire ).

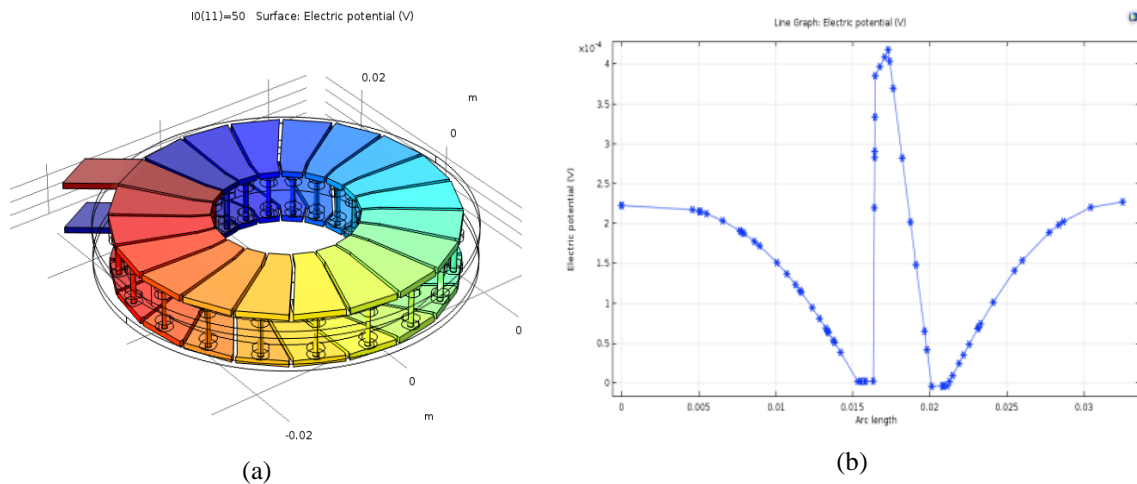


Figure III.7 Distribution du potentiel électrique dans la bobine avec noyau invisible.

### III.3.3. Distribution du potentiel électrique pour une fréquence élevée, $f=10\text{MHz}$

Sur la figure (III-8) on remarque que le potentiel électrique est maximal au niveau de l'entrée du courant, et décroît le long de la bobine à cause de la résistance du conducteur.

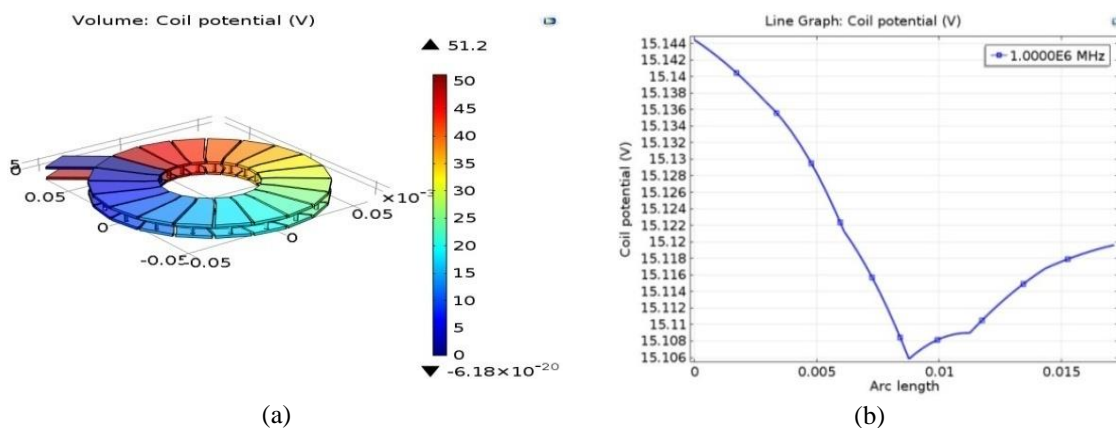


Figure III.8 (a) et (b) Distribution du potentiel dans la bobine planaire en fonction à haute fréquence [MHz].

D'après les résultats obtenus la figure (III-8) ci-dessus, on constate que l'amplitude de potentiel vecteur électrique diminue avec l'augmentation de la fréquence. En augmentant la

## Chapitre III Modélisation électromagnétique et thermique de la bobine toroïdale planaire

fréquence, les lignes iso valeurs sont repoussées vers la surface des conducteurs et cela est dû à la présence de phénomène de l'effet de peau et de proximité dû au courant induit.

### III.3.4. Distribution du champ magnétique à haute fréquence $f=10\text{MHz}$

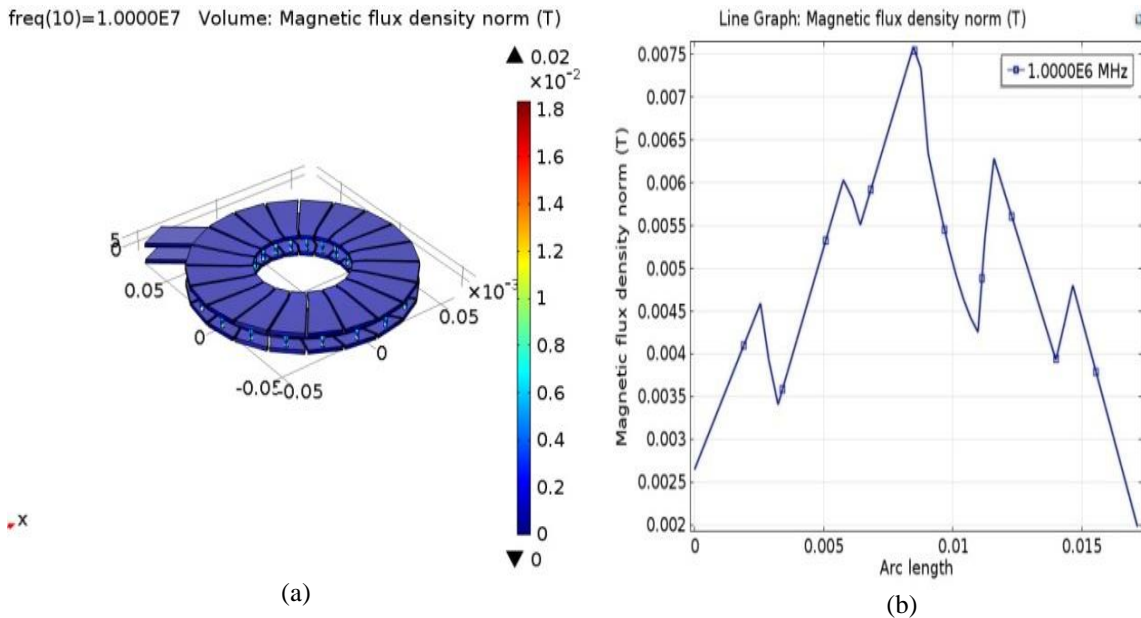


Figure III.9 (a) et b) Distribution de la densité du flux magnétique dans la bobine  
En fonction de la fréquence  $f=10\text{MHz}$ .

### III.3.4. Distribution de la densité de courant dans les conducteurs à $f=10\text{ MHz}$

La résolution des équations de Maxwell, équations (III.1), nous permet de visualiser la distribution de la densité de courant électrique dans la bobine. Les figures (III.10 (a) et (b) montrent la distribution de la densité de courant dans la bobine. On Remarque que cette densité de courant n'est pas uniforme dans la bobine, elle est plus importante au niveau des vis qui induisent des résistances non homogènes dans les conducteurs. On note que l'effet de peau et l'effet de proximité sont présents et se manifestent en particulier entre conducteurs adjacents.

## Chapitre III : Modélisation électromagnétique et thermique de la bobine toroïdale plane

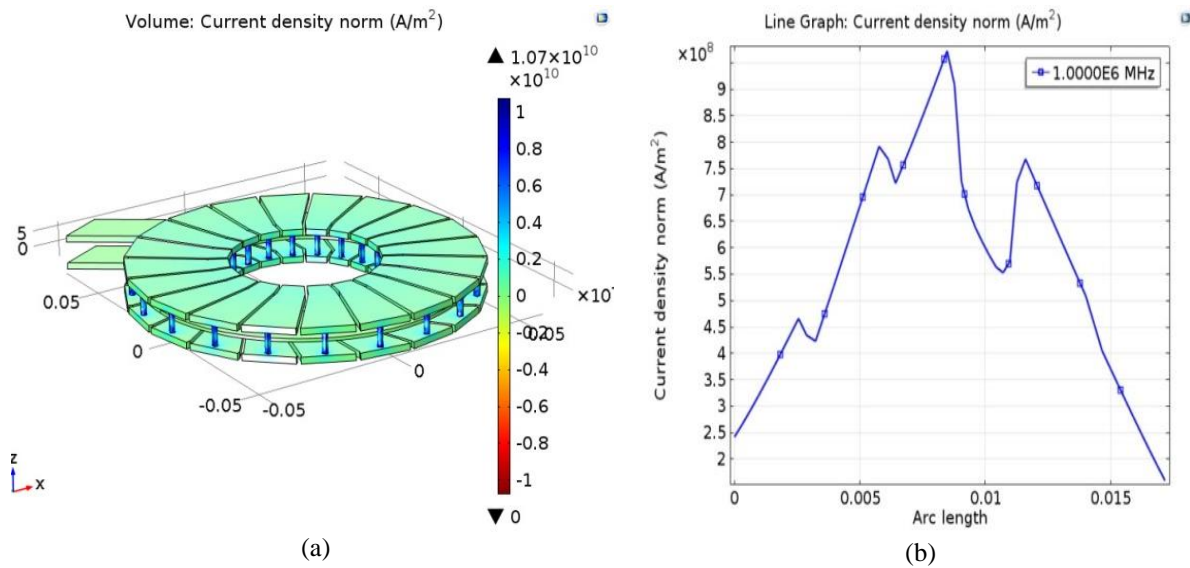


Figure III.10 (a) et (b) Distribution de la densité de courant dans la bobine.

### III.4. Effets de la fréquence sur la résistance et l'inductance de la bobine

Les résultats obtenus la figure III-11 montrent que sous l'effet de la fréquence que la valeur des résistances augmente contrairement à celle des inductances qui diminue. En effet, la résistance  $R_s$  augmente en fonction de la fréquence à cause de l'effet de peau, de même pour l'impédance (effet de proximité).

En effet, avec l'augmentation de la fréquence les phénomènes de peau et de proximité augmentent. La densité de courant devient alors de plus en plus inhomogène dans le conducteur avec une concentration sur la surface dans l'épaisseur de peau.

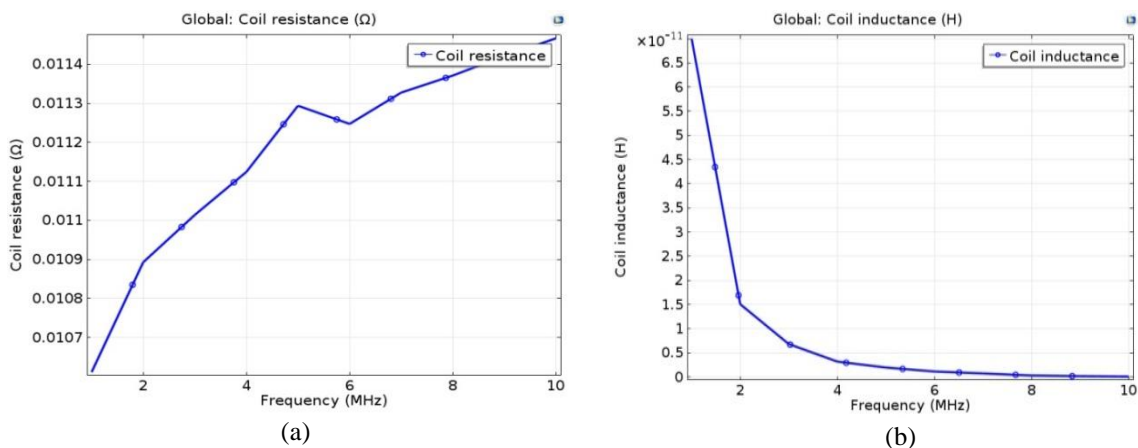


Figure III.11 (a) Variation de l'inductance, (b) La variation de la résistance Dans la bobine plane en fonction de la fréquence.

## Chapitre III Modélisation électromagnétique et thermique de la bobine toroïdale plane

### III.5. Comportement thermique de la bobine toroïdale plane

La caractérisation thermique d'un composant magnétique consiste à le faire fonctionner dans des conditions aussi voisines que possible du fonctionnement nominal (même contraintes en courant, tension, fréquence...) et à relever périodiquement les différentes températures. Une alimentation de puissance qui permet d'exciter l'échantillon sous test avec les formes d'ondes classiques de l'électronique de puissance ou à l'aide d'une source quasi sinusoïdale. Un dispositif de mesure de l'induction à saturation constitué d'un fluxmètre intégrateur et d'un dispositif de désaimantation qui permet d'accéder à la température du matériau magnétique. [Devriendt, 2013].

#### III.5.1. Modèle Mathématique

L'étude thermique en 3D associée au phénomène électromagnétique (électrothermique) est due à la génération d'un flux thermique à partir du conducteur électrique de la bobine, ce phénomène est dû à l'effet Joule [Eyglunet, 1997]. Ce phénomène est gouverné par les équations de chaleur en introduisant quelques hypothèses simplificatrices :

- ✓ Le transfert de chaleur le plus dominant est celui de la conduction, cela nous amène à supposer que l'air est un milieu solide (aucun mouvement d'air), ceci est dû aux dimensions de la bobine. La convection thermique est négligeable à cause de la dominance du phénomène de la conduction ;
- ✓ Le transfert de la chaleur par rayonnement est négligeable, puisqu'on a supposé que tous les corps de notre domaine d'étude n'émettent pas de rayonnement lumineux ;
- ✓ Les différents composants du domaine d'étude sont considérés homogènes et isotropes cela nous aidera à simplifier toutes les équations régissant le phénomène et de considérer que tous les paramètres physiques des composants sont constants en fonction de leurs positions spatiales ;

### Chapitre III : Modélisation électromagnétique et thermique de la bobine toroïdale planaire

- ✓ Le phénomène thermique est stationnaire puisque notre objectif est de déterminer la température maximale que la configuration peut atteindre.

L'équation suivante est utilisée pour déterminer la répartition de la température dans un milieu donné en tenant compte des différents modes de transmission :

$$\rho_i C_{pi} \left( \frac{\partial T}{\partial t} + \vec{v} \nabla T \right) = \nabla (\lambda_i \nabla T) + p \quad (\text{III.8})$$

L'indice  $i$  correspond à la nature du matériau : Cuivre, PCB ou l'air.

- ✓  $T$  : Température [ $^{\circ}\text{K}$ ] ;
- ✓  $\vec{v}$  : Vitesse de l'air s'il est en mouvement (convection) [ $\text{m/s}$ ] ;
- ✓  $t$  : Temps [ $\text{s}$ ] ;
- ✓  $p$  : Terme source correspondant à une génération d'un flux thermique interne [ $\text{W/m}^3$ ] ;
- ✓  $\rho$  : Masse volumique du matériau [ $\text{Kg/m}^3$ ] ;
- ✓  $C_p$  : Capacité calorifique du matériau [ $\text{J/Kg.K}$ ] ;
- ✓  $\lambda$  : Conductivité thermique du matériau [ $\text{W/m.K}$ ].

Chaque terme de cette équation a un sens physique traduisant le phénomène thermique en littérature mathématique :

$\rho_i C_{pi} \frac{\partial T}{\partial t}$  : Terme accumulatif qui signifie le stockage de chaleur pendant le temps.

$\rho_i C_{pi} \vec{v} \nabla T$  : Terme convectif (advectif) qui montre s'il y a mouvement d'un fluide autoporteur.

$\nabla (\lambda_i \nabla T)$  : Terme diffusif (conductif) qui traduit la manière de propagation selon la nature du matériau.

$p$  : Terme source qui montre s'il s'agit d'une génération interne de chaleur.

## Chapitre III Modélisation électromagnétique et thermique du la bobine toroïdale planaire

### III.5.2. Simplification de l'équation de chaleur

Notre étude thermique est faite en 3D, cela nous permet de transcrire l'équation (III-8) en écriture générale : En posant:

$$\begin{aligned}\vec{V} &= (u, v, w) \text{ et } \lambda_i = (\lambda_{ix}, \lambda_{iy}, \lambda_{iz})I \\ \rho_i C_{pi} \left( \frac{\partial T}{\partial t} + u \frac{\partial T}{\partial x} + v \frac{\partial T}{\partial y} + w \frac{\partial T}{\partial z} \right) & \quad (III.9) \\ &= \frac{\partial}{\partial x} \left( \lambda_{ix} \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \lambda_{iy} \frac{\partial T}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left( \lambda_{iz} \frac{\partial T}{\partial z} \right) + p\end{aligned}$$

Convection négligeable :  $u = v = w = 0$

$$\rho_i C_{pi} \left( \frac{\partial T}{\partial t} \right) = \frac{\partial}{\partial x} \left( \lambda_{ix} \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \lambda_{iy} \frac{\partial T}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left( \lambda_{iz} \frac{\partial T}{\partial z} \right) + p \quad (III.10)$$

Homogénéité des matériaux :

$\lambda_{ix} = \lambda_{iy} = \lambda_{iz}$  et constantes

$$\rho_i C_{pi} \frac{\partial T}{\partial t} = \lambda_i \left( \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) + p \quad (III.11)$$

Dans le cas stationnaire :

$$\lambda_i \left( \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) + p = 0 \quad (III.12)$$

Le terme source correspond au flux de chaleur dégagé de conducteur par effet joule :

La puissance par perte joule :  $P = RI^2$

En remplaçant la formule de la résistance :

$$P = \rho_0 \frac{l}{S_{moy}} I^2 \quad (III.13)$$

En développant le terme source :  $p = \frac{P}{V}$  (V: le volume de conducteur [m<sup>3</sup>])

### Chapitre III : Modélisation électromagnétique et thermique de la bobine toroïdale planaire

$$p = \rho_0 \frac{l}{V S_{moy}} I^2$$

$$p = \rho_0 \frac{l}{S_{moy} \cdot l S_{moy}} I^2 \quad (\text{III.14})$$

$$p = \rho_0 \frac{I^2}{S_{moy}^2}$$

$$p = \rho_0 J^2$$

Avec:

- ✓  $p$  : la densité de la puissance dissipée [W]
- ✓  $R$  : la résistance du conducteur [ $\Omega$ ]
- ✓  $I$  : L'intensité de courant électrique [A]
- ✓  $\rho_0$ : la résistivité électrique [ $\Omega \cdot m$ ]
- ✓  $L$  : la longueur du conducteur [m]
- ✓  $S_{moy}$  : la section du conducteur (variable) [ $m^2$ ]

Le vecteur densité de courant est :

$$\vec{J} = J_x \vec{i} + J_y \vec{j} + J_z \vec{k} \quad (\text{III.15})$$

$$\|\vec{J}\|^2 = J^2 = J_x^2 + J_y^2 + J_z^2$$

On le remplace dans la formule précédente :

$$p = \rho_0 (J_x^2 + J_y^2 + J_z^2) \quad (\text{III.16})$$

Enfin notre équation à résoudre est :

$$\lambda_i \left( \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) + \rho_0 (J_x^2 + J_y^2 + J_z^2) = 0 \quad (\text{III.17})$$

### III.5.3. Conditions aux limites

La bobine est une source de chaleur, son terme est bien introduit dans l'équation (III-17). La température de l'ensemble bobine, substrat et air est considéré porté à une température ambiante de 20°C. On munit les frontières de la boîte de l'air d'un flux convectif donné par l'équation ci-dessous:

$$-\lambda_{air} \frac{\partial T}{\partial n} \Big|_{frontière\ de\ l'air} = h_0(T - T_\infty) \quad (III.18)$$

- ✓  $\lambda_{air}$  : Conductivité de l'air [W/m. K]
- ✓  $n$  : Direction normale à la frontière [m]
- ✓  $h_0$  : Coefficient de convection de l'air [W/m<sup>2</sup>.K]
- ✓  $T_\infty$  : Température ambiante.

- **Equations de chaleur pour le conducteur et le PCB**

$$\lambda_s \nabla^2 T_s + \rho_0 \vec{J} \times \vec{J} = 0 \quad \text{avec } \lambda_{Cu} = \lambda_s \text{ ou } \lambda_s = \lambda_{sub} \quad (III.19)$$

- **Equations de Navier-Stocks (l'air)**

$$\rho_{air} (\vec{U} \times \nabla) \vec{U} = -\nabla \times (PI) + \mu [\nabla \vec{U} + (\nabla \vec{U})^T] + A \rho_{air} \beta g (T - T_c) \vec{e}_z \quad (III.20)$$

- **Equations de chaleur pour l'air**

$$\rho_{air} C p_{air} \vec{U} \times \nabla T = \lambda_{air} \nabla^2 T \quad (III.21)$$

### III.5.4. Influence du gap sur la répartition de la température dans la bobine

La distribution de la température au niveau de la bobine présentée par les figures (III.12) et (III-13) montre une différence de température entre du celle du PCB et celle du matériau magnétique, malgré le fait que le PCB soit collé à la bobine. Ceci est dû à la densité du courant électrique qui est bien importante au niveau des liens reliant les deux cercles de la bobine (courant Foucault) et à cause du noyau qui canalise le champ magnétique entre les deux couches de PCB . Cela peut être interprété par la petite section de ces liens. On remarque également que la valeur de la densité de courant est beaucoup plus importante sur les facettes

## Chapitre III : Modélisation électromagnétique et thermique de la bobine toroïdale planaire

intérieures que sur celles extérieures. Elles représentent le chemin le plus court que le courant prend. On prévoit d'après ces remarques que la température de la configuration sera assez importante dans ces liens que dans d'autres endroits de la bobine.

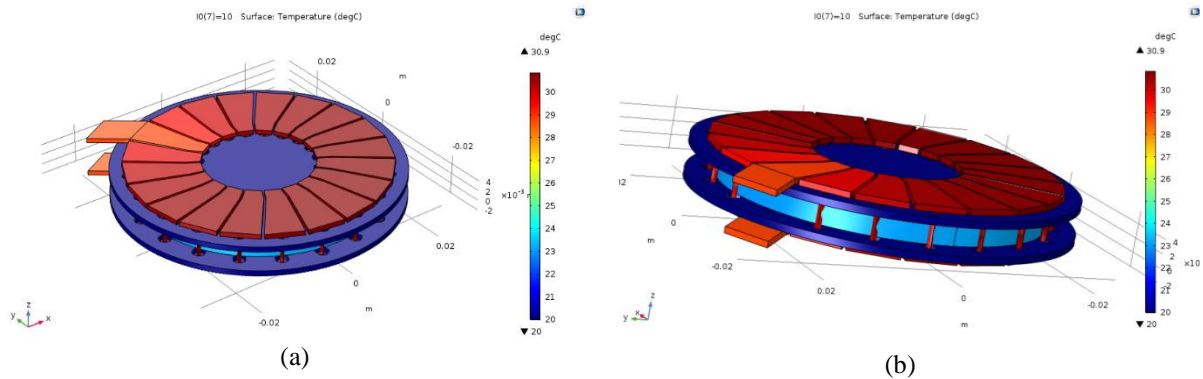


Figure III.12 Distribution de la température dans la bobine, vue en 3D.

(a) vue de dessus, (b) vue de côté.

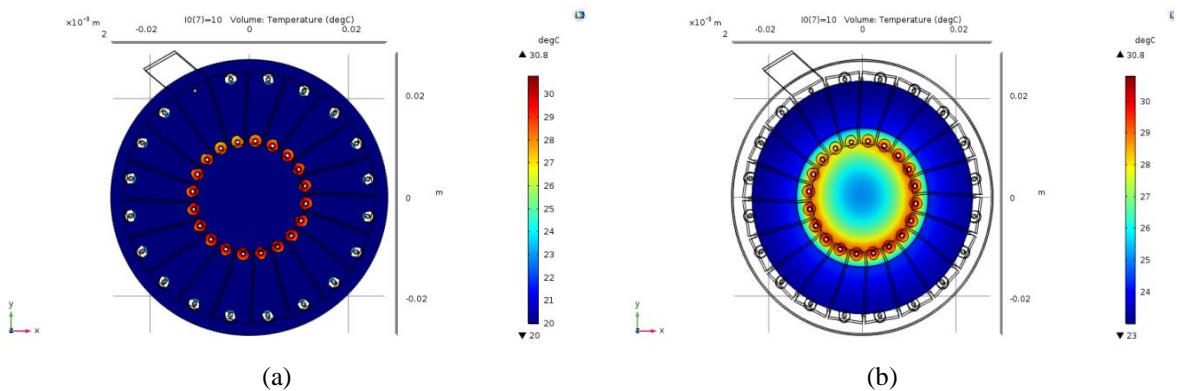


Figure III.13 Densité de température sans flottabilité (noyau invisible)

(a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

### III.6. Comportement thermique de la bobine en tenant compte de la flottabilité de l'air

#### III.6.1. Définition de la flottabilité

La flottabilité est une découverte basée sur le principe d'Archimède et se définit comme tout corps de forme arbitraire qui est immergé, partiellement ou totalement dans un fluide et qui aura une action d'une force nette dans le sens opposé du gradient de la pression locale. Si ce gradient de pression découle de la gravité, la force nette est dans la direction opposée à la verticale de la force gravitationnelle. Cette force verticale est appelée la flottabilité ou la poussée d'Archimède et est égale en grandeur, mais de sens opposé, au poids du fluide déplacé.

### III.6.2. Nombre de Rayleigh

Dans l'étude d'effet de la flottabilité, le nombre de Rayleigh est un paramètre qui permet de connaître le point de commencement de la convection. A la valeur critique de ce nombre, l'air au voisinage du conducteur qui constitue une source de chaleur, commence à s'écouler suivant le régime laminaire. Un flux convectif chaud induit, s'écoule vers le haut par effet de flottabilité, à cause de la diminution de la densité de l'air au voisinage du conducteur, permettant ainsi un transfert d'une quantité de chaleur vers les composants voisins. Au regard des phénomènes complexes qui s'y déroulent, une étude thermique exhaustive est nécessaire pour ce type de problèmes. Le nombre de Rayleigh est donné par l'équation suivante :

$$Ra = \frac{g\beta(T_{\max} - T_c)L^3}{\alpha_{\text{air}}\nu} \quad (\text{III.22})$$

Avec :  $\alpha = \frac{k}{\rho Cp}$ ,

Dans le cadre de cette étude l'intensité du courant et la force de flottabilité sont des paramètres de contrôle. On prend une marge d'intensité de courant en respectant le critère de convergence qui porte sur l'erreur relative de chaque variable. Il doit être inférieur à  $10^6$  et supérieur à  $10^3$  du nombre de Rayleigh.

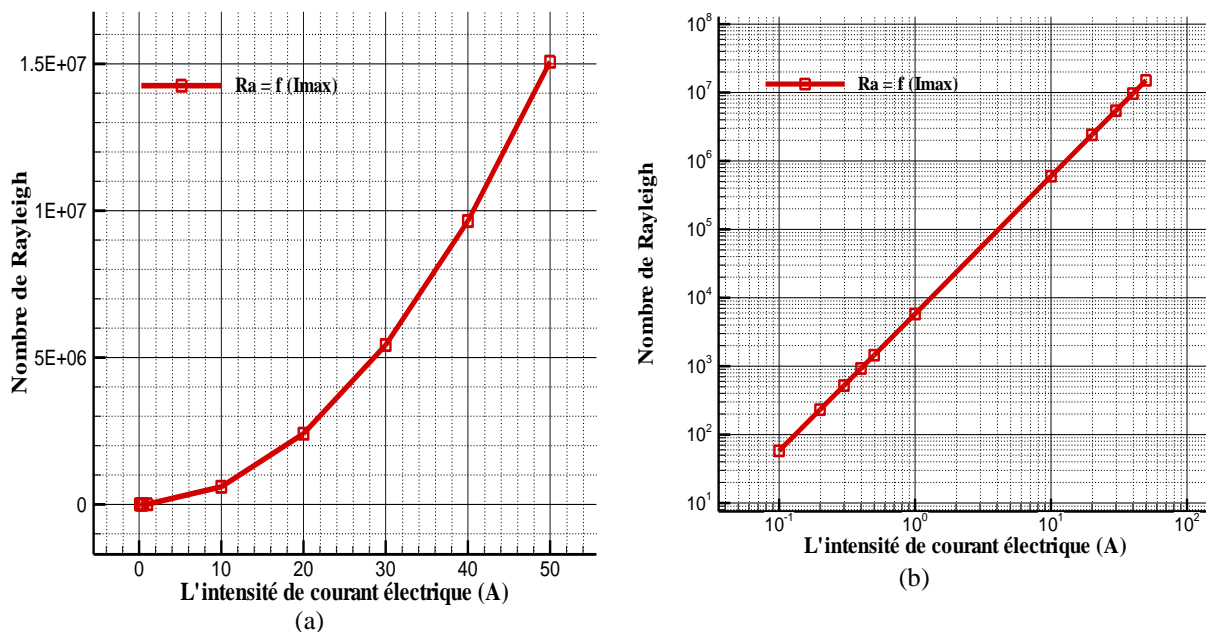


Figure III.14 Variation du courant électrique en fonction du nombre de Rayleigh.

## Chapitre III : Modélisation électromagnétique et thermique de la bobine toroïdale planaire

### III.6.3. Corrélation Rayleigh – Intensité

Tableau III.2 Nombre Rayleigh en fonction de (I).

<i>I</i> <sub>max</sub> (A)	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	1
<i>Ra</i>	57,8986	231,5946	521,0879	926,3785	1447,4664	5789,8657
<i>Rac</i>	57,4116462	230,923553	521,266097	928,830488	1453,89073	5847,90084

Tableau III.3 Nombre Rayleigh en fonction de log (I).

<i>I</i>	10	20	30	40	50
<i>Ra</i>	598286,126	2408584,14	5426262,16	9646688,29	1,51E+07
<i>Rac</i>	595662,143	2395897,48	5408283,88	9636880,25	15084529,5

$$R_{ax} = \frac{g \beta \Delta T L^3}{\alpha v} \quad (\text{III.23})$$

### III.6.4. Formule des moindres carrés

$$Ra = 5847.90084 I_{max}^{2.008} \quad (\text{III.24})$$

### III.6.5. Calcul de la gamme critique de l'intensité de courant pour un écoulement laminaire

$$10^3 \leq Ra \leq 10^6$$

$$10^3 \leq 5847.90084 I_{max}^{2.008} \leq 10^6$$

$$1.00002 \leq I_{max} \leq 1.003$$

### III.6.6. Flottabilité et température: une relation complexe

La figure III-15 présente la distribution de la température dans la bobine. On constate que la température de la bobine est moins importante comparée à celle de la bobine sans flottabilité. Ceci est dû à la transmission thermique de l'air qui fait un effet de refroidissement.

### Chapitre III Modélisation électromagnétique et thermique du la bobine toroïdale planaire

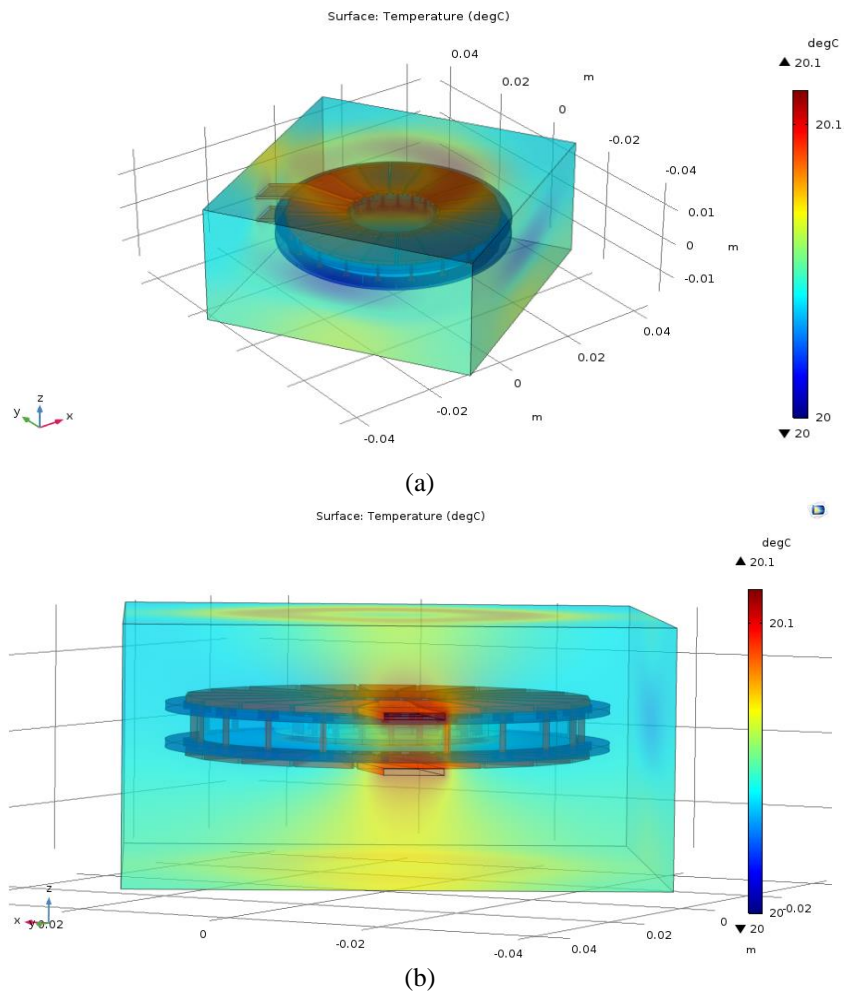


Figure III.15 Variation de la température sans la flottabilité  
(a)vue de dessus, (b) vue à la frontière du domaine.

L'étude de la forme de l'écoulement laminaire de l'air induit par l'augmentation de la température des conducteurs au sein des matériaux intégrés va nous permettre d'améliorer la conception, notamment avec des équipements fonctionnant à température importante. L'étude du mouvement de l'air contribue à connaître le coefficient de frottement, la pression et les changements des profils thermiques[Mitova,2005]. Pour des résultats plus probants, nous incluons d'autres considérations, notamment en termes de sécurité, ainsi concernant la possibilité de l'existence d'une influence de flux thermique sur les équipements adjacents aux conducteurs, en particulier les isolants.

### Chapitre III : Modélisation électromagnétique et thermique de la bobine toroïdale planaire

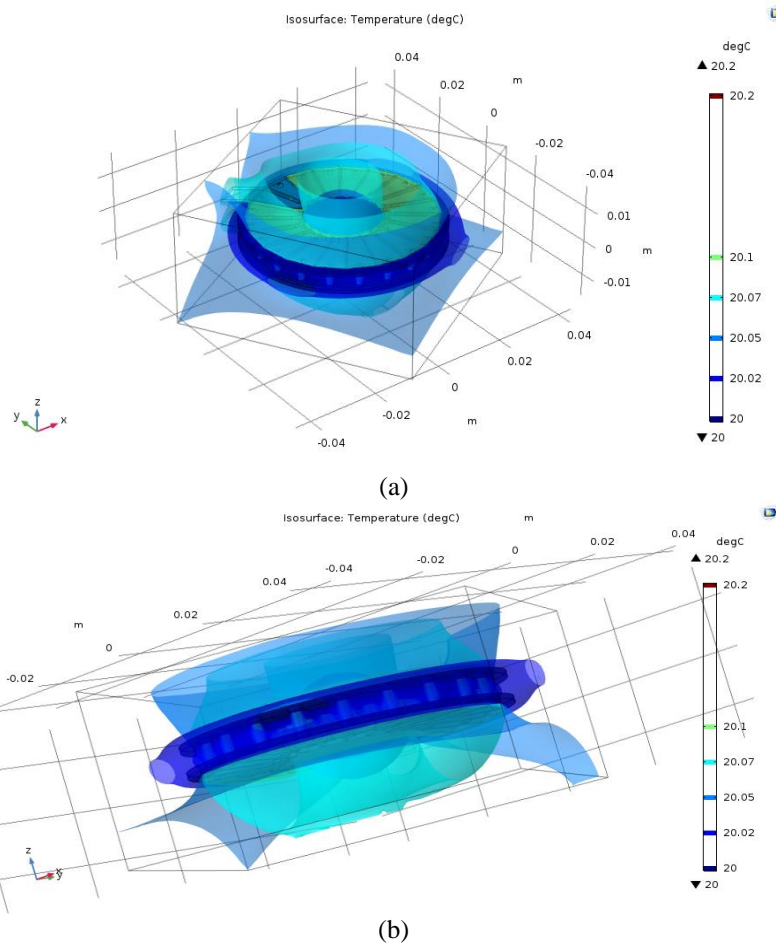
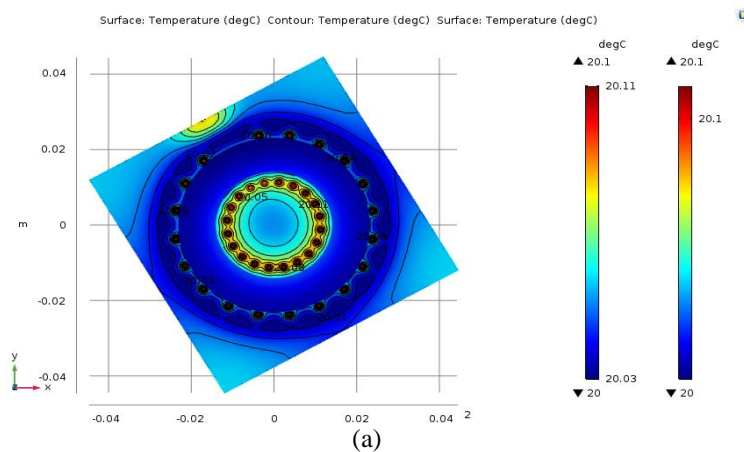


Figure III.16 Variation de la température en présence de la flottabilité de l'air  
(a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

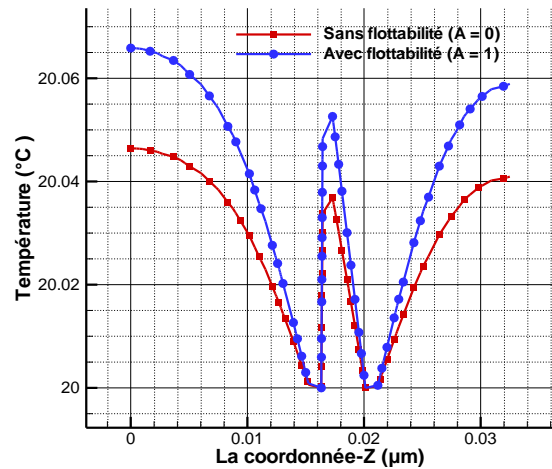
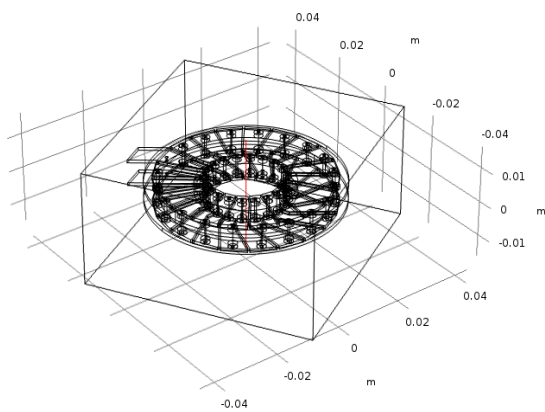
Sur la figure III-17, on remarque que la température est plus importante au niveau des liens et sur les facettes intérieures que sur les facettes extérieures, ceci en présence de la flottabilité, de sorte qu'elles représentent le chemin le plus court pour le passage du courant. De ce fait, la température est plus importante dans ces liens que dans le reste de la bobine.



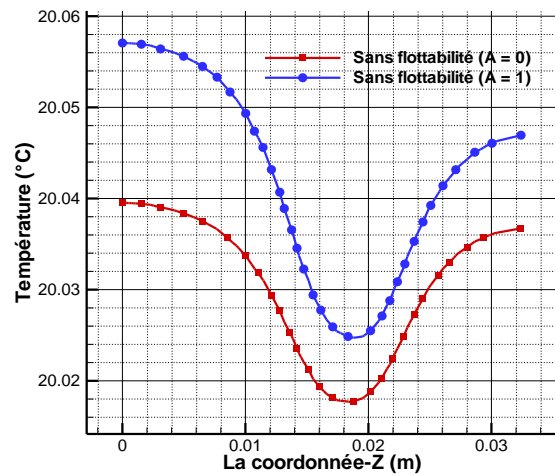
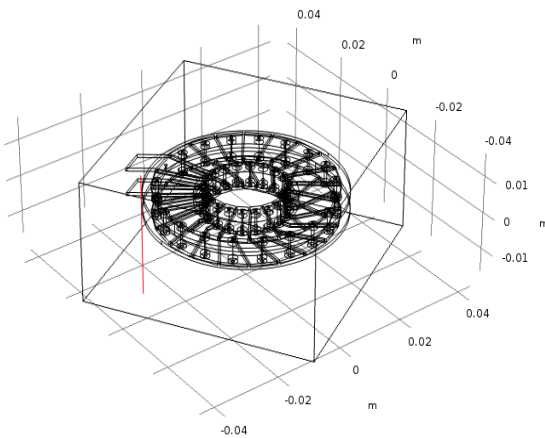


### Chapitre III : Modélisation électromagnétique et thermique de la bobine toroïdale plane

c- La répartition de la température sur la ligne horizontale représentée confirme l'observation précédemment mentionnée concernant le rétrécissement des lignes isothermes. Nous avons observé une sorte de contraction des valeurs de température des deux côtés, au-dessus de la bobine, où la valeur maximale de la température était enregistrée directement sur la zone du diamètre intérieur de la bobine dans les deux cas, avec une valeur plus élevée pour ce pic dans le cas d'inclusion de la force de flottabilité.

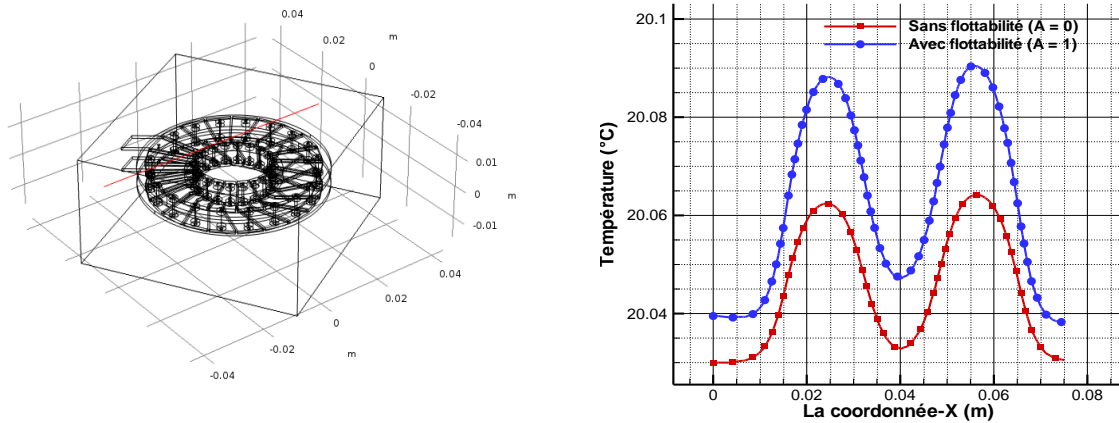


(a)



(b)

## Chapitre III Modélisation électromagnétique et thermique du la bobine toroïdale planaire

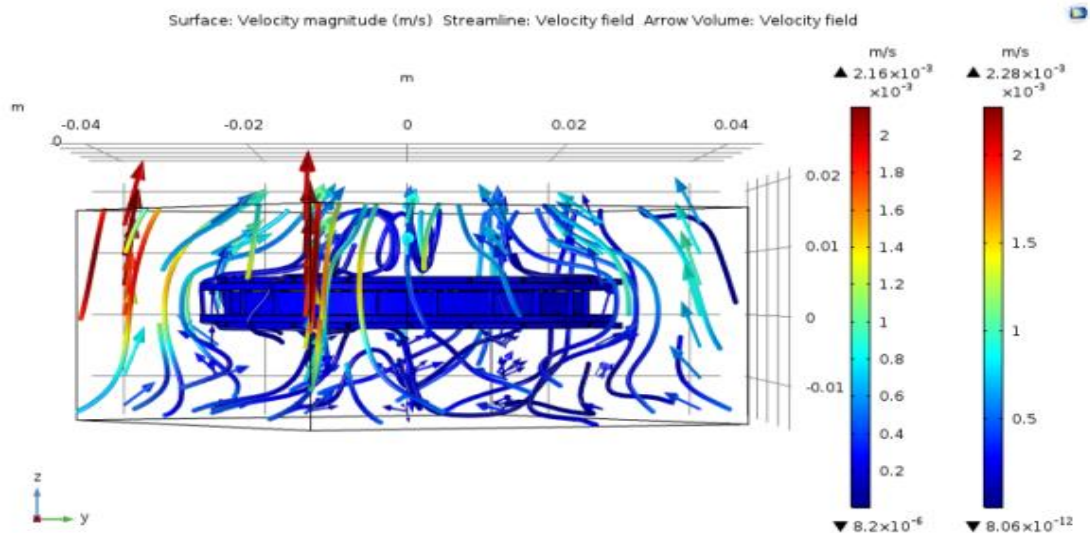


(c)

Figure III.18 Variation de la température sans et avec effet de flottabilité(a) suivant la ligne médiane  $z = 0-L/2$ ,  $x = 0$  et  $y = 0$ , (b) Suivant la ligne  $z = 0-L/2$ ,  $x = -L/4$  et  $y = 0$ , (c) Suivant la ligne  $z = L/4$ ,  $x = -L/2-L/2$  et  $y = 0$

### III.6.8. L'impact de la température sur la dynamique de l'air

La figure suivante présente la distribution de la vitesse de l'air sur le domaine d'étude. On remarque que la vitesse est importante à la frontière du domaine d'étude est cela est causé par la température qui est importante sur la surface des conducteurs qui représente les point le plus chauds de la bobine.



(a)

### Chapitre III : Modélisation électromagnétique et thermique de la bobine toroïdale planaire

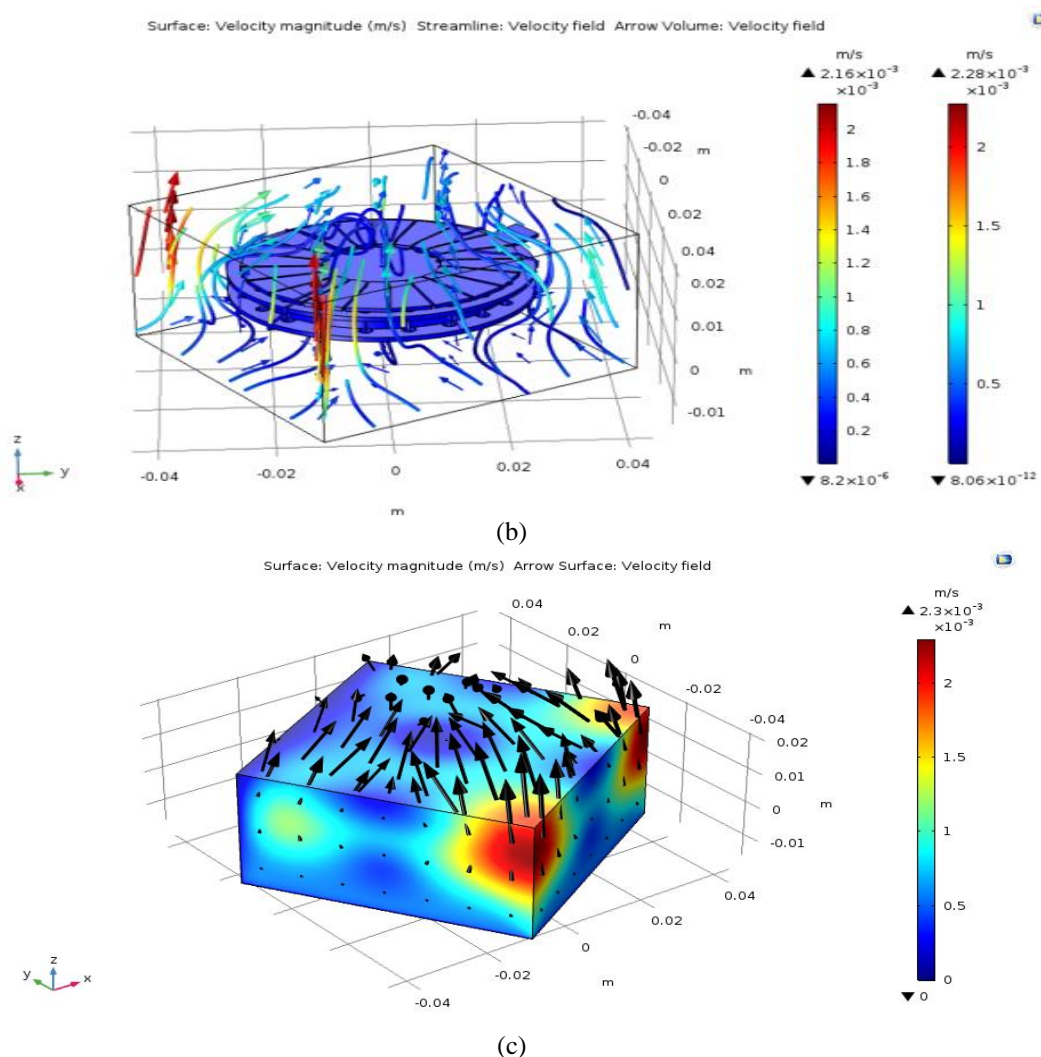


Figure III.19 (a) Distribution de la vitesse de l'air sur le domaine d'étude,(b) Vue de face, (c)Vue de dessus

On remarque sur la figure III.20 une vitesse d'accélération verticale de l'air vers le haut. Ceci est dû à l'impact du courant da chaud au froid en créant quatre tourbillons (vortex) au-dessus et en bas de la bobine.

### Chapitre III Modélisation électromagnétique et thermique du la bobine toroïdale planaire

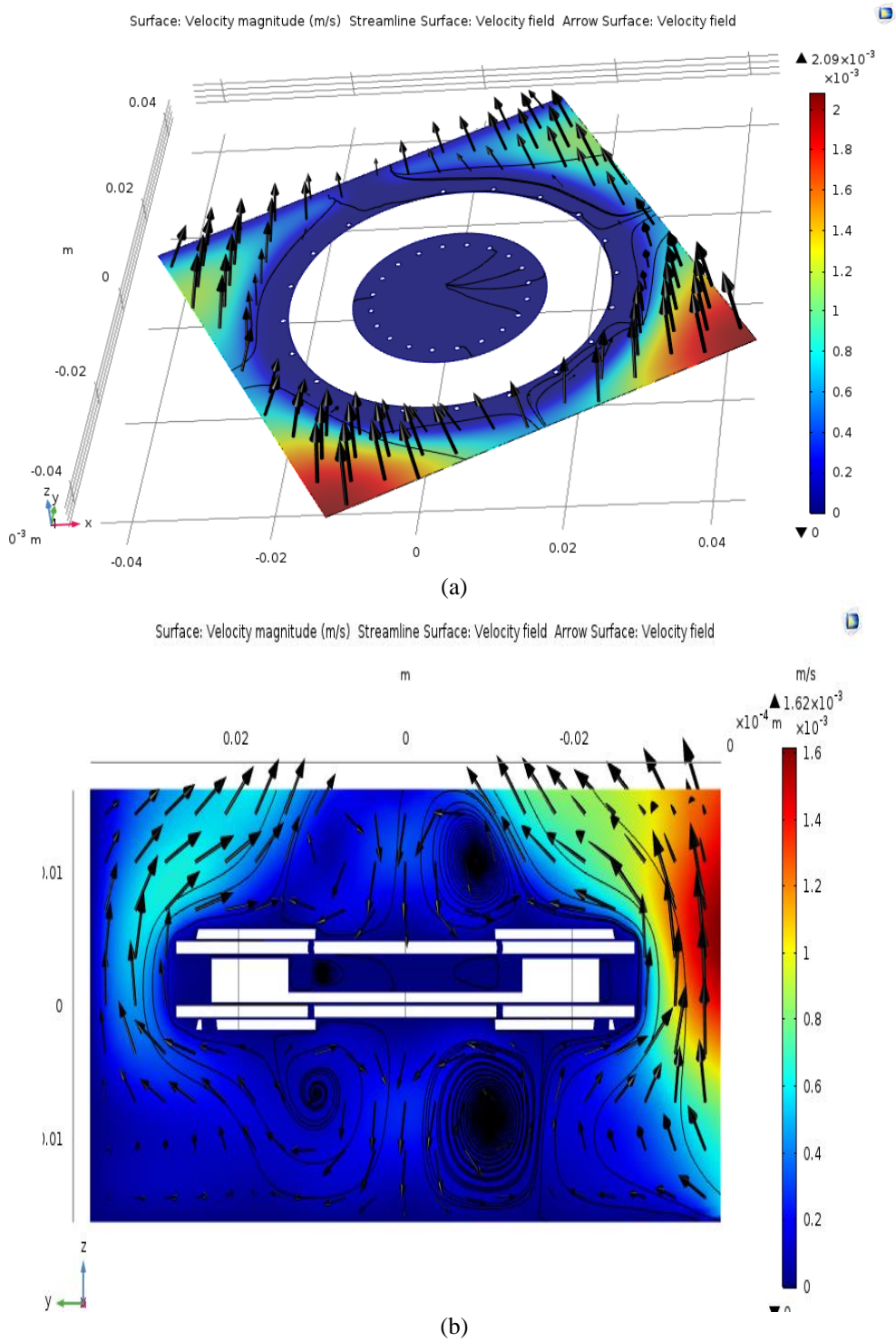


Figure III.20 Distribution de la vitesse de l'air, la température et le gradient thermique  
(a)vue de haut, (b) vue de face.

## Chapitre III : Modélisation électromagnétique et thermique de la bobine toroïdale planaire

### III.7. Conclusion

Ce travail est une prolongation de la conception d'une bobine toroïdale planaire prise avec des dimensions suivant notre cahier des charges. Une investigation numérique du phénomène de convection naturelle de bobine toroïdale planaire, intégrée au milieu d'une couche en PCB Pour être insérée dans transformateur toroïdale.

La méthode des éléments finis a été utilisée pour résoudre les équations aux dérivées partielles qui régissent le phénomène électrique, magnétique et thermique. À travers cette étude, nous avons souligné les points importants suivants :

- ✓ Lors de l'étude du phénomène thermique à proximité des conducteurs, en particulier des isolants, le nombre de Rayleigh doit être calculé, car c'est un bon indicateur pour connaître la possibilité d'inclure ou de négliger l'effet de la flottabilité.
- ✓ Les bobines contenant des noyaux magnétiques améliorent les performances électriques, en particulier le champ magnétique, et réfutent l'effet parasite.
- ✓ Dans l'étude de la bobine classique planaire sans substrat nous avons remarqué que la température maximale est localisée sur les via. L'augmentation de la température sur les via est logique puisque les fils sont relativement minces, ce qui contribue à l'augmentation de la densité du courant.
- ✓ Dans l'étude de la bobine classique planaire avec substrat nous avons constaté que le substrat joue un rôle important sur l'augmentation de la température en comparant avec celles sans substrat. Cela est dû à l'augmentation du coefficient de la conductivité thermique du domaine entre les spires (PCB) par rapport à celui de l'air.

Ce type de bobines est le siège d'augmentation notable de la température qui suit une tendance exponentielle, ce qui peut conduire à prendre en considération d'autres facteurs lors de la conception, notamment le facteur de refroidissement.

# **Chapitre IV**

## **Dimensionnement du transformateur à bobines toroïdales planaires**

### **IV. Introduction**

Ce chapitre comporte deux parties. La première concerne la présentation du convertisseur de type Fly-back pour la détermination des valeurs des inductances du primaire et du secondaire. Nous sélectionnerons également les matériaux qui seront utilisés pour la réalisation du transformateur [Margueron, 2006]. En tenant compte des caractéristiques électriques et magnétiques des matériaux choisis, nous évaluerons les contraintes géométriques du composant. Les contraintes liées à ce type d'intégration résident dans la mise au point d'une méthode adéquate permettant le dimensionnement du transformateur avec un minimum de pertes aux hautes et très hautes fréquences[Mohan,1999]. Ils résident également dans la compatibilité des procédés technologiques contribuant à la fabrication du système complet ainsi que le coût de fabrication [Yaya et al, 2015].

#### **IV.1. Principe de fonctionnement du convertisseur Fly-back**

Le fonctionnement du convertisseur Fly-back, figure IV-1 est basé sur le principe de découpage, sa tension de sortie est réglée en fonction du rapport cyclique qui est le rapport entre la durée de conduction de l'interrupteur  $K$  et la période de découpage; afin d'éviter la saturation du circuit magnétique, il est nécessaire de prendre :  $\alpha = 0.5$ [Derkaoui, 2010]

Le principe de fonctionnement de ce convertisseur est le suivant[Kahlouche,2014].

L'interrupteur  $K$  est fermé pendant la fraction  $\alpha T$  de la période de découpage  $T$ . La source primaire fournit alors de l'énergie au transformateur (croissance du courant), la diode  $D$  est bloquée ( $V_D < 0$ ). Le courant dans la charge est fourni par la décharge du condensateur  $C$ .

Lors du blocage de l'interrupteur  $K$ , la diode  $D$  assure la continuité du courant dans l'enroulement secondaire. On a alors une décharge de l'énergie dans  $R$  et  $C$ .

Si la valeur du condensateur est bien calculée (suffisante), on peut considérer la décharge de  $C$  entre  $\alpha T$  et  $T$  comme négligeable, et donc assimiler la tension de sortie à une constante. La décroissance du courant de  $\alpha T$  et  $T$  peut alors être considérée comme linéaire.

Donc le principe du Fly-back est de charger de l'énergie dans des bobines couplées dans un premier temps et restituer cette énergie à la charge dans un second temps.

#### IV.1.1. Etude des formes d'onde

On supposera que la constante de temps  $RC$  du filtre de sortie est très grande devant la période de fonctionnement  $T$  de l'alimentation, nous assimilerons donc la tension de sortie à une constante [Zolfaghari, 2001].

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

On considère l'interrupteur  $K$  passant (fermé) et la diode  $D$  bloquée (ouverte), figure IV-2.

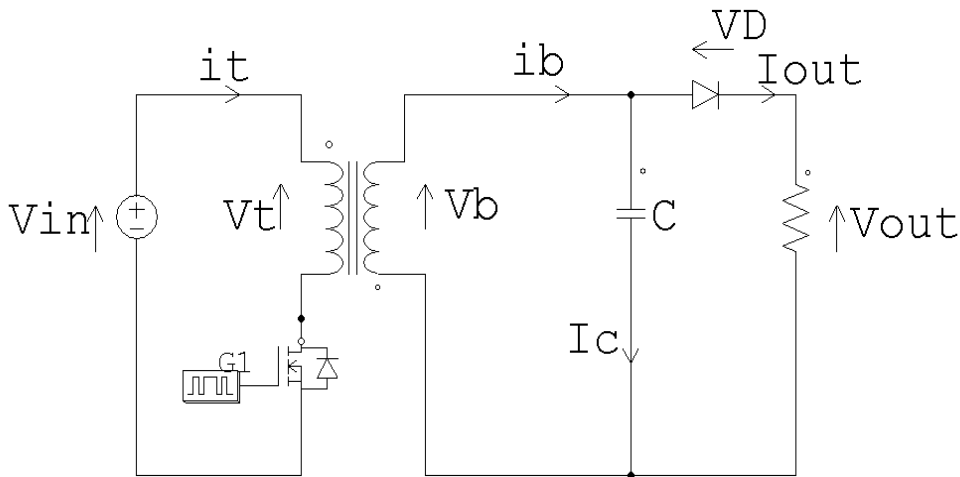


Figure IV.1 Circuit électrique équivalent du convertisseur Fly-back .

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

## Chapitre IV : Dimensionnement du transformateur à bobines toroïdales planaires

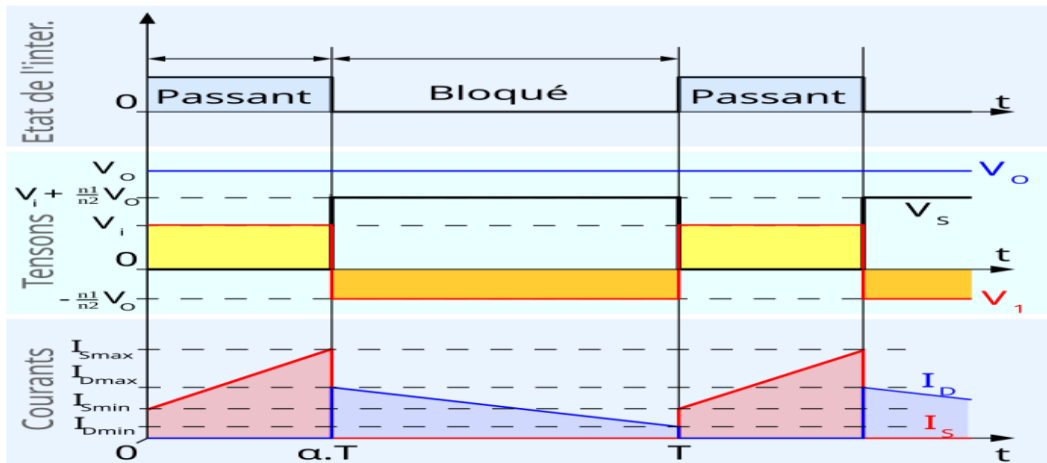


Figure IV.2 Forme d'ondes courant et tension dans un convertisseur Fly back.

$$V_{Dmax} = -(m \cdot V_e + V_s) < 0 \text{ avec } m = \frac{n_s}{n_p} \quad (\text{IV.1})$$

La tension aux bornes du primaire  $L_p$  vaut  $V_e$  et  $V_e = V_1$ . Avec la relation :

$$\begin{aligned} V_e(t) = V_1(t) &= L_p \cdot \frac{di_1(t)}{dt} \\ V_e(t) &= \text{cste} = V_e \\ \text{Donc } i_1(t) &= \frac{V_e}{L_p} \cdot t + i_{1m} \\ \text{A } t = 0; \quad i_1(0) &= i_{1m} \\ \text{A } t = \alpha T; \quad i_1(\alpha T) &= i_{1m} = \frac{V_e}{L_p} \cdot \alpha T + I_{1m} \\ V_e(t) = V_1(t) &= L_p \cdot \frac{di_1(t)}{dt} \\ V_e(t) &= \text{cste} = V_e \end{aligned} \quad (\text{IV.2})$$

Donc :

$$\begin{aligned} i_1(t) &= \frac{V_e}{L_p} \cdot t + i_{1m} \\ \text{A } t = 0; \quad i_1(0) &= i_{1m} \\ \text{A } t = \alpha T; \quad i_1(\alpha T) &= i_{1m} = \frac{V_e}{L_p} \cdot \alpha T + I_{1m} \\ \text{Donc} \quad \Delta I_1 &= \frac{\alpha \cdot V_e}{L_p \cdot f} \quad (\text{IV.3}) \\ \frac{d\Delta I_1}{d\alpha} &= \frac{V_e}{L_p \cdot f} \neq 0 \\ \text{Quand } \alpha = 1, \quad \Delta I_1 &= \Delta I_{1max} = \frac{V_e}{L_p \cdot f} \end{aligned}$$

Le courant dans le primaire grandit linéairement dans le temps (allure de rampe). Le transformateur se charge en énergie magnétique (Magnétisation du transformateur). Lorsque  $K$  est sur le point de s'ouvrir, le courant  $i_l$  est à sa valeur maximale, notée  $I_{1m}$ .

$$I_{1m} = \frac{T \cdot V_e}{L_p} \quad (\text{IV.4})$$

Le courant qui traverse la charge de sortie  $R$  vient de la réserve d'énergie (condensateur). Cela forme un circuit indépendant. L'énergie stockée dans le transformateur vaut alors :

$$w = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot i_{1m}^2 = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot \left( \frac{T \cdot V_e}{L_p} \right)^2 = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot (T \cdot V_e)^2 \quad (\text{IV.5})$$

## IV.2. Le cahier des charges du convertisseur

Les spécifications du convertisseur dans lequel nous voulons insérer notre transformateur planaire sont le point de départ de la conception du transformateur. Nous avons choisi un convertisseur Fly-back, esquissé dans la figure (IV-1) composé d'un transformateur planaire et de quelques composants passifs. Cette disposition fonctionne en conduction discontinue lorsque le courant demandé par la charge est faible et en conduction continue pour les courants plus élevés. Pour réaliser cette fonction, il est nécessaire d'avoir un noyau magnétique autour duquel sont placés les enroulements primaire et secondaire. En raison du couplage magnétique, ce transformateur induit intrinsèquement des effets de fuite, provenant principalement du placement des enroulements. Nous avons opté pour les spécifications du convertisseur, qui constituent le point de départ du dimensionnement du transformateur. Tension d'entrée  $V_{in} = 100$ , Tension de sortie  $V_{out} = 50$  V ; puissance de sortie  $P_s = 100$  W ; fréquence de fonctionnement  $f = 10$  MHz.

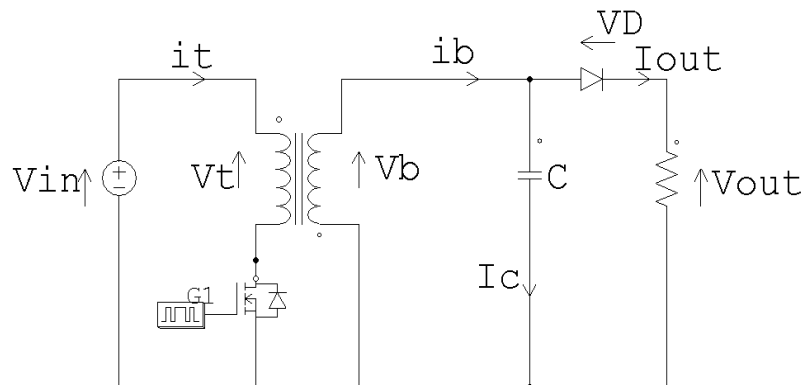


Figure IV.3 Schéma électrique du convertisseur Fly-back  
Contenant le transformateur planaire.

## Chapitre IV : Dimensionnement du transformateur à bobines toroïdales planaires

Les transformateurs planaires se présentent sous différentes formes, en fonction des exigences de la recherche. Les formes les plus courantes sont les suivantes : avec des enroulements planaires déformés modifiés et partiellement inclinés ou avec des enroulements purement planaires qui prennent la forme d'une partie d'un secteur, le primaire et le secondaire du transformateur. En général, les bobines toroïdales planes sont construites à partir de deux cylindres coaxiaux minces disposés en parallèle. Chaque cylindre est segmenté en  $n$  secteurs non connectés, ce qui entraîne des espaces entre les spires, comme le montre la figure IV-4 [Ferrell et Nergaard, 2004].

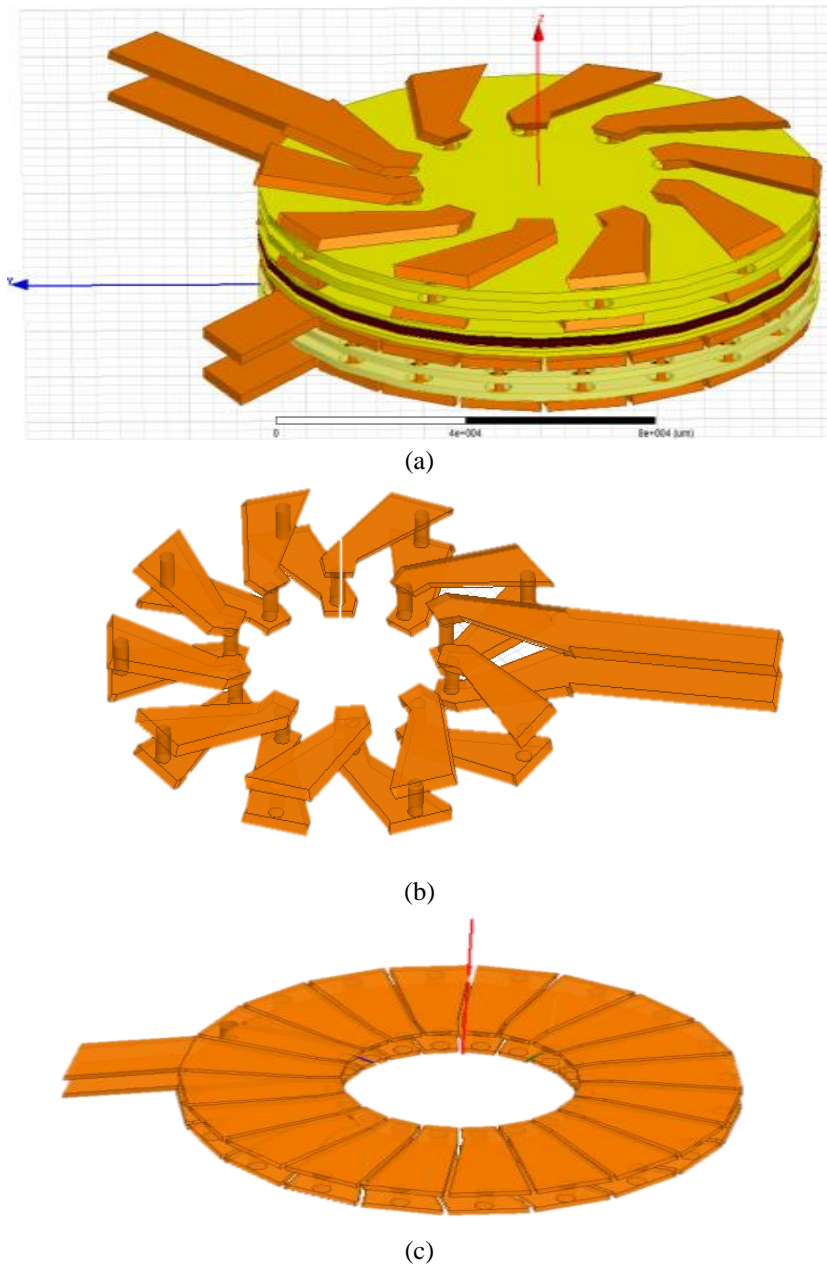


Figure IV.4 Exemple de transformateur à bobines toriques planes  
(a) vue générale, (b) bobine primaire à 10 spires, et (c): bobine secondaire à 20 spires.

Les bobines choisies pour le primaire, figure IV-3 b et le secondaire, figure IV-3 c du transformateur sont identiques et présentent les caractéristiques suivantes : nombre de spires primaires  $n_t=20$  ; nombre de spires secondaires  $n_b=10$  ; diamètre intérieur  $d_{in} = 37$  mm ; diamètre extérieur  $d_{out} = 63$  mm ; diamètre extérieur du matériau ferrite magnétique  $d_{exNiFe} = 60$  mm ; diamètre intérieur du matériau ferrite magnétique  $d_{inNiFe} = 40$  mm ; diamètre extérieur du matériau PCB  $d_{PCB} = 68$  mm ; épaisseur des spires  $t = 0,07$  mm ; et épaisseur du PCB  $e_{PCB} = 0,3$  mm. Les caractéristiques électriques de la bobine toroïdale, du substrat et de l'isolant sont indiquées dans le tableau 1. Le FR4 est un type de stratifié époxy renforcé de fibres de verre. Il est ici utilisé comme isolant.

### IV.3. Processus de fabrication de la bobine toroïdale plane et les matériaux utilisés

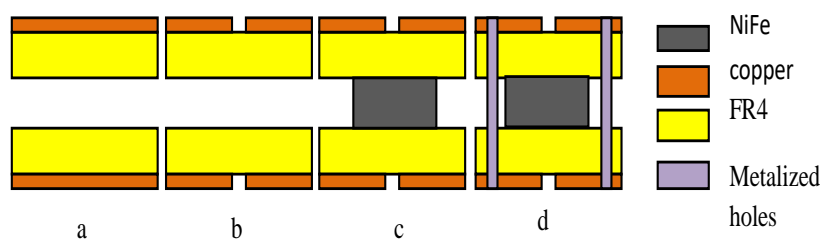


Figure IV.5 Processus de production de la bobine toroïdale plane (bobine primaire et secondaire du transformateur). (a) PCB mince ; (b) pistes gravées ; (c) circuit magnétique pressé entre les deux PCB ; et (d) trous traversant plaqués pour connecter les deux PCB.

Tableau IV.1 Caractéristiques utilisées des matériaux de la bobine, du substrat et de l'isolant du transformateur.

Matériaux utilisés	Cu	NiFe	FR4
Perméabilité $\mu$	1	900	1
Résistivité $\sigma$ ( $\Omega$ m)	$1.75 \times 10^{-8}$	$20 \times 10^{-8}$	
Permittivité $\epsilon$	1	11.8	4.5

### IV.4. Dimensionnement du noyau magnétique

En tenant compte de certaines caractéristiques électriques et magnétiques du transformateur planaire, on évalue le volume du noyau magnétique et la surface sur laquelle le circuit électrique du transformateur sera placé. Sur cette base, les dimensions du noyau magnétique peuvent être évaluées tout en respectant les spécifications du convertisseur en termes de stockage d'énergie magnétique et de pertes matérielles.

Notre transformateur est décrit géométriquement par les paramètres suivants : la largeur du primaire  $w_{moyp}$  et du secondaire  $w_{moyb}$ , l'épaisseur du conducteur  $t$ , l'espacement des

## Chapitre IV : Dimensionnement du transformateur à bobines toroïdales planaires

enroulements primaire  $sp$  et secondaire  $ss$ , et le nombre de tours  $np$  et secondaire  $ns$ , ainsi que le diamètre intérieur  $d_{in}$ , le diamètre extérieur  $d_{out}$ , et la longueur totale du conducteur  $l_t$ , [30]. Les  $d_{in}$  et le  $d_{out}$  doivent être choisis pour optimiser le rapport entre la bobine et la surface occupée sur le circuit. Cette surface est constituée de conducteurs en cuivre posés sur trois couches empilées, deux couches de FR4, entre les deux couches, et une couche ferromagnétique de NiFe, le tout posé sur un plan de masse, comme l'esquisse la figure IV-4 a. Les équations suivantes permettent de calculer les différents paramètres géométriques :

$$I_{1m} = \frac{T \cdot V_e}{L_p} \quad (IV.6)$$

$$l_t = \frac{V_{in}^2 \alpha^2}{2fP_{out}}, l_b = m^2 l_t, m = \frac{\alpha V_{out}}{(\alpha-1)V_{in}} \quad (IV.7)$$

$$w = \frac{1}{2} (l_t i_e^2) = \frac{1}{2} l_b i_s^2 \quad (IV.8)$$

Dans les équations IV-7,  $m$  est le rapport de transformation,  $w$  est l'énergie stockée dans le noyau,  $v$  la densité d'énergie par volume,  $\alpha$  représente le rapport cyclique,  $P_{out}$  est la puissance à la sortie du transformateur,  $V_{in}$  est la tension d'entrée du transformateur,  $V_{out}$  est la tension à la sortie du transformateur,  $i_e$  est le courant électrique à la sortie du transformateur,  $i_s$  est le courant électrique à l'entrée du transformateur. Les valeurs de la fréquence  $f$  et de la tension d'entrée  $V_{in}$  nous permettent de calculer la valeur des inductances des bobines primaire et secondaire  $l_t$  et  $l_b$  de notre transformateur.

Le dimensionnement du noyau magnétique est déterminé par le volume du noyau nécessaire pour stocker l'énergie, qui est calculé en utilisant la densité d'énergie (telle qu'exprimée dans l'équation (IV-9) et l'énergie stockée dans les enroulements [18]. L'énergie volumétrique qui peut être stockée dans le noyau magnétique  $w_{max}$  est fonction à la fois de l'induction maximale  $B_{max}$  que le matériau peut supporter et de sa perméabilité relative  $\mu_r$ .

$$e_{NiFe} = \frac{v}{d_{out}^2} \quad (IV.9)$$

$e_{NiFe}$  : est l'épaisseur du NiFe.

$d_{out}$  est le diamètre extérieur.

$$A_n = \frac{\pi}{4} [(d_{exNiFe})^2 - (d_{inNiFe})^2] \quad (IV.10)$$

$$S = [(R_{exNiFe})^2 - (R_{inNiFe})^2] \pi = 500\pi \quad (IV.11)$$

$$v = \frac{w}{w_{max}}, \quad w_{max} = \frac{B_{max}^2}{2\mu_0\mu_r} \quad (IV.12)$$

En conclusion, nous avons trouvé un volume de 314 mm<sup>3</sup> de NiFe nécessaire pour stocker 12,5 μJ d'énergie. A noter que plus la perméabilité magnétique de 900, plus le volume du circuit magnétique sera important pour une induction maximale donnée.

#### IV.4. Dimensionnement du transformateur à bobines toroïdales planaires

##### IV.4.1. Détermination des paramètres géométriques du transformateur

Les équations ci-dessous permettent de calculer la largeur moyenne d'un seul conducteur ; sa largeur n'étant pas la même, l'une est plus grande que l'autre.

$$\omega_{int} = \frac{d_{int} \cdot \pi}{n_t} - s_t, \quad \omega_{inb} = \frac{d_{inb} \cdot \pi}{n_b} - s_b \quad (IV.13)$$

$$\omega = \frac{d_{ext}}{n_t, \omega_{exb} \frac{d_{exb} \cdot \pi}{n_b} s_{ext}} \quad \omega_{moy} = \frac{\omega_{int} d_{ext}}{2, \omega_{moyb} \frac{\omega_{exb} + \omega_{inb}}{2}}$$

Les longueurs des conducteurs des bobines primaire et secondaire peuvent être calculées comme suit :

$$l_{Tt} = 2 n_t l_{fTt}; \quad l_{Tb} = 2 n_b l_{fTb} \quad (IV.14)$$

$$l_{fTt} = l_{fTb} = d_{out} - d_{in} \quad (IV.15)$$

##### IV.4.2. Calcul des paramètres électriques du transformateur

Le modèle électrique équivalent du transformateur est similaire au modèle de l'inducteur toroïdal planaire, comme le montre la figure IV-7.

## Chapitre IV : Dimensionnement du transformateur à bobines toroïdales planaires

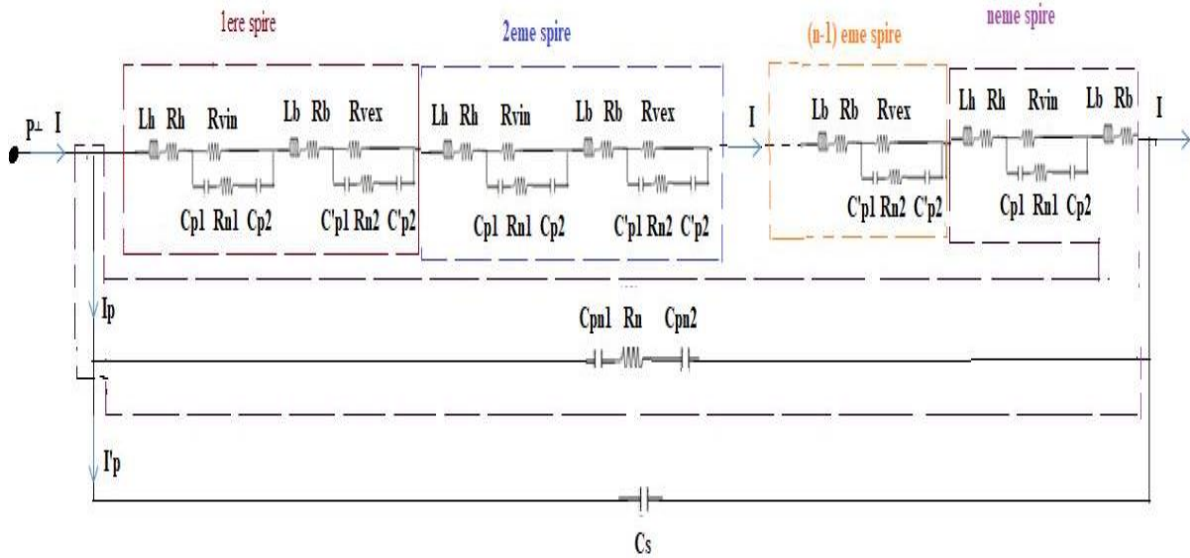


Figure IV.6 Circuit électrique équivalent de la bobine toroïdale planaire.

En fait, le transformateur est simplement une paire d'inductances toroïdal planaire couplées magnétiquement. Ce modèle comprend les inductances en série des bobines primaire et secondaire  $l_t$ ,  $l_b$ , les résistances en série de la bobine primaire et secondaire  $R_{st}$ ,  $R_{sb}$ , les capacités de couplage entre les spires  $C_{ov1,2}$ , les capacités entre les bobines secondaire et primaire et le substrat  $C_{oxt}$ ,  $C_{oxb}$ , et la capacité du substrat des bobines primaire et secondaire  $C_{st}, C_{sb}$ . sont calculés à l'aide des équations ci-dessous :

$$C_{st} = \frac{\epsilon_{PCB} l_T \omega_{moyt}}{2e_{PCB}}, \quad C_{sb} = \frac{\epsilon_{PCB} l_{Tb} \omega_{moyb}}{2e_{PCB}} \quad (IV.16)$$

$$C_{oxt} = \frac{\epsilon_{PCB}}{2 t_{PCB}} \omega_{moyt} l_{Tt}, \quad C_{oxb} = \frac{\epsilon_{PCB}}{2 t_{PCB}} \omega_{moyb} \cdot l_{Tb} \quad (IV.17)$$

$$R_n = \rho_n \frac{t_n}{A_n}, \quad A_n = \frac{\pi}{4} [(d_{exNiFe})^2 - (d_{inNiFe})^2], \quad (IV.18)$$

$$R_{ss} = \frac{2\rho_{PCB} e_{PCB}}{l_{Tb} \omega_{moyb}} \cdot R_{st} = \frac{2\rho_{PCB} e_{PCB}}{l_{Tb} \omega_{moyt}}, \quad (IV.19)$$

$$C_{ovt} = \frac{\epsilon_{PCB}}{2 \cdot S_b} (t_b l_{Tb}), \quad C_{ov1,2} = \frac{\epsilon_{PCB} d_{out}^2}{e_{PCB}}, \quad (IV.20)$$

$$C_{pn1} = C_{pn2} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S_f}{t_{PCB}}, \quad S_f = \omega_{moy} l_{ft}, \quad (IV.21)$$

**IV.5. Résultats du dimensionnements géométrique et électrique du transformateur**

Le tableau ci-dessous présente les résultats du dimensionnement géométrique et électrique

Tableau IV.2 Résultats du dimensionnement géométrique.

<b>Paramètres géométriques</b>	<b>Values</b>
Diamètre extérieur : $d_{out}$	63 mm
Diamètre interne : $d_{in}$	37 mm
Épaisseur du noyau : $e_{NiFe}$	0.4 mm
Épaisseur de la peau : $\delta$	82.24 $\mu\text{m}$
Nombre de spires primaires : $n_t$	20 mm
Nombre de spires secondaires : $n_b$	10 mm
Largeur du conducteur primaire : $\omega_{moyt}$	5.66 mm
Largeur du conducteur secondaire : $\omega_{moyb}$	10.17 mm
Épaisseur du conducteur primaire : $t_t$	70 $\mu\text{m}$
Épaisseur du conducteur secondaire : $t_b$	70 $\mu\text{m}$
Espacement primaire : $S_t$	2.19 mm
Espacement secondaire : $S_b$	5.53 mm
Longueur totale primaire : $l_{Tt}$	1040 mm
Longueur totale secondaire : $l_{Tb}$	520 mm

Tableau IV.3 Les résultats du dimensionnement électrique.

<b>Paramètres électriques</b>	<b>Values</b>
Inductance primaire $l_t$	12.5 $\mu\text{H}$
Inductance secondaire $l_b$	3.125 $\mu\text{H}$
Résistance série primaire $R_{st}$	66.64 $\text{m}\Omega$
Résistance série secondaire $R_{sb}$	18.54 $\text{m}\Omega$
Capacité d'oxyde primaire $C_{oxt}$	44.14 $\text{mF}$
Capacité de l'oxyde secondaire $C_{oxb}$	39.66 $\text{mF}$
Résistance magnétique primaire : $R_{magt}$	$27.18 \times 10^{-9} \Omega$
Résistance magnétique secondaire : $R_{magb}$	$30.25 \times 10^{-9} \Omega$
Capacité entre spire primaire du $C_{st}$	44.14 $\text{PF}$
Capacité entre spire secondaire du $C_{sb}$	11.1 $\text{PF}$

## Chapitre IV : Dimensionnement du transformateur à bobines toroïdales planaires

### IV.5.1. Interprétation des résultats du dimensionnement

L'objectif du dimensionnement géométrique et électrique d'un transformateur est de minimiser au maximum les pertes dans ce dernier. Pour aboutir à cet objectif, les paramètres technologiques doivent vérifier les conditions suivantes :

- Les capacités d'oxyde  $C_{oxt}$ ,  $C_{oxb}$  et de substrat  $C_{subt}$ ,  $C_{subb}$  doivent être aussi faibles que possible, afin d'éviter toute infiltration de courant dans le noyau et dans le substrat.
- Les capacités inter-spires  $C_{sb}$ ,  $C_{st}$  doivent également être très faible pour éviter les courts-circuits entre les spires.
- Les résistances du noyau  $R_{magp}$ ,  $R_{mags}$  et de substrat  $R_{subp}$ ,  $R_{subs}$  doivent être aussi élevées que possible afin de faire barrière aux courants induits par effet capacitif.
- Par contre les résistances séries  $R_{sp}$  et  $R_{ss}$  doivent être très faibles pour minimiser les pertes par effets joules et faciliter la circulation du courant dans les enroulements conducteurs.

Les résultats obtenus sont globalement en accord avec les objectifs souhaités.

- Les capacités  $C_{oxp}$ ,  $C_{oxs}$ ,  $C_{subp}$ ,  $C_{subs}$ ,  $C_{pn2}$  et  $C_{pn1}$  sont de l'ordre du picofarad.
- Les résistances  $R_{sp}$  et  $R_{ss}$  sont de l'ordre de quelques Ohm.

### IV.6 Optimisation des performances du convertisseur Fly-back

Pour visualiser la tension et le courant de sortie du convertisseur, nous avons utilisé PSIM 6.0, un logiciel de simulation dédié à l'ingénierie électrique et à l'électronique de puissance ; le logiciel nous permet de dessiner le schéma du montage à partir des éléments de la bibliothèque. L'expression de la résistance de charge du convertisseur Fly-Back, de la capacité et de l'inductance du convertisseur Fly-Back, de la puissance de sortie, de la puissance d'entrée, de la puissance de sortie, du rendement, des pertes Joule et des pertes fer sont, respectivement, données par les expressions suivantes :

- Résistance de charge du convertisseur Fly-back

$$R_s = \frac{V_s}{i_s}, \tag{IV.22}$$

- Capacité et du convertisseur Fly-back

$$C_s = \frac{\alpha^2 m V_e}{(1-\alpha)\Delta V_s R_s f}, \tag{IV.23}$$

- Inductance du convertisseur Fly-back

$$l_m = n_t^2 \frac{\mu_{Nife} d_{out}^2}{2e} \tag{IV.24}$$

### IV.6.1 Convertisseur contenant un transformateur avec bobine toroïdale planeaire

La figure ci-dessous figure (IV-8) présent le circuit électrique du convertisseur Fly-back contenant le transformateur toroïdal intégré .les paramètres électrique de ce circuit ont été présentés au paragraphe (IV.4.2).

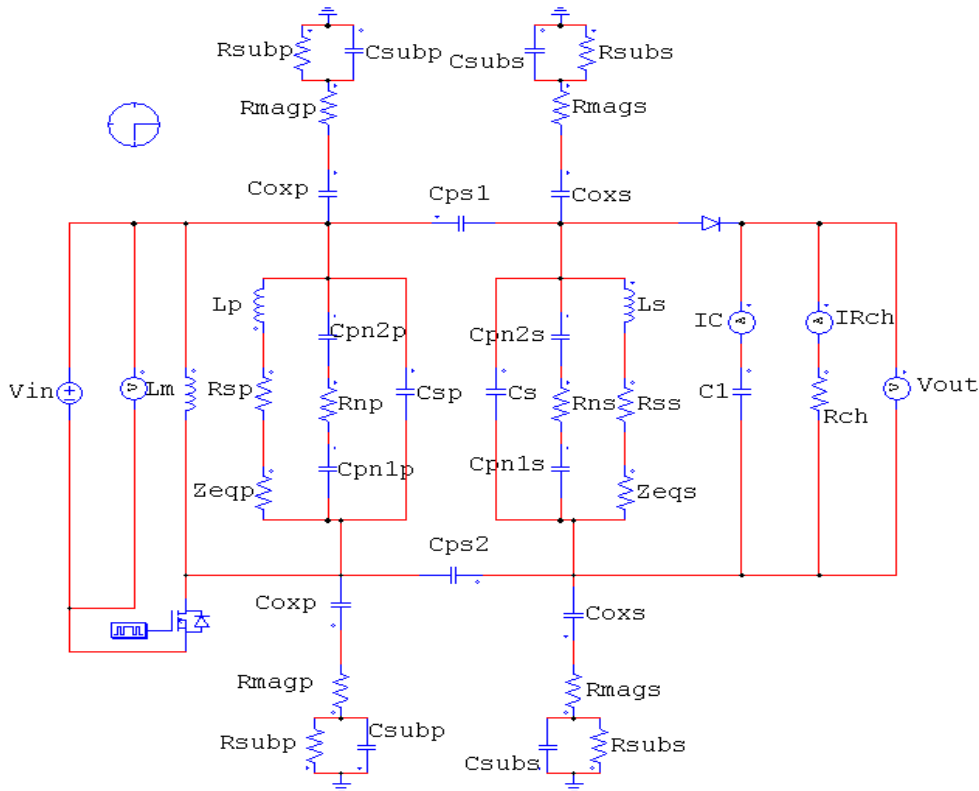
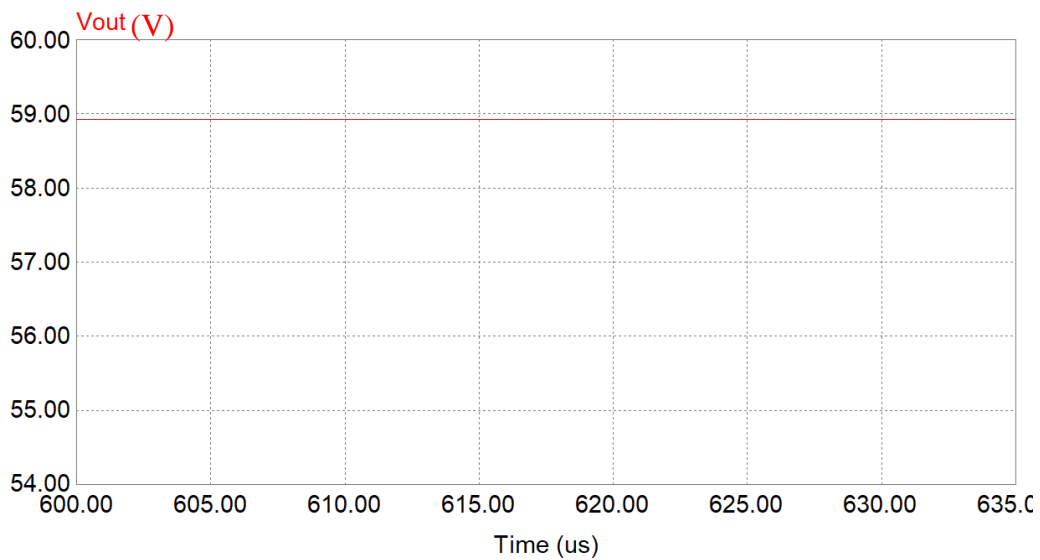


Figure IV.7 Schéma électrique équivalent du transformateur toroïdal planeaire inséré dans un convertisseur Fly-Buck.

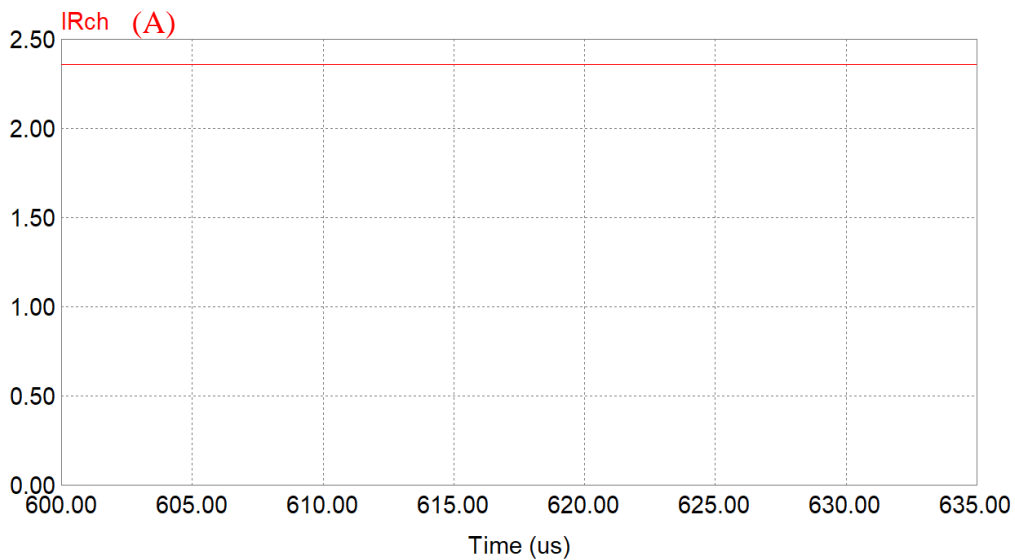
# Chapitre IV : Dimensionnement du transformateur à bobines toroïdales planaires

## IV.6.2. Allures du courant et de la tension de sortie du transformateur

Afin de valider notre modèle de transformateur, nous allons, à l'aide d'un logiciel de simulation PSIM 6.0, visualiser les différentes formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur contenant ce transformateur. Pour effectuer cette simulation, nous devons introduire dans les circuits électriques, les valeurs des paramètres technologiques calculés. Les résultats de la simulation, figures IV-9 (a et b) montrent que les tensions de sortie du transformateur sont respectivement 59 V, le courant est de 2 A. Ces résultats sont en accord avec les spécifications du cahier des charges.



(a)



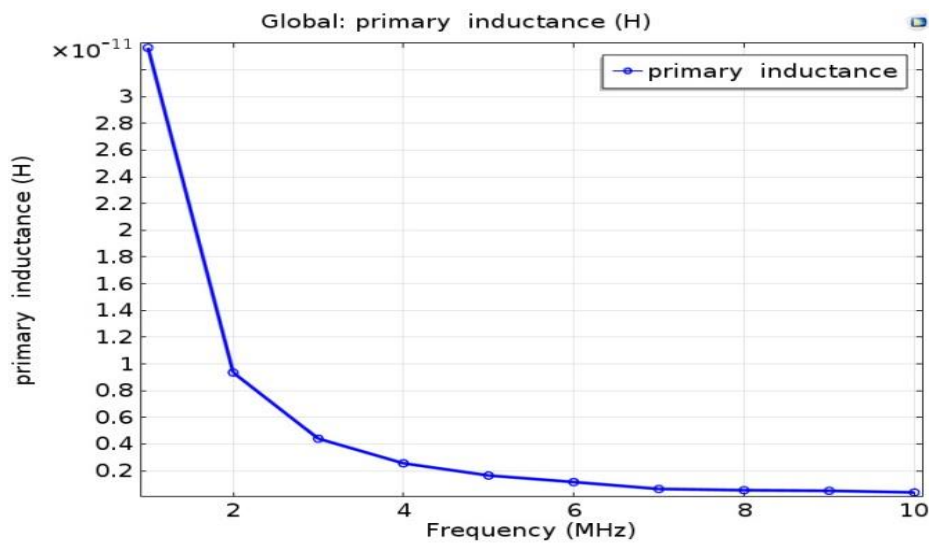
(b)

Figure IV.8 Tension de sortie du transformateur (a), Courant de sortie du transformateur (b).

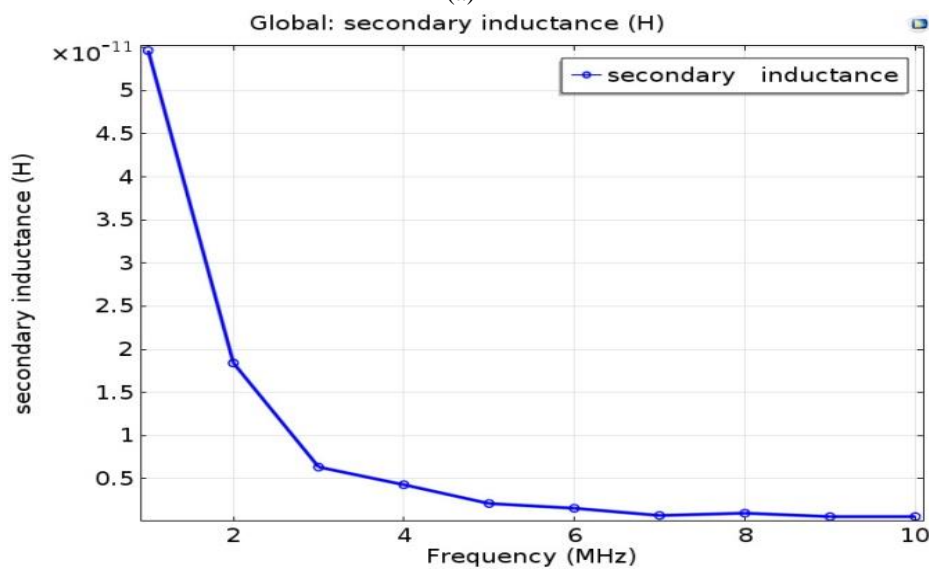
La figure IV-9 montre l'allure de la tension et du courant de sortie du convertisseur. Comme prévu, ces résultats montrent que le dimensionnement du transformateur a été effectué correctement. Ces résultats sont en excellent accord avec les spécifications.

### IV.6.3 Influence de la fréquence sur les inductances primaire et secondaire du transformateur

Les figures IV-10 (a et b) montrent l'influence de la fréquence sur les inductances du primaire  $L_p$  et de la secondaire  $L_s$ .



(a)



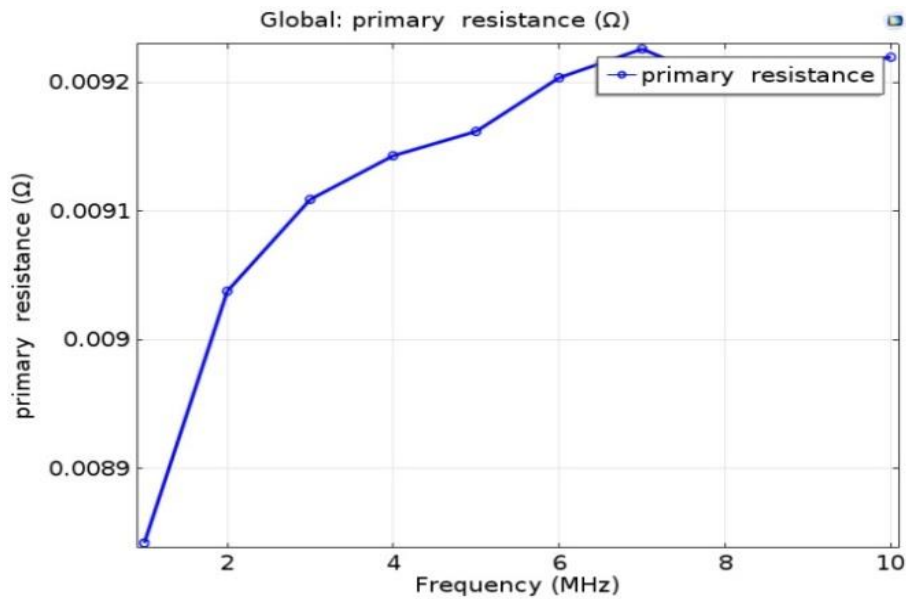
(b)

Figure IV.9 Influence de la fréquence sur l'inductance du primaire  $L_{st}$  et du secondaire  $L_{sb}$ .

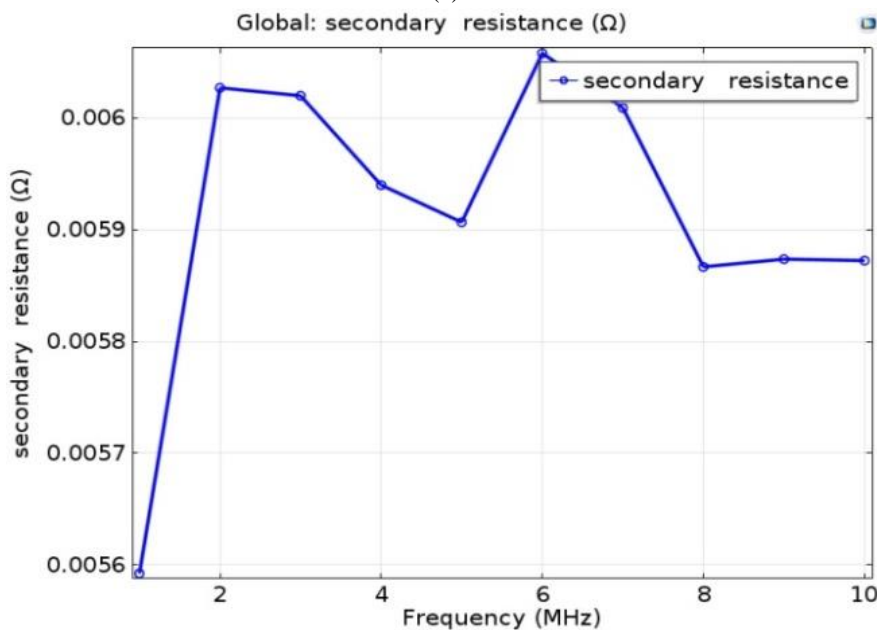
## Chapitre IV : Dimensionnement du transformateur à bobines toroïdales planaires

### IV.7. Influence de la fréquence sur les résistances du primaire et du secondaire du transformateur

Les figures IV-11 (a et b) montrent l'influence de la fréquence sur les résistances série du primaire  $R_{st}$  et du secondaire  $R_{sb}$ . Elles augmentent en fonction de la fréquence (effet de peau), elles sont donc très sensibles aux changements de fréquence à cause de l'effets de peau et de proximité.



(a)



(b)

Figure IV.10 Comportement des résistances série du primaire (a) et du secondaire (b) en fonction de la fréquence.

### IV.8. Rendement du transformateur

Le rendement du transformateur est le rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée, il est présenté par les équations ci-dessous.

$$\eta = \frac{P_s}{P_s + P_j + P_f} \quad (IV.25)$$

$$P_s = V_s \cdot I_s \text{ est la puissance de sortie} \quad (IV.26)$$

$$\text{est les pertes par effet Joule } P_f = \frac{V_e^2}{R_{sub}} \quad (IV.27)$$

La figure (IV-12) présente l'évolution du rendement de notre transformateur en fonction de la puissance de sortie pour une gamme de puissance allant de 0 à 100 w .

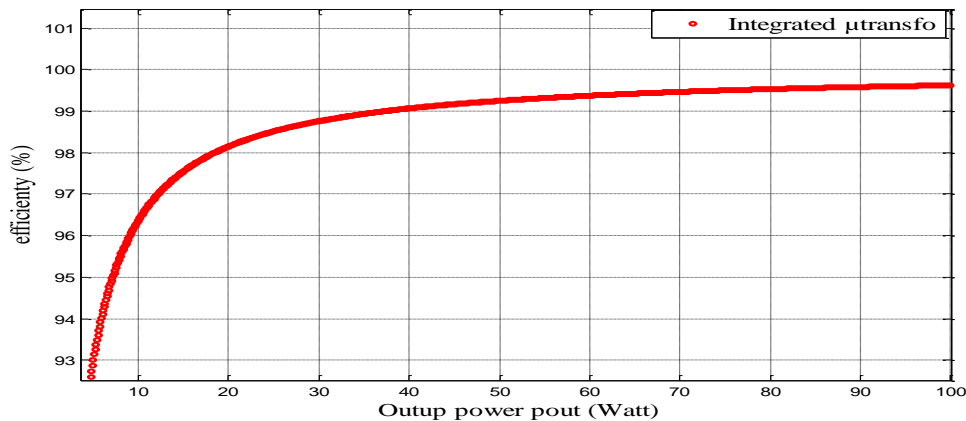


Figure IV.11 Rendement du convertisseur du Fly-Buck en fonction de la puissance de sortie.

Nous remarquons que Le rendement d'un convertisseur Fly-Back est estimé à 95%. Dans le cas de notre transformateur, nous avons trouvé un rendement d'environ 99% pour un courant de 2 A et une tension de sortie de 59 V. cette valeur explique par les différents pertes et chute non importante. On conclut que ce types du transformateur peut répondre aux exigences de nous jours moins de perte moins du chut, ce model proche de celui de transformateur parfait.

### IV.9. Analyse des résultats de simulations

Un dimensionnement géométrique correct, ouvre les portes vers l'intégration et la commercialisation de modules passifs intégrés. La visualisation des différentes formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur contenant le transformateur à bobines toroïdales planaires valide le dimensionnement des paramètres géométriques.

## **Chapitre IV : Dimensionnement du transformateur à bobines toroïdales planaires**

Les résultats trouvés sont satisfaisants donc répondent au cahier des charges fixé en début de projet.

### **IV.10. Conclusion**

Le but de ce chapitre était le dimensionnement d'un transformatrice avec des bobines toroïdales planaires. Le transformateur dimensionné a ensuite in été inséré dans un convertisseur DC/DC de type Fly-Back fonctionnant pour les petites puissances. Du fait de la limitation en surface et en volume, deux paramètres sont fondamentaux dans le dimensionnement de ce type de transformateurs[Zolfaghari,2001]. Le premier est la forme géométrique ou topologie de la structure, le second est la nature des matériaux utilisés pour la fabrication des différentes parties du composant. Ces deux paramètres vont agir au niveau de la valeur des inductances primaire et secondaire, l'énergie stockée, les pertes dans le noyau et dans le conducteur, sur le volume du composant ou encore sur les perturbations générées par ce dernier. Toutes ces caractéristiques sont liées et impliquent de faire des compromis en fonction des applications visées.

La modélisation magnétothermique sera effectuée au chapitre suivant afin de nous assurer que les paramètres géométriques préalablement dimensionnés vont induire un comportement fréquentiel correct du transformateur.

# Chapitre V

## Application : Transformateur toroïdal planaire

### V. Introduction

Ce chapitre est consacré à l'étude du comportement magnétique et thermique d'un transformateur à bobines toroïdales planaires. Dans notre configuration, la bobine primaire est constituée de vingt tours, tandis que celle du secondaire est constituée de dix tours. Cette conception combine les avantages des transformateurs toroïdaux et planaires: elle utilise des bobines plates, semblables à celles utilisées dans les transformateurs planaires, tout en conservant une forme toroïdale pour son noyau magnétique. Cette combinaison permet de tirer parti des caractéristiques distinctives des deux types de transformateurs. Cette étude se penche sur le comportement électromagnétique et thermique [Wang et Xu ,2012]. Le comportement électromagnétique est décrit par les équations de Maxwell, qui donnent un aperçu de la distribution des champs magnétiques, des potentiels et des densités de courant électrique. L'écoulement des fluides est modélisé par les équations de Navier-Stokes. Le couplage de ces ensembles d'équations permet d'obtenir une représentation plus complète et plus précise des phénomènes thermiques entourant les équipements électriques [Senhadji et Hamid,2020].

Cette recherche est intéressante pour la conception et l'optimisation des systèmes électriques, car elle permet aux ingénieurs de prévoir et de gérer plus efficacement les effets thermiques [Susa etLehtonen,2005]. Par conséquent, cela permet d'améliorer la fiabilité, la durabilité et l'optimisation des performances des équipements électriques. Le modèle mathématique a été résolu à l'aide de la méthode des éléments finis intégrée au logiciel COMSOL6.0. La simulation sous ce logiciel a montré une répartition correcte du potentiel, du champ électrique, de la densité de courant et de la température uniformément distribuée. En outre, ce

modèle de transformateur à bobine toroïdale planaire offre de nombreux avantages, tels que des dimensions réduites, une fréquence de résonance élevée et une grande fiabilité de fonctionnement. Cette étude a permis d'identifier la plage de son fonctionnement optimal [Schmidt et Ferreira, 2002].

**V.1. Modélisation électromagnétique du transformateur toroïdal planaire**

**V.1.1. Matériaux et méthodes**

Les spécifications du convertisseur dans lequel nous voulons insérer notre transformateur planaire sont le point de départ de la conception[Lewaiter et ckermann,2001] . Nous avons choisi un convertisseur Fly-Back, présenté par la figure V-1, composé d'un transformateur planaire et de quelques composants passifs. Cette disposition fonctionne en conduction discontinue lorsque le courant demandé par la charge est faible et en conduction continue pour les courants plus élevés. Le point de départ pour la réalisation d'un tel dispositif est un enroulement de transformateur conventionnel. Pour réaliser cette fonction, il est nécessaire d'avoir un noyau magnétique autour duquel sont placés les enroulements primaire et secondaire. En raison du couplage magnétique, ce transformateur induit intrinsèquement des effets de fuite, provenant principalement du placement des enroulements. Nous avons opté pour les spécifications du convertisseur, qui constituent le point de départ du dimensionnement du transformateur avec ce cahier des charges:

Tension d'entrée  $V_{in} = 100$ , Tension de sortie  $V_{out} = 50$  Volts ; puissance de sortie  $P_s = 100$  Watts ; fréquence de fonctionnement  $f = 10$ Mégahertz.

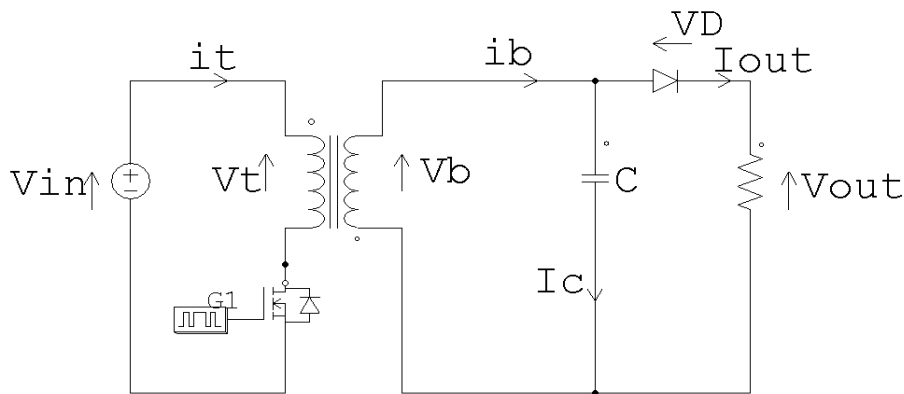


Figure V.1 Schéma électrique du convertisseur Fly-Back contenant le transformateur planaire.

### V.1.2. Présentation du transformateur toroïdal planaire

Les transformateurs planaires se présentent sous différentes formes, en fonction des exigences de la recherche. Les formes les plus courantes sont les suivantes: avec des enroulements planaires déformés modifiés et partiellement inclinés ou avec des enroulements purement planaires qui prennent la forme d'une partie d'un secteur, le primaire et le secondaire du transformateur. En général, les bobines toroïdales planes sont construites à partir de deux cylindres coaxiaux minces disposés en parallèle. Chaque cylindre est segmenté en  $n$  secteurs non connectés, ce qui entraîne des espaces entre les spires, comme le montre la figure V-2.

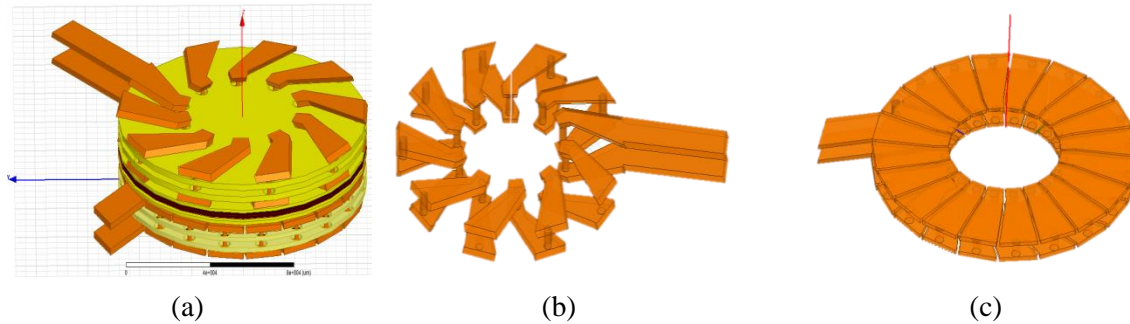


Figure V.2 Exemple de transformateurs à bobines toriques planes : (a) vue générale, (b) bobine primaire à 20 spires, et (c) bobine secondaire à 10 spires.

### V.1.3. Comportement électromagnétique du transformateur

Les spécifications constituent le point de départ du dimensionnement du transformateur planaire. Comme nous l'avons déjà mentionné, le transformateur se compose de deux bobines toroïdales planes déposées sur un matériau magnétique et séparées par un diélectrique, qui assure également le couplage magnétique, comme le montre la figure V-3.

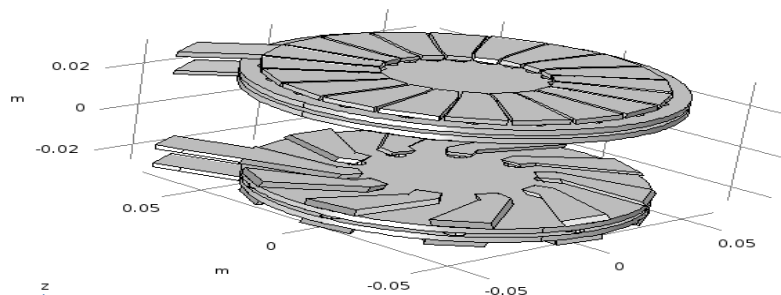


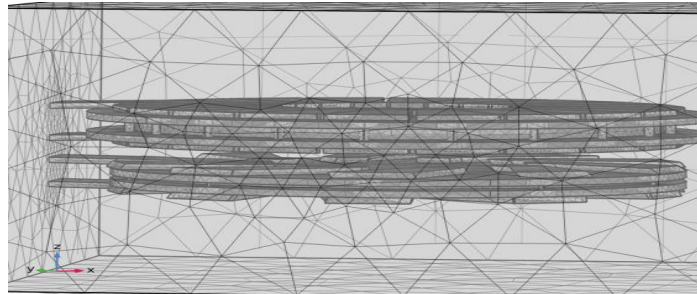
Figure V.3 Vue en 3D du transformateur primaire et secondaire.

### V.1.4. Le maillage du transformateur

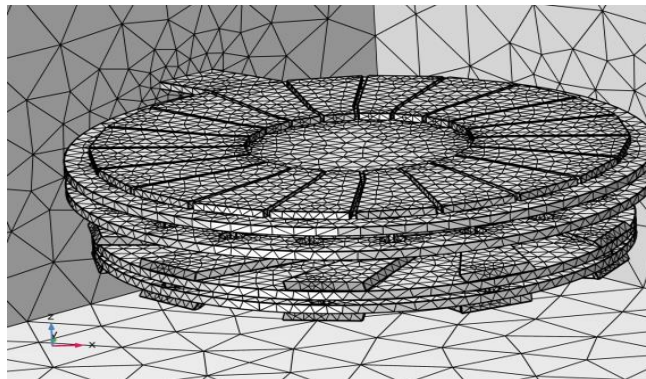
Le phénomène électromagnétique est régi par les équations de Maxwell :

$$\vec{E} = -\nabla V - j\omega\vec{A}, \vec{D} = \varepsilon_0\varepsilon_r\vec{E}, \quad \vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial\vec{D}}{\partial t} \quad (\text{V.1})$$

La résolution numérique du problème physique pour l'étude du comportement magnétothermique du transformateur a été effectuée en utilisant la méthode des éléments finis basée sur la discrétisation de Galérien sous le logiciel COMSOL Multiphasiques 6.0. La solution de l'équation (V-1) nous permettra de visualiser le comportement magnétique de la bobine planaire [Joo,H.W. et ;Lee,2006] .La figure V-4 montre la grille de maillage adaptée au dispositif faisant l'objet de la présente analyse. Il s'agit d'une grille tétraédrique affinée à proximité des parois de la zone d'étude, y compris les limites du transformateur. Afin de garantir la fiabilité et la précision des résultats numériques, un test d'indépendance des résultats par rapport au type de maillage et au nombre d'éléments a été effectué. Pour ce faire, nous avons opté pour un nombre d'éléments de 1235802, au-delà duquel les résultats de la simulation restent inchangés.



(a)



(b)

Figure V.4 Maillage de la zone d'étude (a), Maillage du transformateur (b).

### V.1.5. Distribution du potentiel électrique en basse fréquence 50Hz

Pour une analyse plus détaillée, deux cas ont été étudiés : un transformateur avec un noyau magnétique et un transformateur sans noyau magnétique. Dans ce cadre, la figure V-5 montre la distribution du potentiel électrique à travers les spires des bobines toroïdales dans les deux cas. On constate que le potentiel est plus important dans l'enroulement primaire que dans l'enroulement secondaire. Ceci est dû au fait que ce type de transformateur est un transformateur abaisseur de tension. D'autre part, à travers les enroulements primaire et secondaire, le potentiel électrique diminue progressivement entre les entrées et les sorties des bobines. De plus, le potentiel électrique est presque identique entre les deux cas. En outre, le courant d'entrée diminue le long des spires du transformateur en raison de la résistance du conducteur.

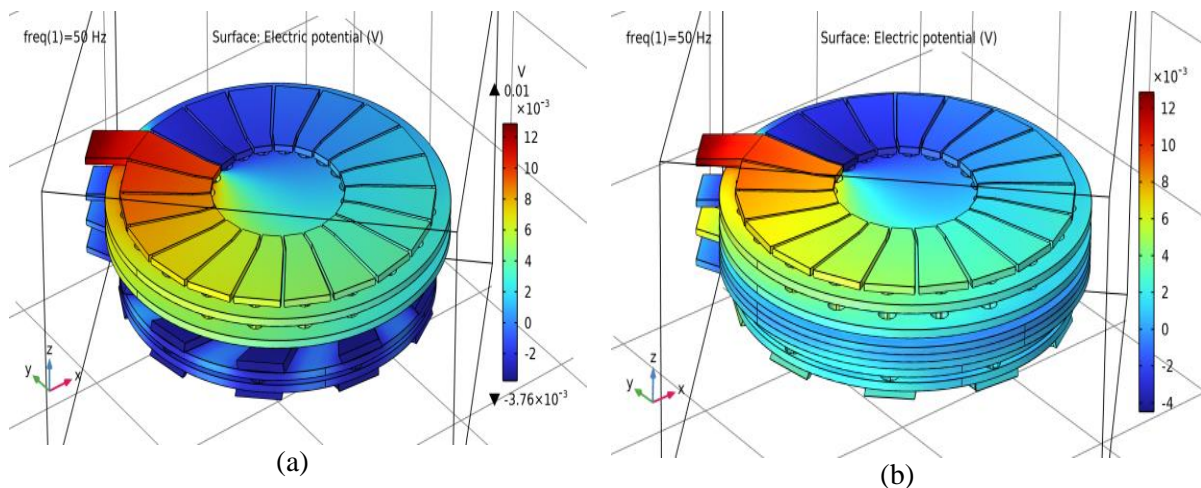


Figure V.5 Distribution du potentiel électrique dans le transformateur :(a) sans noyau magnétique NiFe, (b) avec noyau magnétique NiFe.

### IV.1.6. Flux magnétique en basse fréquence à 50 Hz

La figure V-6(a) montre la densité de flux magnétique produite par le transformateur dans les deux cas étudiés. On constate que cette densité de flux magnétique générée par le transformateur avec le noyau magnétique est la plus importante. Pour une analyse plus détaillée, la figure V-6 (b) montre la distribution de la densité de flux magnétique le long de la ligne verticale passant par le milieu des deux bobines du transformateur. On constate également que la densité magnétique

générée par le transformateur est plus importante en présence d'un noyau magnétique. Les lignes de champ magnétique sont ainsi confinées, ce qui entraîne un pic au niveau du noyau magnétique.

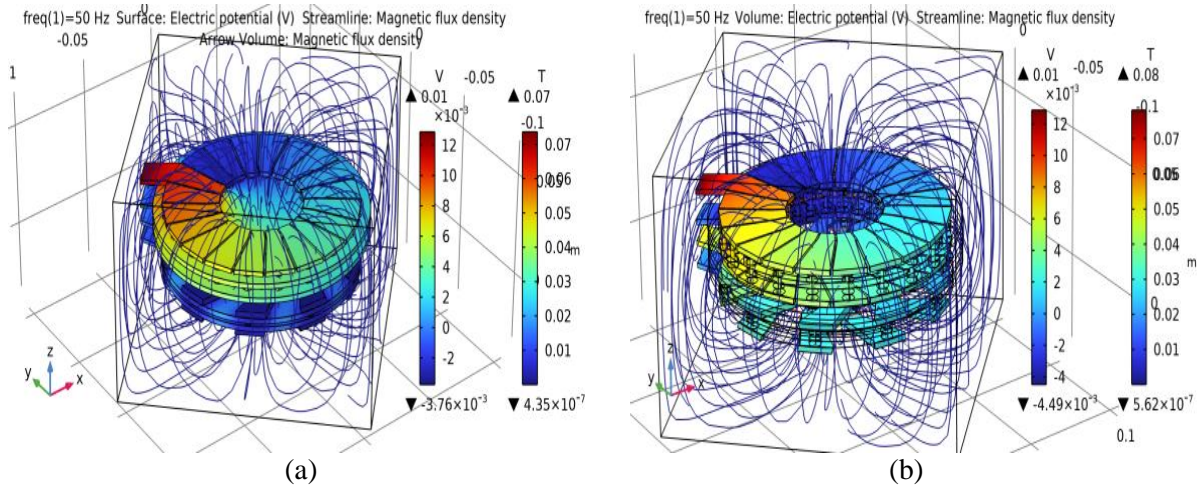


Figure V.6 Distribution de la densité du flux magnétique dans le transformateur : (a) sans noyau magnétique NiFe, (b) avec noyau magnétique NiFe.

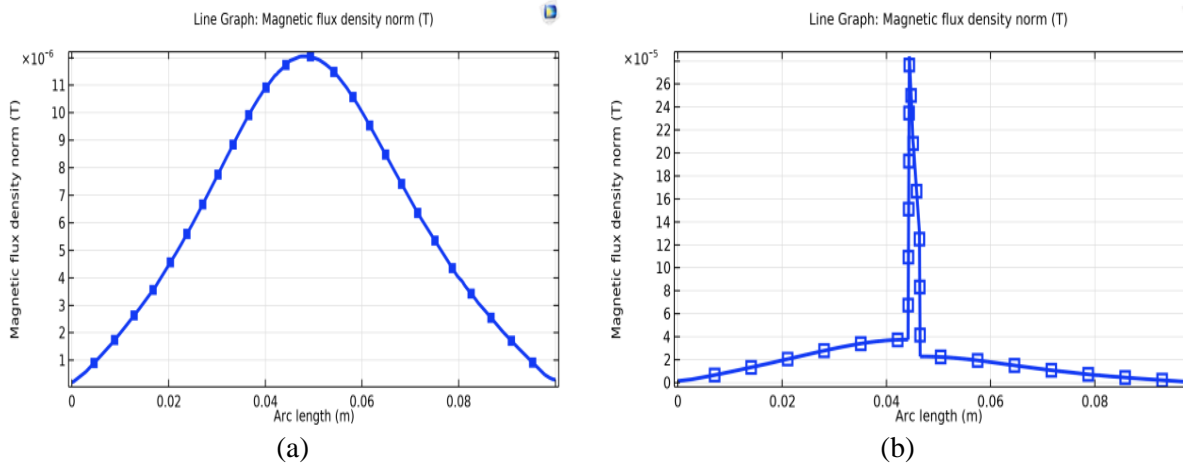


Figure V.7 Distribution de la densité du flux magnétique dans le transformateur le long de la ligne centrale verticale : (a) sans noyau magnétique NiFe; (b) avec noyau magnétique NiFe.

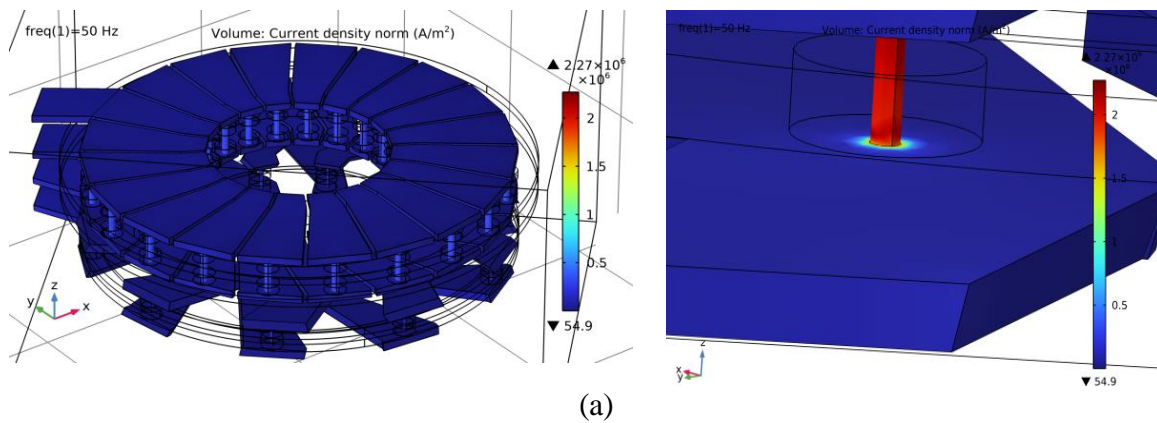
Nous observons vsu la figure (V-6 (a)) un débordement des lignes de champ magnétique dans tous les directions ‘est la configuration classique d’un champ magnétique émanant d’une bobine dans l’air. Ces lignes occupent tout l’espace et ne sont arrêtées que par les frontières du domaine de simulation. Cette répartition peut induire des perturbations des composants situés au voisinage immédiat du transformateur.

Nous observons pour le cas où les deux bobines toroïdale planaire sont déposées sur un noyau magnétique, que la majorité de ces lignes de champs s’en trouvent confinées dans ce noyau

figure (V-6(b)). Ceci s'explique par la perméabilité élevée de la ferrite. Insertion des couches de ferrite permet donc de canalisation des lignes de champ magnétique.

**V.1.7. Densité du courant électrique en basse fréquence 50 Hz**

En résolvant les équations de Maxwell, équations (V-1), nous pouvons également visualiser la distribution de la densité de courant électrique dans le transformateur toroïdal (plan en 3D). La figure V-8 (a) montre la distribution de la densité de courant dans le transformateur planaire. Elle est minimale à l'intérieur du transformateur en raison de la résistance du conducteur. De plus, elle n'est pas uniforme dans le transformateur plan ; elle est plus importante dans sur la surface de la spire, ce qui induit une résistance non homogène dans les conducteurs. Il faut noter que l'effet de peau et l'effet de proximité sont présents et se produisent notamment entre les conducteurs adjacents. La figure V-8 (b) montre la distribution de la densité de courant électrique dans les deux bobines toroïdales composant notre transformateur dans les deux cas : absence et présence d'un matériau magnétique (un noyau magnétique). En vertu de l'homogénéité du matériau de la bobine, la densité de courant est la même dans les deux cas. En revanche, dans les deux cas, la densité de courant est élevée au niveau des liaisons reliant les spires supérieures et inférieures. Ceci est dû à la faible section des liens.



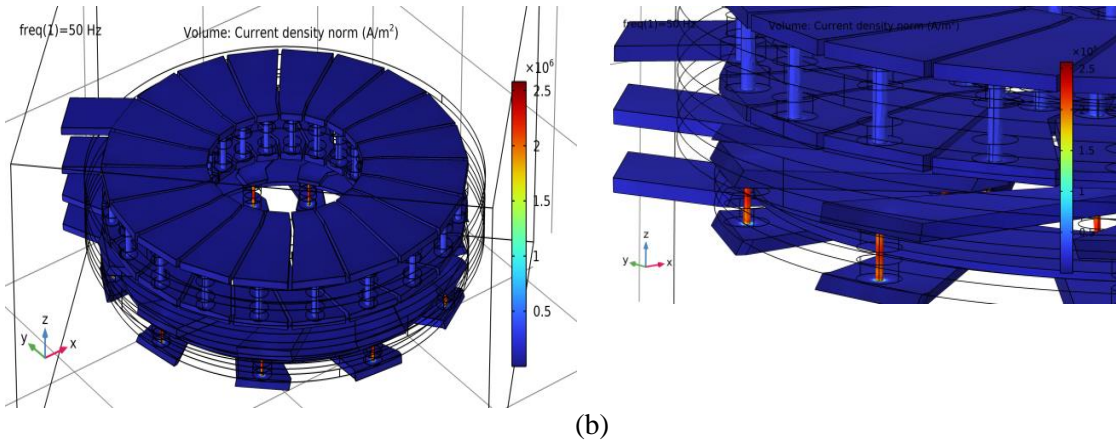


Figure V.8 Distribution de la densité de courant dans les spires des bobines formant le transformateur, (a) sans noyau magnétique Nife, (b) avec noyau magnétique Nife.

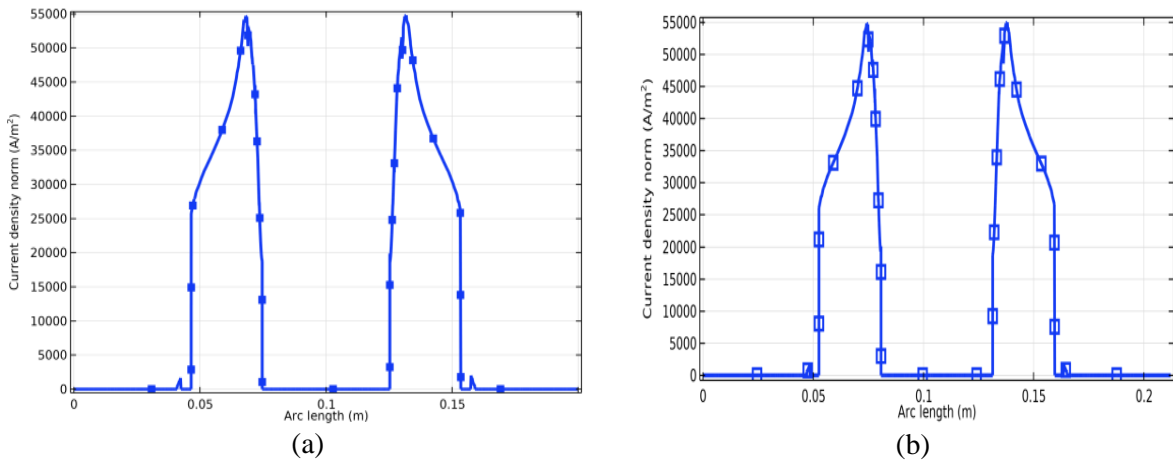


Figure V.9 Répartition de la densité de courant le long d'une direction passant par les spires primaires et secondaires élargies : sans noyau magnétique Nife (a) ; avec noyau magnétique Nife (b).

**V.1.8. Comportement du champ électrique en basse fréquence 50Hz**

La figure V-9 montre la distribution des lignes de champ électrique à proximité de la bobine dans les deux cas. Comme cela est reconnu dans la littérature, le champ électrique a une forme divergente perpendiculaire à la surface des bobines. D'autre part, en comparant les deux cas étudiés, nous pouvons constater que l'intensité du champ électrique est plus faible en présence d'un noyau magnétique, comme le montre la figure V-10.

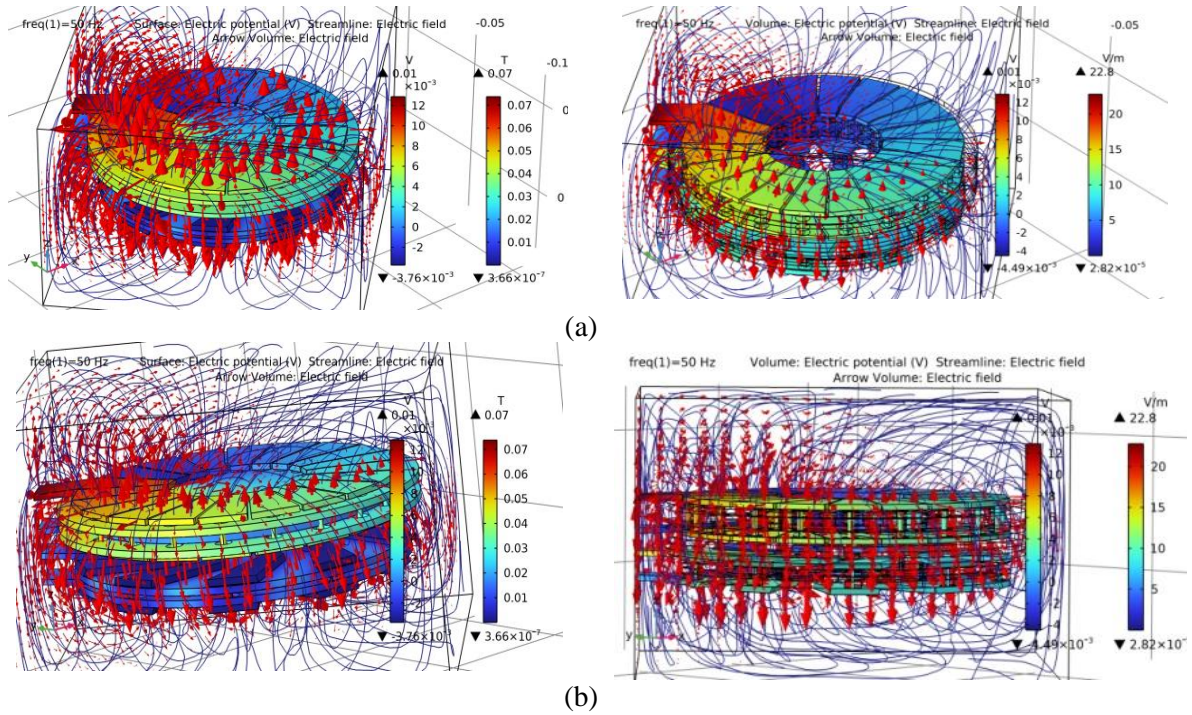


Figure V.10 Répartition du champ électrique dans la zone d'étude selon différentes perspectives : (a) sans noyau magnétique NiFe; (b) avec noyau magnétique NiFe.

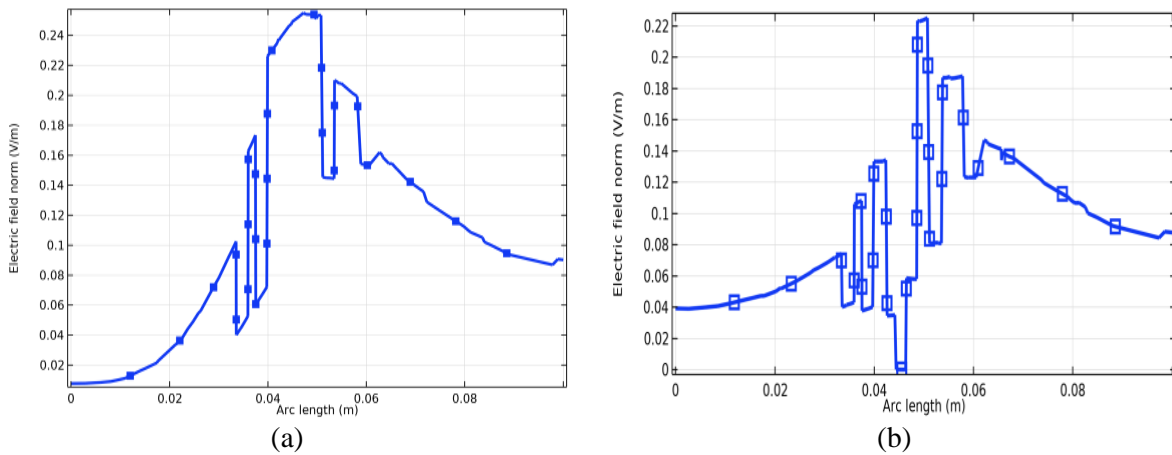


Figure V.11 Répartition du champ électrique dans les bobines du primaire et du secondaire: Sans noyau magnétique NiFe; (b) avec noyau magnétique NiFe.

## V.2. Comportement thermique du transformateur

Un dimensionnement complet du transformateur nécessite une étude de son comportement thermique. Dans la plupart des cas, une augmentation de la température peut conduire à une dégradation sévère de l'équipement, réduisant sa durée de vie ou même le

mettant hors service [Mokhefi, et Rossi diSchio,2022]. Dans cette section, nous présenterons une étude du comportement thermique du transformateur à enroulement toroïdal à l'aide d'un modèle mathématique qui est un couplage entre les équations de Maxwell et l'équation de la chaleur dans les deux cas suivants : enroulements avec et sans noyau magnétique.

L'équation V-2 est utilisée pour déterminer la distribution de la température dans une zone donnée, en tenant compte des différents modes de transmission [Pasko et Kazimierczuk, 2015].

$$\rho_i C p_i \left( \frac{\partial T}{\partial t} + \vec{V} \nabla T \right) = \nabla (\lambda_i \nabla T) + p \quad (\text{V.2})$$

Dans l'équation (V-2), p représente le terme source dû à une génération de chaleur interne [W/m<sup>3</sup>] et l'indice i correspond à la nature du matériau : cuivre, PCB, ou air. De plus, T est la température [K],  $\vec{V}$  est la vitesse de l'air s'il est en mouvement (convection) [m/s], t est le temps [s],  $\rho_i$  est la densité volumique du matériau [Kg/m<sup>3</sup>],  $C_p$  est la capacité thermique du matériau [J/(Kg K)] et  $\lambda$  est la conductivité thermique du matériau [W/(m K)].

Notre étude thermique est réalisée en 3D, ce qui nous permet de transcrire l'équation V-3 en écriture générale. En posant  $\vec{V} = (u, v, w)$  et  $\lambda_i = (\lambda_{ix}, \lambda_{iy}, \lambda_{iz})I$ , on obtient ce qui suit :

$$\begin{aligned} \rho_i C p_i \left( \frac{\partial T}{\partial t} + u \frac{\partial T}{\partial x} + v \frac{\partial T}{\partial y} + w \frac{\partial T}{\partial z} \right) = \\ \frac{\partial}{\partial x} \left( \lambda_{ix} \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \lambda_{iy} \frac{\partial T}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left( \lambda_{iz} \frac{\partial T}{\partial z} \right) + p \end{aligned} \quad (\text{V.3})$$

De plus, dans l'hypothèse d'une convection négligeable,  $u=v=w=0$ . En effet,

$$\rho_i C p_i \frac{\partial T}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left( \lambda_{ix} \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \lambda_{iy} \frac{\partial T}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left( \lambda_{iz} \frac{\partial T}{\partial z} \right) + p \quad (\text{V.4})$$

De plus, en tenant compte de l'homogénéité des matériaux, c'est-à-dire que  $\lambda_{ix}=\lambda_{iy}=\lambda_{iz}$  (constantes). Dans ce cas :

$$\rho_i C p_i \frac{\partial T}{\partial t} = \lambda_i \left( \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) + p \quad (\text{V.5})$$

$$\lambda_i \left( \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) + p = 0 \quad (\text{V.6})$$

Dans le cas stable, on a :

Où le terme source p correspond au flux de chaleur dégagé par le conducteur par effet Joule :

$$P = RI^2 \quad (\text{V.7})$$

En substituant l'expression de la résistance, on obtient ce qui suit :

$$P = \rho_0 \frac{L}{S_{moy}} I^2 = \rho_0 J^2 = \rho_0 (J_x^2 + J_y^2 + J_z^2) \quad (\text{V.8})$$

En effet, l'équation à résoudre est la suivante

$$\lambda_i \left( \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) + \rho_0 (J_x^2 + J_y^2 + J_z^2) = 0 \quad (\text{V.9})$$

Les conditions générales de la simulation sont les suivantes : L'isotropie des différents matériaux dans le domaine d'étude, le coefficient de conductivité thermique, dépend de la température et la convection thermique est introduite comme une condition aux frontières de l'assemblage plan substrat-bobine.

La convection thermique est introduite comme condition aux limites de l'ensemble substrat-bobine planaire. Les bobines des transformateurs ont une source de chaleur, et son terme est bien introduit dans l'équation V-10. Au temps  $t = 0$ , la température de la bobine, du substrat et de l'air est considérée comme étant à la température ambiante, soit 20°C. Aux limites de la boîte à air, le flux convectif est donné par ce qui suit :

$$-\lambda_{air} \left( \frac{\partial T}{\partial n} \right)_{\text{la frontière de l'air}} = h_0 (T - T_\infty) \quad (\text{V.10})$$

Dans l'équation V-10,  $\lambda_{air}$  "air" est la conductivité de l'air [W/mK], n est la direction normale à la frontière [m],  $h_0$  est le coefficient de convection de l'air [W/(m<sup>2</sup> K)], et  $T_\infty$  est la température ambiante.

## V.2.3. Résultats et discussion

Dans cette section, nous présentons une comparaison du comportement thermique du transformateur en présence et en l'absence d'un noyau magnétique. La figure V-15 illustre la distribution de la température dans la zone d'étude. Nous pouvons constater que la température la plus élevée se situe au niveau des spires de la bobine secondaire et ceci dans les deux cas. Par ailleurs, la plus grande quantité de chaleur a été générée par le transformateur, qui ne possède pas de noyau magnétique. Au niveau des spires des bobines du transformateur, la température augmente à mesure que le courant électrique s'éloigne des points de sorties et d'entrées, figure V-13. En revanche, le pic de température se situe au niveau des liaisons cylindriques reliant les spires supérieures et inférieures. Le faible diamètre de ces liaisons entraîne une forte densité de courant, d'où une augmentation de la température.

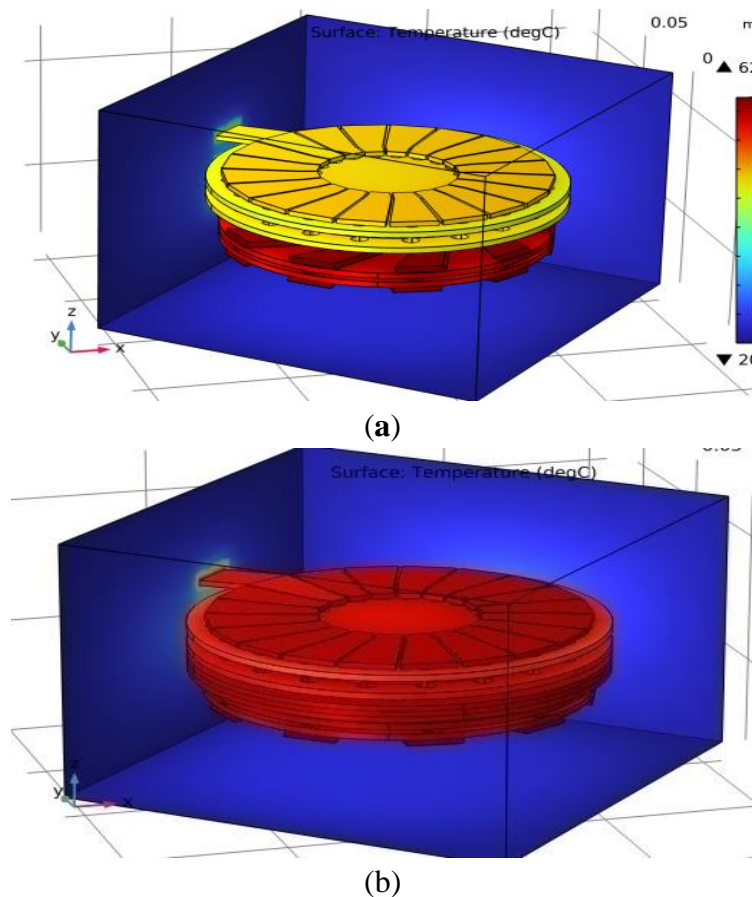


Figure V.12 Distribution de la température dans le domaine de simulation global : sans noyau magnétique NiFe (a) ; avec noyau magnétique NiFe (b).

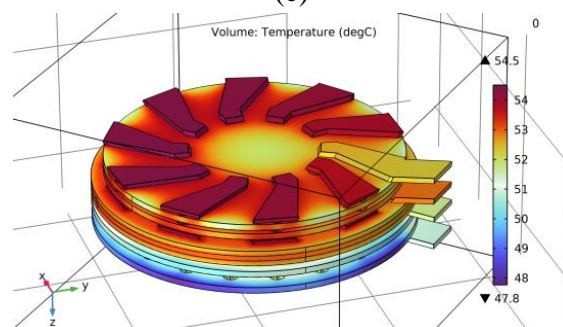
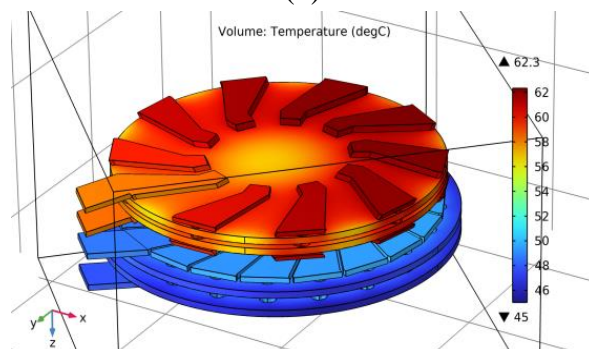
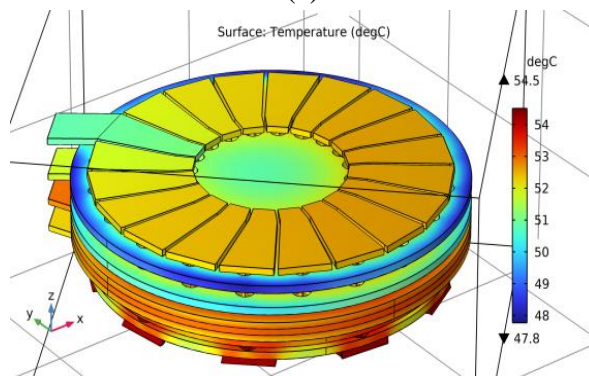
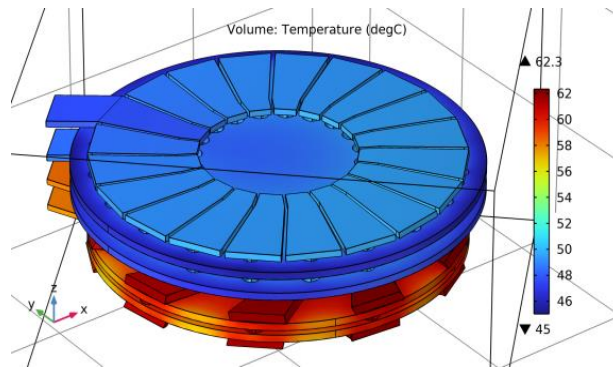


Figure V.13 Distribution de la température dans les bobines primaires : Distribution du champ électrique dans la zone d'étude selon différentes perspectives : sans noyau magnétique NiFe (a) ; avec sans noyau magnétique NiFe (b), et dans les bobines secondaires : Sans noyau magnétique NiFe (c) ; avec noyau magnétique NiFe (d).

La figure V-14 montre que le comportement thermique du transformateur est totalement lié à la densité de courant électrique, qui a une influence directe sur l'élévation de la température du conducteur, favorisant ainsi le transfert conductif dans toute la zone d'étude.

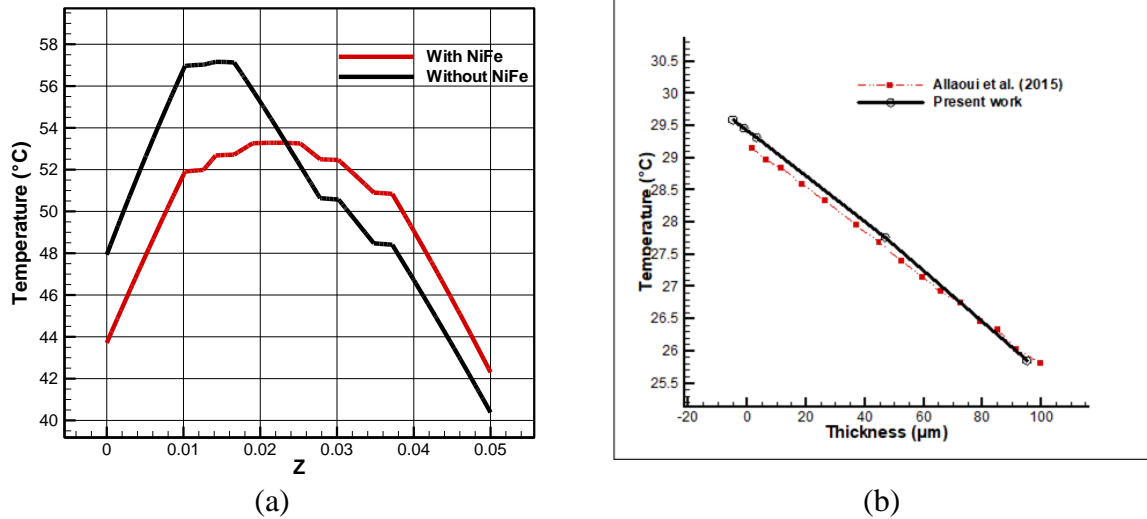


Figure V.14 Validation : distribution thermique le long de la ligne centrale verticale avec et sans noyau magnétique (a) ; distribution de la température dans le noyau et comparaison avec la littérature (b).

### V.3. Conclusion

Ce travail est une prolongation de la conception d'une bobine classique planaire prise avec des dimensions suivant notre cahier des charges.

A partir de ces bobines classiques on a eu l'idée de constituer un transformateur classique planaire ce qui nous a permis de déterminer l'effet magnétique et thermique en utilisant le logiciel COMSOL. Ces simulations nous ont permis d'en déduire les points suivants:

- Le champ magnétique augmente dans le transformateur en comparant ses résultats avec ceux de la bobine classique planaire.
- Le comportement thermique du transformateur est totalement lié à la densité du courant électrique où cette dernière influe positivement sur l'augmentation de la température sur le conducteur ce qui favorise le transfert conductif dans tous le domaine d'étude

## Conclusion générale

Cette thèse propose une contribution à l'intégration de composants passifs pour des applications de faibles puissances. En analysant les besoins énergétiques actuels, nous avons cherché à identifier les principaux obstacles technologiques liés à cette intégration. Cela nous a permis de cibler et de résoudre certains problèmes de dimensionnement, améliorant ainsi les performances et la fiabilité des composants concernés.

L'objectif principal est de concevoir un transformateur planaire destiné à être inséré dans un convertisseur DC/DC de type Buck, pour la conversion d'énergie de faibles puissances. Nous avons opté pour une inductance toroïdale planaire. La structure choisie, est un transformateur toroïdal plan, comprenant deux bobines toroïdales planaires. Dans notre configuration, la bobine primaire est constituée de vingt tours, tandis que la bobine secondaire est constituée de dix tours. Cette étude concerne les comportements électromagnétiques et thermiques **[Rajnak, et Dolnik, 2019]**. Le comportement électromagnétique est élucidé grâce aux équations de Maxwell, offrant un aperçu de la distribution des champs magnétiques, des potentiels et des densités de courant électrique. L'écoulement des fluides est modélisé via les équations de Navier – Stokes. En couplant ces ensembles d'équations, on obtient une représentation plus complète et plus précise des phénomènes thermiques entourant les équipements électriques.

Dans la première partie de ce premier chapitre, nous avons dressé un état des lieux des inducteurs intégrés, en explorant les différentes topologies, matériaux et applications, ce qui a établi un socle solide pour les développements ultérieurs. Dans le deuxième chapitre nous avons validé nos travaux à travers une étude par simulation avec le logiciel PSIM, offrant une visualisation des tensions et courants en sortie de convertisseur, ainsi qu'une analyse de l'évolution de l'inductance selon la fréquence. Les résultats ont montré que les dimensions géométriques respectaient les normes d'intégration et que les performances électriques conformes aux exigences des convertisseurs DC/DC de type Buck et Fly-back **[Ragha vendra, et Muthusamy,2019]**. Le troisième chapitre a approfondi l'analyse magnétothermique de notre bobine à l'aide du logiciel COMSOL, révélant l'impact bénéfique de la flottabilité de l'air sur le profil thermique, un aspect souvent négligé dans des études similaires. Nous avons observé une amélioration des caractéristiques thermiques de la bobine, résultant de la convection naturelle, ce qui suggère une stratégie efficace pour optimiser la fiabilité des bobines intégrées. Le quatrième chapitre se concentrait sur l'étude du dimensionnement des paramètres géométriques et électriques d'un transformateur toroïdal

## Conclusion générale

planaire intégré dans un convertisseur Fly-buck. Les résultats de cette étude montrent une satisfaction par rapport aux exigences d'intégration, qui se déclinent comme suit:

- ✓ Les capacités d'oxyde, telles que  $C_{oxf}$ ,  $C_{oxb}$  et celles du substrat ( $C_{subt}$ ,  $C_{subb}$ ), doivent être minimisées pour éviter toute infiltration de courant dans le noyau et le substrat.
- ✓ Les capacités inter-spires ( $C_{sb}$ ,  $C_{st}$ ) doivent également être très faibles afin de prévenir les courts-circuits entre les spires.
- ✓ Les résistances du noyau ( $R_{magp}$ ,  $R_{mags}$ ) et du substrat ( $R_{subp}$ ,  $R_{subs}$ ) doivent être maximisées pour empêcher les courants induits par effet capacitif.
- ✓ En revanche, les résistances série ( $R_{sp}$ ,  $R_{ss}$ ) doivent être très faibles pour réduire les pertes par effet Joule et faciliter la circulation du courant dans les enroulements conducteurs.
- ✓ Les résultats obtenus sont globalement conformes aux objectifs visés, avec des capacités ( $C_{oxp}$ ,  $C_{oxs}$ ,  $C_{subp}$ ,  $C_{subs}$ ,  $C_{pn}$ ,  $C_{ps}$  et  $C_{pp}$ ) de l'ordre du picofarad et des résistances ( $R_{sp}$  et  $R_{ss}$ ) dans la gamme des milli-ohms.

Le dernier chapitre aborde l'étude du comportement magnétothermique, une étape essentielle dans la conception du transformateur toroïdal planaire. Cette analyse permet d'évaluer le champ magnétique et le potentiel électrique, afin d'optimiser la distribution du courant et des lignes de champ dans le conducteur. Sur le plan thermique, elle vise à visualiser la distribution de la température au sein de l'ensemble du transformateur. Les résultats concernant le comportement magnétique ont révélé que les lignes de champ magnétique se répartissent dans toutes les directions, illustrant ainsi la configuration classique d'un champ magnétique généré par une bobine dans l'air. Ces lignes occupent l'ensemble de l'espace et ne sont interrompues que par les limites du domaine de simulation, ce qui peut engendrer des perturbations pour les composants situés à proximité immédiate du transformateur. Dans le cas où les deux bobines toroïdales planes sont installées sur un noyau magnétique, la majorité de ces lignes de champ sont confinées à l'intérieur du noyau, en raison de la perméabilité élevée de la ferrite. L'ajout de couches de ferrite contribue donc à réduire le débordement des lignes de champ magnétique. En ce qui concerne le comportement thermique, la distribution de la température est pratiquement identique pour tous les matériaux, atteignant un maximum au-dessus de la bobine primaire du transformateur et diminuant en s'éloignant vers les zones périphériques. À proximité de la bobine secondaire, nous avons observé que la distribution de

## Conclusion générale

la température présente des fluctuations, attribuées à la présence de zones chaudes (les spires) et de zones qui ne produisent pas de chaleur (les inter-spires).

En conclusion, notre étude a permis de réaliser une avancée significative dans la conception et l'intégration d'inducteurs et de transformateurs à faible puissance.

Quelques perspectives qui pourraient être envisagées à partir de notre étude :

**1. Optimisation de la conception :** Les résultats obtenus peuvent servir de base pour développer des méthodes d'optimisation supplémentaires visant à améliorer encore les performances des bobines et transformateurs toroïdaux planes, notamment en ajustant les matériaux et les géométries.

**2. Analyse de nouveaux matériaux :** Explorer l'utilisation de nouveaux matériaux pour les noyaux et les enroulements pourrait améliorer la performance magnétique et thermique, tout en réduisant les pertes énergétiques.

**3. Simulation avancée et modélisation :** Utiliser des techniques de simulation plus avancées, telles que la modélisation multi physique, pour évaluer le comportement magnétothermique dans des conditions réelles de fonctionnement.

**4. Études expérimentales :** Réaliser des validations expérimentales sur des prototypes basés sur les conceptions optimisées pour confirmer les résultats théoriques et améliorer la précision des simulations.

Ces perspectives pourraient guider les travaux futurs et permettre d'atteindre des niveaux de performance encore plus élevés dans le domaine des composants passifs pour les applications à faible puissance.

### Bibliographique

[A]

**[Abakar, 2003]**

M.T. Abakar, « Modélisation thermique des composants magnétiques utilisés en électronique de puissance », Thèse de doctorat soutenue à L'institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2003.

**[Allassem, 2010]**

Désiré Allassem. « Contribution à la réalisation d'une micro-inductance planaire », thèse Université Jean Monnet - Saint-Etienne, Français, 2010.

**[Alain, 2008]**

Alain Salles. « Conception d'éléments passifs magnétiques pour convertisseurs de faible puissance », Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2008.

**[Arshak ,Ajina et Egan,2008]**

K-I. Arshak, A. Ajina, D. Egan, "Development of screen-printed polymer thick film planner transformer using Mn-Zn ferrite as core material", Microelectronics Journal, vol. 32, pp. 113-116, 2001.

**[Artillan,2008]**

P.Artillan, "Design, monetization and realization of integrated inductive components for low power supplies and Microsystems" These de Doctorat soutane à l'Université de Toulouse (INSA), 27 Novembre 2008.

**[Ahn et al, 1993]**

Ahn et al. A Fully Integrated Surface Micro-machined Magnetic Micro-actuator with a Multilevel Meander Magnetic Core. Journal of Micro-électro-mechanical Systems, vol 2, N° 1, mars 1993.

### [Allaoui et Hamid,2015]

Allaoui,A.;Hamid,A.;Spitéri,P.;Bley,V.;Lebey,T. Thermal modeling of an integrated inductor in a micro-converter. *J.LowPowerElectron*.**2015**,*11*,63–73.

### [Abakar,2003]

ABAKAR Mahamat Tahir thèse : « Modélisation thermique des composants magnétiques utilisés en électronique de puissance » » L’INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES DE LYON ;2003.

### [B]

### [Boggetto,2003]

**Boggetto**,J.M. “ Contribution à l’intégration d’une inductance sur silicium et étude de son convertisseur synchrone associé”, Thèse de doctorat soutenue à l’Université Joseph Fourier,2003.

### [Bechir Mahamat, 2015]

Hassan Bechir Mahamat. « Modélisation des inductances planaires intégrées », thèse l’université jean Monnet de Saint-Etienne, France 2014. Français. Submitted on 3 Jun 2015.

### [Barnwell, Jackson,1996]

P. Barnwell, T. Jackson, “Low profile, high frequency power supplies using thick film planar transformers”, Proceedings of the 9th Eur. Hybride Micro electronics Conférence, pp. 93-97,1996.

### [Basset,2003]

P.Basset, “Conception, réalisation et test d’un micro système de transport alimenté à distance”, Thèse de doctorat soutenue à l’Université de Lille1, 2003.

### [Brandon, Wesseling,2003]

E.J. Brandon, E. Wesseling, V. White, C. Ramsey, L. Del Castillo, U. Lieneweg, “Fabrication and characterization of micro inductors for distributed power converters”, Magnetics, IEEE. Transactions on, Vol. 39, Issue 4, Part 2, pp.2049 – 2056.Juillet 2003.

### [Breil et Morancho,2003]

M. Breil, Morancho.F, “ Évolution de l’intégration en électronique de puissance” J3eA, Journal sur l’enseignement des sciences et technologies de l’information et des systèmes, Vol. 2, Hors-Série 2, 9,2003.

### [Bonfim,2001]

Marlio Bonfim « Micro bobines à champ pulsé : applications aux champs forts et à la dynamique de renversement de l’aimantation à l’échelle de la nanoseconde par effet Kerr et dichroïsme circulaire magnétique de rayons x », pour obtenir le titre de docteur de l’université Joseph Fourier – Grenoble 1, 2001.

### [Benhadda et Hamid,2022]

Benzidane,M.R.;Melati,R.;Benyamina,M.;Meskine,S.;Spiteri,P.;Boukourt,A.;AddaBenattia,T. Miniaturization and optimization of a DCDC boost converter for photovoltaic application by designing an integrated dual-layer inductor model. *Trans. Electr. Electron. Mater.*2022, 23, 462–475.

### [Benhadda et Derkaoui,2024]

Benhadda, Y.;Derkaoui,M.;Kharbouch,H.;Hamid,A.;Spiteri,P.NumericalSimulationforCooling ofIntegratedToroidalOctagonalInductorUsingNanofluidinaMicrochannelHeatSink.*Metall.Mat er.Eng.*2024, 30, 17–44.

### [Bose,2012]

Bose,B.K.Global energy scenario and impact of power electronic sin21stcentury.*IEEE Trans. Ind. Electron.* 2012, 60,2638–2651.

### [C]

### [C.h Ahn,m.gallen,1996]

C.hAhn,m.gallen «A comparison of two micro machined inductors (bar- and meander-type) for fully integrated boost dc/dc power converters » transactions on power electronics, vol 11, n°2, march 1996.

### [Caillaud et Buttay,2017]

C.;Mrad,R.;LeLesle,J.;Morel,F.;Degrenne,N.;Mollov,S.Comparison of planar and Toroidal PCB integrated inductors for amulti-cellular 3.3 k WPFC .In Proceedings of the 2017 IEEE

## Bibliographique

International Work shop on Integrated Power Packaging (IWIPP), Delft, The Netherlands, 5–7 April 2017, pp.1–5.

**[D]**

**[Dagal Dari Yaya, 2014]**

Dagal Dari Yaya. « Conception, réalisation et caractérisation d'inductances planaires à couches magnétiques », thèse l'université jean Monnet de Saint-Etienne, France 2013. Français. tel-00993575 Submitted on 20 May 2014.

**[Derkaoui, 2010]**

M. Derkaoui, « Intégration d'une micro-bobine spirale carrée dans un micro-convertisseur DC-DC de type Buck », Thèse de Magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran MB, Algérie, 2010.

**[Derkaoui et Hamid,2013]**

Derkaoui, M.D.M.; Hamid, A.; Lebey, T.L.T.; Melati, R. Design and model in go fan integrated micro-transformer in a fly-back converter. *IEEE Trans. Power Electron.* 2013, *11*,669–682.

**[Derkaoui et Benhadda,2020]**

Derkaoui, M.; Benhadda, Y.; Hamid,A. Modeling van dsimulation of an integrated octagonal planar transformer for RF systems.*SNApl.Sci.***2020**, *2*, 656.

**[Devriendt, 2013]**

ANDRE. B. DEVRIENDT, « La transmission de la chaleur », Volume I, Tome I Edition Gaétan Morin, 1982.

**[E]**

**[Eyglunent,1997]**

B. EYGLUNENT, « Manuel de thermique », Ed. Hermès, Paris, 1997

**[F]**

### [Ferrell, Nergaard, 2004]

Ferrell, J.; Lai, J.S.; Nergaard, T.; Huang, X.; Zhu, L.; Davis, R. The role of parasitic inductance in high-power planar transformer design and converter integration. In *Nineteenth*.

### [Ferrell et Nergaard, 2004]

Ferrell, J.; Lai, J.S.; Nergaard, T.; Huang, X.; Zhu, L.; Davis, R. The role of parasitic inductance in high-power planar transformer design and converter integration. In *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC'04*; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2004; Volume 1, pp. 510–515.

### [G]

### [Guettaf, 2012]

Guettaf Yacine « Conception d'une stratégie pour l'étude d'une inductance planaire intégrée dans un convertisseur de type push-pull » thèse de magister us, 2012.

Mohan, S.S.; del Mar Hersenson, M.; Boyd, S.P.; Lee, T.H. Simple accurate expressions for planar spiral inductances. *IEEE J. Solid-State Circuits* **1999**, *34*, 1419–1424.

### [Goubier, 2003]

P. Goubier, « Etude et conception de composants passifs intégrés », thèse de l'université Joseph Fourier, 2003.

### [Goubier, 2003]

P. Goubier, « Etude et conception de composants passifs intégrés », thèse de l'université Joseph Fourier, 2003.

### [H]

### [Hui, Yisheng et Baishan, 2005]

D. Hui, Z. Yisheng, et Z. Baishan, « Research on the electromagnetic radiation of a PCB planar inductor », in *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, 2005*, vol. 1

### [Haddad, 2012]

## Bibliographique

E. Haddad, "Conception, réalisation, et caractérisation d'inductances intégrées hautes fréquence", Thèse de Doctorat soutenue à l'Université Claude Bernard Lyon 1, 2012.

### [Hahn et Allen,1996]

C.H. Hahn, M.G. Allen, "A comparison of two micro machined inductors (bar- and meander-type) for fully integrated boost DC/DC power converters", Power Electronics, IEEE Transactions on, Vol. 11, Issue 2, pp. 239 – 245, Mars 1996.

### [Hui, Yisheng, et Z. Baishan,2005]

D. Hui, Z. Yisheng, et Z. Baishan, « Research on the electromagnetic radiation of a PCB planar inductor », in 2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, 2005, vol. 1

### [Hérault,2016]

Guillaume Herault "Integration de circuit magnétique dans le PCB dédié à un convertisseur PFC", symposium de genie électrique (SGe2016):EF-EPF-MGE2016,7-9 juin 2016,Grenoble, France

### [J]

### [Joo,H.W. et ;Lee,2006]

Joo,H.W.;Lee,C.H.;Rho,J.S.;Jung,H.K. Analysis of temperature rise for piezoelectric transformer using finite-element method. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control.* 2006,53,1449–1457.

### [K]

### [Kharbouch, 2017]

H. Kharbouch, "Modélisation d'un composant passif par des méthodes non conventionnelles Application : Inductances classiques et Inductances à largeur variable", Thèse de Doctorat soutenue à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf. Oran,2017

### [Kahlouche,2014]

Faouzi KAHLOUCHE « Fabrication et Caractérisation de Micro Transformateurs Planaires à Couches Magnétiques », thèse l'université jean Monnet de Saint-Etienne, France,2014.

### **[Khamis,2014]**

Khamis Youssouf. « Modélisation de transformateurs planaires intégrés », thèse l'université jean Monnet de Saint-Etienne ,2014.

### **[Katz et Brouk, 2009]**

S. Katz, I. Brouk, S. Stolyarova, S. Shapira, et Y. Nemirovsky, « High performance MEMS 0.18 $\mu$ m RF-CMOS transformer », in 2009 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems, 2009.

### **[L]**

### **[Lewaiter et ckermann,2001]**

Lewaiter,A. ;A ckermann,B. A thermal model for planar transformers. In Proceedings of the4thIEEEInternationalConferenceonPowerElectronicsandDriveSystems.IEEEPEDS2001-Indonesia. Proceedings (Cat.No.01TH8594), Denpasar, Indonesia, 25–25 October 2001; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2001; Volume 2, pp.669–673.

### **[M]**

### **[Medjaoui,2019]**

F.Z. MEDJAOUI « Conception d'une inductance planaire sur nife application : micro convertisseur abaisseur dc/dc » thèse, Oran, 2019.

### **[Melati et Hamid, 2013]**

R. Melati, A. Hamid, T. Lebey, Derkaoui,” Design of a new electrical model of a ferromagnetic planar inductor for its integration in a micro-converter”, Mathematical and computer Modeling, Vol 57, pp 200-227, Janvier 2013

### **[Mitova,2005]**

Mr. Mitova, « Intégration de l'alimentation de la commande rapprochée d'un interrupteur de puissance à potentiel flottant », thèse de doctorat soutenue à l'institut national polytechnique de Grenoble, 2005.

### [Margueron, 2006]

X. Margueron, "Élaboration sans prototypage du circuit équivalent de transformateurs de type planar", Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, France, 2006.

### [Melati, 2013]

R. Melati, « Conception d'un nouveau modèle d'inductance » thèse de doctorat : université usto mb ,2013.

### [Mansour et Oulla ,2012]

Mansour Mohamed Farid, Oulla hamza « Elaboration d'un programme informatique pour l'integration des bobines dans des microconvertisseur » mémoire master usto, 2012.

### [Mokhefi, et Rossi diSchio,2022]

Mokhefi,A.;RossidiSchio,E.EffectofamagneticfieldontheCouetteforcedconvectionofaBuongiorno'snanofluidoveranembeddedcavity.JPJ.HeatMassTransf.2022,30,89–104.

### [Mohan,1999]

S. Mohan, "The design, modeling and optimization of on-chip inductor and transformer circuit", Doctoral Dissertation, Stanford University, 1999.

### [Melati et Hamid, 2013]

Melati, R.;Hamid, A.;Thierry,L.;Derkaoui, M.Design of an ewelectrical model of a ferromagnetic planar inductor for its integration in a micro-converter. *Math. Comput. Model.*2013, 57,200–227.

[N]

### [Namoune,2017]

Namoune Abdelhadi. « Conception et modélisation d'un micro-transformateur », thèse université UST Oran Alegria ,2017.

### [Namoune,2010]

Namoune Aabelhadi « Différentes méthodes de dimensionnements d'une inductance planaire intégrée ». Thèse de magister USTO, 2010.

[O]

**[Orlando,2007]**

B.Orlando, « Conception, réalisation et analyse de micro-inductances intégrées avec matériaux ferromagnétiques doux : applications aux inductances pour la conversion de puissance continue-continue et aux inductances variables MEMS pour circuits micro-ondes reconfigurables », thèses, Limoges, 2007.

[P]

**[Pasko et Kazimierczuk, 2015]**

[92] Pasko, S.W.; Kazimierczuk,M.K.;Grzesik, B. Self- capacitance of coupled toroidal inductors for EMI filters. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*2015,57,216–223.

[R]

**[Raieszadeh,2005]**

Mina Raieszadeh. « Intégration de bobines sur silicium pour la conversion d'énergie », Georgia Institute of Technology April 2005.

**[Rajnak, et Dolnik, 2019]**

Rajnak,M.;Wu,Z.;Dolnik,B.;Paulovicova,K.;Tothova,J.;Cimbala,R.;Timko,M.Magnetic field effect on thermal, dielectric, and viscous properties of a transformer oil-based magnetic nano fluid.*Energies*2019,12,4532.

**[Raghavendra, et Muthusamy,2019 ]**

Raghavendra,K.V.G.;Zeb,K.;Muthusamy,A.;KrishnaTN,V.;KumarSV,P.;Kim,D.H.;Kim, M.S.; Cho, H.G ;Kim ; H.J. A comprehensive review of DC-DC converter topologies and modulation strategies wither cent advance sin solar photovoltaic systems.*Electronics*2019, 9,31.

[S]

**[Sehil,2006]**

## Bibliographique

Mohamed Sehil « Mise en œuvre de bobines dédiées aux liens inductifs nécessaires aux dispositifs médicaux implantables » thèse de l'université Montréal, 2006.

### [Schmidt et Ferreira, 2002]

Waffen Schmidt E., Ferreira J.A. “Embedded passives integrated circuits for power converters” PESC IEEE Conference, vol.1, pp 12-17, 2002.

### [Susa etLehtonen,2005]

M.;Nordman,H.Dynamic thermal modelling of power transformers. *IEEE Trans. Power Deliv.* 2005,20,197–204.

### [Senhadji et Hamid,2020]

Ko Senhadji, N.; Hamid,A. ; Bley,V.;Leby,T.Design and integration of planar inductances on PCB application passive type filters .*Trans. Electr. Electron. Mater.*2020, 21,123–137

### [T]

### [Troussier, 2004]

Ghislain TROUSSIÉ. « Intégration de bobines sur silicium pour la conversion d'énergie » thèse préparée au laboratoire d'analyse et d'architecture des systèmes du cnrs, 2004.

### [Vallet ,2008]

Benjamin VALLET, « Etude et conception d'une nouvelle alimentation à découpage à Transfer d'énergie mixte basée sur un composant passif LCT intégré » thèse doctorat université Grenoble UMR5269, 2008.

### [W]

### [Wilmot, 2004]

F. “Contribution à la conception et au dimensionnement de fonctions passives intégrées” Thèse ENS Cachan, 2004.

### [Wheeler,1928]

Wheeler, H.A. Simple inductance formulas for radio coils. *Proc.Inst.Radio***1928**, 16,1398–1400.

**[Wang et Xu ,2012]**

Wang, S.;Xu,C. Design theory and implementation of a planar EMI filter based on annular integrated inductor–capacitor unit.*IEEE Trans. Power Electron.* **2012**, 28, 1167–1176.

**[Y]**

**[Yaya et al, 2015]**

D. D. Yaya et al., « Integrated inductors with one or two magnetic layers », in 2015 Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP), 2015

**[Z]**

**[Zolfaghari,2001]**

A. Zolfaghari, “Stacked Inductors and Transformers in CMOS Technology” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 36, no. 4, April2001.

**[Ziouche, 2006]**

Aicha Ziouche, « Etude et conception des inductances monolithiques pour des circuits intégrés radiofréquences sur silicium mémoire de magister » université Saada Hlab de blida2006.

# Résumé

Il s'agit de l'étude d'une bobine toroïdale planaire en vue d'une utilisation dans un convertisseur. Dans un premier temps, à partir d'un cahier des charges très sommaire, nous avons cherché à déterminer le fonctionnement optimal de notre dispositif à réaliser vis-à-vis de l'ensemble des paramètres que nous avons pris en compte. Il s'agit des paramètres géométriques et électriques, de la fréquence de fonctionnement et des valeurs géométriques des différents matériaux composant le substrat, les matériaux magnétiques et les isolants.

La structure choisie, est un transformateur toroïdal plan, comprenant deux bobines toroïdales planaires. Dans notre configuration, la bobine primaire est constituée de vingt tours, tandis que la bobine secondaire est constituée de dix tours. Cette étude concerne les comportements électromagnétiques et thermiques. Le comportement électromagnétique est élucidé grâce aux équations de Maxwell, offrant un aperçu de la distribution des champs magnétiques, des potentiels et des densités de courant électrique. L'écoulement des fluides est modélisé via les équations de Navier – Stokes. En couplant ces ensembles d'équations, on obtient une représentation plus complète et plus précise des phénomènes thermiques entourant les équipements électriques. De telles recherches sont inestimables dans la conception et l'optimisation des systèmes électriques, permettant aux ingénieurs de prévoir et de gérer plus efficacement les effets thermiques. Par conséquent, cela contribue à améliorer la fiabilité, la durabilité et l'optimisation des performances des équipements électriques. Le modèle mathématique a été résolu à l'aide de la méthode des éléments finis intégrée au logiciel COMSOL Multiphysics v. 6.0. La simulation COMSOL Multiphysics a montré un comportement correct du potentiel, du champ électrique, de la densité de courant et de la température uniformément répartie.

**Mots-clés :** bobine toroïdale planaire, transformateur toroïdal planaire, convertisseur DC-DC, modèle électromagnétique et thermique.

# Abstract

This is a study of a planar toroidal coil for use in a converter. Initially, based on very basic specifications, we set out to determine the optimum operation of our device in relation to all the parameters we took into account. These include geometric and electrical parameters, operating frequency and geometric values of the various materials making up the substrate, magnetic materials and insulators. The chosen structure is a planar toroidal transformer, comprising two planar toroidal coils. In our configuration, the primary coil is made up of twenty turns, while the secondary coil is made up of ten turns. This study focuses on electromagnetic and thermal behavior. Electromagnetic behavior is elucidated using Maxwell's equations, providing insight into the distribution of magnetic fields, potentials and electric current densities. Fluid flow is modeled via the Navier-Stokes equations. Coupling these sets of equations provides a more complete and accurate representation of the thermal phenomena surrounding electrical equipment. Such research is invaluable in the design and optimization of electrical systems, enabling engineers to predict and manage thermal effects more effectively. As a result, it helps to improve the reliability, durability and performance optimization of electrical equipment. The mathematical model was solved using the finite element method integrated with COMSOL Multiphysics v. 6.0 software. The COMSOL Multiphysics simulation showed correct behavior of potential, electric field, current density and uniformly distributed temperature.

**Keywords:** planar toroidal coil, planar toroidal transformer, DC-DC converter, electromagnetic and thermal model.