République **A**lgérienne **D**émocratique et **P**opulaire

Ministère de l'**E**nseignement **S**upérieur et de la **R**echerche **S**cientifique

Université des **S**ciences et de la **T**echnologie d'**O**ran **M**ohamed **B**oudiaf

Faculté de Génie Electrique **D**épartement d'Electrotechnique

THÈSE

En vue de l'obtention du

Diplôme de Doctorat en Sciences

Présentée et Soutenue par :

Mme BENHADDA Yamina

Intitulé

Modélisation thermique des composants magnétiques intégrés dans les microsystèmes

---

Spécialité *: Electrotechnique*
Option *: Intégration pour l'électronique de puissance et matériaux*

Le jury est composé de :

Grade, Nom &Prénom	***Statut***	***Domiciliation***
Prof, BOUGHANMI Nabil	*Président*	*USTO-MB*
Prof, HAMID Azzedine	*Encadreur*	*USTO-MB*
Prof, RIZOUGA Mohamed	*Examinateur*	*USTO-MB*
Prof, BENDAOUD Abdelber	*Examinateur*	*UDL - SBA*
Prof, BENHAMIDA Farid	*Examinateur*	*UDL - SBA*
Prof, DRAOUI Belkacem	*Examinateur*	*Univ -Bechar*

Année Universitaire 20 15 / 20 16

اقرأ
باسم ربك الذي خلق

A mon mari,
A mes enfants,
A mes parents,
A mes frères et sœurs,
A ma famille.

REMERCIEMENTS

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

Tout d'abord, je voudrais présenter tous mes remerciements, ainsi que toute ma gratitude, à mon directeur de thèse Monsieur Azzedine HAMID, Professeur à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran pour m'avoir accompagné au cours des années de ma thèse avec leurs conseils, leur aide, et leur encouragements spéciaux.

Je remercie les membres du jury, et tout d'abord Monsieur Nabil BOUGHANMI, Professeur à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, qui m'a fait l'honneur de le présider. Je remercie également Messieurs Mohamed REZOUGA, Professeur à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, Abdelber BENDAOUD, Professeur à l'Université Djilali ELiabes de Sidi Bel Abbes, Farid BENHAMIDA, Professeur à l'Université Djilali ELiabes de Sidi Bel Abbes et Belkacem DRAOUI Professeur à l'Université de Bechar, qui ont accepté, en qualité de d'examinateur d'expertiser ce travail.

Je voudrais aussi exprimer toute ma gratitude à l'équipe IEPM, (Abdelhak ALLAOUI, Mokhtaria DERKAOUI,…) pour leur sympathie, leur patience et leur disponibilité face à mes demandes.

Mes remerciements les plus chers viennent à mon époux Mohamed, pour m'avoir encouragée à soutenir. Un grand merci aussi à mon petit enfant Abdel Kader Elfarouk.

Je remercie mes parents qui me sont chers, pour avoir cru en moi, pour m'avoir soutenu et sans qui je n'aurai pas eu la possibilité d'effectuer cette thèse.

Je remercie également mes sœurs Amaria, Zahéra et mes frères Mohamed et Nasre Eddine.

TABLES DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE……..……..6

CHAPITRE I

MODELISATION THERMIQUE DES COMPOSANTS MAGNETIQUES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

I.1 INTRODUCTION…….…..…..... 10
I.2 PRINCIPALES METHODES DE LA MODELISATION THERMIQUE……. 10
I.2.1 Méthodes analytiques conventionnelles..……...……..…...……. 10
I.2.1.1 Conduction thermique…….....……..…...…….. 11
I.2.1.2 Convection thermique …….……..…...…….. 12
I.2.1.3 Rayonnement thermique…….……...……...…….. 12
I.2.2 Méthode nodale……...…...…… 13
I.2.3 Méthodes numériques……...…..... 15
I.2.3.1 Méthodes des différences finies……...…...……. 15
I.2.3.2 Méthodes des éléments finis……...……... 16
I.2.4 Modèle Compact…….....…… 18
I.2.5 Réseaux thermiques équivalents……..... 20
I.3 TRANSFERT DE CHALEUR A L'INTERFACE DE DEUX SOLIDES…….. 21
I.4 CONCLUSION…….....…… 23
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE I……..…….. 24

CHAPITRE II

INTEGRATION DES COMPOSANTS MAGNETIQUES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

II.1 INTRODUCTION……...…… 30
II.2 L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE ET L'INTEGRATION……. 30
II.2.1 Technologies d'intégration……...……. 31
II.2.2 L'intégration hybride……...…….. 33
II.2.2.1 Empilement de fonctions……...…..… 33
a) Principe…….….. 33
b) Concept hybride PIAC……...…… 33
c) Concept hybride emPIC…….. 34
d) La technologie LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics) ……. 34
II.2.2.2 Regroupement de fonctions……...…… 35
a) Principe……..... 35
b) Concept IPEM……. 35
c) Concept Flex PCB……... 36
d) Inductance-Capacité-Transformateur intégrés (Composant L-C-T)…….….. 38
e) Inductance-Inductance-Transformateur intégrés (Composant L-L-T)…… 39
f) Inductance-Capacité intégrés (Composant L-C)…… 39
g) Inductance-Inductance-Capacité-Transformateur intégrés (Composant L-L-C-T) 40
h) Inductance-Capacité-Transformateur intégrés planar (Composant L-C-T planar). 40
II.2.3 L'intégration monolithique……..…….. 41
II.2.3.1 Les différentes structures des micro-bobines pour inductance ……...…….... 42
a) Structure de type "spirale"……... 42
b) Structure de type "toroïdale"……... 45
c) Structure de type "serpentin"……... 47
d) Structure "mixte"……. 48
e) Structure inductive planaire…… 48
II.2.3.2 Les techniques de dépôt……...……... 49
II.3 LES MATERIAUX……...……...……...…….. 50
II.3.1 Matériaux magnétiques……...……...…… 51
II.3.2 Matériaux isolants……...……...…… 51
II.3.3 Matériaux conducteurs……...……...……. 51
II.4 CONCLUSION……..…….. 54
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE II……...…….. 55

CHAPITRE III

MODELISATION ET DIMENSIONNEMENT DE LA MICRO INDUCTANCE SPIRALE INTEGREE

III.1 INTRODUCTION……..…….. 67
III.2 PRESENTATION DU MICROCONVERTISSEUR……...……..…..…… 67
III.2.1 Cahier des charges d'un micro-convertisseur…… 67
III.2.2 Calcul de la valeur de l'inductance de la bobine…… 68
III.2.3 Calcul de la valeur de la capacité du condensateur……...……. 69
III.2.4 Energie magnétique stockée …….……...……. 70
III.3 DIFFERENTES METHODES DE CALCUL DES INDUCTANCES POUR DIFFERENTES TOPOLOGIES DE BOBINES ……..... 71
III.3.1 Méthode de Wheeler……..……... 71
III.3.2 Méthode de Monomial ……..……... 72
III.3.3 Méthode de Mohan ……...……... 73
III.3.4 Méthode de Grover ……...……... 73
III.4 DIMENSIONNEMENT DE LA MICRO INDUCTANCE INTEGREE…… 75
III.4.1 Calcul du nombre de spires n……..……... 77
III.4.2 Calcul de l'épaisseur t……...…….. 78
III.4.3 Calcul de la largeur de conducteur w……...…….. 78
III.4.4 Calcul de l'espace inter spires s…….. 78
III.4.5 Calcul de la longueur totale du conducteur l……...….. 79
III.5 MODELISATION ELECTRIQUE DE LA MICRO INDUCTANCE INTEGREE……... 79
III.5.1 Modèle équivalent de la micro inductance ……...…… 79
III.5.2 Différentes phénomènes dans la micro bobine ……..…… 81
III.5.3 Présentation des paramètres électriques……..…….. 82
III.5.3.1 Résistances……..…… 82
III.5.3.2 Capacités ……...……..... 83
III.5.3.3 Facteur de qualité ……..……..... 84
III.6 SIMULATIONS EFFECTUEES SUR UN MICRO CONVERTISSEUR BUCK……... 87
III.7 MODELISATION MAGNETIQUE DE LA MICRO INDUCTANCE SPIRALE INTEGREE PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS...…….. 89
III.8 CONCLUSION..……...… 98
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE III……...….. 99

CHAPITRE IV

MODELISATION THERMIQUE DE LA MICRO INDUCTANCE SPIRALE INTÉGRÉE

IV.1 INTRODUCTION……..…... 107
IV.2 OBJECTIFS ET CHOIX DU MODELE…….…. 107
IV.3 DETERMINATION DE LA SOURCE DE CHALEUR…….. 108
IV.4 MODELISATION THERMIQUE EN 1D DE LA MICRO INDUCTANCE INTÉGRÉE …….. 109
IV.4.1 Solution analytique en 1D de la micro inductance intégrée……..... 109
a) Cas de la micro inductance intégrée dans l'air…… 109
b) Cas de la micro inductance intégrée avec noyau magnétique……. 111
IV.4.2 Résultat de la modélisation thermique…….…….. 117
a) Cas de la micro inductance intégrée dans l'air…… 117
b) Cas de la micro inductance intégrée avec noyau magnétique……. 117
IV.5 SIMULATION THERMIQUE EN 2D ET 3D DE LA MICRO INDUCTANCE INTEGREE…… 118
IV.6 CONCLUSION…….…. 126
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE IV……. 127

CHAPITRE V

ETUDE DES PROPRIETES THERMIQUES DE LA MICRO INDUCTANCE SPIRALE INTÉGRÉE

V.1 INTRODUCTION……. 131
V.2 INFLUENCE DE L'EPAISSEUR DE CONDUCTEUR DE LA MICRO BOBINE…… 131
V.3 INFLUENCE DE L'EPAISSEUR DE LA COUCHE ISOLANTE……..…… 135
V.4 INFLUENCE DE L'EPAISSEUR DE NOYAU MAGNETIQUE…… 139
V.5 INFLUENCE DE LA COUCHE ISOLANTE SUR LE COMPORTEMENT THERMIQUE DE LA MICRO INDUCTANCE……. 143
V.6 INFLUENCE DU NOYAU MAGNETIQUE SUR LE COMPORTEMENT THERMIQUE DE LA MICRO INDUCTANCE……. 146
V.7 CONCLUSION…….. 148

CONCLUSION GENERALE……..149

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I

MODELISATION THERMIQUE DES COMPOSANTS MAGNETIQUES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Figure I-1: Conduction de la chaleur dans un barreau……. 12
Figure I-2: Convection de la chaleur.……. 12
Figure I-3: Rayonnement de la chaleur……... 13
Figure I-4: Modèle thermique nodal……..... 14
Figure I-5: Configuration de base d'un réseau nodal équivalent……..... 14
Figure I-6: Substrat maillé……... 17
Figure I-7: Discrétisation d'une surface et modélisation thermique……... 18
Figure I-8: Illustration de la loi d'ohm appliquée à la thermique……..... 18
Figure I-9: Modèle de Cauer, (a) réseau thermique équivalent, (b) expression de Z_{th} 21
Figure I-10: Modèle de Foster, (a) réseau thermique équivalent, (b) expression de Z_{th} ……... 21
Figure I-11: Deux milieux finis en contact……..... 21
Figure I-12: Transfert à l'interface de deux solides, (a) contact parfait, (b) contact imparfait……...…… 23

CHAPITRE II

INTEGRATION DES COMPOSANTS MAGNETIQUES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Figure II-1: Structure intégrée d'un filtre: (a) vue d'ensemble, (b) vue de coupe d'enroulement, (c) vue éclatée [Wyk]……. 31
Figure II-2: Comparaison des prototypes discrets et intégrés d'un filtre [Wyk]……. 32
Figure II-3: (a) filtre passif intégré multicouche, (b) filtre passif assemblé [Bei]….. 32
Figure II-4: (a) filtre active, (b) enroulement en PCB, (c) filtre active en 3D [Bei]... 32
Figure II-5: Concepts d'intégration d'une structure PIAC (SATIE)……... 33

Figure II-6: Convertisseur emPIC développé par J. A. Ferreira [Waf-1] [Waf-2][Waf-3]…..…… 34
Figure II-7: Module d'intégration "Passive IPEM" (Van Wyk) [Wyk][Che-2] [Che-3][Che-4]……..……...……... 35
Figure II-8: Composant passif IPEM [Che-2]……..……... 36
Figure II-9: Comparaison passif IPEM et des composants discrets [Che-2]……..… 36
Figure II-10: Différentes technologies d'intégration de composants passifs sur PCB, (a) transformateur planaire, (b) transformateur planaire folded flex, et (c) transformateur embaded…… 37
Figure II-11: Réalisation d'un composant magnétique intégré et procédé se pliant de système……... 37
Figure II-12: Composant magnétique planar intégré avec des enroulements arthogonaux, (a) construction d'enroulements verticals, (b) placement de l'enroulement vertical autour de la jambe centrale du noyau, (c) raccordement de l'enroulement vertical à d'autres enroulements (horizontaux) à l'intérieur de la vue globale de la carte, (d) vue globale de composant planar [Sun]……... 38
Figure II-13: Structures discrètes d'un composant LCT [Lao-1]……... 38
Figure II-14: LCT bobine de Khaled Laouamri [Lao-1][Lao-2][Lao-3]……..... 39
Figure II-15: Travaux de thèse de A. Kerim (G2ELAB)……..... 39
Figure II-16: Composant magnétique intégré LC avec trois tours [Mar-1][Mar-1]… 40
Figure II-17: Résonnante structure L-L-C-T, (a) circuit équivalent pour série résonnant L-L-C-T avec des capacités inter- et d'intra-enroulement et (b) vue éclatée [Ahm][Liu-1][Str-4][Str-6]…… 40
Figure II-18: LCT planar de Philippe Goubier [Lem]……..... 41
Figure II-19: Exemple d'intégration monolithique…… 41
Figure II-20: Différentes structures des Micro-bobines pour inductance [Yan][Pue] 42
Figure II-21: Bobine de type spirale [Der]…….. 43
Figure II-22: Coupe des bobinages d'inductances couplées planar [Pra-2]…… 43
Figure II-23: Intégration monolithique d'une inductance [Bog]……. 44
Figure II-24: Principe d'une bobine planaire vue en coupe [Arb][Puk]……. 44
Figure II-25: Bobines pour applications HF…… 45
Figure II-26: Bobines pour applications HF [Tro], (a) principe, (b) réalisation…… 45
Figure II-27: Bobine de type "toroïdale", (a) principe, (b) coupe A-A'……. 46
Figure II-28: Schéma d'une solénoïde [Lee-3][Kim]…….……. 46
Figure II-29: Illustration de micro-inductances, (a) solénoïdale initiale, (b) noyau avec entrefer localisé, (c) noyau en spirale…… 46
Figure II-30: Tore réalisé à l'aide de fils de bondings [Ala][Lu-2][Zoo]……... 47
Figure II-31: Bobine de type "serpentin", (a) principe, (b) photographie d'une réalisation…… 47

Figure II-32: Schéma simplifié d'une inductance mixte ……..……... 48
Figure II-33: Vue éclatée du principe de base d'une micro bobine planaire intégrée [Kow-2]……... 48
Figure II-34: Structure inductive planaire proposée par Ahn et Allen [Ahn]……. 49
Figure II-35: Inductance conçue par électrodéposition d'un l'alliage Fe-Ni 80%..… 49
Figure II-36: Étapes de fabrication pour une bobine de type "spirale" par la technique de dépôt PVD……..… 50
Figure II-37: L'effet de peau dans une plaque conductrice …… 52
Figure II-38: Illustration du volume utile d'un matériau délimité par la profondeur de peau…… 52
Figure II-39: Illustration de l'effet de proximité dans une plaque conductrice……. 53
Figure II-40: Effets de distribution de courant au conducteur, (a) courant DC, (b) effet de peau, (c) effet de proximité……... 53

CHAPITRE III

MODELISATION ET DIMENSIONNEMENT DE LA MICRO INDUCTANCE SPIRALE INTEGREE

Figure III-1: Schéma de principe du micro-convertisseur de configuration BUCK... 67
Figure III-2: Forme d'onde des tensions et des courants dans un micro-convertisseur …….. 68
Figure III-3: Topologies de spirales, (a) carrée, (b) octogonale, (c) hexagonale, (d) ronde…….. 71
Figure III-4: (a) géométrie de la micro inductance spirale carrée, (b) schéma de principe du couplage inductif ……. 75
Figure III-5: Principe de dimensionnement de la micro inductance intégrée……. 76
Figure III-6: Définition des paramètres géométriques décrivant une micro inductance spirale carrée, (a) vue générale [Vas], (b) vue en face [Bur-2], (c) vue en coupe avec 1.75 tours [Moh-1] ……. 77
Figure III-7: Représentation spatiale, de la micro inductance intégrée plane carrée. 79
Figure III-8: Représentation spatiale, de la micro inductance intégrée plane carrée avec des éléments parasites……. 80
Figure III-9: Modèles en « T » pour des inductances planaires, (a) schéma d'un circuit équivalent, (b) étape intermédiaire des schémas fonctionnels schématiques pour l'analyse de circuit, (c) étape finale des schémas fonctionnels schématiques pour l'analyse de circuit……... 80

Figure III-10: Le modèle électrique équivalent, de la micro inductance intégrée plane carrée, (a) posée sur le substrat, (b) suspendue……...……. 81
Figure III-11: Les effets physiques créés par une différence de potentiel aux bornes de la self [Thü][Eyo]……... 82
Figure III-12: Circuit équivalent de la micro inductance reliée à la masse pour le modèle du facteur de qualité……... 85
Figure III-13: Le schéma en π de la micro inductance spirale intégrée…….. 86
Figure III-14: Facteur de qualité en fonction de la fréquence……. 86
Figure III-15: Schéma de simulation du micro-convertisseur sous PSIM ….……... 87
Figure III-16: Forme d'onde des tensions et des courants dans un micro-convertisseur ……...……... 87
Figure III-17: Schéma de simulation du micro-convertisseur sous PSIM contenant la micro inductance intégrée……..……. 88
Figure III-18: Forme d'onde des tensions et des courants dans un micro-convertisseur contenant la micro inductance intégrée……..….. 89
Figure III-19: Géométrie de la micro inductance spirale intégré dans l'air, (a) vue générale, (b) vue de dessue, et (c) vue de face……..…….. 90
Figure III-20: Maillage de la micro inductance spirale intégrée dans l'air…..……. 91
Figure III-21:(a) et (b) présentation des conditions aux limites……... 91
Figure III-22: Répartition de la densité de flux magnétique au niveau de la micro inductance spirale intégrée dans l'air, (a) vue générale, (b) vue de dessue, et (c) vue de face…….…….. 92
Figure III-23: Répartition de champ électrique et les lignes de la densité de flux magnétique au niveau de la micro inductance dans l'air, (a) vue générale, (b) vue de dessue, et (c) vue de face…….……... 93
Figure III-24: Répartition de champ électrique et les lignes de la densité de flux magnétique au niveau de la micro inductance spirale intégrée dans l'air avec, (a) 2.5 tours, (b) 1.5 tours, (c) 6.5 tours, (d) 5.5 tours [Sha]……... 94
Figure III-25: Géométrie de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique, (a) vue générale, (b) vue de dessue, et (c) vue de face ……....……. 95
Figure III-26: Maillage de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique……... 95
Figure III-27: Répartition de la densité de flux magnétique au niveau de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique, (a) vue générale, (b) vue de dessue, et (c) vue de face…….…… 96
Figure III-28: Répartition de champ électrique et les lignes de la densité de flux magnétique au niveau de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique, (a) vue générale, (b) vue de dessus, et (c) vue de face…….……..... 97

CHAPITRE IV

MODELISATION THERMIQUE DE LA MICRO INDUCTANCE SPIRALE INTÉGRÉE

Figure IV-1: Vue en coupe de la micro inductance intégrée dans l'air……..……. 107
Figure IV-2: Vue en coupe de la micro inductance intégrée avec noyau magnétique. 108
Figure IV-3: Evolution de la température en 1D au niveau de la micro inductance spirale intégrée dans l'air……...…….. 117
Figure IV-4: Evolution de la température en 1D au niveau de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique, (a) conducteur, (b) diélectrique, (c) noyau magnétique……... 118
Figure IV-5: Micro inductance intégrée dans l'air, (a) géométrie, (b) maillage…….. 119
Figure IV-6: Micro inductance intégrée avec noyau magnétique, (a) géométrie, (b) maillage…….. 119
Figure IV-7: Distribution de la température en 2D au niveau de la micro inductance spirale intégrée dans l'air, (a) en surface, (b) en contour……...…….. 120
Figure IV-8: Distribution de la température en 2D au niveau de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique, (a) en surface, (b) en contour…….. 121
Figure IV-9: Géométrie 3D de la micro inductance spirale intégrée avec un noyau magnétique, (a) vue de dessue, (b) vue de face et (c) vue générale……. 122
Figure IV-10: Maillage 3D de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique……... 122
Figure IV-11: Distribution de la température au niveau de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique, (a) en isosurface, (b) en surface pour une vue de dessue, (c) en surface pour une vue de face, (d) en surface pour une vue générale, (e) en plan, et (f) en contour……. 124
Figure IV-12: Distribution de la température au niveau de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique, (a) en isosurface, (b) en surface pour une vue de dessue, (c) en surface pour une vue générale [All]…….…….. 125

CHAPITRE V

ETUDE DES PROPRIETES THERMIQUES DE LA MICRO INDUCTANCE SPIRALE INTÉGRÉE

Figure V-1: Evolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de conducteur t=30µm, (a) conducteur, (b) diélectrique, (c) noyau magnétique…….. 131
Figure V-2: Distribution de la température dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de conducteur t=30µm, (a) en isosurface, (b) en surface, (c) en plan……. 132
Figure V-3: Evolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de conducteur t=60µm, (a) conducteur, (b) diélectrique, (c) noyau magnétique……..... 133
Figure V-4: Distribution de la température dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de conducteur t=60µm, (a) en isosurface, (b) en surface, (c) en plan…… 134
Figure V-5: Evolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de diélectrique t_{ox}=8µm, (a) conducteur, (b) diélectrique, (c) noyau magnétique…….. 135
Figure V-6: Distribution de la température dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de diélectrique t_{ox}=8µm, (a) en isosurface, (b) en surface, (c) en plan……... 136
Figure V-7: Evolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de diélectrique t_{ox}=6µm, (a) conducteur, (b) diélectrique, (c) noyau magnétique…….. 137
Figure V-8: Distribution de la température dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de diélectrique t_{ox}=6µm, (a) en isosurface, (b) en surface, (c) en plan……... 138
Figure V-9: Evolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de noyau magnétique t_{sub}=74µm, (a) conducteur, (b) diélectrique, (c) noyau magnétique……... 139
Figure V-10: Distribution de la température dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de noyau magnétique t_{sub}=74µm, (a) en isosurface, (b) en surface, (c) en plan…… 140
Figure V-11: Evolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de noyau magnétique t_{sub}=63µm, (a) conducteur, (b) diélectrique, (c) noyau magnétique……... 141

Figure V-12: Distribution de la température dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de noyau magnétique t_{sub}=63µm, (a) en isosurface, (b) en surface, (c) en plan…… 142
Figure V-13: Evolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec le diélectrique d'oxyde d'aluminium (al_2O_3), (a) conducteur, (b) diélectrique, (c) noyau magnétique……... 144
Figure V-14: Distribution de la température dans la micro inductance spirale intégrée avec le diélectrique d'oxyde d'aluminium (Al_2O_3), (a) en isosurface, (b) en surface, (c) en plan……... 145
Figure V-15: Evolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique de silicium (Si), (a) conducteur, (b) diélectrique, (c) noyau magnétique……. 146
Figure V-16: Distribution de la température dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique de silicium (Si), (a) en isosurface, (b) en surface, (c) en plan……... 147

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE I

MODELISATION THERMIQUE DES COMPOSANTS MAGNETIQUES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Tableau I-1: Analogie entre les grandeurs électriques et thermiques…..……... 19
Tableau I-2: Relations entre grandeurs physiques……..…… 20

CHAPITRE III

MODELISATION ET DIMENSIONNEMENT DE LA MICRO INDUCTANCE SPIRALE INTEGREE

Tableau III-1: Caractéristiques électriques des matériaux utilisés…..……..…. 70
Tableau III-2: Valeurs des coefficients K_1 et K_2 utilisés dans la méthode de Wheeler……...…… 72
Tableau III-3: Valeurs des coefficients β, $\alpha 1$, $\alpha 2$, $\alpha 3$, $\alpha 4$, $\alpha 5$ utilisés dans l'expression du Monomial ……..……...…… 72
Tableau III-4: Paramètres géométriques utilisés par Mohan……... 73
Tableau III-5: Valeurs géométriques de la micro bobine carrée……..……... 79
Tableau III-6: Paramètre physique de notre micro bobine carrée intégrée……. 86

CHAPITRE IV

MODELISATION THERMIQUE DE LA MICRO INDUCTANCE SPIRALE INTÉGRÉE

Tableau IV-1: Caractéristiques thermiques des matériaux utilisés……. 108

CHAPITRE V

ETUDE DES PROPRIETES THERMIQUES DE LA MICRO INDUCTANCE SPIRALE INTÉGRÉE

Tableau V-1: Caractéristiques thermique de matériau diélectrique d'oxyde d'aluminium (Al_2O_3)…….. 143
Tableau V-2: Caractéristiques thermique de matériau silicium (Si)……... 146

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Le concept de microsystème est né à la fin des années 80 aux Etats-Unis, des actions conduites à l'Université de Berkeley pour l'intégration des composants sur une même puce. Il constitue une suite logique du progrès réalisé en microélectronique, qui a permis la réduction des dimensions, l'augmentation de la qualité des composants et la réduction des coûts par l'emploi de procédés collectifs.

Les microsystèmes sont un terme générique utilisés pour qualifier l'ensemble des systèmes micro-électro-mécaniques réalisant, sur un substrat monolithique de matériaux semi-conducteurs, des fonctions électroniques miniaturisées plus ou moins complexes et pouvant intégrer un ou plusieurs capteurs, actionneurs et/ou des modules de traitement de l'information.

En d'autres termes, un microsystème est un circuit intégré (CI) ou un système miniaturisé réalisé sur un seul support ou substrat, dont les dimensions vont d'une centaines de nanomètre au millimètre. On les retrouve respectivement en Europe, au Japon et aux États-Unis sous des appellations différentes telles: système micro-électromécanique, micromachines ou micromechatronics, et MEMS. Mais la plus usuelle est l'appellation MEMS (*Micro Electro Mechanical Systems*).

Lors du dimensionnement des composants d'électronique de puissance, la thermique intervient comme la contrainte principale à la miniaturisation du dispositif. La connaissance du comportement thermique est donc un besoin primordial pour l'optimisation du dimensionnement du composant.

Le travail présenté dans cette thèse est orienté vers la modélisation thermique d'une inductance spirale carrée intégrée, dans l'air et avec noyau magnétique, dans un micro convertisseur. Notre objectif est d'obtenir un modèle thermique permettant de déterminer la température de fonctionnement dans les matériaux constituant ce composant.

Le premier chapitre expose la modélisation thermique des composants magnétiques en électronique de puissance. Les circuits intégrés dissipant une puissance thermique assez importante, il est indispensable, pour ne pas détériorer ces composants, d'évacuer la chaleur en dehors du package. Ce transfert thermique peut s'effectuer de trois façons différentes: la conduction thermique est principalement caractérisée par une dissipation de chaleur à l'intérieur d'un ou de plusieurs solides en contact. Ce phénomène fait intervenir la conductivité thermique des matériaux. La convection thermique, est très semblable à la conduction, mais concerne le transfert thermique d'un fluide. Les convections naturelles et forcées sont à distinguer. Elles sont souvent rencontrées dans les packagings de circuits intégrés qui dissipent de grandes quantités de chaleur et le rayonnement thermique, comme son nom l'indique, correspond à un transfert de chaleur sous forme d'onde électromagnétique (dans l'infrarouge). Tout corps, de température non nulle (0°K), rayonne de l'énergie. Cependant, dans le domaine du packaging, ce type de dissipation thermique est souvent négligé, à juste titre, devant la conduction et la convection thermique, donc ces méthodes conventionnelles permettent de décrire les transferts thermiques des composants magnétiques intégrés en électronique de puissance. En revanche ces méthodes nécessitent de connaitre avec précision de nombreux coefficients (conductivité thermique, coefficient d'échange, émissivité) qu'il est bien difficile d'obtenir. La méthode nodale se prête bien à une approche expérimentale. Le composant à modéliser est découpé en zones isothermes reliées entre elles par une résistance thermique. Une capacité thermique et une source de chaleur sont associées à chaque zone. Grâce au développement de systèmes informatiques dans le sens d'une capacité mémoire et d'une vitesse d'exécution de plus en plus grande, les méthodes purement numériques qui sont capables de considérer des géométries complexes et des particularités physiques (non linéarités …) parviennent à faire des simulations de plusieurs phénomènes physiques en même temps. Pour résoudre l'équation de chaleur, les logiciels de simulation thermique utilisent une méthode mathématique numérique (éléments finis FEM, différences finies FDM) ce qui permet d'avoir la distribution de la température dans les structures. Ces méthodes de calcul numérique nécessitent des ressources mémoire et des temps de calcul. Les modèles développés doivent rendre compte de l'ensemble des phénomènes mis en jeu dans un composant magnétique (phénomènes électrique, magnétique et thermique). Ainsi, deux modèles sont présentés, nécessitant une analogie entre les grandeurs électriques et thermiques, c'est le modèle compact et le modèle de réseaux thermiques équivalents. Nous terminons notre chapitre par le transfert de chaleur à l'interface de deux solides.

Le deuxième chapitre fait en premier lieu un bref aperçu de l'intégration des composants magnétiques en électronique de puissance. Nous avons vu deux approches technologiques, une approche dite "hybride" où l'on cherche à assembler, de la façon la plus judicieuse possible, des composants issus de filières technologiques différentes. Cette

approche, qui semble a priori plus facile, nécessite cependant de mettre au point des techniques nouvelles de report et d'assemblage des composants, afin d'améliorer sensiblement la compacité du dispositif final. Une approche dite "monolithique" où l'on cherche à réaliser sur un même substrat, le silicium par exemple, composants de puissance, composants passifs et composants de commande. Enfin, on montre les matériaux magnétiques, isolants et conducteurs.

Le chapitre trois est consacré à la modélisation et le dimensionnement de la micro inductance intégrée. Afin de déterminer les paramètres géométriques et électriques de cette spirale carrée, le cahier de charge de notre micro convertisseur Buck DC-DC doit être notre point de départ. Avec le logiciel Psim, nous avons simulé notre Buck pour visualiser l'allure de la tension et le courant. Une modélisation magnétique de notre micro inductance intégrée à été réalisée afin de montrer la distribution de la densité de flux magnétique ainsi que le champ électrique.

Dans le quatrième chapitre, nous avons abordé la modélisation thermique de la micro inductance spirale intégrée. Dans un premier temps, nous avons élaboré une solution analytique de l'équation de la chaleur en 1D, en contact parfait. La méthode utilisée est la séparation des variables. Le problème non homogène est résolu avec la fonction de Green. Ce modèle établi permet d'obtenir la distribution de la température dans les différents matériaux constituant notre composant. Dans un deuxième temps, une simulation numérique par la méthode des éléments finis en 2D et 3D a été réalisée afin de visualiser le comportement thermique. Les résultats analytiques et numériques sont comparés.

Le dernier chapitre concerne l'étude des propriétés thermiques de la micro inductance. Nous avons vu l'influence de l'épaisseur de conducteur, du diélectrique et du noyau magnétique sur le comportement thermique de la micro inductance. Nous présentons également l'influence des matériaux composant le diélectrique et le noyau magnétique également sur le comportement thermique de la micro inductance.

CHAPITRE I

MODELISATION THERMIQUE DES COMPOSANTS MAGNETIQUES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

CHAPITRE I

MODELISATION THERMIQUE DES COMPOSANTS MAGNETIQUES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

I.1 INTRODUCTION……..…..….... 10
I.2 PRINCIPALES METHODES DE LA MODELISATION THERMIQUE… 10
I.2.1 Méthodes analytiques conventionnelles..……...……..…...… 10
I.2.1.1 Conduction thermique…….....…….…...….. 11
I.2.1.2 Convection thermique …….…….…...…. 12
I.2.1.3 Rayonnement thermique…….……..……...…. 12
I.2.2 Méthode nodale……...…...… 13
I.2.3 Méthodes numériques……...…..... 15
I.2.3.1 Méthodes des différences finies……...…...…. 15
I.2.3.2 Méthodes des éléments finis……...….. 16
I.2.4 Modèle Compact…….....……... 18
I.2.5 Réseaux thermiques équivalents……..... 20
I.3 TRANSFERT DE CHALEUR A L'INTERFACE DE DEUX SOLIDES…. 21
I.4 CONCLUSION…….....… 23
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE I.……..…. 24

I.1 INTRODUCTION

Depuis quelques années, l'analyse de la dissipation thermique en électronique de puissante connaît regain d'intérêt en raison même de la densité toujours croissante des composants magnétiques intégrés. Nous présentons dans ce chapitre les principales méthodes de la modélisation thermique des composants magnétiques telles que les méthodes analytiques conventionnelles. Nous présenterons également la méthode nodale, les méthodes numériques, le modèle de compact et le modèle des réseaux thermiques équivalents. Le transfert de chaleur à travers la zone de contact entre deux matériaux constitue un autre point important de la conduction thermique en électronique de puissante. Afin de modéliser l'ensemble de comportement thermique, nous présenterons un aperçu sur le transfert de chaleur à l'interface de deux solides.

I.2 PRINCIPALES METHODES DE MODELISATION THERMIQUE

De nombreuses approches sont utilisées pour décrire les transferts thermiques et pour parvenir à une estimation satisfaisante des températures de fonctionnement. Certaines approches conduisent à des cartographies "détaillées" des températures, calculées en tous points du composant, d'autres ne peuvent fournir que la température calculée en quelques points du composant. Parmi les méthodes classiques utilisées, on distingue les méthodes analytiques et les méthodes numériques [Aba].

Bien souvent plusieurs modes de transfert thermique se produisent en même temps, toute la difficulté d'une modélisation thermique consiste donc à déterminer les coefficients d'échange. Pour les systèmes simples il est possible de calculer ces termes, pour les systèmes complexes des mesures expérimentales sont nécessaires afin d'avoir des précisions acceptables [Lai].

I.2.1 Méthodes analytiques conventionnelles

Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour résoudre analytiquement l'équation de la chaleur. Parmi celles-ci citons [Bel]:

- Les méthodes de transformées intégrales (Laplace, Fourier, Hankel, etc.). Elles sont plus pratiques à appliquer dans des géométries semi-infinies, mais elles posent certains problèmes surtout pour le calcul des transformées inverses;

- La méthode de séparation des variables (problèmes aux valeurs propres). Elle est plus pratique à appliquer en dimensions finies. Elle se ramène à un problème aux

valeurs propres, qui devient compliqué à résoudre dans le cas multidimensionnel, car les valeurs propres dans les différentes directions sont liées;

- Les Fonctions de Green, se ramènent généralement à la résolution de l'équation homogène par la méthode de séparation des variables. On exprime ensuite la solution générale sous forme d'une somme de combinaisons, de la solution homogène, des termes sources, des conditions aux limites et des conditions initiales.

Les transferts d'énergie sont déterminés à partir de l'évolution dans l'espace et dans le temps de la température T=f (x,y,z,t). La valeur instantanée de la température en tout point de l'espace est un scalaire appelé champ de température. Nous distinguerons deux cas:

- Champ de température indépendant du temps: le régime est dit permanent ou stationnaire.
- Evolution du champ de température avec le temps: le régime est dit variable ou transitoire.

On définit le transfert thermique comme étant l'énergie thermique en déplacement due à une différence de température. Lorsqu'il existe une différence de température dans un même milieu ou entre deux milieux (solides ou fluides), il se produit un transfert de chaleur. Il existe plusieurs types de transferts thermiques qui dépendent des milieux mis en jeu. Ils peuvent se faire selon trois modes [Bad][Cha][Kre][Kyl][Meh]: ***la conduction***, ***la convection*** et ***le rayonnement***, chaque mode de transport de chaleur étant caractérisé par une équation de flux de chaleur.

I.2.1.1 Conduction thermique

La conduction est un transfert de chaleur qui se produit à l'échelle des atomes ou des molécules. C'est un transfert par contact direct, qui apparaît dès qu'il existe un gradient de température. Dans le cas de la conduction thermique dans un barreau (voir figure I-1), le flux de chaleur Q entre deux sections de surface S et de longueur L est donné par la loi de Fourier suivante :

$$Q = \mathrm{k}\frac{\mathrm{S}}{\mathrm{L}}\left(\mathrm{T}_1 - T_2\right) \qquad \text{(Eq. I-4)}$$

Dans cette expression, k est la conductivité thermique qui s'exprime en $\left(\mathrm{W/m}\,°C\right)$.

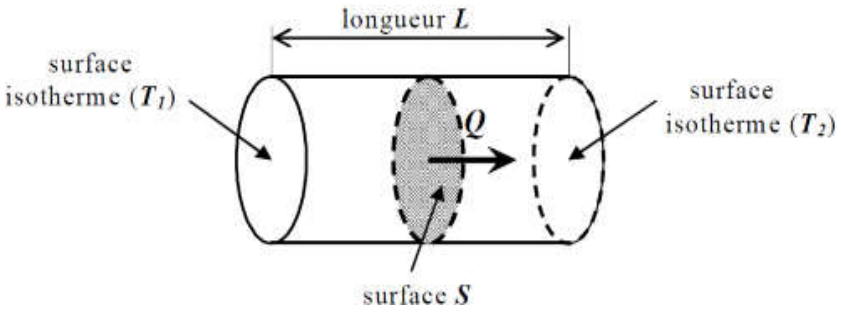


Figure I-1: Conduction de la chaleur dans un barreau

I.2.1.2 Convection thermique

La convection thermique apparait lorsqu'un fluide en mouvement est en contact avec une paroi solide ou un autre fluide (voir figure I-2). La puissance thermique transmise entre la surface de la paroi et le fluide s'écrit de la façon suivante:

$$Q = \mathrm{h}.S.(\mathrm{T_S} - T_A) \qquad \text{(Eq. I-5)}$$

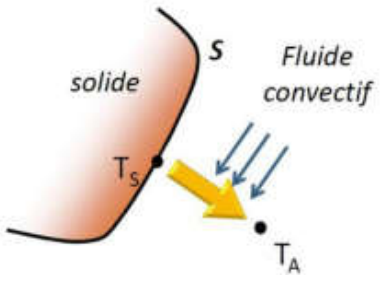


Figure I-2: Convection de la chaleur

h est le coefficient de convection de la chaleur à la paroi. Ce coefficient dépend des propriétés thermiques du fluide.

Le problème de la convection est très complexe car le calcul résulte de deux phénomènes qui sont la conduction et le transport des particules à l'intérieur du fluide. Si le mouvement du fluide est naturellement dû à une différence de températures, on parle de convection naturelle. Si ce mouvement est le résultat d'une action externe, on parle de convection forcée.

I.2.1.3 Rayonnement thermique

Tous les corps matériels émettent un rayonnement de nature électromagnétique. Dans le cas des transferts thermiques, le rayonnement consiste en un échange de chaleur entre deux parois séparées par un milieu immatériel (voir figure I-3).

Pour deux plans parallèles, ce flux peut se mettre sous la forme:

$$Q = \varepsilon_{21}.\sigma_S S.\left(T^4 - T_0^4\right) \qquad \text{(Eq. I-6)}$$

Avec

$\varepsilon_{21} = 5.67.10^{-8}\,Wm^{-2}K^{-1}$: émissivité équivalente.

σ_S : constante de Stefan.

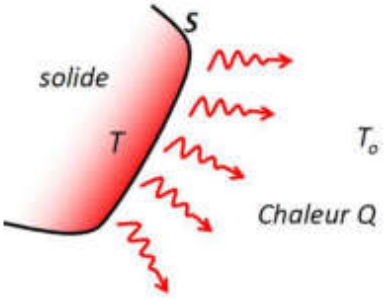


Figure I-3: Rayonnement de la chaleur

La chaleur dissipée par un composant électronique sous la forme de rayonnement thermique est souvent négligeable devant les phénomènes de conduction et de convection. C'est pourquoi, dans certains calculs de transfert de chaleur, il est judicieux de ne pas tenir compte du rayonnement thermique.

I.2.2 Méthode nodale

Pour étudier le comportement thermique de l'ensemble d'un composant [Aba][Lai], il est possible de découper le composant en plusieurs parties et de décrire ensuite le transfert de chaleur entre ces différentes parties. Chaque partie sera considérée comme une zone isotherme et caractérisée par une température dite température de point chaud et des pertes dissipées dans cette zone. La mise en équations de tout le système fait appel à la représentation schématique bien connue dans l'analyse des circuits électriques. Chaque point chaud du composant est considéré comme un nœud d'un schéma nodal (voir figure I-4). Les échanges thermiques entre nœuds sont représentés par des résistances thermiques:

$$R_{ik} = \frac{T_i - T_k}{P_{ik}} \qquad \text{(Eq. I-7)}$$

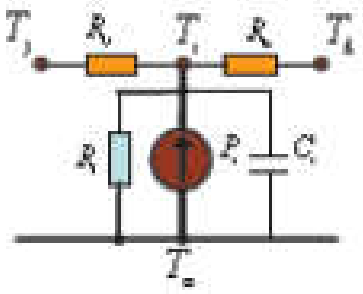


Figure I-4: Modèle thermique nodal

Un réseau nodal est un modèle thermique simplifié [Imr-1][Imr-1], qui emploie analogie bien connue entre les circuits électriques et les modèles thermiques (voir figure I-5).

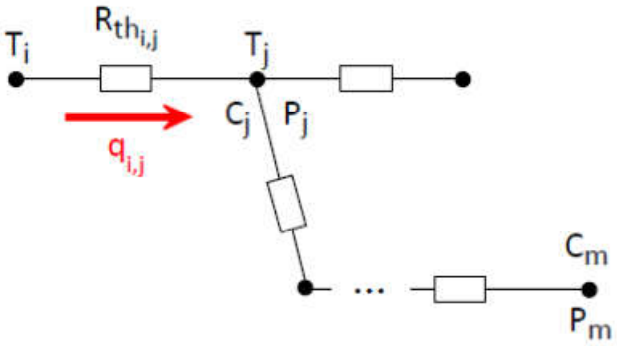


Figure I-5: Configuration de base d'un réseau nodal équivalent

P_j : source de chaleur liée au nœud.

T_j : température de nœud.

$R_{thi,j}$: résistance thermique entre nœuds.

C_i : capacité de chaleur équivalente du nœud.

Il est possible d'ajouter des capacités thermiques permettant de représenter le stockage d'énergie dans le cas où on s'intéresse aux régimes transitoires:

$$C_i \frac{dT_j}{dt} = \sum_{i=1,i\neq j}^{n} \frac{1}{R_{thi,j}}(T_i - T_j) + P_j \,(j = 1,...,m) \qquad \text{(Eq. I-8)}$$

La détermination des éléments résistifs et capacitifs est soit reliée directement aux calculs analytiques des phénomènes de transfert thermique présentés, soit par des mesures expérimentales.

I.2.3 Méthodes numériques

Les méthodes numériques permettent de déterminer une cartographie détaillée des différentes températures du composant.

I.2.3.1 Méthodes des différences finies

Le principe de cette méthode consiste en une discrétisation du domaine de définition des variables espace et temps. Le découpage du milieu à étudier est à la fois fonction de sa structure et des conditions aux limites. Dans le cas de la résolution de l'équation de la chaleur dans un milieu quelconque, chaque nœud résultant de la discrétisation est caractérisé par une valeur discrète de la température. L'équation de la chaleur est alors appliquée aux nœuds sous sa forme discrète. Il en découle un système d'équations algébriques (souvent formé d'un grand nombre de d'équations) qu'il faut résoudre par des méthodes numériques [Mre][Hab].

Cette méthode consiste à approximer les dérivées partielles d'une équation au moyen des développements de Taylor [Kre].

Soit $f(x,y)$ une fonction continue, alors la dérivée partielle première de f par rapport à x est calculée par la formule suivante:

$$f_x^{'}(x,y) = \lim_{hx\to 0} \frac{f(\mathrm{x}+h_x,y)-f(x,y)}{h_x} \qquad \text{(Eq. I-9)}$$

Si $h_x <<< 1$, le développement de Taylor au voisinage de 0 de $f(\mathrm{x}+h_x,y)$ donne $f(\mathrm{x}+h_x,y) = f(\mathrm{x},y) + h_x \frac{\partial f}{\partial x} + \theta(h_x) \approx f(\mathrm{x},y) + h_x \frac{\partial f}{\partial x}$ avec une erreur de l'ordre de h_x.

$$\frac{\partial f(\mathrm{x},y)}{\partial x} \approx \frac{f(\mathrm{x}+h_x,y)-f(x,y)}{h_x} \qquad \text{(Eq. I-10)}$$

Ceci est appelé le *schéma avant*. De la même manière, nous pouvons aussi donner le *schéma arrière* qui est de la forme:

$$\frac{\partial f(\mathrm{x},y)}{\partial x} \approx \lim_{hx\to 0} \frac{f(\mathrm{x},y)-f(\mathrm{x}-h_x,y)}{h_x} \qquad \text{(Eq. I-11)}$$

Avec la formule de Taylor, ceci nous donne :

$$f(\mathrm{x},y)=f(\mathrm{x}-h_x,y)+h_x\frac{\partial f(\mathrm{x},y)}{\partial x}+\theta(h_x)\approx f(\mathrm{x}-h_x,y)+h_x\frac{\partial f(\mathrm{x},y)}{\partial x} \quad \text{(Eq. I-12)}$$

Avec une erreur de h_x.

$$\frac{\partial f(\mathrm{x},y)}{\partial x}\approx\frac{f(\mathrm{x},y)-f(\mathrm{x}-h_x,y)}{h_x} \quad \text{(Eq. I-13)}$$

La somme de ces deux schémas nous donne le *schéma centré* suivant:

$$\frac{\partial f(\mathrm{x},y)}{\partial x}\approx\frac{f(\mathrm{x}+h_x,y)-f(\mathrm{x}-h_x,y)}{2h_x} \quad \text{(Eq. I-14)}$$

En résumé, on a les trois approximations suivantes pour la dérivée partielle première de $f(x,y)$ par rapport à x avec la formule de Taylor:

$$f_x^{'}(x,y)=\lim_{hx\to 0}\frac{f(\mathrm{x}+h_x,y)-f(x,y)}{h_x}\approx\begin{cases}\dfrac{f(\mathrm{x}+h_x,y)-f(x,y)}{h_x} & Schéma\ \ avant\\ \dfrac{f(\mathrm{x},y)-f(\mathrm{x}-h_x,y)}{h_x} & Schéma\ \ arrière\\ \dfrac{f(\mathrm{x}+h_x,y)-f(\mathrm{x}-h_x,y)}{2h_x} & Schéma\ \ centré\end{cases} \quad \text{(Eq.I-15)}$$

La dérivée seconde $f_x^{''}$ de $f(x,y)$ sera alors de la forme suivante:

$$\frac{\partial^2 y}{\partial x^2}\approx\frac{\dfrac{f(x_{i+1},y_i)-f(x_i,y_i)}{h_x}-\dfrac{f(x_i,y_i)-f(x_{i-1},y_i)}{h_x}}{h_x} \quad \text{(Eq. I-16)}$$

$$\frac{\partial^2 y}{\partial x^2}\approx\frac{f(x_{i+1},y_i)-2f(x_i,y_i)+f(x_{i-1},y_i)}{h_x^2} \quad \text{(Eq. I-17)}$$

I.2.3.2 Méthodes des éléments finis

Cette méthode relativement récente (1960-1970) a été développée initialement pour la résolution de problèmes de résistance de matériaux. Elle s'applique aussi au problème de conduction tridimensionnelle en régime stationnaire ou transitoire. Alors que la méthode des différences finies remplace l'équation différentielle exacte en jeu par une équation aux différences par approximation algébrique, la méthode des éléments finis est une méthode d'approximation particulière d'une fonction inconnue sur un domaine continu, par l'utilisation de fonctions d'interpolation connues sur un ensemble de sous-

domaines (souvent de forme triangulaire ou tétraédrique) compatibles entre eux, et représentant au mieux le milieu d'origine, elle permet ainsi de transformer les équations aux dérivées partielles en système d'équations algébriques. Cette méthode présente l'avantage sur celle des différences finies de mieux s'adapter et sans grand effort, d'une part aux frontières de formes irrégulières, et d'autre part aux problèmes où les conditions aux limites font intervenir une dérivée [Mre][Hab].

La discrétisation consiste à subdiviser le domaine d'une manière fictive, arbitraire en un très grand nombre de mailles régulières (voir figure I-6), chaque maille étant un ensemble de branches formant un parcours fermé. Le nombre de mailles sera proportionnel à la précision recherchée. Chaque maille contient en son centre un nœud. Ce dernier est considéré comme concentrant l'énergie thermique de la maille dans laquelle il se trouve. Les nœuds sont liés entre eux par des lignes, elles aussi fictives agissant comme des résistances pour le flux thermique qui se transmet ainsi de nœud en nœud (L'inverse de la résistance est la conductance.)

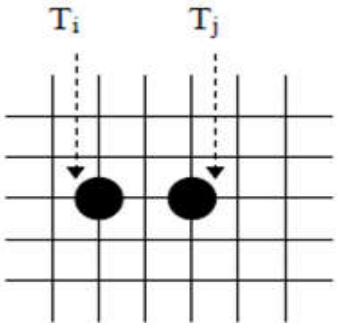


Figure I-6: Substrat maillé

Après avoir subdivisé le système, la conductance thermique k entre le nœud *i* et les nœuds adjacents *j* peut être calculée. L'expression du flux de chaleur q_{ij} est:

$$q_{ij} = \mathrm{k}\left(\mathrm{T_i} - T_j\right) \qquad \text{(Eq. I-18)}$$

La valeur T_i de la température au nœud *i* est égale à une combinaison linéaire des valeurs aux nœuds voisins. Au lieu de calculer T en tout point intérieur, on ne le calcule qu'aux nœuds du réseau.

Chaque nœud peut être défini par une équation; pour l'ensemble des nœuds, un système d'équations linéaires est obtenu. Pour n nœuds intérieurs, un système de N équations linéaires est à résoudre. Le problème continu est alors discrétisé (voir figure I-7).

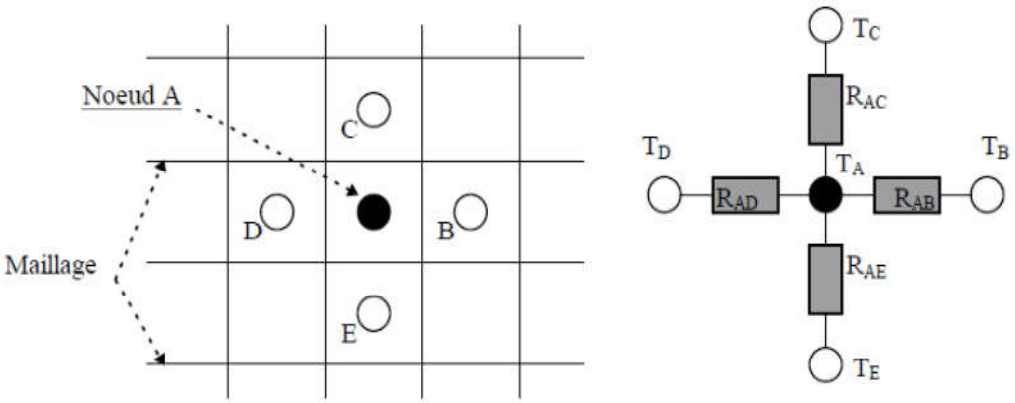


Figure I-7: Discrétisation d'une surface et modélisation thermique

Utilisant le produit de la conductivité k et la différence de température entre les nœuds, nous avons la formule suivante:

$$kh = \left[dy\frac{(T_D - T_A)}{dx} + dx\frac{(T_E - T_A)}{dy} + dy\frac{(T_B - T_A)}{dx} + dx\frac{(T_C - T_A)}{dy} \right] \quad \text{(Eq. I-19)}$$

Si $dx = dy$, alors $T_D + T_E + T_B + T_C - 4T_A = 0$. Une équation de cette forme peut s'écrire de la même façon pour chaque nœud. Il en résulte un ensemble d'équations qui une fois résolues, donneront avec une assez bonne précision les températures des différentes mailles.

I.2.4 Modèle Compact

Un modèle compact CTM (Compact Thermal Model) est un réseau thermique de résistances ne contenant pas plus de dix ou vingt nœuds. Le modèle compact est utilisé pour prévoir les températures de dispositifs électroniques ou microélectroniques [Ant][Bel][Hab][Bat][Zha], (voir figure I-8).

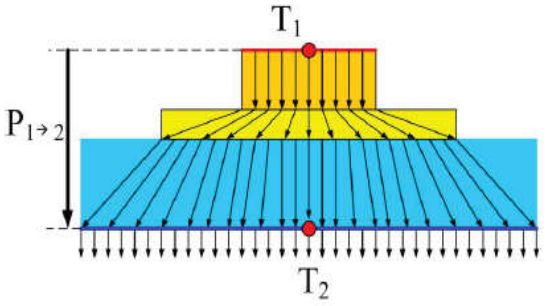


Figure I-8: Illustration de la loi d'ohm appliquée à la thermique

L'équation utilisée pour calculer la valeur de la résistance est basée sur l'analogie électrique-thermique où la tension est remplacée par la température et le courant est remplacé par le flux thermique:

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{P} = \frac{T_1 - T_2}{P_{1\to 2}} \qquad \text{(Eq. I-20)}$$

Le tableau I-1 représente l'analogie électrique thermique [Bel][Mre][Hab][Zha].

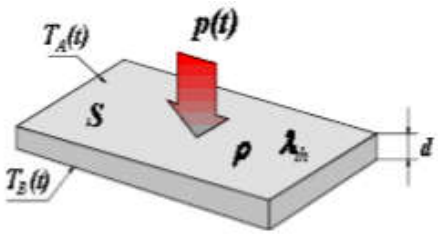
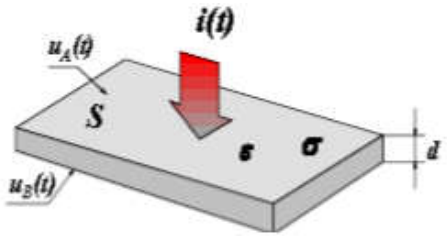
Grandeurs thermiques			**Grandeurs électriques**		
T	Température	[°K]	U	Tension	[V]
J	Flux de chaleur	[W/m²]	J	Densité de courant	[A/m²]
P	Chaleur	[W]	I	Courant	[A]
Q	Quantité de chaleur	[J]= [W.s]	Q	Charge	[C]= [A.s]
λ_{th}	Conductivité	[W/(°K.m²)]	σ	Conductivité	[1/(Ω.m)]
R_{th}	Résistance	[°K/W]	R	Résistance	[V/A] =[Ω]
C_{th}	Capacité	[W.s/°K]	C	Capacité	[A.s/V]= [F]
					

Tableau I-1: Analogie entre les grandeurs électriques et thermiques

Les relations principales sont définies comme suit (Tableau I-2).

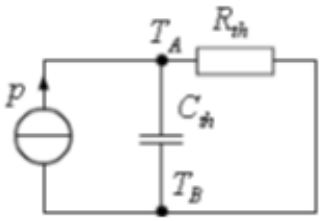
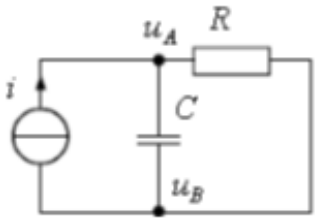
Grandeurs thermiques	**Grandeurs électriques**
$\mathrm{C_{th}} = \frac{dQ}{dT}$	$\mathrm{C} = \frac{dQ}{dU}$
$\mathrm{C_{th}} = c.\rho.d.S$	$\mathrm{C} = \varepsilon\frac{S}{d}$
$\mathrm{R_{th}} = \frac{d}{\lambda_{\mathrm{th}}.S}$	$\mathrm{R} = \frac{d}{\sigma.S}$
$\mathrm{Q(t)} = \int_0^{\mathrm{t}} \mathrm{p(t).dt}$	$\mathrm{Q(t)} = \int_0^{\mathrm{t}} \mathrm{i(t).dt}$
	
$\mathrm{p(t)} = \frac{T_A(t) - T_B(t)}{\mathrm{R_{th}}} + \mathrm{C_{th}}\frac{d}{dt}(T_A(t) - T_B(t))$	$i(t) = \frac{U_A(t) - U_B(t)}{R} + C\frac{d}{dt}(U_A(t) - U_B(t))$

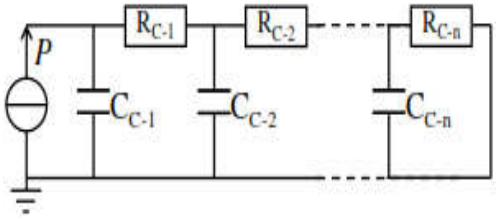
Tableau I-2: Relations entre grandeurs physiques

I.2.5 Réseaux thermiques équivalents

Il existe deux types de circuits thermiques équivalents permettant de décrire un système thermique conductif 1D. Ces réseaux sont désignés sous le nom de « Cauer » et « Foster » (voir figures I-9 a et I-10 a). La source de courant représente la puissance dissipée dans la source de chaleur, et la masse électrique la température de référence ambiante [Bag]. Ces deux circuits représentent un solide dans lequel le chemin thermique est unidirectionnel, signifiant que s'il y a une seule source de chaleur et un seul refroidisseur, l'énergie thermique va de la source au refroidisseur via un seul chemin que ce soit en dynamique ou en statique [Ant][Bel][Bus][Gua].

Dans le réseau de Foster, chaque facteur d'amplitude correspond à la résistance thermique de chaque cellule, et chaque constante de temps est égale au produit *RC*, comme le montre son expression de l'impédance thermique (voir figure I-9 b). En revanche, en ce qui concerne le réseau de Cauer, les valeurs des constantes de temps ne peuvent pas être calculées directement puisqu'elles dépendent chacune de tous les éléments du circuit, [Hua][Kre][Mre][Sul][Tho][Yan], (voir figure I-10 b).

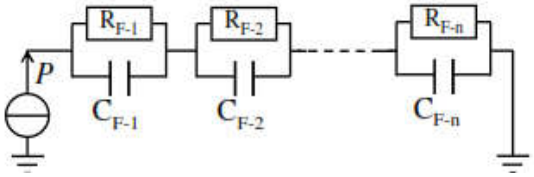
Le seul circuit ayant une réalité physique des phénomènes thermiques, est le réseau de Cauer pour lequel chaque cellule *RC* peut représenter une couche de l'assemblage et pour lequel les températures (tensions) au niveau de chaque nœud interne ont une signification. Le réseau de Foster ne peut pas être utilisé pour interpréter le comportement thermique au niveau des nœuds internes du circuit.



$$Z_{th}(s) = \frac{1}{s \times C_{th,1} + \frac{1}{R_{th,1} + \frac{1}{s \times C_{th,2} + \cdots + \frac{1}{R_{th,n}}}}}$$

(a) (b)

Figure I-9: Modèle de Cauer, (a) réseau thermique équivalent, (b) expression de Z_{th}



$$Z_{th}(t) = \sum_{i=1}^{n} R_i \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}}\right)$$

(a) (b)

Figure I-10: Modèle de Foster**, (**a) réseau thermique équivalent, (b) expression de Z_{th}

I.3 TRANSFERT DE CHALEUR A L'INTERFACE DE DEUX SOLIDES

A l'instant initial, on place deux milieux en contact (voir figure I-11).

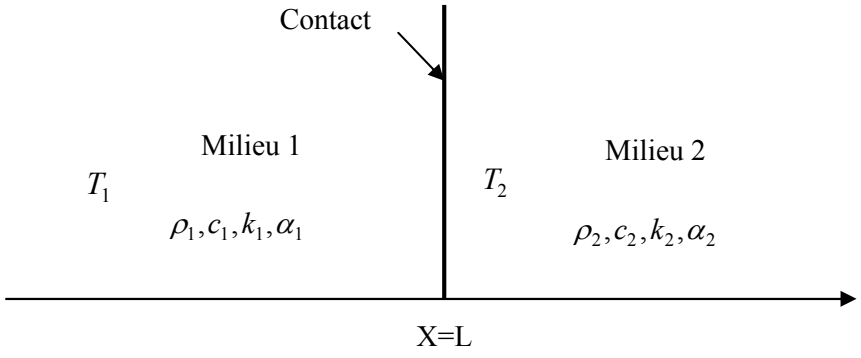


Figure I-11: Deux milieux finis en contact

On notera T_1 la température dans le milieu 1, T_2 la température dans le milieu 2 (deux milieux finis de caractéristiques physiques différentes sont mis en contact à l'instant t=0). q représente la source de chaleur. Le modèle mathématique est donné ci-dessous, [Tam]:

$$\alpha_1 = \frac{\partial^2 T_1}{\partial x^2} = \frac{\partial T_1}{\partial t} + q \qquad \text{(Eq. I-21)}$$

$$\alpha_2 = \frac{\partial^2 T_2}{\partial x^2} = \frac{\partial T_2}{\partial t} + q \qquad \text{(Eq. I-22)}$$

Avec

ρ_1 : Masse volumique du milieu 1.

c_1 : Chaleur massique du milieu 1.

k_1 : Conductivité thermique du milieu 1.

$\alpha_1 = k_1 / \rho_1 c_1$: diffusivité thermique du milieu 1.

ρ_2 : Masse volumique du milieu 2.

c_2 : Chaleur massique du milieu 2.

k_2 : Conductivité thermique du milieu 2.

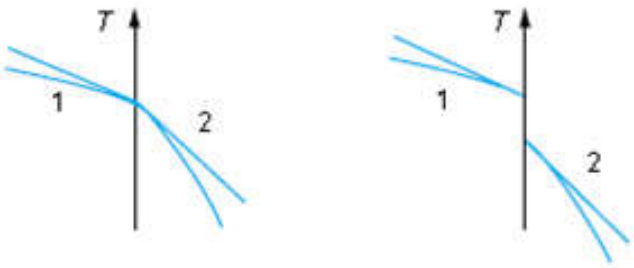
$\alpha_2 = k_2 / \rho_2 c_2$: diffusivité thermique du milieu 2.

Si le contact est parfait (Figure I-12 a), nous pouvons écrire [Bel][Deg]:

- conservation du flux: $k_1 \frac{\partial T_1}{\partial x} = k_2 \frac{\partial T_2}{\partial x}$.
- égalité des températures: $T_1 = T_2$.

Si le contact est imparfait (Figure I-12 b), nous pouvons écrire:

- conservation du flux: $k_1 \frac{\partial T_1}{\partial x} = k_2 \frac{\partial T_2}{\partial x} = \varphi$.
- discontinuité des températures: $T_1 = T_2 = R_c \varphi$.



(a) (b)

Figure I-12: Transfert à l'interface de deux solides, (a) contact parfait, (b) contact imparfait

Pour le contact imparfait, les deux surfaces ne sont pas strictement en contact, il existe une "résistance" de contact due à l'air présent entre les deux milieux. On caractérise cette résistance thermique de contact par la valeur $R_c\left(m^2k.W^{-1}\right)$. Les températures T_1 et T_2 ne sont plus égales.

I.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons décrit de façon générale la modélisation thermique des composants magnétiques en électronique de puissance. Nous avons d'abord présenté un récapitulatif sur les principaux phénomènes du transfert thermique: la conduction, la convection et le rayonnement. Des méthodes numériques utilisées pour résoudre l'équation de la chaleur telles que la méthode des différences finies, la méthode des éléments finis, le modèle compact et le modèle de réseaux thermiques équivalents sont décrites. Finalement, nous avons présenté aussi le transfert de la chaleur à l'interface de deux solides. Dans le prochain chapitre, nous présenterons l'intégration des composants magnétiques en électronique de puissance.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE I

[Aba] M. T. Abakar, "Modélisation thermique des composants magnétiques utilisés en électronique de puissance", thèse de l'institut national des sciences appliquées de Lyon, 2003.

[Ant] J. Antonios, "Développement de modèles et de méthodes de calculs électriques et thermiques appliqués aux onduleurs à IGBT", thèse d'Université de Nantes, 2011.

[Ara] M. Arab, E. Laboure, F. Costa, "Design of an integrated inductor-transformer LT component for power electronic applications", IEEE 2004, p 4861-4866.

[Bad] S. Badache, "Modélisation et simulation des phénomènes thermiques en régime transitoire dans les dispositifs électrotechniques par la méthode des éléments finis en deux dimensions", thèse d'Université USTO-Oran, 2005.

[Bag] P. E. Bagnoli, C. Casarosa, M. Ciampi, E. Dallago, "Thermal resistance analysis by induced transient (TRAIT) Method for Power Electronic Devices Thermal Characterization-Part I: Fundamentals and Theory", IEEE 1998, Vol. 13, N° 6.

[Bat] W. Batty, C. E. Chistoffersen, S. David, **A.** J. Panks, R. G. Johnson, C. M. Snowden and M. B. Steer, "Fully Physical Time-Dependent Compact Thermal Modeling of Complex Non Linear 3-Dimensional Systems for Device and Circuit Level Electro-Thermal CAD", IEEE 2001, p 71-84.

[Bel] G. Belkacem-Beldi, "Contribution à l'étude de l'effet du vieillissement de modules de puissance sur leur comportement électrothermique", thèse d''ecole normale supérieure de Cachan, 2014.

[Ben] A. Bensmaia, J. Aubin, A. Skorek, "Simulation du comportement des fluides dans l'analyse thermique des enroulements de transformateurs de puissance", IEEE 1993, p 297-300.

[Bel] M. H. Belghazi, "Modélisation analytique du transfert instationnaire de la chaleur dans un matériau bicouche en contact imparfait et soumis à une source de chaleur en mouvement", thèse de l'Université de Limoges, 2008.

[Bus] C. Busca, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, L. Helle, T. Abeyasekera, "Dynamic thermal modelling and analysis of presspack IGBTs both at component-level and chip-level", IEEE 2013, p 677-682.

[Car] C. Carretero, J. Acerol, R. Alonso, J. M. Burdiol, F. Monterde, "Temperature influence on equivalent impedance and efficiency of inductor systems for domestic induction heating appliances", IEEE 2007, p 1233-1239.

[Cha] A. Chaehoi, "Conception et modélisation de MEMS monolithiques CMOS en technologie FSBM: application aux accéléromètres", thèse de l'Université Montpellier 2005.

[Deb] Y. Debard, "Méthode des éléments finis: thermique, master modélisation numériques et réalité virtuelle", Université du Mans, Mars 2011.

[Deg] A. Degiovanni, "Transmission de l'énergie thermique, Conduction", BE8 200-1, 200-25, Techniques de l'Ingénieur, traité Génie énergétique.

[Ero] A. Eroglu, "Planar inductor design for high power applications", Progress in electromagnetics research 2011, Vol. 35, p 53-67.

[Esc-1] L. M. Escribano, R. Prieto, J. A. Cobos, J. Uceda, "Thermal modeling for magnetic components: a survey", IEEE 2002, Vol. 2.

[Esc-2] L. M. Escribano, R. Prieto, J. A. Oliver, J. A. Cobos, J. Uceda, "Analytical thermal model for magnetic components", IEEE 2003, Vol. 2, p 861- 866.

[Esc-3] L. M. Escribano, R. Prieto, J. A. Oliver, J. A. Cobos, J. Uceda, "Analytical model for magnetic components including self-heating effects", IEEE 2004, p 867-872.

[Esc-4] L. M. Escribano, P. Zumel, R. Prieto, J. A. Oliver, J. A. Cobos, "A very simple analytical approach of thermal modeling for magnetic components", IEEE 2005, p 1944-1950.

[Esc-5] L. M. Escribano, R. Prieto, J. A. Oliver, "A Complete procedure to model the thermal behavior of magnetic components", IEEE 2004, p 71-76.

[Esc-6] L. M. Escribano, R. Prieto, J. A. Oliver, J. A. Cobos, "A new approach to obtain 1D thermal models for magnetic components including the effect of spacing between conductors", IEEE 2006, p 587-592.

[Fag] J. C. S. Fagundes, A. J. Bastista, P. Viarouge, "Thermal modeling of pot core magnetic components used in high frequency static converters", IEEE Transactions on magnetic 1997, Vol. 33, N° 22.

[Far] F. Farahmand, F. P. Dawson, and J. Douglas Lavers, "Temperature rise and free-convection heat-transfer coefficient for two-dimensional pot-core inductors and transformers", IEEE 2009, Vol. 45, N° 6, p 2080-2089.

[Gua] Z. Guangchen, F. Shiwei, Z. Yuezong, S. Rong, X. Xuesong, G. Chenning, "Study on the chip-level thermal non-uniformity evaluation of semiconductor devices", IEEE 2009, China.

[Hab] W. Habra, "Développement de modèles thermiques compacts en vue de la modélisation électrothermique des composants de puissance", thèse de l'Université de Paul Sabatier, 2007.

[Hua] H. Wang, A. M. Khambadkone, X. Yu, "Dynamic electro-thermal modeling in power electronics building block (PEBB) applications", IEEE 2010, p 2993-3000.

[Imr-1] T. G. Imre, "Multiphysical characterization of medium-frequency power electronic transformers", thèse de l'école polytechnique, 2010.

[Imr-2] T. G. Imre, U. Viscarret and I. E. Otadui, "Transient thermal model of a medium frequency power transformer", IEEE 2008, p 1033- 1038.

[Ker-1] A. Kerim, "Contribution a l'intégration moyenne de puissance de composants magnétiques pour l'électronique de puissance", thèse de l'Université Joseph Fourier, 2008.

[Ker-2] A. Kerim, J. Ferrieux, J. Roudet, S. Catellani, "Design of a naturally cooled high frequency integrated magnetic component", published in PESC 2008.

[Kre] J-C. Krencker, "Développement d'outils et de modèles CAO de haut niveau pour la simulation électrothermique de circuits mixtes en technologie 3D", thèse de l'Université de Strasbourg 2012.

[Kyl] G. Kylander, "Thermal modelling of small cage induction motors", thèse de l'Université de Göteborg, Sweden, 1995.

[Lai] K. Lai-Dac, "Contribution à l'optimisation du dimensionnement de composants passifs intégrés pour l'électronique de puissance", thèse de l'Université Grenoble, 2010.

[Lee] S. Y. Lee, L. Zhao, J. T. Strydom, W. G. Odendaal, J. D. Van Wyk, "Thermal analysis for series LC integrated passive resonant module based on finite-element modeling", IEEE 2002, p 1009-1014.

[Lew] A. Lewaiter, B. Ackermann, "A thermal model for planar transformers", IEEE 2001, p 669-673.

[Lu-1] H.Y. Lu, J. G. Zhu, S.Y.R. Hui, and V. S. Ramsden, "Dynamic circuit modeling of a high frequency transformer", IEEE 1998, p 1479-1485.

[Lu-2] H. Y. Lu, J. G. Zhu, and S. Y. R. Hui, "Measurement and modeling of thermal effects on magnetic hysteresis of soft ferrites", IEEE Transactions on magnetic 2007, Vol. 43, N° 1, p 3952-3960.

[Man] H. A. Mantooth, A. R. Hefner, "Electrothermal simulation of an IGBT PWM inverter", IEEE Transactions On Power Electronics 1997, Vol. 12, N° 3, p 474-484.

[Max-1] A. Maxim, D. Andreu, J. Boucher, "A new SPICE behavioral macromodeling method of magnetic components including the self-heating process", IEEE 1999, Vol. 2, p 735-740.

[Max-2] A. Maxim and G. Maxim, "Electrothermal SPICE macromodeling of the power bipolar transistor including the avalanche and secondary breakdowns", IEEE 1998, p 348-352.

[Max-3] A. Maxim, D. Andreu, J. Boucher, "A New analog behavioral SPICE macromodel of magnetic components", IEEE 1997, p138-188.

[Max-4] A. Maxim, D. Andreu, J. Boucher, "A Novel behtrvioral method of SPICE macromodeling of magnetic components including the temperature and frequency dependencies", IEEE 1998, p 393-399.

[Meh] A. Mehdaoui, "Capacités variables et inductances MEMS RF pour une intégration 'Above-IC'", thèse d'école polytechnique fédérale de Lausanne, 2007.

[Mra] S. M'rad, "Application de la représentation diffusive à la modélisation thermique compacte", thèse d'université de Lyon, 2008.

[Nak] P. Nakmahachalasint, K. D. T. Ngo, "High-temperature, high-frequency characterization system for power ferrites", IEEE 2003, Vol. 52, N° 3.

[Ode-1] W. G. Odendaal, J. A. Ferreira, "A Thermal model for high-frequency magnetic components", IEEE 1997, p 1115-1122.

[Ode-2] W. G. Odendaal, J. A. Ferreira, "Effects of scaling high frequency transformer parameters", IEEE 1997, p 1123-1130.

[Ode-3] W. G. Odendaal, J. A. Ferreira, "A Thermal model for high-frequency magnetic components", IEEE Transactions on industry applications 1999, Vol. 35, N° 4, p 924-931.

[Ode-4] W.G. Odendaal, J.A. Ferreira, "Effects of scaling high frequency transformer parameters", IEEE Transactions on industry applications 1999, Vol. 35, N° 4, p 932-940.

[Oma] H. Omari, "Modélisation et simulation des phénomènes magnéto-thermiques en régime permanent par la méthode des éléments finis", Thèse d'Université USTO-Oran, 2005.

[Pet] R. Petkov, "Optimum design of a high-power, high-frequency transformer", IEEE Transactions on Power Electronics 1996, Vol. 11, N° 1, p 33-42.

[Pri] R. Prieto, L. M. Escribano, J. A. Oliver, J. A. Cobos and J. Uceda, "A New 2D/3D FEA based thermal model for magnetic components", IEEE 2004, p 4867-4872.

[Rou-1] J. J. Rousseau, P. Tenant, L. Zegadi, D. Ligot, B. Allard, "Modeling of core losses for soft ferrites", IEEE 1998, p 1486-1491.

[Rou-2] J. J. Rousseau, L. Zegadi, P. Tenant, "A complete hysteresis model for soft ferrites taking into account the temperature", IEEE 1996, p 322-328.

[Rou-3] J. J. Rousseau, P. Tenant et L. Zegadi, "Amélioration du modèle de preisach. application aux matériaux doux", J. Phys. III 1997, France, p 1717-1727

[Sei] F. Seigneur, "Encapsulation hermétique pour systèmes hydro- et thermo-sensibles", thèse d'école polytechnique fédérale de Lausanne, 2009.

[Smi] M. C. Smit, J. A Ferreira, J. D. Van Wyk, M. Ehsani, "Technology for manufacture of integrated planar LC structures for power electronic applications", IEEE 1993, p 173-178.

[Sul] P. Sulima, "Contribution à la modélisation analytique tridimensionnelle de l'auto-échauffement dans les transistors bipolaires a hétérojonction de type Si/SiGe", thèse d'université de Bordeaux I, 2005.

[Tam] Y. Tamene, C. Bougriou and R. Bessaïh, "Thermal behaviour of a multilayer media in transient regime", Revue des Energies Renouvelables 2007, Vol. 10, N° 3, p 397 – 405.

[Ten] P. Tenant and J. J. Rousseau, "Dynamic model of magnetic materials applied on soft ferrites", IEEE 1998, Vol. 13, N° 2, p 372-379.

[Tho] B. Thollin, "Outils et méthodologies de caractérisation électrothermique pour l'analyse des technologies d'interconnexion de l'électronique de puissance", thèse de l'Université de Grenoble, 2006.

[Und-1] T. M. Undeland, J. Lode, R. Nilssen, W. F. Robbins and N. Mohan, "A simple non-iterative procedure for designing naturally-cooled high-frequency inductors and transformers based upon limitation of the maximum device temperature", IEEE 1994, p 1253-1260.

[Und-2] T. M. Undeland, J. Lode, R. Nilssen, W. F. Robbins and N. Mohan, "A single-Pass design method for high-frequency inductors", IEEE 1996, p 44-51.

[Val] B. Vallet, "Etude et conception d'une nouvelle alimentation à découpage basée sur un composant passif LCT intégrées", thèse de l'Université Joseph Fourier, 2007.

[Via] P. Viarouge, J. C. Fagundes, E. Tourkhani, H. Le-Huy, "Comportement thermique et conception des composants magnétiques dans les convertisseurs statiques de fréquence élevée", IEEE 1995, p 582-585.

[Wil-1] E. Wilmot, Laboure, F. Costa, S. Faucher, C. Joubert, F. Forest, "Design optimization and electromagnetic modeling of integrated passive components for power electronic", IEEE 2001, p 1932-1937.

[Wil-2] P. R. Wilson, J. Neil Ross, A. D. Brown, "Dynamic electrical-magnetic-thermal simulation of magnetic components", IEEE 2000, p 287-292.

[Wil-3] P. R. Wilson, J. Neil Ross, "Definition and application of magnetic material metrics in modeling and optimization", IEEE 2001, p 3774-3780.

[Wil-4] P. R. Wilson, J. Neil Ross, A. D. Brown, "Simulation of magnetic component models in electric circuits including dynamic thermal effects", IEEE Power electronics specialists conference 2002, p 55-65.

[Yaa] M. Yaacob, M. H. Ibrahim, N. M. Kassim and A. B. Mohammad, "The numerical techniques for thermal distribution analysis in optical waveguides", Journal of fundamental sciences 4, 2008, p 395-402.

[Yan] Y. Yang, R. Master, G. R.-Ahmed, M. Touzelbaev, "Transient frequency-domain thermal measurements with applications to electronic packaging", IEEE 2012, Vol. 2, N° 3, p 448-456.

[Zeg-1] L. Zegadi, J. J. Rousseau, P. Tenant, "Prise en compte de la température dans un modèle d'hystérésis complet pour ferrites doux MnZn", J. Phys. III 1997, France, p 369-385.

[Zeg-2] L. Zegadi, J. J. Rousseau, B. Allard, P. Tenant, D. Renault, "Model of power soft MnZn ferrites, including temperature effects", IEEE Transactions On Magnetics 2000, Vol. 36, N° 4, p 2022-2032.

[Zha-1] L. Zhao, W. G. Odendaal, J. T. Strydom, J. D. Van Wyk, "A One-dimensional thermal model for planar integrated reactive modules", IEEE 2001, p 2211-2216.

[Zha-2] W. Zhang, "Integrated EMI/thermal design for switching power supplies", thèse de l'Université de Virginia 1999.

[Zha] Z. Zhang, "Gestion thermique des composants d'électronique de puissance-Utilisation du diamant CVD", thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2012.

CHAPITRE II

INTEGRATION DES COMPOSANTS MAGNETIQUES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

CHAPITRE II

INTEGRATION DES COMPOSANTS MAGNETIQUES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

II.1 INTRODUCTION……...…… 30
II.2 L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE ET L'INTEGRATION……. 30
II.2.1 Technologies d'intégration……...……. 31
II.2.2 L'intégration hybride……...…….. 33
II.2.2.1 Empilement de fonctions……...…… 33
a) Principe…….….. 33
b) Concept hybride PIAC……...…… 33
c) Concept hybride emPIC…….. 34
d) La technologie LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics) ……. 34
II.2.2.2 Regroupement de fonctions……...…… 35
a) Principe……..... 35
b) Concept IPEM……. 35
c) Concept Flex PCB……... 36
d) Inductance-Capacité-Transformateur intégrés (Composant L-C-T)…….….. 38
e) Inductance-Inductance-Transformateur intégrés (Composant L-L-T)…… 39
f) Inductance-Capacité intégrés (Composant L-C)……. 39
g) Inductance-Inductance-Capacité-Transformateur intégrés (Composant L-L-C-T) 40
h) Inductance-Capacité-Transformateur intégrés planar (Composant L-C-T planar). 40
II.2.3 L'intégration monolithique……..…….. 41
II.2.3.1 Les différentes structures des micro-bobines pour inductance ……...……... 42
a) Structure de type "spirale"……... 42
b) Structure de type "toroïdale"……... 45
c) Structure de type "serpentin"……... 47
d) Structure "mixte"……. 48
e) Structure inductive planaire…… 48
II.2.3.2 Les techniques de dépôt……...……... 49
II.3 LES MATERIAUX……...……...……...…….. 50
II.3.1 Matériaux magnétiques……...……...…… 51
II.3.2 Matériaux isolants……...……...…… 51
II.3.3 Matériaux conducteurs……...……...……. 51
II.4 CONCLUSION……..…….. 54
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE II……...…….. 55

II.1 INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, nous avons travaillé sur la modélisation thermique des composants magnétiques en électronique de puissance. Dans ce paragraphe, nous ferons un état de l'art qui résume d'intégration en électronique de puissance. L'intégration diminue le nombre de composants magnétiques implantés sur la carte, ce qui diminue le volume total, la quantité des matériaux (ferrites, cuivre et isolants) utilisés et le coût total. De plus, l'intégration réduit le nombre des points de connexion, ce qui peut évidemment être un avantage pour les applications forts courants. Nous commencerons par une présentation de deux types d'intégration. Une intégration hybride ("*on package*") lorsque les composants sont reportés au plus près de la puce, pouvant s'appliquer à des dispositifs plus puissants (quelques dizaines de watt) et qui permet d'associer dans le même packaging divers composants grâce à l'utilisation de matériaux adéquats et de méthodes d'assemblage adaptées. L'intégration monolithique ("*on chip*") concernant les dispositifs de faibles puissance (quelques watt) et dans laquelle l'ensemble des composants sont réalisés par des techniques de dépôt et de gravure sur un même substrat. Dans le cas de l'intégration hybride, la matrice d'interconnexion peut inclure des composants issus de l'intégration monolithique (par exemple des semi-conducteurs), d'où la complémentarité entre les deux types d'intégration. Enfin, nous terminerons par la détermination des matériaux magnétiques, isolants et conducteurs.

II.2 L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE ET L'INTEGRATION

Traditionnellement, un convertisseur statique est composé d'un agencement de composants élémentaires discrets (composants semi-conducteurs de puissance, condensateurs, composants magnétiques, circuits intégrés de commande, dispositifs de refroidissement, interconnexions). Les convertisseurs statiques occupent donc un volume significatif, évidement croissant avec la puissance convertie. L'assemblage de ces différents éléments demande une série d'opérations mécaniques et thermiques (vissage, clipsage, soudage) qui freinent la miniaturisation du système et l'automatisation de la production.

L'intégration de puissance peut être définie comme une "orientation" qui vient à la rencontre des exigences technologiques pour les convertisseurs statiques:

- La réduction du volume.
- L'accroissement du rendement.
- La fiabilité s'exprime en termes de limitation des causes de défaillances.
- La modularité et la standardisation sont liées à la possibilité d'obtenir un convertisseur sous la forme d'une association de différents blocs élémentaires (bloc intégré

de composants actifs et bloc intégré de composants passifs) et qui permettra ensuite une production en plus grande série.

- La réduction des coûts.

L'intégration en électronique de puissance se traduit par différentes techniques, de l'intégration hybride à l'intégration monolithique. A ce sujet, plusieurs travaux ont déjà été réalisés depuis quelques années et sont actuellement en cours d'évolution [Val].

II.2.1 Technologies d'intégration

Les premières recherches concernant l'intégration de composants passifs ont été réalisées il y a une vingtaine d'années dans un laboratoire d'Afrique Sud (Energy Laboratory de l'Université de Rand) au sein de l'équipe de J. A. Ferreira et J. D. Van Wyk [Wyk][Sti][Ehs][Smi][Mar-1][Mar-2]. Les premières recherches étaient dirigées vers l'intégration de capacités et d'inductances dans le but de réaliser soit des circuits résonants soit des filtres (Figures II-1, II-2, II-3, II-4) selon le mode de connexion mis en œuvre.

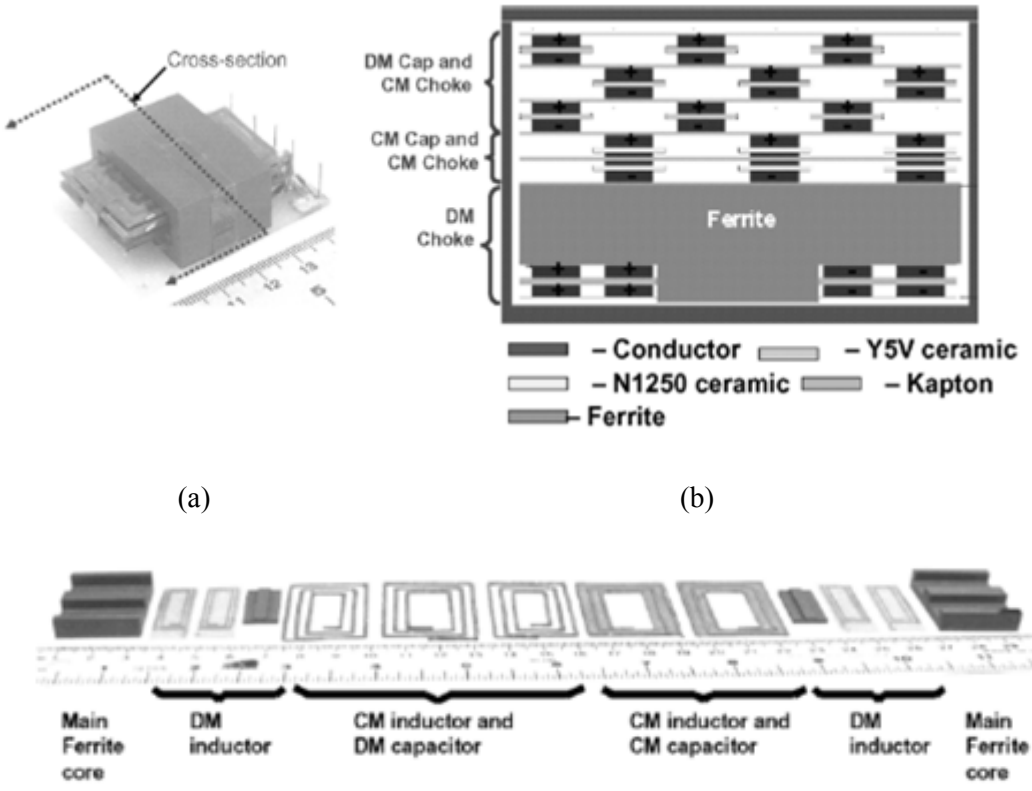
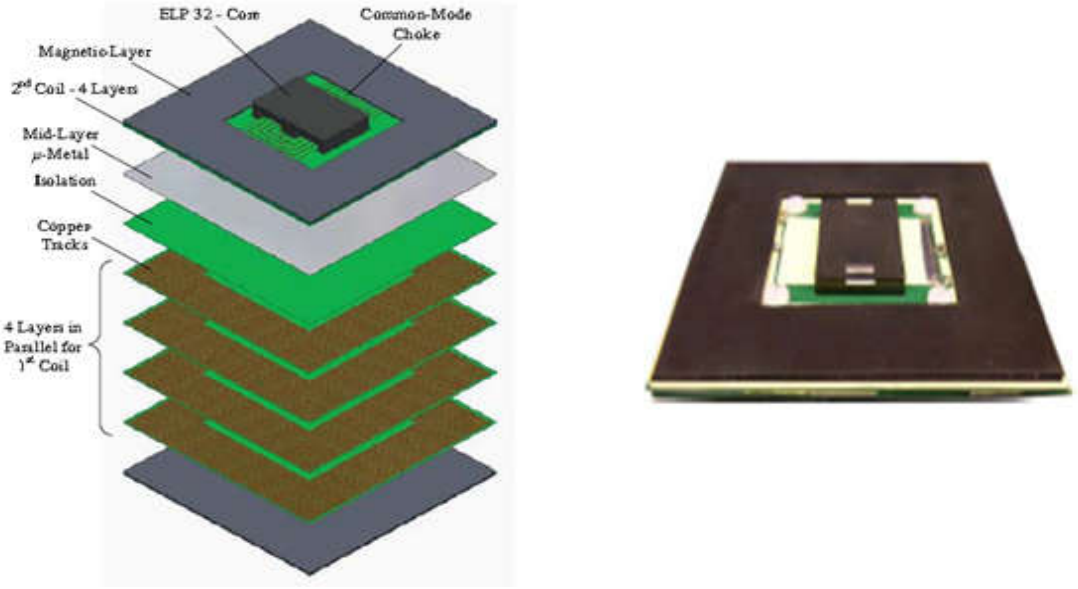


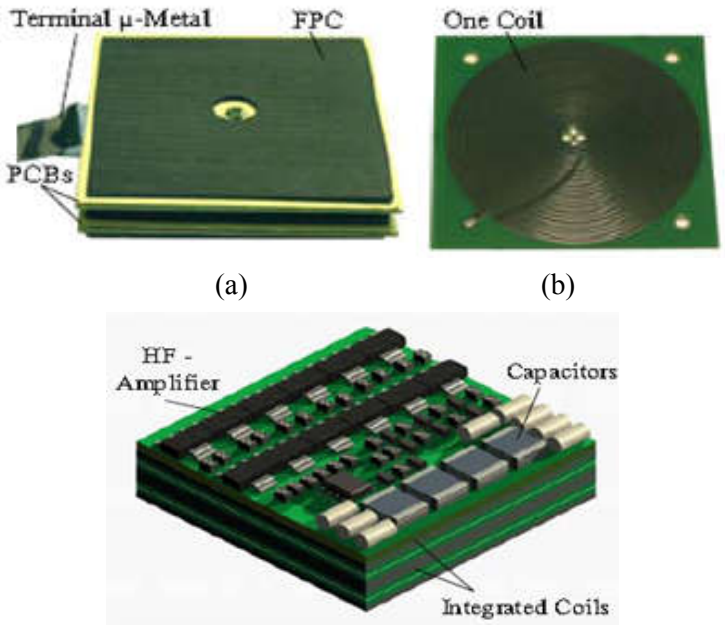
Figure II-1: Structure intégrée d'un filtre: (a) vue d'ensemble, (b) vue de coupe d'enroulement, (c) vue éclatée [Wyk]

Figure II-2: Comparaison des prototypes discrets et intégrés d'un filtre [Wyk]



(a) (b)

Figure II-3: (a) filtre passif intégré multicouche, (b) filtre passif assemblé [Bei]



(a) (b)

(c)

Figure II-4: (a) filtre actif, (b) enroulement en PCB, (c) filtre actif en 3D [Bei]

II.2.2 L'intégration hybride

L'intégration hybride consiste à associer différents matériaux de telle manière à réaliser plusieurs fonctions dans un seul bloc, soit par empilement, soit par regroupement de fonctions. Ce type d'intégration permet technologiquement d'envisager la réalisation de convertisseurs de plus ou moins fortes puissances.

II.2.2.1 Empilement de fonctions

a) Principe

Cette technique consiste à intégrer chacune des fonctions passives séparément et ensuite les empiler de manière à former un seul bloc comprenant plusieurs fonctions. Au préalable cette technique a fait l'objet de simples empilements de deux fonctions de manière à obtenir un filtre intégré. Elle a été étendue ensuite au convertisseur complet.

b) Concept hybride PIAC

E. Labouré et F. Costa se sont s'intéressés à l'intégration des composants passifs depuis un certain nombre d'années. Un exemple (Figure II-5) présente cette approche visant l'intégration d'une structure complète étudiée au laboratoire SATIE en empilant chacune des fonctions intégrées individuellement. Celle-ci se nomme la structure PIAC (Structure Passive Intégrée obtenue par Assemblage, Complète) et permet notamment d'enterrer les éléments inductifs mais aussi capacitifs dans un circuit imprimé.

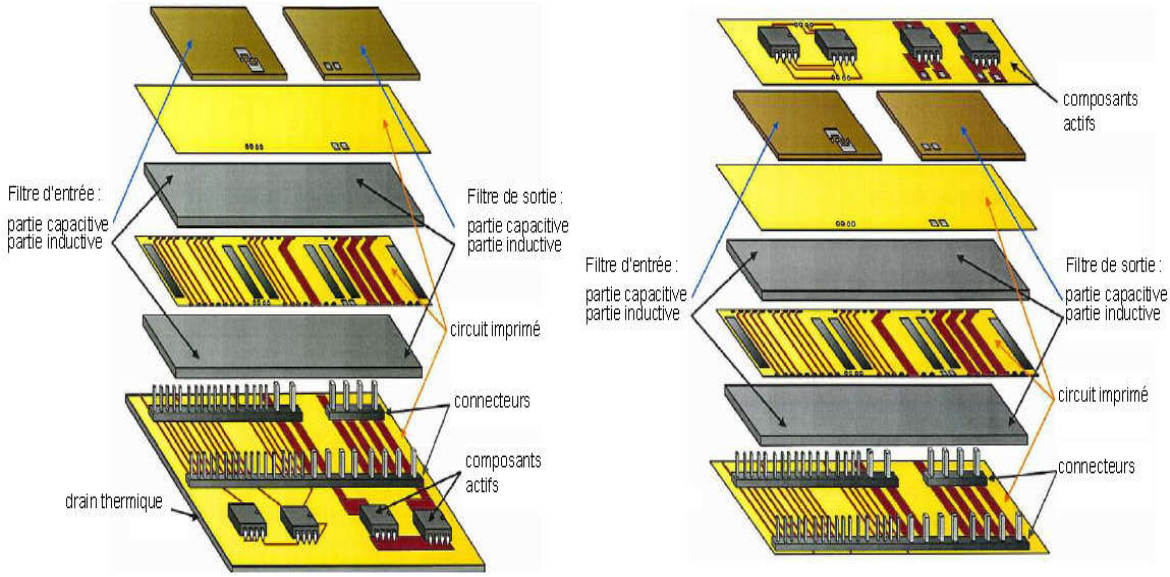


Figure II-5: Concepts d'intégration d'une structure PIAC (SATIE)

c) Concept hybride emPIC

La figure II-6 présente le principe d'un exemple d'intégration hybride d'un convertisseur nommé emPIC (embedded passives integrated circuits) développé à l'University of Technology, Delft, Hollande, par l'équipe de J. A. Ferreira [Ahm][Waf-1][Waf-2][Waf-3]. Ce concept permet d'intégrer plusieurs fonctions passives conçues par différents matériaux qui se retrouvent imbriqués les uns sur les autres pour former un seul bloc.

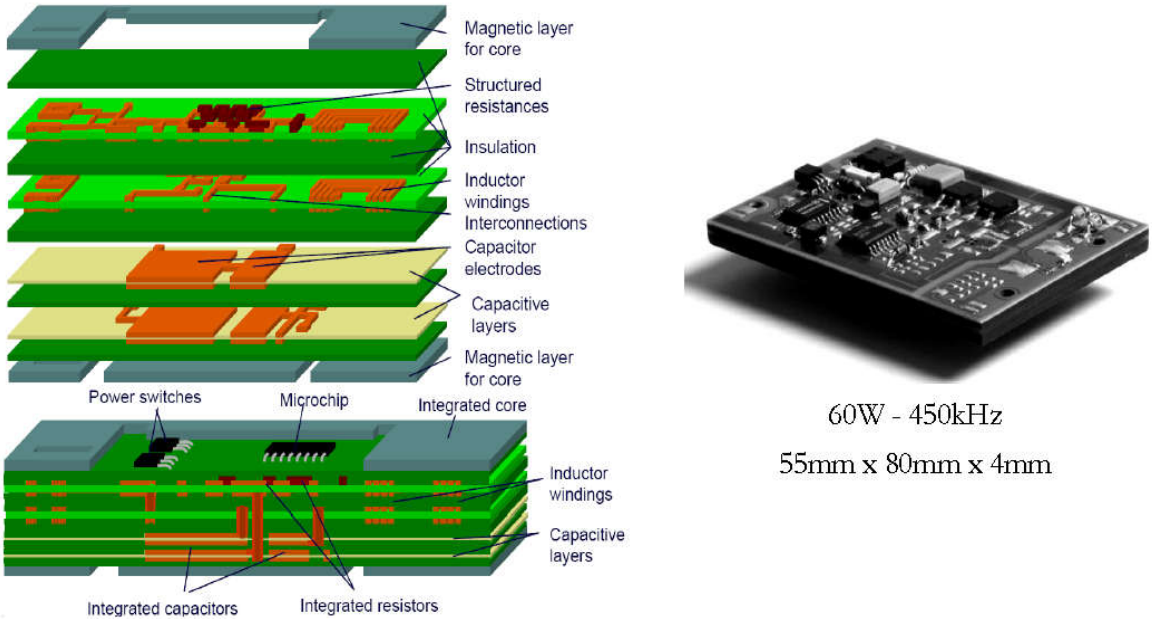


Figure II-6: Convertisseur emPIC développé par J. A. Ferreira [Waf-1][Waf-2][Waf-3]

d) La technologie LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics)

La technique LTCC est accessible pour des réalisations en électronique de puissance [Lim][Wan-1]. Ainsi, la société Thales propose des ferrites réalisés par un alliage de NiZnCu permettant d'abaisser leur température de frittage aux alentours de 900°C. Grâce à cette innovation, la réalisation de circuits multicouches mariant trois types de matériaux: de l'argent pour la réalisation des conducteurs, des ferrites NiZnCu et des céramiques diélectriques du type $BaTiO_3$ le tout empilé et cofritté à basse température par la technique LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics) devient envisageable.

Cette association est aussi rendue possible grâce à la technique du frittage flash ou technique SPS (Spark Plasma Sintering) qui présente de nombreux avantages par rapport aux méthodes conventionnelles de frittage (Hot Pressing (HP) ou Hot Isostatic Pressing (HIP)). Cette nouvelle technologie qui s'appuie sur un mode de chauffage original par effet Joule permet d'abaisser la température de début de frittage en favorisant la cinétique des processus de diffusion qui participent à la densification. Ainsi, SPS repose sur l'application

d'un courant électrique continu (DC), pulsé (durée d'un pulse de courant ≈ quelques ms) et d'une charge uniaxiale [Mec].

II.2.2.2 Regroupement de fonctions

a) Principe

La philosophie reste la même à savoir rassembler des fonctions passives. Néanmoins le concept technologique est différent dans le sens ou l'intégration des différentes parties est abordée dans l'ensemble et non pas individuellement. Le principe est d'utiliser les parasites et les fuites qui peuvent être engendrées par le dispositif d'empilement de matériaux de natures différentes. En effet les circuits multicouches, de par la superposition, permettent d'obtenir des capacités parasites pouvant être plus ou moins importantes.

b) Concept IPEM

Ce concept issu des nombreux travaux réalisé par l'équipe de J. D. Van Wyk (CPES Virginia Polytechnic Institute and State University) est défini comme un module intégré d'électronique de puissance IPEM (Integrated Power Electronic Module) (Figure II-7). La technologie de mise en œuvre utilisée est toujours le planar. Ce principe peut être appliqué à toute la structure, en partitionnant l'intégration en différents modules: Filtre IPEM, Active IPEM, Passive IPEM. Cette partition permet d'optimiser les performances du système global d'intégration du convertisseur dans son intégralité. Au module "Passive IPEM, on retrouve un regroupement de fonctions intégrant à la fois une capacité et des éléments inductifs [Che-3].

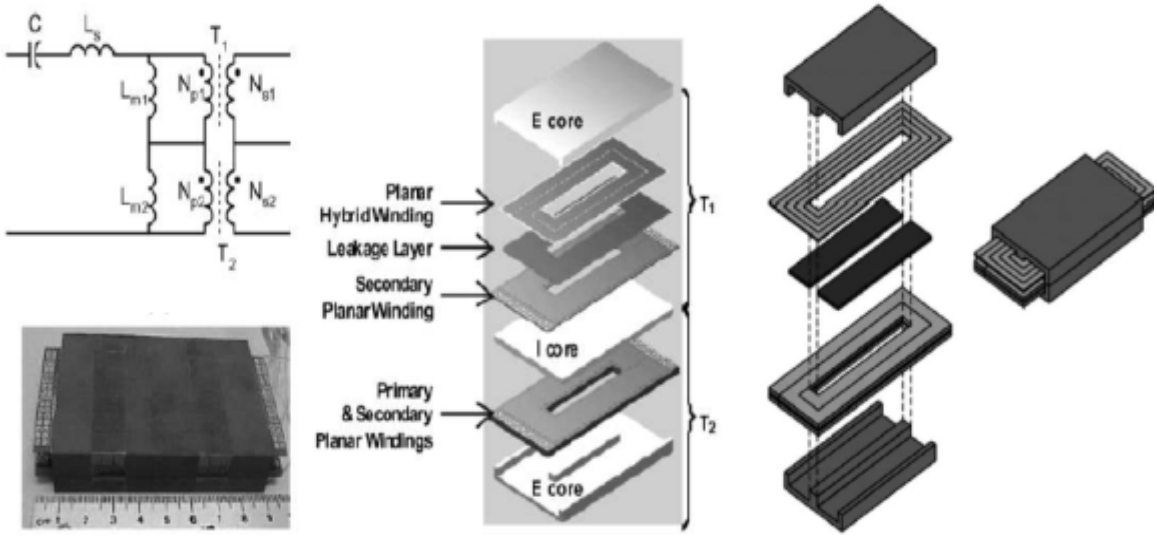


Figure II-7: Module d'intégration "Passive IPEM" (Van Wyk) [Wyk][Che-2][Che-3][Che-4]

Les figures II-8 et II-19 présentent un exemple d'intégration de composants passifs au sein d'un module IPEM pour une application de convertisseur résonnant comprenant une capacité et une inductance en série pour la résonance avec deux transformateurs dans ce cas précis. L'inductance série n'est autre que les fuites des transformateurs et la capacité est réalisée à partir de l'enroulement primaire du transformateur "planar hybrid winding". On parlera alors de composant LCT ou LLCT selon la prise en compte de l'inductance magnétisante ou pas.

Figure II-8: Composant passif IPEM [Che-2]

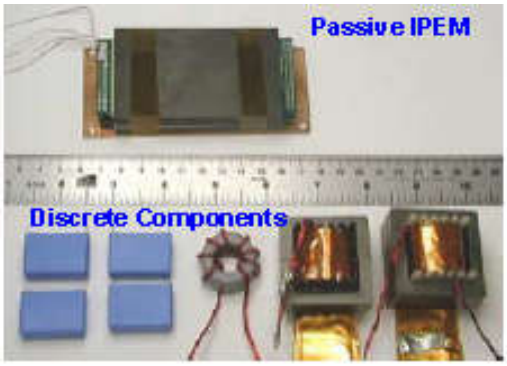


Figure II-9: Comparaison passif IPEM et des composants discrets [Che-2]

c) Concept Flex PCB

Les progrès importants faits 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 pour Printed Circuit Board) des bobinages des composants inductifs tels que les inductances ou les transformateurs. En effet l'usage de matériaux fins permet ainsi d'empiler le grand nombre de couches conductrices et isolantes que nécessite ce type de composants tout en gardant un encombrement réduit [Lai-2].

Afin de limiter le coût de réalisation des composants planars, de nombreux travaux ont montré comment optimiser l'utilisation des circuits imprimés. C'est le cas de [Jon-1][Jon-2] [Jon-3] qui présente les différentes techniques de réalisation de composants bobinés planars sur PCB soit par un pliage de circuits souples soit par un empilement de couches, (Figures II-10 et II-11).

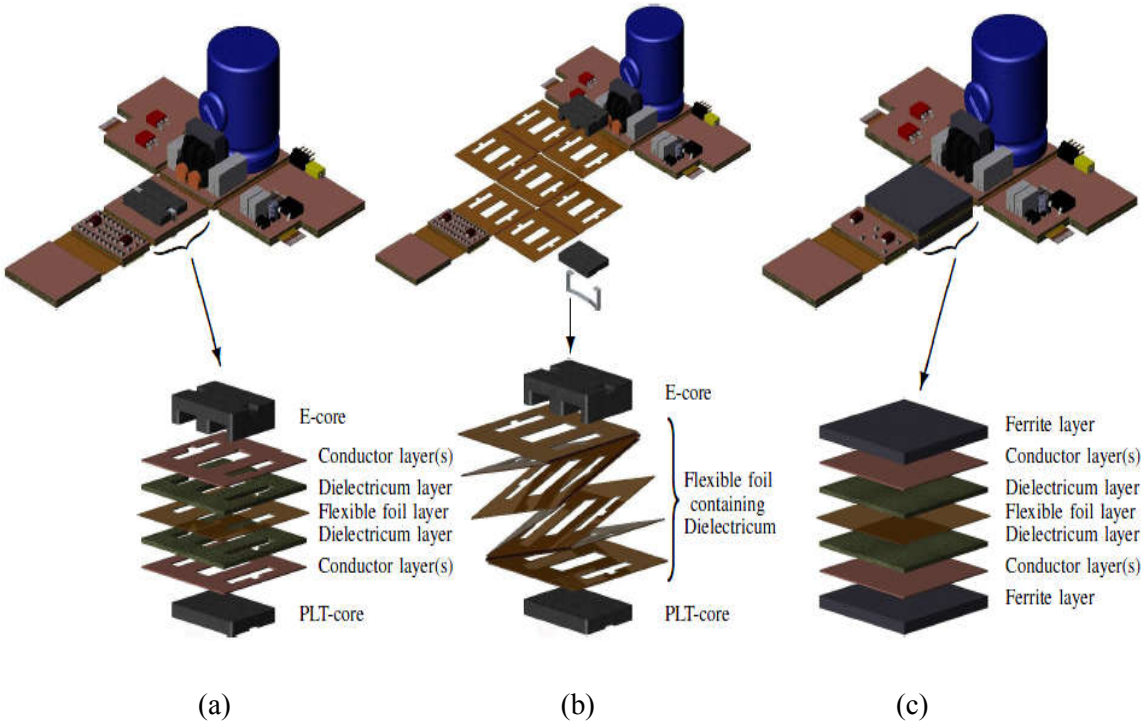


Figure II-10: Différentes technologies d'intégration de composants passifs sur PCB, (a) transformateur planaire, (b) transformateur planaire folded flex, et (c) transformateur embaded

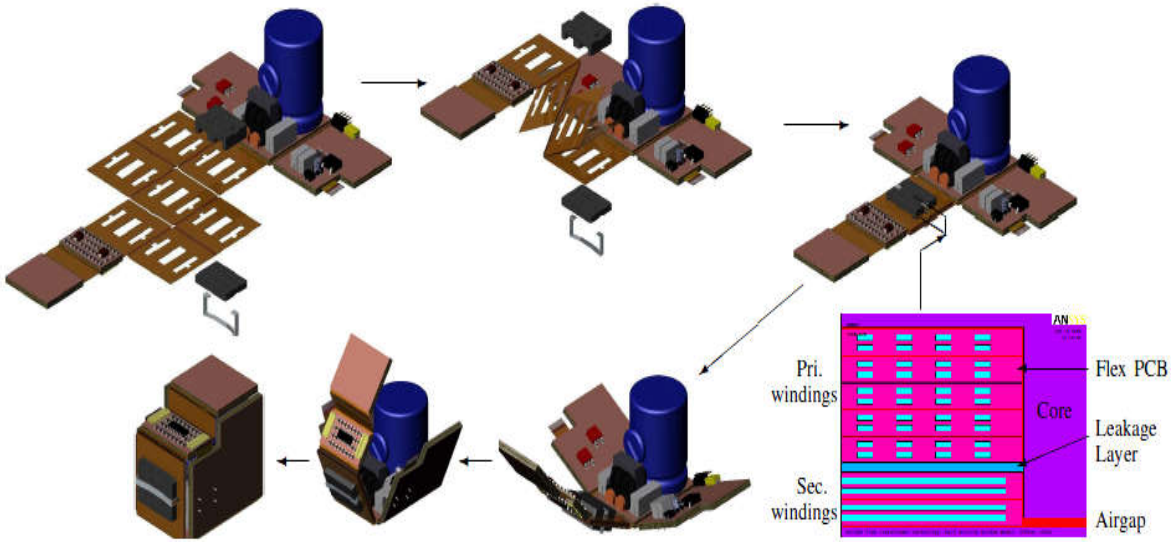


Figure II-11: Réalisation d'un composant magnétique intégré et procédé se pliant de système

D'autre part, il est montré dans [Ger][Hof-1][Hof-2][Hof-3][Jon-5][Lem][Smi] qu'il est possible d'optimiser le coût du circuit imprimé d'un convertisseur de puissance intégrant un composant planar en mariant les deux technologies que sont le flex et le rigide (à base de FR4 matériau classiquement utilisé dans les PCB). Ainsi, Sun [Sun] a présenté un composant magnétique intégré avec des enroulements orthogonaux (Figure II-12).

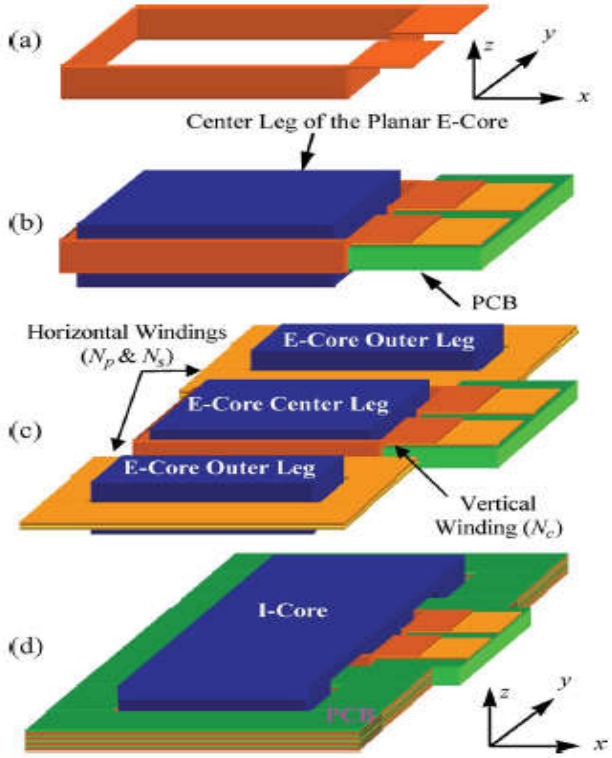


Figure II-12: Composant magnétique planar intégré avec des enroulements arthogonaux, (a) construction d'enroulements verticals, (b) placement de l'enroulement vertical autour de la jambe centrale du noyau, (c) raccordement de l'enroulement vertical à d'autres enroulements (horizontaux) à l'intérieur de la vue globale de la carte, (d) vue globale de composants planars [Sun]

d) Inductance-Capacité-Transformateur intégrés (Composant L-C-T)

Le composant LCT (Figure II-13) est le regroupement de trois composants passifs classiques: une inductance, un condensateur et un transformateur dans un seul et unique composant [Jan][Lao-1][Str-8].

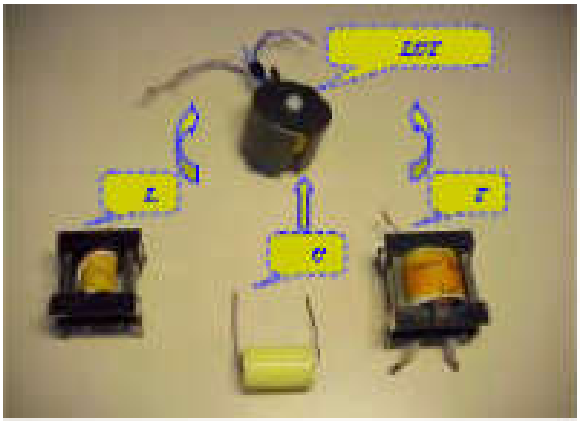


Figure II-13: Structures discrètes d'un composant LCT [Lao-1]

La première thèse menée par Khaled Laouamri entre 1999 et 2001 a apporté une première contribution à l'intégration des composants passifs (Figure II-14).

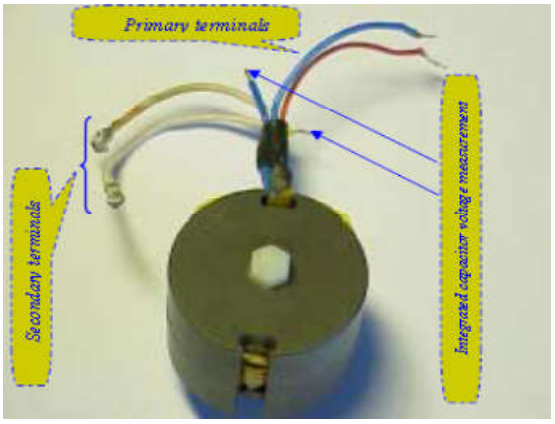


Figure II-14: LCT bobine de Khaled Laouamri [Lao-1][Lao-2][Lao-3]

e) Inductance-Inductance-Transformateur intégrés (Composant L-L-T)

Nous pouvons également citer un autre travail au sein du G2ELAB, qui vise à l'étude de l'intégration des éléments magnétiques d'une structure nommée "Current Doubler Rectifier" fonctionnant à 1kW et 150kHz. Les deux inductances ainsi que le transformateur sont intégrés dans un même composant magnétique. Cette étude est l'objet de la thèse d'A. Kerim (Figure II-15), [Ker-1][Ker-2].

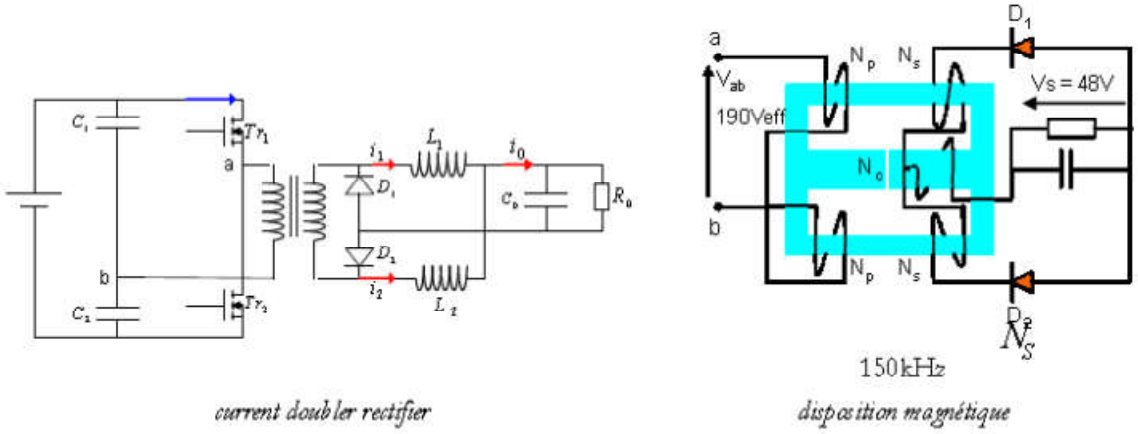


Figure II-15: Travaux de thèse de A. Kerim (G2ELAB)

f) Inductance-Capacité intégrées (Composant L-C)

Elles peuvent par exemple être réalisées à partir de noyaux planars et de deux bobinages séparés par une couche diélectrique (Figure II-16). Ils forment ainsi un quadripôle contenant à la fois une inductance et une capacité indissociables [Zha-1] [Lee-1].

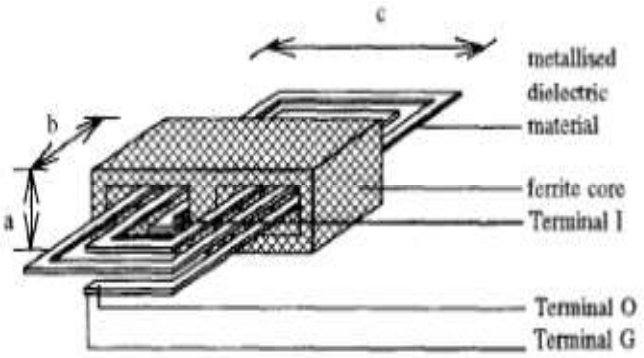
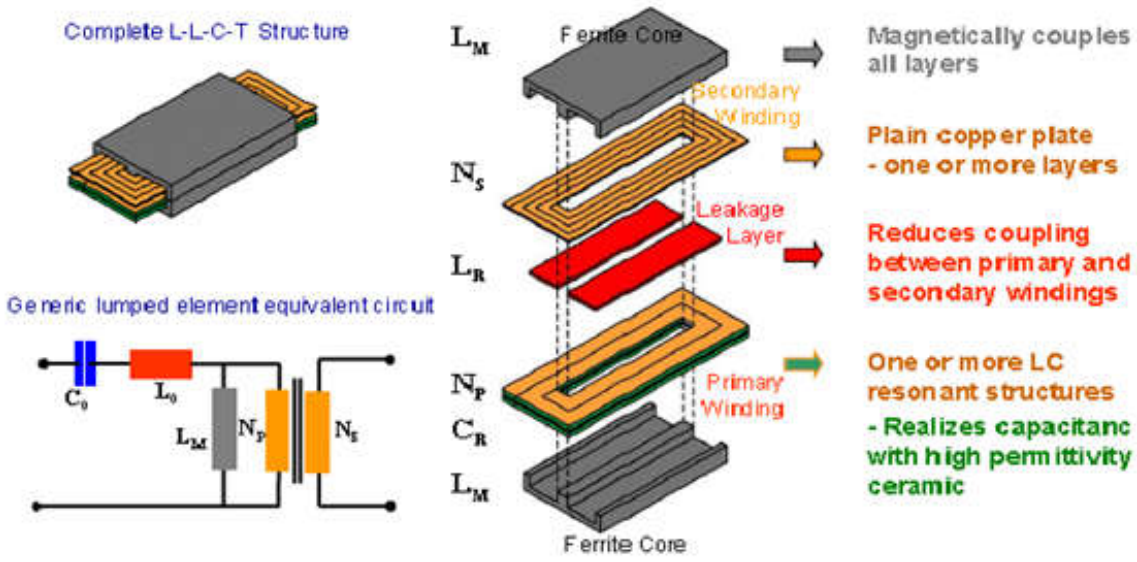


Figure II-16: Composant magnétique intégré LC avec trois tours [Mar-1][Mar-1]

g) Inductance-Inductance-Capacité-Transformateur intégrés (Composant L-L-C-T)

Par rapport à la structure précédente, dans ce composant (Figure II-17) le noyau comporte un entrefer qui permet d'imposer l'inductance magnétisante du composant [Str-2]. L'amélioration des technologies de réalisation a conduit à une augmentation de la densité de puissance des composants L-L-C-T [Str-2][Lao-2].



(a) (b)

Figure II-17: Résonnante structure L-L-C-T, (a) circuit équivalent pour série résonnant L-L-C-T avec des capacités inter- et d'intra-enroulement et (b) vue éclatée [Ahm][Liu-1][Str-4][Str-6]

h) Inductance-Capacité-Transformateur intégrés planar (Composant L-C-T planar)

Toujours dans le cadre d'une application à résonance nécessitant une faible valeur capacitive (3,4 nF), l'étude s'est portée sur l'approfondissement d'une mise en œuvre d'un composant LCT par la technologie planar bien adaptée dans une optique de réduction de volume (Figure II-18).

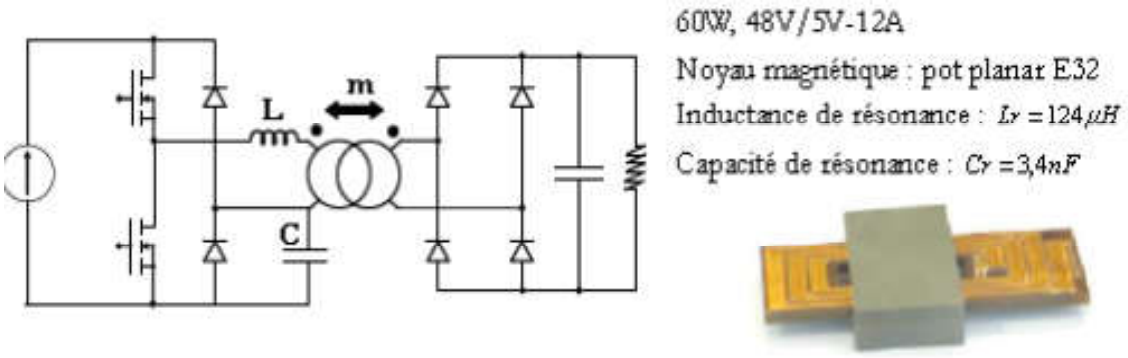


Figure II-18: LCT planar de Philippe Goubier [Lem]

Du point de vue thermique, la présence de composants de tailles et de formes très diverses rend problématique la circulation de l'air et peut conduire à des échauffements localisés sur certains composants [Jou].

II.2.3 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 (voir figure II-19). L'avantage de cette technique est de permettre la réalisation des parties actives et passives d'un convertisseur ainsi que leurs interconnexions sur un même substrat [Est-1][Orl][Val].

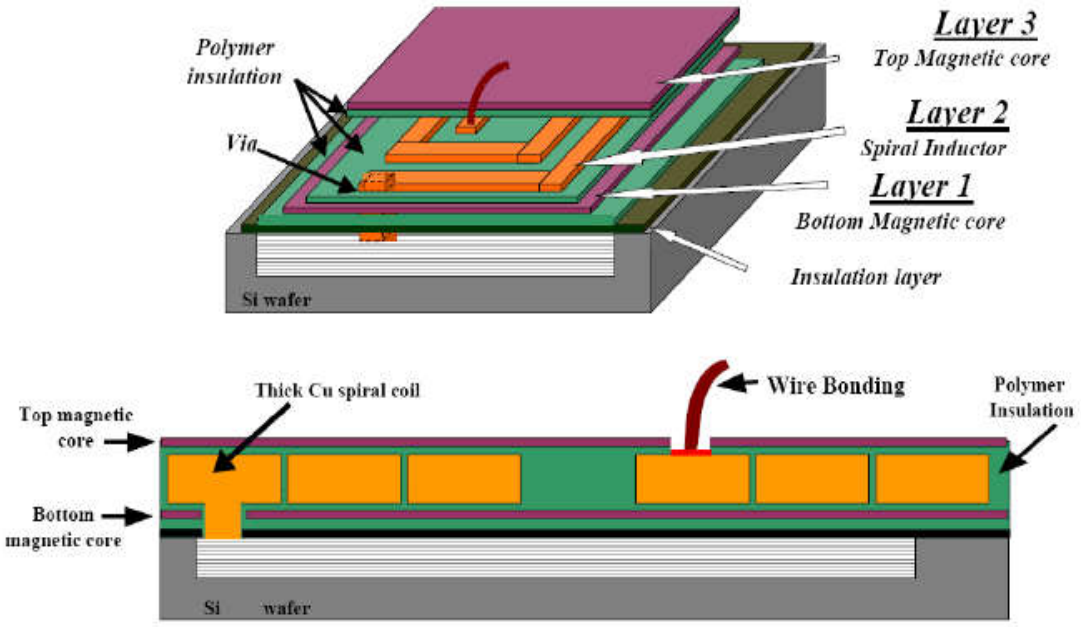


Figure II-19: Exemple d'intégration monolithique

II.2.3.1 Les différentes structures des micro-bobines pour inductance

Les moyens de réalisation de micro-bobines pour inductances sont à ce jour relativement variés. Plusieurs topologies ont déjà été largement étudiées. Elles ont chacune leurs avantages et inconvénients, que ce soit d'un point de vue technologique ou des caractéristiques électriques.

Une spirale est un type d'inductance le plus répandu dans l'industrie de la micro-électronique. Il existe plus généralement de très nombreux exemples de réalisations de ces composants (Figure II-20).

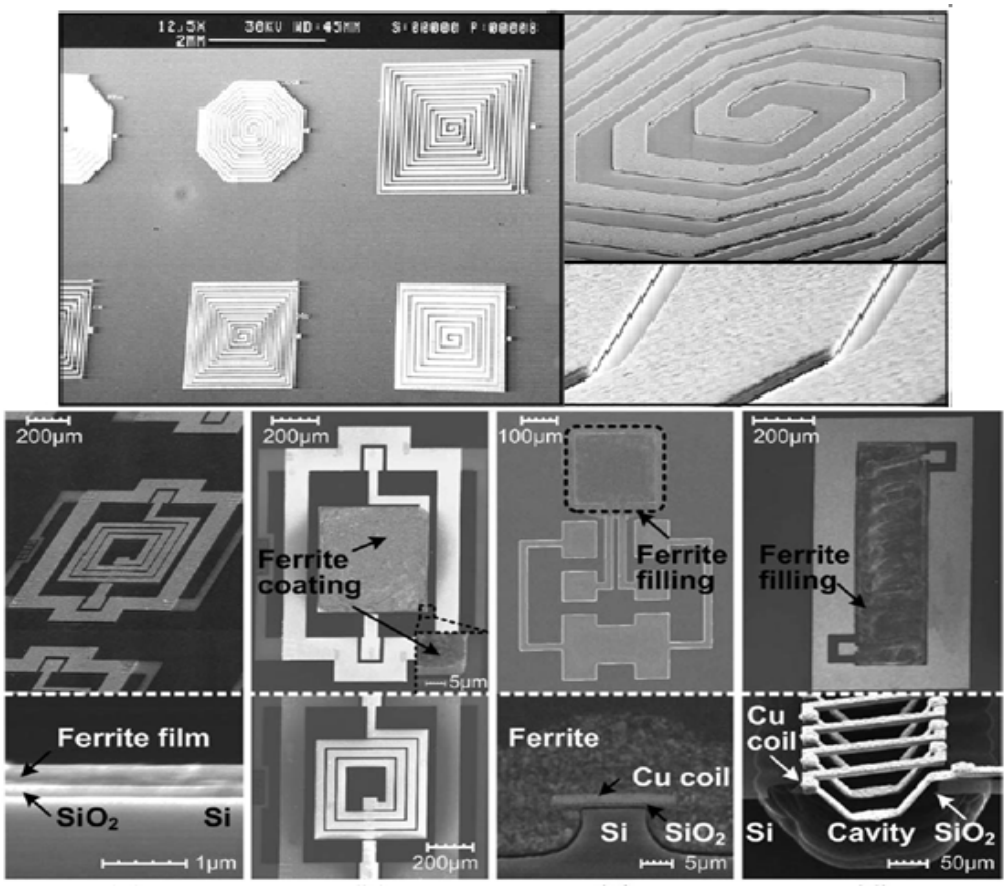


Figure II-20: Différentes structures des micro-bobines pour inductance [Yan][Pue]

a) Structure de type "spirale"

Les spirales simples (Figure II-21) [Bog][Der] sont très utilisées dans le domaine des radiofréquences pour fabriquer des inductances de quelques dizaines de nH. Afin de les adapter aux applications de puissance, la section du conducteur doit être augmentée afin de réduire sa résistance. De plus, dans le but d'accroître la valeur d'inductance par unité de surface, le conducteur est pris en sandwich entre deux couches de matériaux magnétiques [Seh].

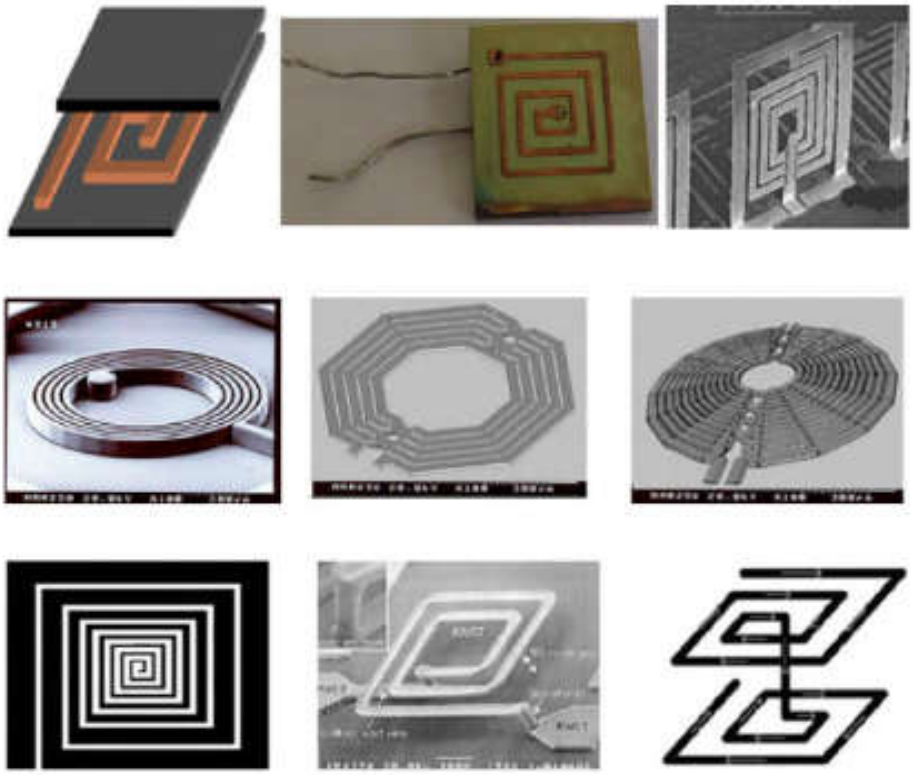


Figure II-21: Bobine de type spirale [Der]

La figure II-22 présente une vue en coupe d'une telle topologie, où les spires ont été recouvertes d'une fine couche de FeNi [Pra-2].

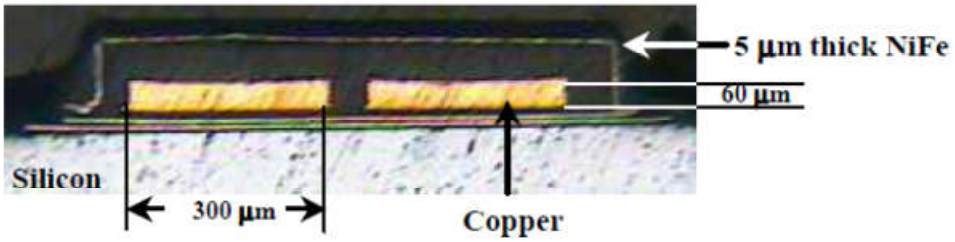


Figure II-22: Coupe des bobinages d'inductances couplées planars [Pra-2]

Au sein du laboratoire LEG cette technique d'intégration monolithique a fait l'objet d'une thèse préparée par J. M. Boggetto concernant l'intégration d'une inductance de lissage (Figure II-23). L'inductance planar, est recouverte au centre d'un circuit magnétique déposé. Ce circuit est feuilleté afin d'offrir une faible réluctance dans la direction du champ magnétique, mais présente une résistance électrique dans la direction perpendiculaire pour limiter les courants au sein de ce circuit magnétique [Bog].

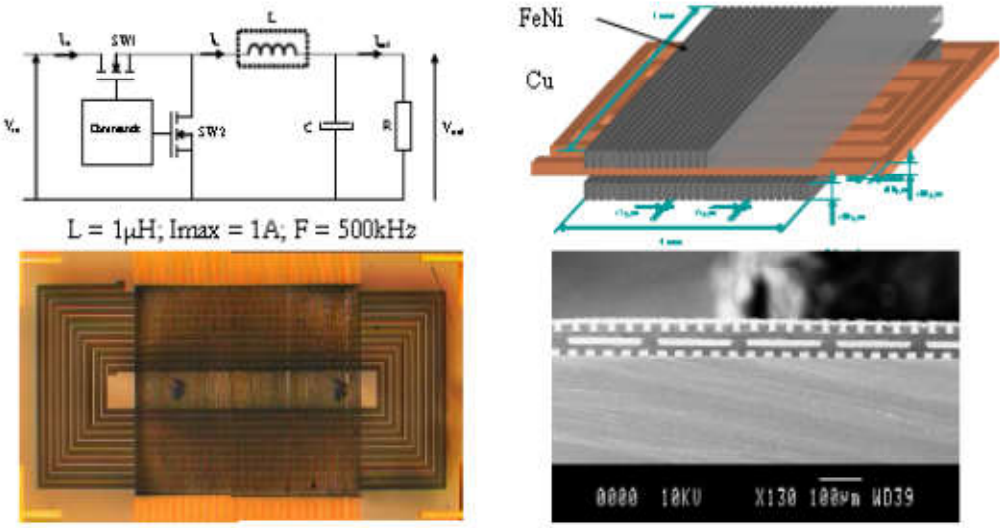


Figure II-23: Intégration monolithique d'une inductance [Bog]

Les inductances spirales planaires sont sous la forme d'un enroulement concentrique d'un ruban conducteur (Figures II-24 et II-25). Il impose une self de surface assez importante. Une bobine est caractérisée par son inductance L (liée au nombre de tours), par sa résistance R et par ses capacités parasites C. Pour la réalisation technologique de cette inductance, deux niveaux de métallisation (spires et underpass) ainsi que deux vias sont requis. L'intérêt d'une forme spirale est de bénéficier d'effets de mutuelles positives entre les spires voisines [Cou].

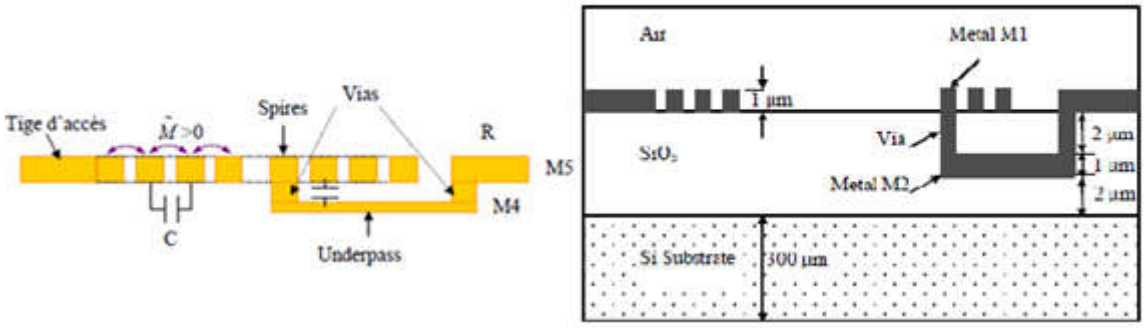


Figure II-24: Principe d'une bobine planaire vue en coupe [Arb][Puk]

Certains phénomènes parasites deviennent prépondérants aux gammes de fréquences dans lesquelles se situent ces applications. Nous voyons ainsi apparaître des capacités parasites entre les brins de la spirale et entre la bobine et le substrat, ainsi que des phénomènes de type effet de peau. C'est le facteur de qualité qui caractérise ces composants. Les paramètres clé de la conception sont la section et l'espacement des brins, la résistivité du métal formant le conducteur ainsi que la longueur de la spirale et la surface occupée. La forme de la spirale peut également améliorer le facteur de qualité. Ainsi toutes

caractéristiques physiques égales par ailleurs (nombre de spires, écartement des spires, dimensions du conducteur), une bobine dont les spirales sont circulaires (octogonales) aura un meilleur facteur de qualité (amélioration jusqu'à 10%) qu'une bobine à spires rectangulaires [Tro].

Les bobines utilisées dans les applications "haute fréquence" sont réalisées grâce à des procédés technologiques CMOS ou BiCMOS [Seh], réalisées sur une couche isolante (Figure II-25).

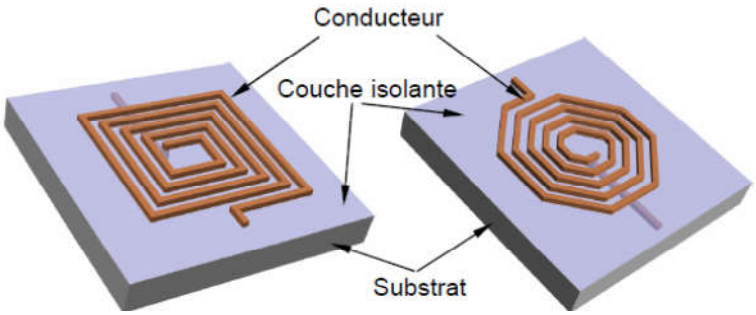
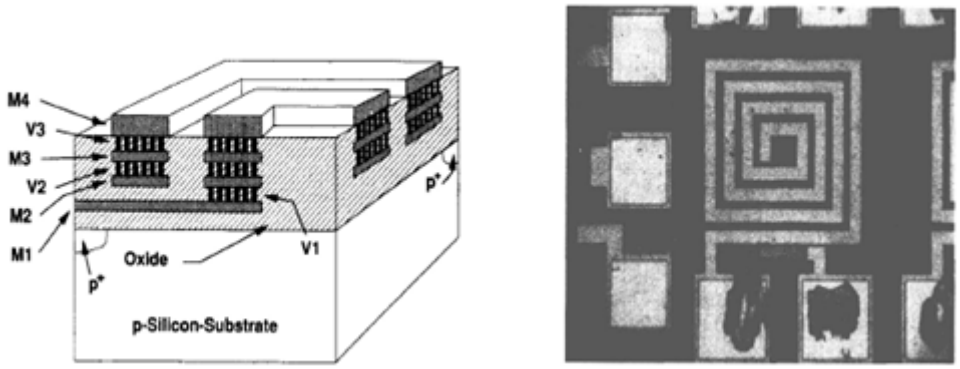


Figure II-25: Bobines pour applications HF

Dans ces technologies (CMOS ou BiCMOS), les niveaux de métal servent généralement à interconnecter des composants ou sous-systèmes entre eux sur une même puce. Joachim N. Burghartz et al. ont réalisés des bobines pour des applications haute fréquence de 1MHz à 20GHz [Tro], (Figure II-26).



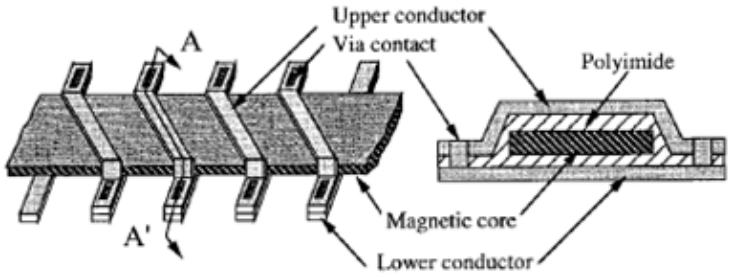
(a) (b)

Figure II-26: Bobines pour applications HF [Tro], (a) principe, (b) réalisation

b) Structure de type "toroïdale"

Dans la bobine toroïdale conventionnelle, des spires conductrices enroulées autour d'un noyau magnétique fermé assurent un faible flux de fuite et minimisent les interférences électromagnétiques. Trois couches de matériaux sont nécessaires pour fabriquer ce type de

bobine. Le calcul de l'inductance est assez simple et le nombre de spires par unité de longueur peut être élevé [Seh]. La figure II-27 montre la topologie de ce type de bobine [Ahn-1][Ahn-2][Est-2].



(a) (b)

Figure II-27: Bobine de type "toroïdale", (a) principe, (b) coupe A-A'

La structure de la figure II-28 concerne la réalisation d'un solénoïde, c'est à dire sur plusieurs niveaux de métallisation. Le bobinage est donc constitué sur deux niveaux reliés par des vias à chaque extrémité des demi-spires.

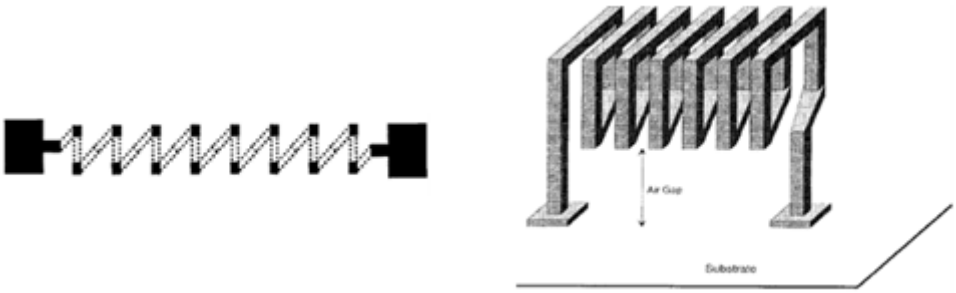
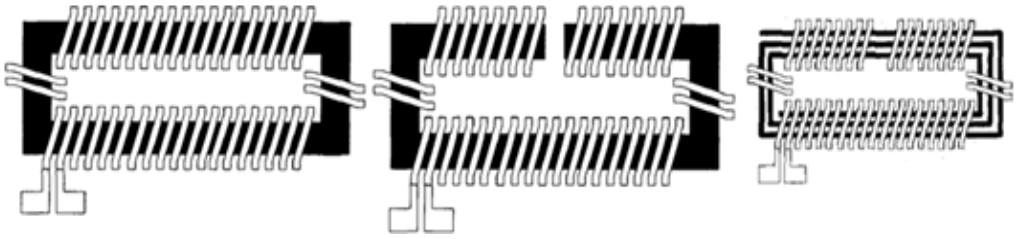


Figure II-28: Schéma d'une solénoïde [Lee-3][Kim]

A partir de la structure solénoïdale initiale (Figure II-29 a) [Ahn-1][Ahn-2][All-1][Iye] [Lia][Par-1], ont décliné deux structures, l'une avec un entrefer localisé (Figure II-29 b) et l'autre présentant un noyau laminé en forme de spirale (Figure II-29 c).



(a) (b) (c)

Figure II-29: Illustration de micro-inductances, (a) solénoïdale initiale, (b) noyau avec entrefer localisé, (c) noyau en spirale

Sur le même principe, une autre réalisation d'une topologie de type torique a été menée en utilisant des fils de bonding (Figure II-30).

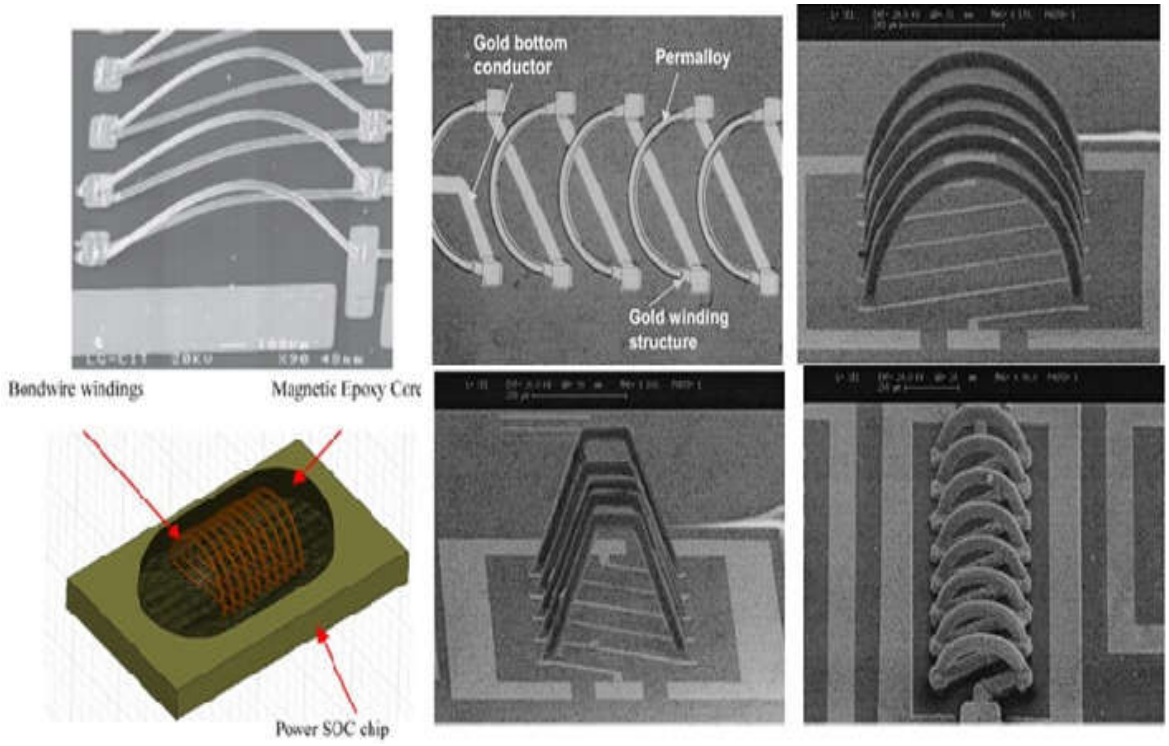
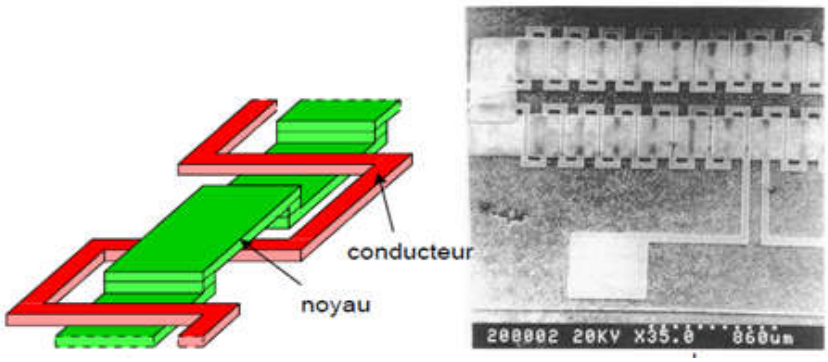


Figure II-30: Tore réalisé à l'aide de fils de bonding [Ala][Lu-2][Zoo]

c) Structure de type "serpentin"

Le principe de réalisation est semblable à celui du type précédent. Il suffit de permuter l'emplacement du conducteur avec celui du noyau. En effet, dans cette topologie, le conducteur monocouche est aménagé en forme de serpentin, alors que le noyau se trouve réparti sur trois niveaux pour envelopper le conducteur. La figure II-31 montre la topologie de ce type de bobine [Ala][Est-1][Seh]:



(a) (b)

Figure II-31: Bobine de type "serpentin", (a) principe, (b) photographie d'une réalisation

d) Structure "mixte"

Elle est le résultat d'un compromis entre la topologie de type "toroïdal" et la topologie de type "méandre" (Figure II-32). C'est un type d'inductance original qui consiste à enchevêtrer bobinage et matériaux magnétiques afin d'obtenir une forte densité d'inductance [Ahn-1][Ahn-2][All-1][Est-2][Orl].

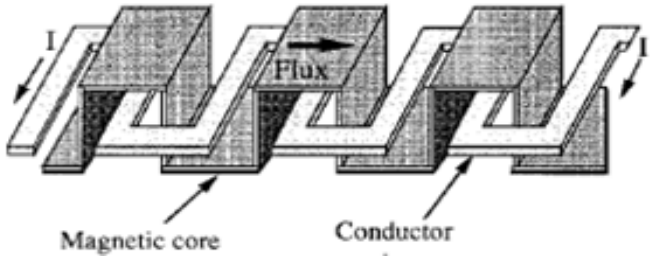


Figure II-32: Schéma simplifié d'une inductance mixte

La topologie "toroïdale" se caractérise par un noyau magnétique réalisé sur un seul niveau (plan) tandis que le conducteur vient s'enrouler autour de ce noyau. À l'inverse, dans la topologie en "méandre", c'est le conducteur qui est réalisé sur un même plan et le noyau magnétique vient s'imbriquer à l'intérieur du conducteur. Ces deux structures nécessitent trois niveaux de matériaux. Concernant ce dernier point, la structure "mixte" est novatrice car elle est réalisée sur seulement deux niveaux de matériaux ce qui permet d'aller dans le sens d'une réduction des étapes de fabrication de la micro-bobine.

e) Structure inductive planaire

Un exemple d'une structure inductive planaire classique pour la puissance est donné par la figure II-33. Les spires et le circuit magnétique sont réalisés en étapes séparées [Liu-2][Sha].

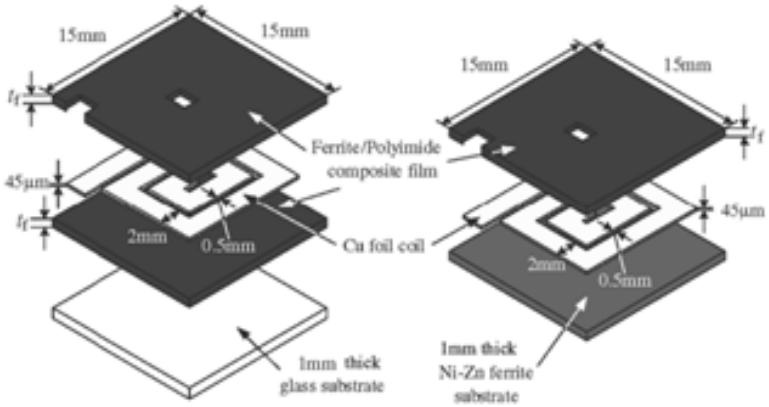


Figure II-33: Vue éclatée du principe de base d'une micro bobine planaire intégrée [Kow-2]

Ahn et Allen ont proposé une structure planaire sur deux niveaux avec encapsulation magnétique (Figure II-34) [Ahn][Orl].

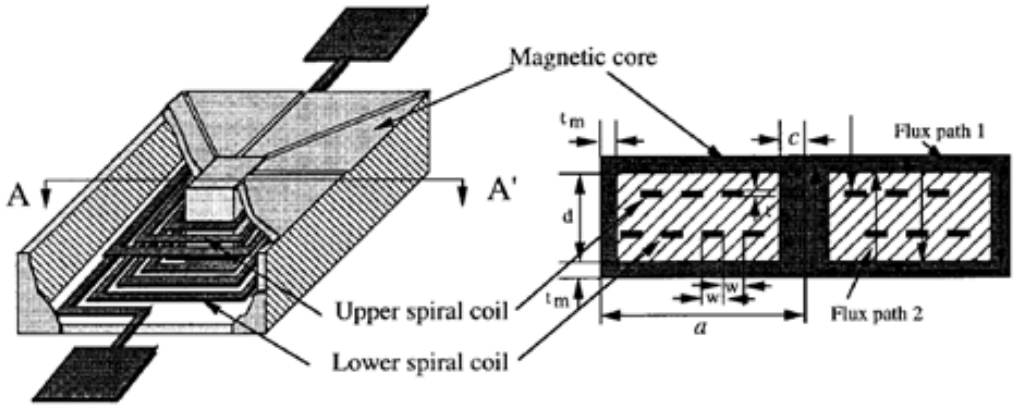


Figure II-34: Structure inductive planaire proposée par Ahn et Allen [Ahn]

II.2.3.2 Les techniques de dépôt

Plusieurs techniques développées permettent de faire les dépôts et sont à choisir en fonction des caractéristiques physiques des matériaux à déposer et des caractéristiques des dépôts à réaliser. Tout d'abord, l'électrodéposition permet de déposer uniquement des matériaux conducteurs (Figure II-35) mais autorise des épaisseurs importantes [Ahm][Val].

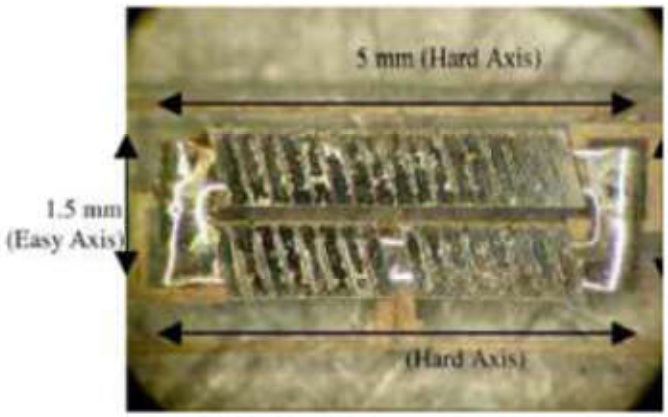


Figure II-35: Inductance conçue par électrodéposition d'un alliage Fe-Ni 80%

Une autre technique, le dépôt CVD (Chemical Vapor Deposition) qui consiste à utiliser une réaction chimique entre le substrat sur lequel on souhaite faire le dépôt. Le matériau en phase vapeur, permet de déposer une grande variété de matériaux. En revanche la mise en œuvre est relativement complexe et sensible. Enfin la technique de dépôt PVD (Physical Vapor Deposition) appelée également sputtering présente l'avantage d'être plus simple à mettre en œuvre. Le principe est basé sur le bombardement d'une cible constituée du matériau à déposer à l'aide d'ions par l'intermédiaire d'un faisceau à vitesse relativement

importante. On détache ainsi de la matière de la cible qui va venir se déposer, entre autre, à l'endroit où doit être réalisé le dépôt [Val].

Les étapes de fabrication de bobines spirales intégrées consistent à déposer sur un substrat isolé par oxydation, une couche magnétique soit par "sputtering" [Ala], soit par électrochimie à travers un moule. Puis au-dessus de celle-ci nous déposons une couche isolante. Nous déposons la spirale par électrolyse au travers d'un moule aménagé sur une couche d'accrochage. Pour terminer l'empilement, une couche d'isolant puis une nouvelle couche magnétique sont déposées (Figure II-36).

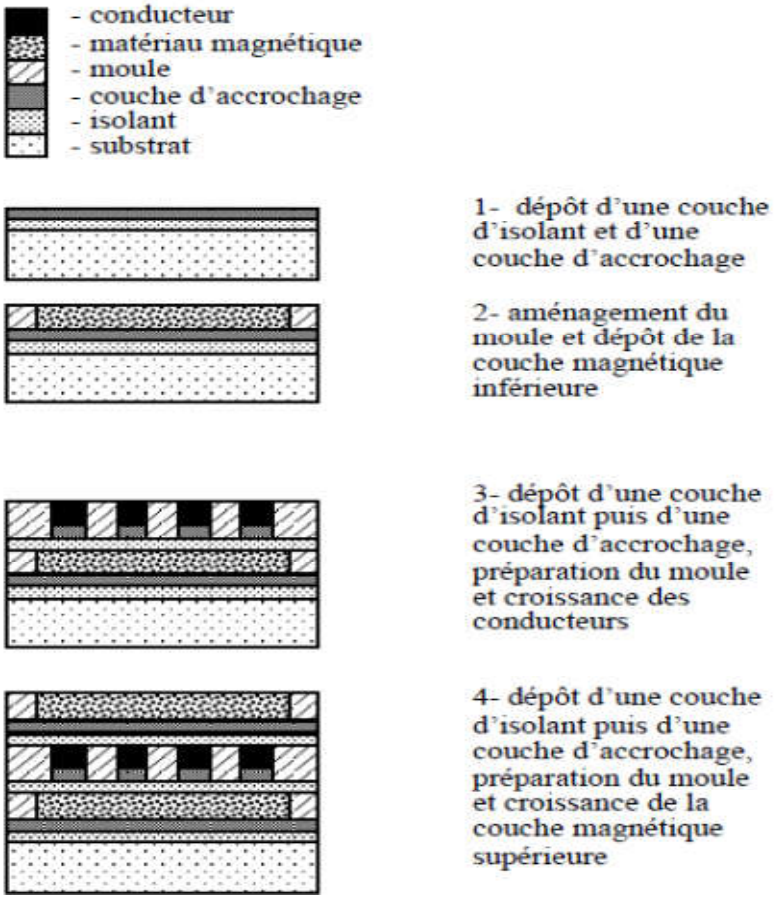


Figure II-36: Étapes de fabrication pour une bobine de type "spirale" par la technique de dépôt PVD

II.3 LES MATERIAUX

L'intégration d'une bobine nécessite l'utilisation principalement de matériaux magnétiques, de matériaux isolants et de matériaux conducteurs.

Les matériaux magnétiques et conducteurs entrent dans la composition respectivement du bobinage et du noyau magnétique. L'isolant quant à lui évite le contact entre les

matériaux magnétique et conducteur, ceci afin de ne pas provoquer de court-circuits au niveau de l'enroulement lors de l'empilement des couches de matériaux ou du substrat.

II.3.1 Matériaux magnétiques

La présence d'un noyau magnétique dans une bobine permet d'accroître la valeur de son inductance, de canaliser le flux magnétique, d'emmagasiner de l'énergie ou de la transmettre.

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.

Le matériau magnétique le plus utilisé dans la conception des noyaux magnétiques est l'alliage fer-nickel avec une proportion d'environ 80% de nickel pour 20% de fer. Il peut se déposer par électrochimie. De plus, la basse température de fabrication permet de ne pas endommager les autres dispositifs éventuellement présents sur la puce lors de l'élaboration de la micro bobine.

II.3.2 Matériaux isolants

Les isolants permettent de dissocier électriquement le bobinage du noyau magnétique ou du substrat. Dans les publications, les matériaux isolants couramment utilisés sont: l'oxyde de silicium (SiO_2), l'oxyde d'aluminium (Al_2O_3), les nitrures de silicium et des polymères de type résines photosensibles ou polyimides.

II.3.3 Matériaux conducteurs

Les matériaux conducteurs entrent dans la composition de l'enroulement de la bobine. Leur composition va notamment intervenir dans la résistance électrique totale du bobinage, son comportement vis-à-vis de l'oxydation, sa résistance mécanique ainsi que les difficultés de réalisation.

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.

- **Effet de peau:** Considérons un conducteur isolé parcouru par un courant électrique (Figure II-37). Le courant i crée un champ magnétique dont les variations induisent des courants de Foucault à l'intérieur du conducteur. Ceux-ci diminuent la densité de courant au centre du conducteur et l'augmentent sur la périphérie [Mar-1][Meu][Pra-1][Url] [Wan-2].

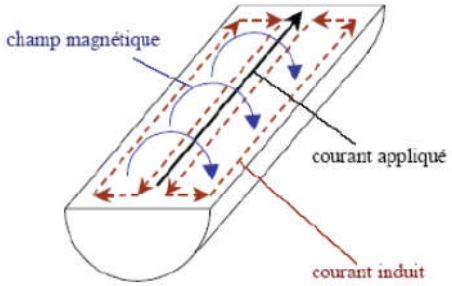


Figure II-37: L'effet de peau dans une plaque conductrice [Ker-2]

La densité de courant va être plus importante sur les parties extérieures de la surface du conducteur réduisant d'autant sa surface effective. Afin que cette répartition de courant soit la plus homogène possible, il est important de s'assurer que le diamètre des conducteurs n'excède pas deux fois l'épaisseur de peau δ. Cette épaisseur de peau δ, dépendante de la fréquence, pouvant être évaluée par la relation (Eq. II-1).

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi.\mu_0.\mu_r.f}} \qquad \text{(Eq. II-1)}$$

Avec:

ρ : résistivité du matériau.

μ_0 : perméabilité de l'air.

μ_r : perméabilité du matériau.

f : fréquence de fonctionnement.

Afin de ne pas perdre en volume utile de matériau métallique, le matériau conducteur doit avoir une épaisseur inférieure à 2δ. L'illustration sur la figure II-38 représente la section d'un barreau métallique subissant une excitation d'une fréquence suffisante pour faire apparaître le phénomène d'effet de peau. La partie claire à l'intérieur est désertée par les lignes de champ qui se concentrent en périphérie. Ainsi, pour que la section totale d'un barreau magnétique soit utilisée, il faut que $a<2\delta$ ou $b<2\delta$ [Hab].

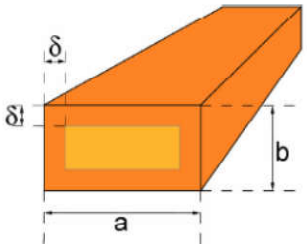


Figure II-38: Illustration du volume utile d'un matériau délimité par la profondeur de peau

- **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 (Figure II-39) [Ker-2][Mar-3][Pra-2][Sas].

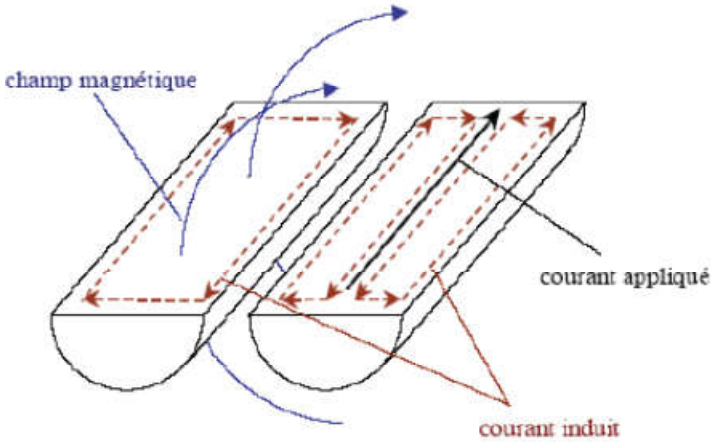


Figure II-39: Illustration de l'effet de proximité dans une plaque conductrice

Les pertes dans les conducteurs sont particulièrement complexes à évaluer à cause des phénomènes de courants induits (Figures II-40 a, b, c) tels que l'effet de peau et l'effet de proximité [Cao-1][Cao-2][Tou][Yoo-1].

(a) (b) (c)

Figure II-40: Effets de distribution de courant au conducteur, (a) courant DC, (b) effet de peau, (c) effet de proximité

- **Effet résistif:** Le conducteur dispose d'une résistivité qui va engendrer des pertes Joules. La résistance continue d'un enroulement est définissable en fonction de la surface de cuivre ainsi que de la longueur moyenne de l'enroulement (Eq. II-2).

$$R_{DC} = \frac{\rho\, l}{s} \qquad \text{(Eq. II-2)}$$

Avec:

ρ : résistivité du matériau.

l : longueur moyenne de l'enroulement (m).

s : surface du conducteur (m^2).

Cette résistance, en raison des effets de peau et de proximité, va croitre avec la fréquence, ce qui va accentuer d'avantage les pertes Joules. Plusieurs méthodes, dont la méthode de Dowell [Dow] permet de calculer analytiquement les pertes cuivre. Cependant cette méthode ne s'applique que lorsque le champ magnétique présente des caractéristiques bien particulières et ne peut pas s'appliquer dans le cas où le dispositif présente un entrefer au sein du noyau magnétique.

- **Effet de bord**: Appelé encore couramment effet de tête de "bobine", il se traduit par une forte concentration de la densité de courant aux extrémités d'un conducteur plat susceptible de se manifester en haute fréquence. Celui-ci se rapproche physiquement de l'effet de peau [Val].

- **Effet de l'entrefer:** Un conducteur à proximité d'un entrefer peut également être exposé à des courants induits crées par l'épanouissement de lignes de champ magnétique autour de l'entrefer. Une solution peut alors être de placer les conducteurs suffisamment éloignés de l'entrefer [Val].

Tous ces effets vont augmenter les pertes et créer des points d'échauffement à divers points du dispositif. Néanmoins, suivant le matériau utilisé et suivant la disposition magnétique envisagée, les conséquences de ces phénomènes peuvent être amoindries [Val].

II.4 CONCLUSION

L'électronique de puissance connaît actuellement une évolution vers l'intégration, conséquences des contraintes liées aux besoins de miniaturisation mais aussi de réduction des coûts de fabrication. Dans ce chapitre, nous avons décrit de façon générale l'intégration qui peut se présenter sous forme hybride ou bien monolithique. Enfin, nous avons terminé par une présentation des matériaux magnétiques, isolants et conducteurs. Dans le prochain chapitre, nous présenterons une étude sur la modélisation et le dimensionnement de la micro inductance spirale intégrée.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE II

[Aba] M. T. Abakar, "Modélisation thermique des composants magnétiques utilisés en électronique de puissance", thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2003.

[Ack] B. Ackermann, A. Lewalter, E. Waffenschmidt, "Analytical modelling of winding capacitances and dielectric losses for planar transformers", 2004 IEEE, p 2-9.

[Ahm] B. Ahmadi, "Composant magnétique intégré en alliage FeNiCrCu pour l'électronique de puissance", thèse d'Université de Grenoble, Novembre 2010.

[Ahn-1] C. H. Ahn, M. G. Allen, "Micromachined planar inductors on silicon wafers for MEMS applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics 1998, Vol. 45, N° 6, p 866-876.

[Ahn-2] C. H. Ahn, M. G. Allen, "A comparison of two micromachined inductors (Bar-Type and Meander-Type) for fully integrated Boost DC/DC power converters", 1994 IEEE, p 10-16.

[Ala] S. Alain, "Conception d'éléments passifs magnétiques pour convertisseurs de faible puissance", thèse d'Université Paul Sabatier 2008.

[All-1] M. G. Allen, "Integrated inductors for low cost electronic packages", 1995 IEEE, p 137-141.

[All-2] M. G. Allen, "Micromachined intermediate and high frequency inductors", 1997 IEEE, p 2829-2832.

[Ara] M. Arab, E. Laboure, F. Costa, "Design of an integrated inductor-transformer LT component for power electronic applications", IEEE 2004, p 4861-4866.

[Arb] N. Arbabi, M. Najmabadi, V. Devabhaktuni, M. Yagoub, "A New SQP based space-mapping algorithm for on-chip spiral inductor optimization", 2007 IEEE, p 99-102.

[Bea] F. Beauclair, "Transformateurs et inductances", technique d'ingénieur, E 2130, p 1-26.

[Ben] A. Bensmaia, J. Aubin, A. Skorek, "Simulation du comportement des fluides dans l'analyse thermique des enroulements de transformateurs de puissance", IEEE 1993, p 297-300.

[Bie] J. Biela, A. Wirthmueller, R. Waespe, M. L. Heldwein, J. W. Kolar, E. Waffenschmidt, "Passive and active hybrid integrated EMI filters", 2006 IEEE, p 1174-1180.

[Blo-1] G. E. Bloom, "New multi-chambered power magnetics concepts", IEEE Transactions on magnetics, Vol. 34, N° 4, 1998, p 1342-1344.

[Blo-2] G. E. Bloom, "Multi-chambered integrated power magnetics design", IEEE 1998, p 196-203.

[Blo-3] G. E. Bloom, "Multi-chambered planar magnetics design techniques", IEEE 2000, p 295- 301.

[Bog] J. Boggetto, "Contribution a l'intégration d'une inductance sur silicium et etude de son convertisseur synchrone associe", thèse d'Université Joseph Fourier, 2003.

[Bou] N. Bouhalli, "Etude et intégration de convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés et magnétiquement couples", thèse De L'institut National Polytechnique De Toulouse.

[Buc] C. Buccella, C. Cecati, and F. D. Monte, "A coupled electrothermal model for planar transformer temperature distribution computation", IEEE Transactions on Industrial Electronics 2008, Vol. 55, N° 10, p 3583-3590.

[Bur] J. N. Burghartz, D. C. Edelstein, M. Soyuer, H. A. Ainspan, K. A. Jenkins, "RF Circuit design aspects of spiral inductors on silicon", IEEE Journal of solid-state circuits 1998, Vol. 33, N° 1, p 2028-2034.

[Cha] R. Chanchani, D. T. Bethke, D. B. Webb, C. Sandoval, G. A. Wouters, "Development and RF characterization of high density integrated substrate technology", IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies 2007, Vol. 30, N° 3, p 478-485.

[Che-1] W. Chen, Y. Yan, Y. Hu, Q. Lu, "Model and design of PCB parallel winding for planar transformer", IEEE Transactions on Magnetics 2003, Vol. 39, N° 5.

[Che-2] R. Chen, F. Canales, B. Yang, J. D. Van Wyk, "Volumetric optimal design of passive integrated power electronic module (IPEM) for distributed, power system (DPS) front-end DC/DC converter", IEEE 2002, p 1758-1765.

[Che-3] R. Chen, F. Canales, B. Yang, P. Barbosa, J. D. Van Wyk, F. C. Lee, "Integration of electromagnetic passive components in DPS front-end DC/DC converter-A comparative study of different integration steps", 2003 IEEE, p 1137-1142.

[Che-4] R. Chen, J. T. Strydom, J. D. Van Wyk, " Design of planar integrated passive module for zero-voltage-switched asymmetrical half-bridge PWM converter", IEEE Transactions on Industry Applications 2003, Vol. 39, N° 6, p 1648-1655.

[Che-5] J. Chen, J. Zou, C. Liu, J. E. Schutt-Ainé, Sung-Mo (Steve) Kang, "Design and modeling of a micromachined high-Q tunable capacitor with large tuning range and a vertical planar spiral inductor", IEEE Transactions on Electron Devices 2003, Vol. 50, N° 3, p 730-739.

[Cos] V. Costan, "Convertisseurs parallèles entrelacés: étude des pertes fer dans les transformateurs inter-cellules", thèse de L'institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.

[Cou] S. Couderc, "Etude de matériaux ferromagnétiques doux à forte aimantation et à résistivité élevée pour les radio-fréquences, Applications aux inductances spirales planaires sur silicium pour réduire la surface occupée", Thèse d'Université de Limoges.

[Del] O. Deleage, "Conception, réalisation et mise en œuvre d'un micro-convertisseur intégré pour la conversion DC/DC", thèse d'Université Joseph Fourier, 2009.

[Der] M. Derkaoui, Integration d'un transformateur dans une alimentation à découpage de type Flyback, thèse d'Université USTO-Oran, 2015.

[Dow] P. L. Dowell, "Effects of eddy currents in transformer windings", PROC. IEE 1966, Vol. 113, N° 8, p 1387-1394.

[Dri] J. Driesen, W. Ruythooren, R. Belmans, J. De Boeck, J.P. Celis, K. Hameyer, "Electric and magnetic fem modeling strategies for micro-inductors", IEEE Transactions on Magnetics 1999, Vol. 35, N° 5, p 3577-3579.

[Ebe] C. L. Ebert, Walter P. Carpes Jr, "Determination of magnetic induction and current density values for planar cores to operate with minimal magnetic losses", Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications 2009, Vol. 8, N° 1.

[Eck] H. C. Eckstein, M. Stumpf, U. D. Zeitner, C. Lauer, A. Bachmann, M. Furitsch, "Mode shaping for enhanced brightness in broad area lasers using monolithically integrated microoptical structures", 2014 IEEE International Semiconductor Laser Conference, p 17-18.

[Ehs] M. Ehsani, O. H. Stielau, J. D. Van Wyk, and I. J. Pitel, "Integrated reactive components in power electronic circuits", IEEE Transactions on Power Electronics 1993, Vol. 8, N° 2, p 208-215.

[Est-1] B. Estibals, J. L. Sanchez, C. Alonso, H. Camon et J. P. Laur, "Vers l'intégration de convertisseurs pour l'alimentation des microsystèmes", J3eA, Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes 2003, Vol. 2, Hors-Série 2, 5.

[Est-2] B. Estibals, C. Alonso, A. Salles, A. C. Pastor, and L. M. Salamero, "Design and realisation of integrated inductor with low DC-resistance value for integrated power applications", Hait Journal of Science and Engineering, Vol. 2, N° 5-6, p 848-868.

[Eyo] P. H. Eyoum, "Conception d'un amplificateur de faible bruit basé sur l'optimisation et l'intégration d'une micro-inductance", thèse de l'Université du Québec, Mai 2008.

[Gam] E. Gamet, J. P. Chatelon, T. Rouiller, B. Bayard, G. Noyel, J. J. Rousseau, "Simulation of the contribution of magnetic films on planar inductors characteristics", Journal of Magnetism and Magnetic Materials 2005, p 121–129.

[Gao] X. Gaoa, W. Dinga,Y. Zhoua, C. Leia, Y. Caoa, H. Choi, "An integrated solenoid-type inductor with electroplated Ni-Fe magnetic core", 2006 IEEE, p 138.

[Gar] D. S. Gardner, G. Schrom, P. Hazucha, F. Paillet, T. Karnik, S. Borkar, "Integrated on-chip inductors with magnetic films", IEEE Transactions on Magnetics 2007, Vol. 43, N° 6, p 2615- 2617.

[Ger-1] M. B. Gerber. W. Hofsajer, W. A. Cronje, "Construction and modelling of a planar multi-layer electromagnetically integrated LCCT component", 2000 IEEE, p 3044-3050.

[Ger-2] M. Gerber, J. A. Ferreira, I. W. Hofsajer, N. Seliger, "A volumetric optimization of a low pass filter", 2001 IEEE, p 2224-2231.

[Ger-3] M. Gerber, J. A. Ferreira, I. W. Hofsajer, N. Seliger, "High density packaging of the passive components in an automotive DC-DC converter", 2002 IEEE, p 761-767.

[Ger-4] M. Gerber, J. A. Ferreira, I. W. Hofsajer, N. Seliger, "A volumetric optimization of a low-pass filter", IEEE Transactions on Industry Applications 2002, Vol. 38, N° 5, p 1432 -1440.

[Ger-5] M. Gerber, J. A. Ferreira, I. W. Hofsajer, N. Seliger, "A very high density, heatsink mounted inductor for automotive applications", 2002 IEEE, p 948-954.

[Ger-6] M. Gerber, J. A. Ferreira, I. W. Hofsajer, N. Seliger, "High temperature, high power density packaging for automotive applications", 2003 IEEE, p 425-430.

[Ger-7] M. Gerber, J. A. Ferreira, I. W. Hofsajer, N. Seliger, "A high-density heat-sink-mounted inductor for automotive applications", IEEE Transactions on Industry Applications 2004, Vol. 40, N° 4, p 1031-1038.

[Ger-8] M. Gerber, J. A. Ferreira, I. W. Hofsajer, N. Seliger, "An improved 3D integrated DC/DC converter for high temperature environments", IEEE Power Elecrronics Specialisrs Conference 2004, p 2779-2785.

[Ger-9] M. Gerber, J. A. Ferreira, I. W. Hofsajer, N. Seliger, "High density packaging of the passive components in an automotive DC/DC converter", IEEE Transactions on Power Electronics 2005, Vol. 20, N° 2, p 268-275.

[Ger-10] M. Gerber, J. A. Ferreira, N. Seliger,I. W. Hofsajer, "Integral 3D thermal, electrical and mechanical design of an automotive DC/DC converter", IEEE Transactions on Power Electronics 2005, Vol. 20, N° 3, p 566-575.

[Ger-11] M. Gerber, J. A. Ferreira, N. Seliger,I. W. Hofsajer, "Design and evaluation of an automotive integrated system module", 2005 IEEE, p 1144 -1151.

[Gia] F. Gianesello, D. Gloria1, C. Raynaud, P. Touret, B. Rauber, "3D Group-cross symmetrical inductor: a new inductor architecture with higher self-resonance frequency and Q factor dedicated to advanced HR SOI CMOS technology", 2008 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, p 457-460.

[Hab] W. Habra, "Développement de modèles thermiques compacts en vue de la modélisation électrothermique des composants de puissance", thèse d'Université de Paul Sabatier, 2007.

[Hof-1] I. W. Hofsajer, J. A. Ferreira, J. D. Van Wyk, "Optimised planar integrated L-C-T components", IEEE 1997, p 1157-1163.

[Hof-2] I. W. Hofsajer, J. A. Ferreira, J. D. Van Wyk, M. C. Smit, "Integrated technology and performance for multi-kilowatt power electronic converters-an evaluation", IEEE 1993, p 779-784.

[Hof-3] I. W. Hofsajer, J. A. Ferreira and J. D. Van Wyk, "Design and analysis of planar integrated L-C-T components for converters", IEEE Transactions on Power Electronics 2000, Vol. 15, N° 6, p 1221-1227.

[htt-1] www.vishay.com.
[htt-2] www.wikipedia.com.
[htt-3] www.ferroxcube.com.
[Ilu] A. Ilumoka, Y. Park, M. Eng, "Neural network-based modeling & design of on-chip spiral inductors", 2004 IEEE, p 561-564.
[Iye] S. Iyengar, T. M. Liakopoulos and C. H. Ahn, "A DC/AC Boost converter toward fully on-chip integration using new micromachined planar inductors", 1999 IEEE, p 72-76.
[Jan] P. A. Janse Van Rensburg, J. D. Van Wyk, J. A. Ferreira, "Design and construction of a generic multi-kva planar integrated LCT for a family of series resonant converters", IEEE 1996, p 1361-1368.
[Jon-1] E. C. W. de Jong, J. A. Ferreira, P. Bauer, "Improving the thermal management of AC-DC converters using integration technologies", IEEE 2004, p 2315-2322.
[Jon-2] E. C. W. de Jong, J. A. Ferreira, P. Bauer, "Thermal design based on surface temperature mapping", IEEE Power Electronics Letters 2005, Vol. 3, N° 4, p 125-129.
[Jon-3] E. C. W. de Jong, J. A. Ferreira, P. Bauer, "3D integration with PCB technology", 2006 IEEE, p 857-863.
[Jon-4] E. C. W. de Jong, J. A. Ferreira, P. Bauer, "LCT integration optimization on a printed circuit board technology platform", 2006 IEEE, p 1849-1856.
[Jon-5] E. C. W. de Jong, J. A. Ferreira, P. Bauer, "Toward the next level of PCB usage in power electronic converters", IEEE Transactions on Power Electronics 2008, Vol. 23, N° 6, p 3151-3163.
[Jou] C. Joubert, "Du composant au système: quelques exemples d'intégration en électronique de puissance", Rapport de synthèse HDR, Université de Montpellier, 2004.
[Kan] K. Kang, J. Shi, S.C. Rustagi, L. W. Li, K. Mouthaan, W.Y. Yin, S. Zouhdi, "On-chip vertical tapered solenoid inductor with high self-resonance frequency", Electronics Letters 2nd 2007, Vol. 43, N° 16.
[Ker-1] A. Kerim, "Contribution à l'intégration moyenne de puissance de composants magnétiques pour l'électronique de puissance", thèse d'Université Joseph Fourier, 2008.
[Ker-2] A. Kerim, J. P. Ferrieux, J. Roudet and S. Catellani, "Design of a naturally cooled high frequency integrated magnetic component", published in PESC 2008.
[Kim] Y. Kim, M. G. Allen, "Surface micromachined solenoid inductors for high frequency applications", IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology-Part C 1998, Vol. 21, N° 1, p 26-33.
[Kow-1] I. Kowase, T. Sato, K. Yamasawa, and Y. Miura, "A planar inductor using Mn–Zn ferrite/polyimide composite thick film for low-voltage and large-current DC–DC converter", IEEE Transactions on Magnetics 2005, Vol. 41, N° 10, p 3991-3993.

[Kow-2] I. Kowase, T. Sato, K. Yamasawa, Y. Miura, "A Planar inductor using Mn-Zn ferrite/polyimide composite thick film for low-voltage and large-current DC-DC converter", IEEE Transactions on Magnetics 2005, Vol. 41, N° 10, p 3991-3993.

[Lai-1] K. Lai-Dac, "Analytical modeling of losses for high frequency planar LCT components", IEEE 2009, p 1883-1889.

[Lai-2] K. Lai-Dac, "Contribution à l'optimisation du dimensionnement de composants passifs intégrés pour l'électronique de puissance", thèse d'Université Grenoble, 2010.

[Lai-3] K. Lai-Dac, Y. Lembey, "Modélisation électromagnétique des composants passives multi-spires multi-couches", publié dans EPF 2010, France (2010).

[Lai-4] K. Lai-Dac, "Estimation des pertes cuivre dans les composants magnétiques planar-Application au LCT", JCGE'08 Lyon, 2008.

[Lao-1] K. Laouamri, J. P. Ferrieux, S. Catellani, and J. Barbaroux, "Modeling and analysis of wound integrated LCT structure for single stage resonant PFC rectifier", IEEE Transactions on Power Electronics 2003, p 256-269.

[Lao-2] K. Laouamri, J. C. Crebier, J. P. Ferrieux, T. Chevalier, "Construction and modeling of integrated LCT structure for PFC resonant converter", IEEE 2001, p 1949-1954.

[Lao-3] K. Laouamri, J. P. Keradec, J. P. Ferrieux, S. Catellani, "Design and identification of an equivalent circuit for an LCT component: inventory and representation of losses", IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference 2004, p 1409-1417.

[Lao-4] K. Laouamri, J. P. Keradec, J. P. Ferrieux, S. Catellani, "Design and identification of an equivalent circuit for LCT component: inventory and representation of losses", IEEE Transactions on Power Electronics 2003, p 1061-1066.

[Leb-1] R. Lebourgeois, "Ferrites faibles pertes pour applications fréquentielles", technique d'ingénieur, 2008, E 1760, p 1-20.

[Leb-2] R. Lebourgeois, "Ferrites doux pour l'électronique de puissance", technique d'ingénieur, 2008, N° 3260, p 1-18.

[Lee-1] S. Y. Lee, L. Zhao, J. T. Strydom, W.G. Odendaal, J. D. Van Wyk, "Thermal analysis for series LC integrated passive resonant module based on finite-element modeling", IEEE Power Electronics Specialists Conference 2002, p 1009-1014.

[Lee-2] S. Lee, G. Ihm, and W. Song, "Design and analysis of symmetric dual-layer spiral inductors for RF integrated circuits", 1999 IEEE, p 5-8.

[Lee-3] S. Lee, J. Choi, G. S. May, and I. Yun, "Modeling and analysis of 3-D solenoid embedded inductors", IEEE Transactions on Electronics Packaging Manufacturing 2002, Vol. 25, N° 1, p 34-41.

[Lem] Y. Lembeye, P. Goubier, J. P. Ferrieux, "Integrated planar L-C-T component: design, characterization and experimental efficiency analysis", IEEE Transactions on Power Electronics 2005, Vol. 20, N° 3, p 593-599.

[Lep] F. Leplus, "Bobine à noyau de fer en régime variable", technique de l'ingénieur, D 3040, p 1-19.

[Lia] T. M. Liakopoulos, C. A. Ahn, "3-D Microfabricated toroidal planar inductors with different magnetic core schemes for MEMS and power electronic applications", IEPB Transaction on Maonetics 1999, Vol. 35, N° 5, p 1679-3681.

[Lim] M. H. Lim, Y. Dong, J. D. van Wyk, F. C. Lee, K. D. T. Ngo, "Shielded LTCC inductor as substrate for power converter" , IEEE Transactions on Power Electronics 2007, p 1605-1611.

[Liu-1] W. Liu, "Alternative structures for integrated electromagnetic passives", thèse de l'Université de Virginia, 2006.

[Liu-2] B.Y Liu, H.W Zhang, X.L Tang, H Su, "RF Integrated planar inductor fabricated on ferrite substrates", 2006 IEEE, p 2623-2624.

[Lu-1] H. Lu, D. Flynn , C. Baileyt, M. Desmulliez, "An analysis of a microfabricated solenoid inductor", 2006 IEEE, p 556-561.

[Lu-2] J. Lu, H. Jia, X. Wang, K. Padmanabhan, W. G. Hurley, Z. J. Shen, "Modeling, design, and characterization of multiturn bondwire inductors with ferrite epoxy glob cores for power supply system-on-chip or system-in-package applications", IEEE Transactions on Power Electronics 2010, Vol. 25, N° 8, p 2010-2017.

[Luc] D. Luca, Charles R. Sullivan, Seth R. Sanders, "Design of microfabricated inductors", IEEE Transactions on Power Electronics 1999, Vol. 14, N° 4, p 709-723.

[Mar-1] S. J. Marais, J. A. Feneira, J. D. Van Wyk, "Integrated filters for switch-mode power supplies", IEEE 1995, p 809-816.

[Mar-2] S. J. Marais, J. A. Ferreira, J. D. Van Wyk, "Planar integrated output filters for hybrids", IEEE 1997, p 1143-1149.

[Mar-3] X. Margueron, "Elaboration sans prototypage du circuit équivalent de transformateurs de type planar", thèse d'Université Joseph Fourier, 2008.

[Mat] S. C. Ó. Mathúna, T. O'Donnell, N. Wang, and K. Rinne, "Magnetics on silicon: an enabling technology for power supply on chip", IEEE Transactions on Power Electronics 2005, Vol. 20, N° 3, p 585-592.

[Mec] F. Mechighel, G. Antou, B. Pateyron, A. Maître, M. El Ganaoui1, "Simulation numérique du couplage électrique, thermique et mécanique lors du frittage « flash » de matériaux céramiques et métalliques", publié dans Congrès Français de Thermique, Toulouse: France 2008.

[Meu] G. Meunier, A. T. Phung, O. Chadebec, X. Margueron, J. P. Keradec, "Propriétés macroscopiques équivalents pour représenter les pertes dans les bobines conductrices", Revue Internationale de Génie Electrique 2008, p 675-694.

[Miu] N. Miura, D. Mizoguchi, T. Sakurai, T. Kuroda, "Analysis and design of inductive coupling and transceiver circuit for inductive inter-chip wireless superconnect", IEEE Journal of Solid-State Circuits 2005, Vol. 40, N° 4, p 829-837.

[Mul] B. Multon, "Composants passifs (magnétiques et capacitifs) de l'électronique de puissance", Ecole Normale Supérieure de Cachan, février 2006.

[Orl] B. Orlando, "Conception, réalisation et analyse de micro-inductances intégrées avec matériaux ferromagnétiques doux. Applications aux inductances pour la conversion de puissance continue-continue et aux inductances variables MEMS pour circuits micro-ondes reconfigurables", thèse d'Université de Limoges, Février 2007.

[Par-1] J. Y. Park, and M. G. Allen, "Integrated electroplated micromachined magnetic devices using low temperature fabrication processes", IEEE Transactions on Electronics Packaging Manufacturing 2000, Vol. 23, N° 1, p 48-55.

[Par-2] J. Y. Park, and M. G. Allen, "A Comparison of micromachined inductors with different magnetic core materials", IEEE 1996, p 375-381.

[Par-3] J. Y. Park, L. K. Lagorce, and M. Allen, "Ferrite-based integrated and transformers fabricated at low temperature", IEEE Transactions on Magnetics 1997, Vol. 33, N° 5, p 3322-3324.

[Pat-1] B. Patrick, "Ferrites doux", technique d'ingénieur, traité de l'électronique 1987, E 1760, p 1-16.

[Pat-2] C. Patrick Y. and S. S. Wong, "On-chip spiral inductors with patterned ground shields for Si-Based RF IC's", 1997 Symposium on VLSl Circuits Digest of Technical Papers, p 85-86.

[Pra-1] A. Prasai, "Methodologies for design-oriented electromagnetic modeling of planar passive power processors", thèse d'Université de Virginia Polytechnique, 2006.

[Pra-2] S. Prabhakaran, C. R. Sullivan, T. O'Donnell, M. Brunet, S. Roy, "Microfabricated coupled inductors for DC-DC converters for microprocessor power delivery", 2004, 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, p 4467-4472.

[Pue] R. Puers, G. Vandevoorde and D. De Bruyker, "Electrodeposited copper inductors for intraocular pressure telemetry", J. Micromech. Microeng. 10 (2000) p 124-129.

[Puk] D. Pukneva, G. Dodeva, M. Hristov, and A. Roussel, "Design, analysis and optimisation of monolithic inductors for RF", IEEE 2002, p 63-68.

[Sai] M. Saidani and M. A. M. Gijs, "Cubic millimeter power inductor fabricated in batch-type wafer technology", Journal Of Micro electro mechanical Systems 2003, Vol. 12, N° 2, p 172-178.

[Sas] P. Šaštinský, M. Jendruch, "Design optimization of the power transformer and inductor in the switch-mode power supplies", IEEE 2009.

[Sat] T. Sato, T. Inoue, H. Tomita, S. Yatabe, K. Nishijima, Y. Tokai, M. Nameki, N. Saito and T. Mizoguchi, "5 MHz switching micro DC-DC using planar inductor converter", 1996 IEEE, p 485-490.

[Seh] M. Sehil, "Mise en oeuvre de bobines dédiées aux liens inductifs nécessaires aux dispositifs médicaux implantables", mémoire d'école polytechnique de Montréal 2006.

[Sha] N. Shahabi A., A Boora, F. Zare ,G. Ledwich, A. Ghosh, "A novel winding structure in planar inductors to decrease the overall capacitive couplings", The 20th Australasian Universities Power Engineering Conference, 2010, University of Canterbury, Christchurch.

[Shu] N. Kr. Shukla, S. Birla, R. K. Singh, "New modeling technology for spiral inductors for ultra wideband applications", IACSIT International Journal of Engineering and Technology 2010, Vol. 2, N° 1, p 48-51.

[Sku] G. R. Skutt, "High-frequency dimensional effects in ferrite-core magnetic devices", thèse d'Université de Blacksburg, Virginia, 1996.

[Smi] M. C. Smit, J. A. Ferreira, J. D. Van Wyk, M. Ehsani, "Technology for manufacture of integrated planar LC structures for power electronic applications", 1993 The European Power Electronics Association, p 178-173.

[Sne] Snezana M. Jenei, Obrad S, Aleksic, Ljiljana D. Zivanov, "Modeling an optimization of multilayer thick film inductors", 1997 IEEE, p 417-420.

[Sti] O. H. Stielau, J. D. Van Wyk, M. Eshani, I. J. Pitel, "Integrated reactive components in power electronics circuits", IEEE 1990, Vol. 2, p 831-838.

[Str-1] J. T. Strydom, J. D. Van Wyk, "Electromagnetic design optimization of planar integrated power passive modules", IEEE 2002, p 573-578.

[Str-2] J. T. Strydom, J. D. Van Wyk, M. A. de Rooij, "Integration of a 1-MHz converter with active and passive stages", IEEE 2001, p 1045-1050.

[Str-3] J. T. Strydom, J. D. Van Wyk, J. A. Ferreira, "Volumetric limits of planar integrated resonant transformers: a 1MHz case study", IEEE 2001, p 1491-1496.

[Str-4] J. T. Strydom, J. D. Van Wyk, "Improved loss determination for planar integrated power passive modules", IEEE 2002, p 332-338.

[Str-5] J. T. Strydom, J. D. Van Wyk, J. A. Ferreira, "Electromagnetic limits of planar integrated resonant transformer structures for power electronic applications", IEEE 2000, p 97-101.

[Str-6] J. T. Strydom, J. D. Van Wyk, "Electromagnetic design optimization tool for resonant integrated spiral planar power passives (ISP^3)", IEEE Transactions on Power Electronics 2005, VoL. 20, N° 4, p 743-753.

[Str-7] J. T. Strydom, J. A. Ferreira, J. D. Van Wyk, I. W. Hofsajer, E. Waffenschmidt, "Power electronic subassemblies with increased functionality based on planar sub-components", IEEE 2000, p 1273-1278.

[Str-8] J. T. Strydom, J. D. Van Wyk, "Packaging of an integrated planar power passive module for a power electronics converter: A 1 MHz case study", Transactions on components and packaging technologies 2002, Vol. 25, N° 2, p 260-265.

[Sun] J. Sun, V. Mehrotra, "Orthogonal winding structures and design for planar integrated magnetics", IEEE Transactions on Industrial Electronics 2008, Vol. 55, N° 3, p 1463-1469.

[Sva] P. Svasta, C. Ionescul, V. Golumbeanul, N. Codreanul, A. Romanescul, A. Pietrikova, J. Neamtu, "Electromagnetic behavior of inductive planar structures with non-homogenous magnetic environment", 2006 IEEE, p 966-973.

[Tou] E. Tourkhani, P. Viarouge, J. C. Fagundes, "Dimensionnement d'un composant magnétique avec prise en compte de 1'effet des courants induits dans le bobinage", IEEE 1995, p 268-271.

[Tro] G. Troussier, "Intégration de bobines sur silicium pour la conversion d'énergie", Thèse CNRS, 2004.

[Url] A. M. Urling, V. A. Niemela, G. R. Skuttt, T. G. Wilson, "Characterizing high-frequency effects in transformer windings, a guide to several significant articles", IEEE 1989, p 373-385.

[Val] B.Vallet, "Etude et conception d'une nouvelle alimentation à découpage à transfert d'énergie mixte basée sur un composant passif LCT intègre", thèse d'Université Joseph Fourier.

[Waf-1] E. Waffenschmidt, J. A. Ferreira, "Embedded passives integrated circuits for power converters", 2002 IEEE, p 12-17.

[Waf-2] E. Waffenschmidt, "Design and application of thin, planar magnetic components for embedded passives integrated circuits", 35th Annul IEEE Power Electronics Specialists Conference 2604, p 4546-4552.

[Waf-3] E. Waffenschmidt, B. Ackermann, J. A. Ferreira, "Design method and material technologies for passives in printed circuit board embedded circuits", IEEE Transactions on Power Electronics 2005, Vol. 20, N° 3, p 576-584.

[Wan-1] L. Wang, Y. Pei, X. Yang, X. Cui, Z. Wang, "Three dimensional integration of high frequency DC/DC converters based on LTCC technology", Power Electronics and Motion Control Conference, IEEE 6th International 2009, p 745-748.

[Wan-2] S. Wang, "Modeling and design of planar integrated magnetic components", thèse d'Université de Virginia, 2003.

[Wyk] J. D. Van Wyk, F. C. Lee, Z. Liang, "Integrating active, passive and EMI-filter functions in power electronics systems: A case study of some technologies", IEEE Transactions on Power Electronics 2005, Vol. 20, N° 3, p 523-536.

[Xia] S. Xiao, "Planar magnetics design for low-voltage DC-DC converters", Institute of Technology 1995.

[Yan] C. Yang, F. Liu, X. Wang, J. Zhan, A. Wang, T. Ren, L. Liu, H. Long, Z. Wu, X. Li, "Investigation of on-chip soft-ferrite-integrated inductors for RF ICs-Part II: Experiments", IEEE Transactions on Electron Devices 2009, Vol. 56, N° 12, p 3141-3148.

[Yoo-1] S. Yoon, "LC-tank CMOS voltage-controlled oscillators using high quality inductors embedded in advanced packaging technologies", thèse d'institut de Georgia, 2004.

[Yoo-2] J. Yoon, B. Kim, C. Han, E. Yoon, K. Lee, C. Kim, "High-performance electroplated solenoid-type integrated inductor (SI2) for RF applications using simple 3D surface micromachining technology", 1998 IEEE, p 544-547.

[Zha-1] L. Zhao, J. T. Strydom, and J. D. Van Wyk, "A planar multicell structure for advanced integrated reactive power modules", IEEE Transactions on Industry Applications 2003, Vol. 39, N° 6, p 1656-1664.

[Zha-2] L. Zhao, W. G. Odendaal, J. T. Strydom, J. D. Van Wyk, "A One-dimensional thermal model for planar integrated reactive modules", IEEE 2001, p 2211-2216.

[Zha-3] M. T. Zhang, M. M. JovanoviL, and F. Lee, "Design and analysis of thermal management for high-power-density converters in sealed enclosures", IEEE Power Electronics Specialists Conference 1997, p 405-412.

[Zou] J. Zou, C. Liu, D. R. Trainor, J. Chen, J. E. Schutt-Ainé, P. L. Chapman, "Development of three-dimensional inductors using plastic deformation magnetic assembly (PDMA)", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 2003, Vol. 51, N° 4, p 1067-1075.

CHAPITRE III

MODELISATION ET DIMENSIONNEMENT DE LA MICRO INDUCTANCE SPIRALE INTEGREE

CHAPITRE III

MODELISATION ET DIMENSIONNEMENT DE LA MICRO INDUCTANCE SPIRALE INTEGREE

III.1 INTRODUCTION……..…….. 67
III.2 PRESENTATION DU MICROCONVERTISSEUR……...……..…..…… 67
III.2.1 Cahier des charges d'un micro-convertisseur…… 67
III.2.2 Calcul de la valeur de l'inductance de la bobine…… 68
III.2.3 Calcul de la valeur de la capacité du condensateur……...……. 69
III.2.4 Energie magnétique stockée …….……...……. 70
III.3 DIFFERENTES METHODES DE CALCUL DES INDUCTANCES POUR DIFFERENTES TOPOLOGIES DE BOBINES ……..... 71
III.3.1 Méthode de Wheeler……..……... 71
III.3.2 Méthode de Monomial ……..……... 72
III.3.3 Méthode de Mohan ……...……... 73
III.3.4 Méthode de Grover ……...……... 73
III.4 DIMENSIONNEMENT DE LA MICRO INDUCTANCE INTEGREE…… 75
III.4.1 Calcul du nombre de spires n……..……... 77
III.4.2 Calcul de l'épaisseur t……...…….. 78
III.4.3 Calcul de la largeur de conducteur w……...…….. 78
III.4.4 Calcul de l'espace inter spires s…….. 78
III.4.5 Calcul de la longueur totale du conducteur l……...…. 79
III.5 MODELISATION ELECTRIQUE DE LA MICRO INDUCTANCE INTEGREE……... 79
III.5.1 Modèle équivalent de la micro inductance ……...…… 79
III.5.2 Différentes phénomènes dans la micro bobine ……..…… 81
III.5.3 Présentation des paramètres électriques……..…….. 82
III.5.3.1 Résistances……..…… 82
III.5.3.2 Capacités ……...……..... 83
III.5.3.3 Facteur de qualité ……..……..... 84
III.6 SIMULATIONS EFFECTUEES SUR UN MICRO CONVERTISSEUR BUCK…….. 87
III.7 MODELISATION MAGNETIQUE DE LA MICRO INDUCTANCE SPIRALE INTEGREE PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS...…….. 89
II.8 CONCLUSION..……...…. 98
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE III……...….. 99

III.1 INTROCUCTION

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté un aperçu sur l'intégration des composants magnétiques en électronique de puissance. Nous allons, dans ce chapitre, présenté notre micro-convertisseur Buck DC-DC qui sera notre point de départ pour le dimensionnement de la micro inductance. Nous verrons ensuite les différentes méthodes de calcul des inductances pour différentes topologies de bobines. Le dimensionnement de la micro inductance consiste à déterminer les paramètres géométriques qui sont: le nombre de spires n, la largeur de conducteur w, sa hauteur t, sa longueur l et l'inter spires s. A partir de ces paramètres, un modèle équivalent de la micro inductance spirale est établi afin de déterminer les résistances, les capacités et le facteur de qualité. Enfin, une modélisation magnétique est réalisée afin de visualiser la répartition de la densité de flux magnétique et le champ électrique au niveau de notre composant magnétique intégré.

IIII.2 PRESENTATION DU MICROCONVERTISSEUR

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

III.2.1 Cahier des charges d'un micro-convertisseur

Nous allons nous orienter vers un micro-convertisseur Buck DC-DC (voir figure III-1). L'inductance que nous cherchons à élaborer sera ainsi dimensionnée pour ce type d'application. Nous allons choisir le cahier des charges suivant:

- *Tension d'entrée* V_e *=3 Volts.*
- *Tension de sortie* V_s *= 1.5 Volts.*
- *Puissance de sortie* P_s *= 0.6 Watt.*
- *Fréquence de fonctionnement f=1MHz.*

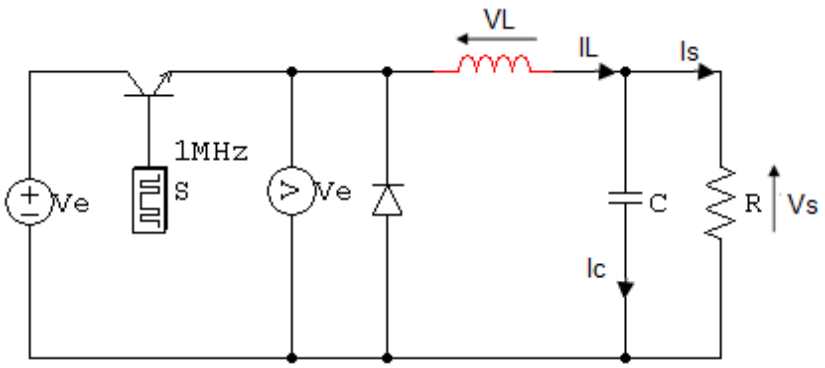


Figure III-1: Schéma de principe du micro-convertisseur de configuration BUCK

Afin d'accroître le rendement du micro-convertisseur, il est impératif de réduire au maximum les pertes à l'intérieur de ce convertisseur.

III.2.2 Calcul de la valeur de l'inductance de la bobine

La puissance et tension de sortie moyennes nous permettent de calculer le courant moyen de sortie I_s :

$$I_s = \frac{P_s}{V_s} \qquad \text{(Eq. II-1)}$$

$I_s = 0.4A,\ I_s = I_L - I_c,\ avec\ I_c = 0.$ Puisque le courant moyen traversant le condensateur est nul en régime permanent, ainsi $I_s = I_L$.

Nous avons choisi un mode de fonctionnement de conduction continue, c'est à dire que le courant dans la bobine est toujours positif et s'annule en un point (voir figure III-2).

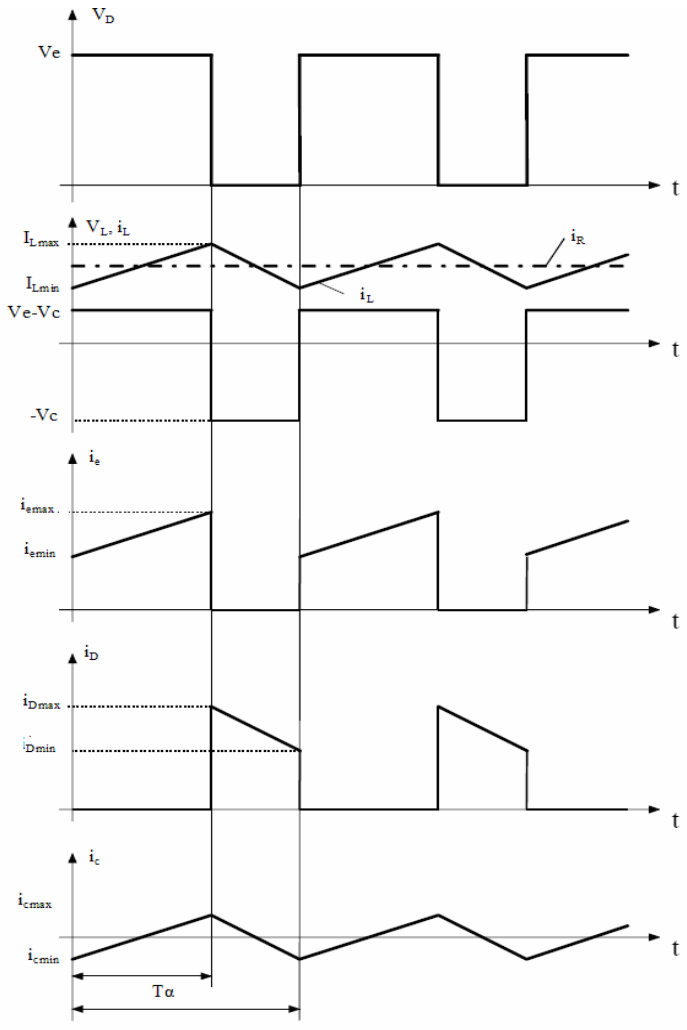


Figure III-2: Forme d'onde des tensions et des courants dans un micro-convertisseur

L'amplitude crête de courant ΔI_L traversant la bobine peut être calculée par l'équation suivante :

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

On calculeI_L par la formule suivante:

$$I_L = \frac{I_{L\max} + I_{L\min}}{2} \quad \text{(Eq. III-3)}$$

$I_{L\max} = 0.65\,A$, $I_{L\min} = 2I_s - I_{L\max}$, $I_{L\min} = 0.15\,A$, $\Delta I_L = 0.5\,A$

Le courant ΔI_L est calculé par la formule suivante avec un $\alpha = V_s / V_e = 0.5$:

$$\Delta I_L = \frac{\alpha.(1-\alpha).V_e}{L.f} \quad \text{(Eq. III-4)}$$

Nous pouvons calculer la valeur de l'inductance de la bobine comme suit:

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

Après calcul, nous obtenons: $L = 1.5\mu H$.

III.2.3 Calcul de la valeur de la capacité du condensateur

L'ondulation en tension maximale est donnée par l'équation ci-dessous:

$$(\Delta I_L)_{\max} = \frac{V_e}{32LCf^2} \quad \text{(Eq. III-6)}$$

La valeur de la capacité est calculée par :

$$C = \frac{V_e}{32Lf^2(\Delta v_L)_{\max}} \quad \text{(Eq. III-7)}$$

Le tableau III-1 illustre les caractéristiques électriques des matériaux utilisés.

Matériaux	Cuivre Cu (Conducteur)	Ferrite NiFe (Noyau magnétique)	Oxyde de silicium SiO_2 (Diélectrique)	Air (isolant)
Conductivité $\sigma(\Omega^{-1}m^{-1})$	$5.998\ 10^{7}$	$2.2\ 10^{4}$	0	1
Résistivité $\rho(\Omega.m)$	$1.7\ 10^{-8}$	$45\ 10^{-6}$	$>10^{6}$	1
Permittivité relative ε_r	1	10	3.9	1
Perméabilité relative μ_r	1	800	1	1

Tableau III-1: Caractéristiques électriques des matériaux utilisés

III.2.4 Energie magnétique stockée

L'énergie à stocker dans ce composant est calculée par:

$$W = \frac{1}{2} L I_{\max}^2 \qquad \text{(Eq. III-8)}$$

Après calcul, nous obtenons: $W = 0.12\mu J$.

L'équation suivante nous permet de calculer l'énergie maximale stockée par l'inductance:

$$W_{v\max} = \frac{B_{\max}^2}{2\mu_0\mu_r} \qquad \text{(Eq. III-9)}$$

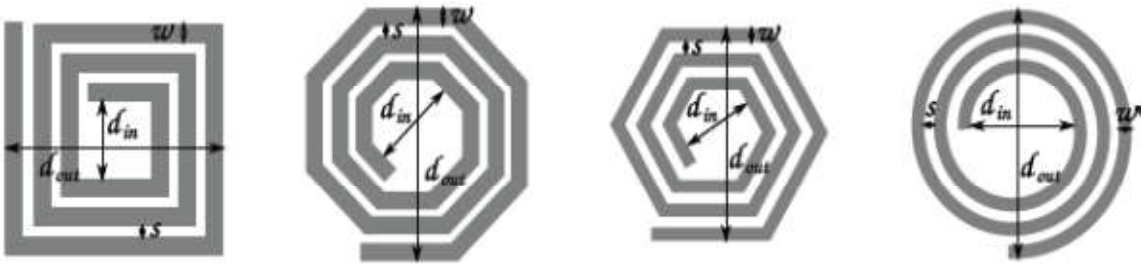
Avec un noyau magnétique en NiFe, ($\mu_r = 800$ et $B_{\max} = 750mT$), nous obtenons une énergie maximale stockée par l'inductance égale à: $W_{v\max} = 279Jm^{-3}$.
Afin de déterminer le volume du matériau nécessaire à ce stockage, nous devons connaître la densité volumique d'énergie caractérisant ce matériau. Ve volume est donné par l'équation suivante:

$$V = \frac{W}{W_{\max}} \qquad \text{(Eq. III-10)}$$

Après calcul, nous obtenons: $V = 0.42mm^3$ de NiFe pour stocker $W = 0.12\mu J$.

III.3 DIFFERENTES METHODES DE CALCUL DES INDUCTANCES POUR DIFFERENTES TOPOLOGIES DE BOBINES

Les inductances planaires traditionnelles sont de forme carrée circulaire, hexagonale ou octogonale (voir figure III-3), [Cra][Del][Eyo].



(a) (b) (c) (d)

Figure III-3: Topologies de spirales, (a) carrée, (b) octogonale, (c) hexagonale, (d) circulaire

Les polygones d'ordre supérieur à quatre ont un meilleur coefficient de qualité que les spirales rectangulaires, elles sont particulièrement difficiles à modéliser. Les spirales circulaires quant à elles occupent une place nettement plus importante que les géométries rectangulaires pour une même valeur inductive.

III.3.1 Méthode de Wheeler

La méthode de calcul développée par Wheeler permet une évaluation de l'inductance d'une bobine spirale.

L'inductance L_{mw} donnée par la méthode de Wheeler a alors pour expression [Arb][Haj-2][Moh-2][Yu-1]:

$$L_{mw} = k_1 \mu_0 \frac{n^2 d_{avg}}{1 + k_2 \rho} \qquad \text{(Eq. III-11)}$$

Avec

n : le nombre de spires

ρ : le facteur de forme défini à partir du diamètre intérieur d_{in}, et diamètre extérieur d_{out}, par la relation [Liu]:

$$\rho = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}} \qquad \text{(Eq. III-12)}$$

Le diamètre moyen d_{avg} de l'inductance défini par la relation suivante, [Asg] [Gad][Sto]:

$$d_{avg} = \frac{(d_{out} + d_{in})}{2} \qquad \text{(Eq. III-13)}$$

k_1 et k_2, deux coefficients fonctions de la forme géométrique utilisée. Les valeurs de ces deux coefficients sont données par le tableau III-2, [Moh-1].

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

Tableau III-2: Valeurs des coefficients k_1 et k_2 utilisés dans la méthode de Wheeler

Suivant les valeurs du rapport de forme ρ, on peut obtenir des inductances dites «creuses» ($d_{out} \approx d_{in}$ pour de faibles valeurs de ρ ou bien dites «pleines» ($d_{out} >> d_{in}$).

III.3.2 Méthode du Monomial

L'expression du Monomial utilisée pour calculer la self inductance est basée sur la relation suivante [Eyo][Jen][Moh-3]:

$$L_{mon} = \beta\, d_{out}^{\alpha 1}\, w^{\alpha 2}\, d_{avg}^{\alpha 3}\, n^{\alpha 4}\, s^{\alpha 5} \qquad \text{(Eq. III-14)}$$

Avec:

w: largeur des spires

s: espace entre spires

β, $\alpha 1$, $\alpha 2$, $\alpha 3$, $\alpha 4$, $\alpha 5$: coefficients en fonction de la forme géométrique utilisée.

Les valeurs de ces coefficients sont données dans le tableau III-3, [Moh-1].

Géométrie	β	$\alpha 1$	$\alpha 2$	$\alpha 3$	$\alpha 4$	$\alpha 5$
Carrée	$1{,}62\ 10^{-3}$	-1,21	-0,147	2,4	1,78	-0,03
Hexagonal	$1{,}28\ 10^{-3}$	-1,24	-0,174	2,47	1,77	-0,049
Octogonal	$1{,}33\ 10^{-3}$	-1,21	-0,163	2,43	1,75	-0,049

Tableau III-3: Valeurs des coefficients β, $\alpha 1$, $\alpha 2$, $\alpha 3$, $\alpha 4$, $\alpha 5$ utilisés dans l'expression du Monomial

III.3.3 Méthode de Mohan

Mohan a développé une autre méthode pour le calcul de L . Sa méthode sert d'approximation correcte dans le cas de géométrie où l'épaisseur du conducteur est négligeable devant sa largeur et sa longueur. Cette méthode a, de plus, l'avantage d'être facilement adaptable à d'autres géométries (carrée, octogonale et circulaire). L'inductance s'exprime par la relation, [Bah][Bun][Haj-1][Xu]:

$$L = \frac{\mu_0 n^2 d_{avg} C_1}{2}\left\{\ln\left(\frac{C_2}{\rho}\right) + C_3\rho + C_4\rho^2\right\} \qquad \text{(Eq. III-15)}$$

C_1, C_2, C_3, C_4 : Coefficients fonction de la forme géométrique utilisée. Les valeurs de ces coefficients sont données dans le tableau III-4.

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

Tableau III-4: Paramètres géométriques utilisés par Mohan

III.3.4 Méthode de Grover

En 1946, Grover dériva les premières formules analytiques de L_T pour des inductances de forme carrée rendant possible la conception de ces dernières. La méthode de Grover consiste à segmenter l'enroulement et à calculer l'inductance pour chaque segment individuel et la mutuelle entre les deux segments que lui sont parallèles. L'inductance équivalente L_T de la bobine est donnée par, [Gom][Yoo-1]:

$$L_T = L_0 + M_+ - M_- \qquad \text{(Eq. III-16)}$$

Avec:

L_0: somme des inductances de chaque segment composant la bobine.

M_+ et M_- respectivement les mutuelles inductances positives et négatives.

L'inductance L_x d'un seul segment x est donnée par [Zhu]:

$$L_x = 2\mu_0 l_x\left[\ln\left(\frac{2l_x}{w+t}\right) + 0.5 + \frac{w+t}{3l_x}\right] \qquad \text{(Eq. III-17)}$$

Avec:

l_x : longueur du conducteur

t : épaisseur du conducteur

M_0 : perméabilité du vide

La mutuelle M entre deux conducteurs parallèles est une fonction de la longueur du conducteur l_x et de l'espacement entre deux conducteurs. En général, on peut l'approximer par:

$$M = 2\mu_0 \sum_X L_x C_x \qquad \text{(Eq. III-18)}$$

C_x est le paramètre d'inductance mutuel égal à:

$$C_x = \ln\left\{\frac{l_x}{GMD} + \sqrt{1+\left(\frac{l_x}{GMD}\right)^2}\right\} - \sqrt{1+\left(\frac{l_x}{GMD}\right)^2} + \frac{GMD}{l_x} \qquad \text{(Eq. III-19)}$$

Le coefficient GMD correspond à la distance géométrique moyenne entre deux conducteurs. GMD s'exprime en fonction de l'espacement entre deux conducteurs d et de la largeur des conducteurs w par la relation:

$$\ln GMD = \ln d - \frac{w^2}{12d^2} - \frac{w^4}{60d^4} - \ldots \qquad \text{(Eq. III-20)}$$

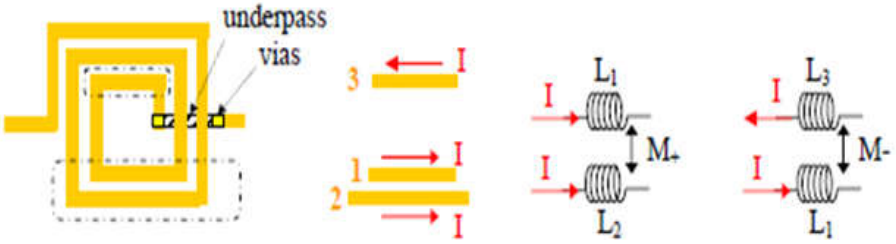
Notons que la mutuelle entre deux segments perpendiculaires est négligeable. Une des limitations de ce modèle est qu'il ne s'applique qu'aux inductances planaires carrées. Cette méthode peut être simplifiée en utilisant une distance moyenne pour tous les segments plutôt que de considérer des segments individuels. Basée sur cette approche, l'inductance et la mutuelle peuvent être calculées directement par:

$$\begin{cases} L_0 = 2\mu_0 l_T \left[\ln\dfrac{2l_T}{n(w+t)} - 0.2\right] \\ M_x = \mu_0 l_T (n-1)\left[\ln\left\{\sqrt{1+\left(\dfrac{l_T}{4nd'}\right)^2}\right\} - \sqrt{1+\left(\dfrac{4nd'}{l_T}\right)^2} + \dfrac{4nd'}{l_T}\right] \\ M_{-} = \mu_0 l_T \dfrac{n}{214} \end{cases} \qquad \text{(Eq. III-21)}$$

M_0 est la perméabilité du vide et l_T est la longueur totale de l'inductance, n le nombre de spires, $d^{'}$ la distance moyenne entre les segments définie à partir de w largeur d'un conducteur et s la distance entre deux conducteurs voisins parallèles déterminée par:

$$d^{'} = (w+s)\left(\frac{\sum_{i=1}^{(n-1)>0} i(n-1)}{\sum_{i=1}^{(n-1)>0} i(n-1)}\right) \qquad \text{(Eq. III-22)}$$

L'optimisation de la valeur de l'inductance pour une surface donnée va donc dépendre d'un choix judicieux du nombre de tours et du diamètre interne de la micro inductance afin de favoriser les mutuelles positives et de minimiser les mutuelles négatives (voir figure III-4) [Cou].



(a) (b)

Figure III-4: (a) géométrie de la micro inductance spirale carrée, (b) schéma de principe du couplage inductif

III.4 DIMENSIONNEMENT DE LA MICRO INDUCTANCE INTEGREE

Le dimensionnement de la micro inductance spirale intégrée consiste à prédéterminer, à partir d'un cahier des charges donné, les caractéristiques géométriques, électriques, magnétiques et thermiques [Aba]:

- dimensionnement magnétique: il aboutit au choix du matériau magnétique, des dimensions du circuit, de la valeur de l'induction de travail. Le choix du matériau magnétique est effectué en tenant en compte de la fréquence et de la forme des courants circulant dans le composant.
- dimensionnement électrique: il permet de définir le nombre de spires et la section des conducteurs et des isolants. Au cours de cette phase on doit veiller à minimiser les pertes dans les conducteurs.
- dimensionnement mécanique et thermique: il doit permettre d'optimiser la température de fonctionnement du matériau (ou pour le moins de veiller à ce que la température de fonctionnement ne dépasse pas les limites acceptables).

L'utilisation des méthodes numériques dans les outils informatiques est nécessaire afin de résoudre les problèmes magnétiques et thermiques. Une visualisation globale de notre problème est présentée ci-dessus (voir figure III-5):

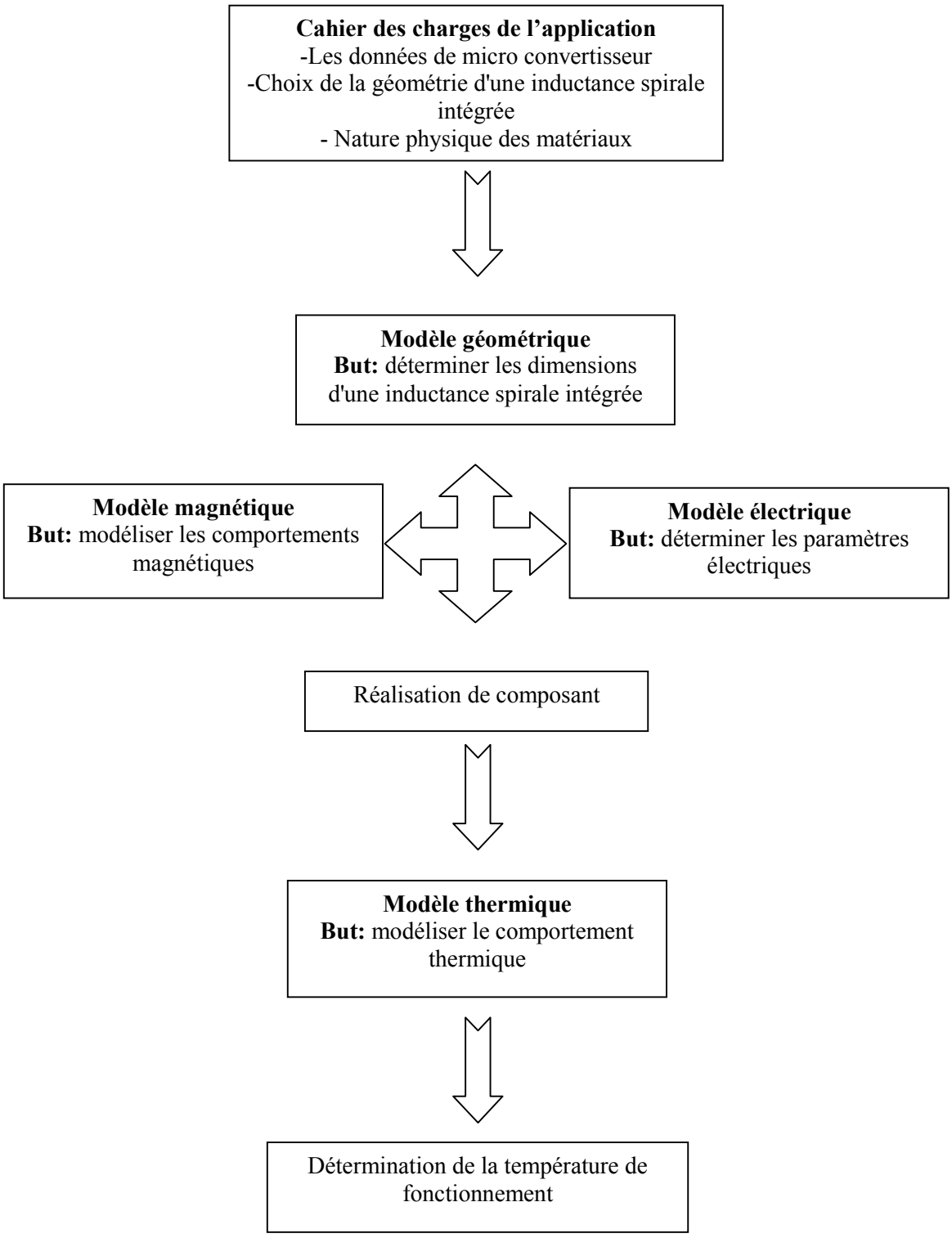
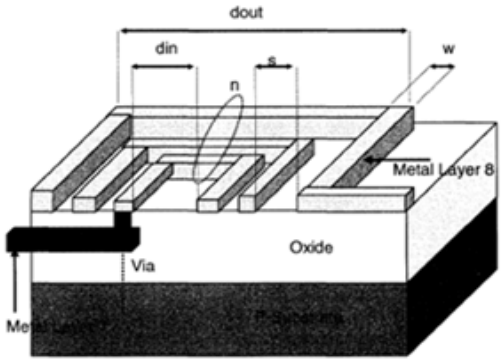
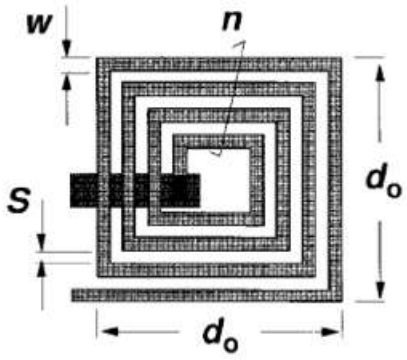


Figure III-5: Principe de dimensionnement de la micro inductance intégrée

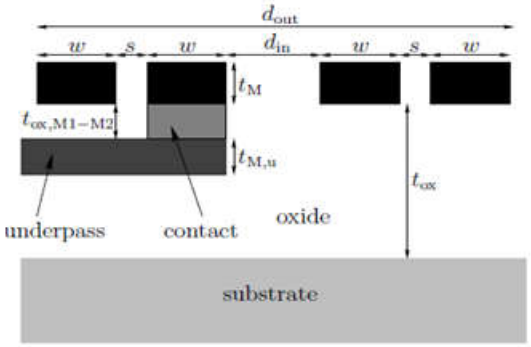
Une bobine, quelle que soit sa forme, est géométriquement décrite par cinq paramètres. Ces paramètres sont la largeur w et l'épaisseur t des conducteurs, leur espacement s mais aussi le nombre de tours n. Le dernier paramètre est la surface occupée par le composant sur le noyau magnétique déterminée par le diamètre extérieur d_{out} [Ala], (voir figure III-6).



(a)



(b)



(c)

Figure III-6: Définition des paramètres géométriques décrivant une micro inductance spirale carrée, (a) vue générale [Vas], (b) vue en face [Bur-2], (c) vue en coupe avec 1.75 tours [Moh-1]

III.4.1 Calcul du nombre de spires n

En se basant sur la méthode de Wheeler (Eq. III-10), on calcule le nombre de spires n :

$$n = \sqrt{\frac{2.L\left[(1+c)+k_2(1-c)\right]}{\mu_0.k_1.d_{out}.(1+c)^2}} \qquad \text{(Eq. III-23)}$$

$c = \dfrac{d_{in}}{d_{out}}$, le diamètre extérieur $d_{out} = 2mm$, $d_{in} = 0.4mm$.

Après calcul, nous obtenons: $n = 2$.

III.4.2 Calcul de l'épaisseur t

L'effet de peau provoque la décroissance de la densité de courant à mesure que l'on s'éloigne de la périphérie du conducteur, nous allons calculer la largeur *w* et l'épaisseur *t* en fonction de l'épaisseur de peau et de la densité de courant. L'épaisseur de peau est calculée à partir de la formule suivante [Huo-1][Huo-2][Jou][Kal][Kel][Ngu][Wan-2]:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega.\mu}} \Rightarrow \delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi.\mu.f}} \qquad \text{(Eq. III-24)}$$

$\delta = 92.8\mu m$. Pour que le courant $I = 0.4A$ circule dans tout le conducteur, il faut que la condition suivante soit rempli $w \le 2\delta \; ou \; t \le 2\delta$.

On impose une des deux valeurs *t* ou *w*. On choisi de poser $t = 40\mu m$.

III.4.3 Calcul de la largeur de conducteur w

On calcule la valeur moyenne de la densité du courant par [Yu-2]:

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

Dans la plupart des cas, les micro-conducteurs sont en contact avec de noyau magnétique (ferrite) ayant des bonnes propriétés de conduction de température. Ce qui nous permet de poser comme conditions aux limites, $j_0 = 10^9 \; A/m^2$, $j_{moy} = 10^9 \; A/m^2$.

On détermine la section S_c par la formule suivante:

$$I = S_c.j_{moy} \qquad \text{(Eq. III-26)}$$

La largeur w est calculée par la formule suivante:

$$S_c = w.t \qquad \text{(Eq. III-27)}$$

III.4.4 Calcul de l'espace inter spires s

A partir de la forme géométrique carrée de la micro inductance, on établit la formule suivante [Mus]:

$$s = \frac{d_{out} - d_{in} - 2nw}{2n} \qquad \text{(Eq. III-28)}$$

III.4.5 Calcul de la longueur totale du conducteur l

La longueur moyenne du conducteur dans une inductance spirale carrée est déterminée à partir de la formule suivante:

$$l = 4n\left[d_{out} - (n-1)s - nw\right] - s \qquad \text{(Eq. III-29)}$$

Les paramètres géométriques de dimensionnement de notre micro bobine carrée sont représentés dans le tableau III-5

$L(\mu H)$	$d_{out}(mm)$	$d_{in}(mm)$	n	$t(\mu m)$	$w(\mu m)$	$l(\mu m)$	$s(\mu m)$
1.5	2	0.4	2	40	120	11.6	280

Tableau III-5: Valeurs des paramètres géométriques de la micro bobine carrée

III.5 MODELISATION ELECTRIQUE DE LA MICRO INDUCTANCE INTEGREE

III.5.1 Modèle équivalent de la micro inductance

Pour réaliser une inductance intégrée plane spirale avec une technologie CMOS standard, on doit disposer au minimum de deux couches de métaux (voir figure III-7), [Est-1] [Est-2].

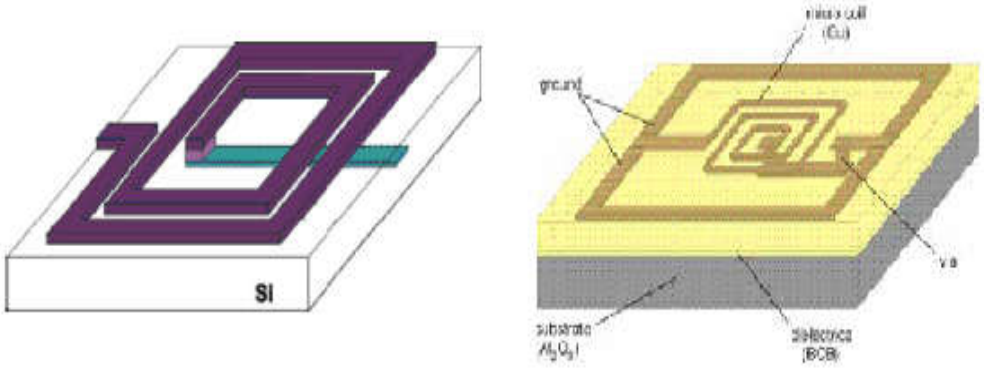


Figure III-7: Représentation spatiale, de la micro inductance intégrée plane carrée

La spirale d'une inductance est construite en utilisant l'une des couches métalliques encastrées dans l'oxyde de silicium, généralement, une couche supérieure du métal pour réduire la capacité parasite du couplage avec le substrat. De plus, la couche supérieure de

métal est d'habitude plus épaisse ce qui minimise la résistance série de la micro inductance (voir figure III-8) [Art][Cao-1][Shu]. La prise de contact de l'extrémité interne est effectuée en utilisant l'autre niveau de métal ce qui représente la piste de retour de la bobine.

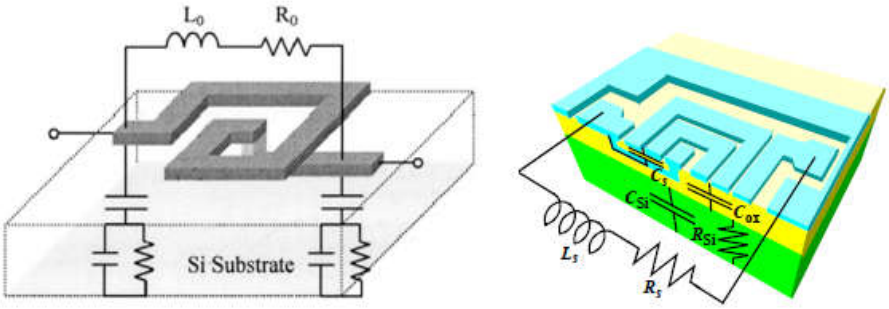


Figure III-8: Représentation spatiale, de la micro inductance intégrée plane carrée avec des éléments parasites

Dans la pratique une inductance pure n'existe pas, elle est toujours accompagnée d'éléments parasites, telles que capacités et résistances. L'obtention d'un modèle physique de grande précision passe par l'identification et la prise en compte de tous ces différents éléments parasites et de leurs effets. Dans la littérature, plusieurs modèles ont été proposés [Bur-1][Cao-2][Dur][Ero-1].

Un modèle en « T » pour des inductances planaires (Figure III-9) a été étudié par J. C. Guo et J. Wei **[**Guo-1]**[**Guo-2][Wei].

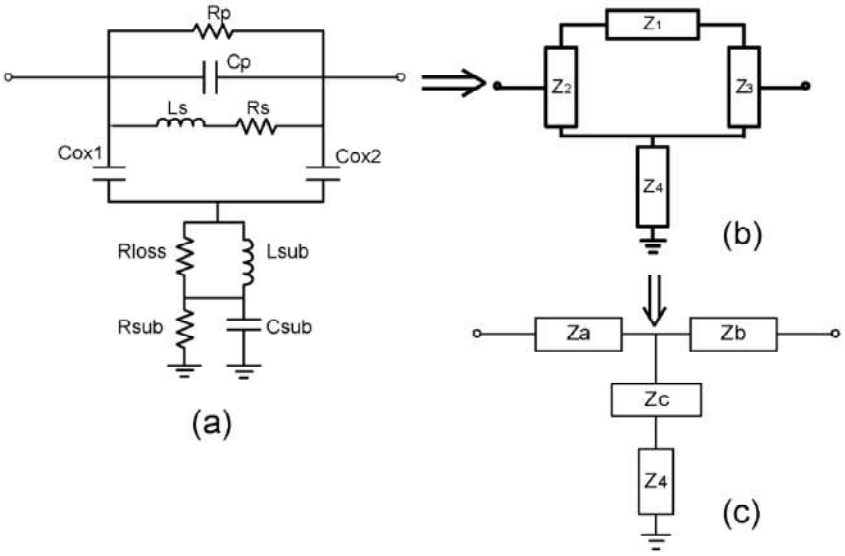
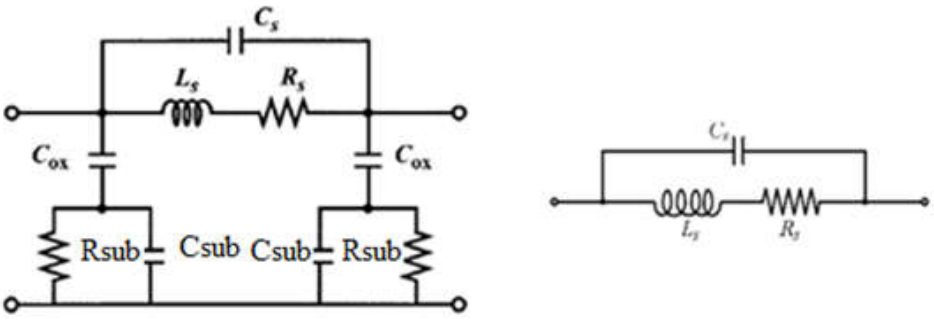


Figure III-9: Modèles en « T » pour des inductances planaires, (a) schéma d'un circuit équivalent, (b) étape intermédiaire des schémas fonctionnels schématiques pour l'analyse de circuit, (c) étape finale des schémas fonctionnels schématiques pour l'analyse de circuit

Le modèle π à large bande et le modèle en π qui est le plus connu. Il est important de mentionner que les paramètres des circuits électriques qui représentent ces modèles ne sont pas seulement empiriques, mais ils ont aussi un sens physique. Le modèle π montré sur la figure III-10 (a) est une approximation la plus réaliste de la micro inductance, dans lequel L_s et R_s représentent, respectivement, la micro inductance et la résistance série de la spirale. Dans un processus à multicouches en métal, plusieurs couches métalliques du niveau haut peuvent être liées ensemble pour réduire la résistance série. La capacité série C_s entre les deux extrémités de la micro inductance modélise la somme entre la capacitance produite par la superposition entre la spirale et la piste de retour souterraine, d'une part, et le couplage entre les spires formées par les faces latérales de la spirale métallique, d'autre part. La capacité de l'oxyde C_{ox}, formée par la couche d'oxyde qui sépare la spirale du substrat, est la plus gênante puisqu'elle a la plus grande valeur parmi les différentes capacités parasites. Finalement, la capacité et la résistance du substrat sont modélisées par C_{sub} *et* R_{sub}. Pour une inductance suspendue, les éléments parasites dans le modèle π concentré, qui représentent le lien avec le substrat sont éliminés (voir figure III-10 b), [Tou].



(a) (b)

Figure III-10: Le modèle électrique équivalent, de la micro inductance intégrée plane carrée, (a) posée sur le substrat, (b) suspendue

III.5.2 Différentes phénomènes dans la micro bobine

Lorsqu'une différence de potentiel est appliquée aux bornes de la self d'inductance L, un champ magnétique et trois champs électriques apparaissent (voir figure III-11), [Cou]:

- Le champ magnétique est dû au courant continu qui circule dans les spires. Il induit un comportement inductif se traduisant par la circulation de courants induits en sens opposé et dans le substrat.

- La différence de potentiel entre les connections de la self génère un champ électrique induisant des pertes ohmiques (R_s) dues à la résistivité du métal et des pertes dans le substrat dues aux courants de Foucault.
- Un autre champ électrique est le résultat de la différence de potentiel entre les spires, à l'origine d'une capacité de couplage (C_s) entre spires.
- Enfin, un champ électrique est induit par la différence de potentiel entre la self et le substrat se traduisant par une capacité de couplage entre la micro inductance et le substrat $\left(C_{ox1} \; et \; C_{ox2}\right)$ ainsi que des pertes ohmiques du fait que le champ électrique pénètre dans le substrat $\left(R_{sub1} \; et \; R_{sub2}\right)$.

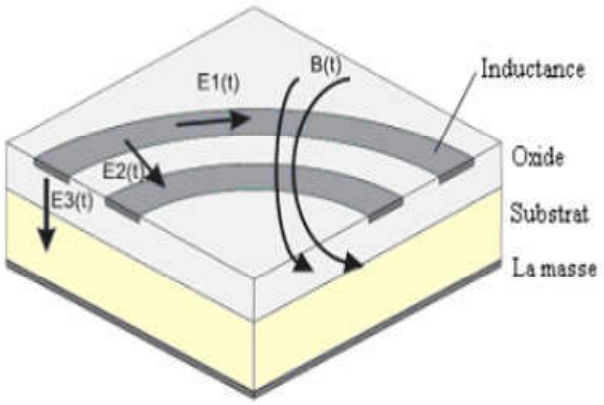


Figure III-11: Les effets physiques créés par une différence de potentiel aux bornes de la self [Thü][Eyo]

III.5.3 Présentation des paramètres électriques

Les paramètres électriques, résistances, capacités et facteur de qualité peuvent être identifiés comme suit:

III.5.3.1 Résistances

La résistance série R_s provient de la résistance propre du ruban conducteur constituant la micro inductance et est directement reliée au facteur de qualité du moins à basse fréquence. La résistance R_s peut être exprimée à partir de la résistivité du conducteur ρ, de la longueur totale de la micro inductance l et w la largeur du segment par la relation suivante [All][Fio][Huo-2]:

$$R_s = \frac{\rho . l}{w . t_{eff}} \qquad \text{(Eq. III-30)}$$

t_{eff} s'exprime à partir de l'épaisseur du conducteur t et de l'épaisseur de peau δ par l'équation suivante [Pas][Yue-3]:

$$t_{eff} = \delta\left(1 - \exp\left(-t/\delta\right)\right) \qquad \text{(Eq. III-31)}$$

La résistance R_{AC} est calculée en fonction de l'épaisseur de peau et la pulsation w par [Gon][Say]:

$$R_{AC} = \frac{\rho.l}{w.\delta\left(1 - \exp\left(-t/\delta\right)\right)} \qquad \text{(Eq. III-32)}$$

R_{sub} traduit l'effet Joule généré par les boucles de courants induits qui circulent dans le substrat. La résistance du substrat est donnée par la relation suivante [Che-1][Cho][Huo-2]:

$$R_{sub} = \rho \frac{t_{sub}}{d_{out}^2} \qquad \text{(Eq. III-33)}$$

Avec:

t_{Sub}: épaisseur de substrat.
Après calcul, nous obtenons: $t_{sub} = 97\mu m$.
Le volume de la micro inductance est: $V = 2100 \times 2100 \times 97\mu m$.

La résistance R_{sub1} est calculée par la formule suivante:

$$R_{sub1} = R_{sub2} = \frac{R_{sub}}{2} \qquad \text{(Eq. III-34)}$$

III.5.3.2 Capacités

La capacité série C_s entre les spires est calculée par la formule suivante:

$$C_s = tl\frac{\varepsilon_0}{s} \qquad \text{(Eq. III-35)}$$

La capacité C_{ox} associée à la couche d'isolation (oxyde) avec le substrat est calculée par la formule suivante:

$$C_{ox} = lw\left(\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{ox}}{t_{ox}}\right) \qquad \text{(Eq. III-36)}$$

Avec:

ε_0: permittivité électrique du vide. $\varepsilon_0 = 8.854187\ 10^{-12}\ Mm^{-1}$.

t_{ox}: épaisseur d'oxyde.

Après calcul, nous obtenons: $t_{ox} = 10\mu m$.

Les épaisseurs d'oxydes sont de l'ordre de quelques dixièmes de µm à quelques µm [Tro].

$$C_{ox1} = C_{ox2} = \frac{C_{ox}}{2} \qquad \text{(Eq. III-37)}$$

La capacité de couplage associée au substrat C_{sub} est calculée par la formule suivante:

$$C_{sub} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{wt}{t_{sub}} \qquad \text{(Eq. III-38)}$$

Avec:

ε_r: permittivité du substrat (NiFe).

$$C_{sub1} = C_{sub2} = \frac{C_{sub}}{2} \qquad \text{(Eq. III-39)}$$

III.5.3.3 Facteur de qualité

Le facteur de qualité est une grandeur essentielle qui caractérise la capacité du composant à stocker ou transmettre plus d'énergie qu'il n'en dissipe. Dans le cas idéal, la micro inductance est un pur élément de stockage d'énergie (Q tend vers l'infini lorsque la fréquence tend vers l'infini) alors qu'en réalité les résistances parasites et les capacités vont limiter Q. Cela est dû au fait que les résistances parasites consomment de l'énergie par effet Joule et les capacités vont engendrer à n'importe quelle fréquence d'utilisation.

La qualité de la micro inductance est mesurée par son facteur de qualité qui est défini comme le rapport entre l'énergie utile emmagasinée et l'énergie perdue pendant une période Q [Bas][Bah] [Dav][Pet][Rai]:

$$Q = 2\pi . \frac{énergie \quad emmagasinée}{énergie \quad perdu \quad dans \quad une \quad période} \qquad \text{(Eq. III-40)}$$

Si la micro inductance est reliée à la masse comme dans la plupart des applications, alors le circuit équivalent de la micro inductance peut être réduit (voir figure III-12), [Hao].

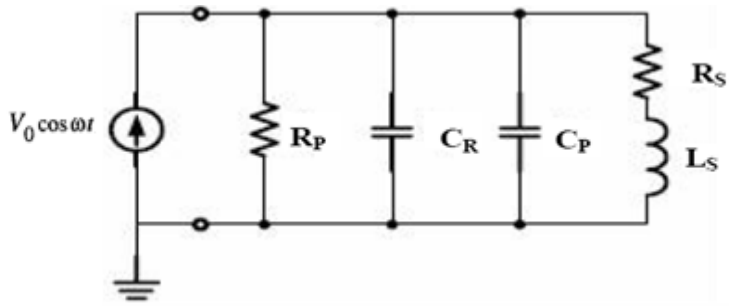


Figure III-12: Circuit équivalent de la micro inductance reliée à la masse pour le modèle du facteur de qualité

Le facteur de qualité de la micro inductance peut s'exprimer par la formule suivante :

$$Q = \frac{\omega L_s}{R_s} . \frac{R_p}{R_p + \left[\left(\frac{\omega L_s}{R_s} \right)^2 + 1 \right] . R_s} . \left[1 - \frac{R_s^2 \left(C_s + C_p \right)}{L_s} - \omega^2 . L_s . \left(C_s + C_p \right) \right] \quad \text{(Eq. III-41)}$$

Avec:

R_p : résistance de couplage

C_p : capacité de couplage.

R_p et C_p sont reliés à R_{sub}, C_{sub} et C_{ox} par les relations suivantes:

$$R_p = \frac{1}{\omega^2 . C_{ox}^2 . R_{sub}} + \frac{R_{sub} . \left(C_{ox} + C_{sub} \right)^2}{C_{ox}^2} \quad \text{(Eq. III-42)}$$

$$C_p = C_{ox} . \frac{1 + \omega^2 \left(C_{ox} + C_{sub} \right) . C_{sub} . R_{sub}^2}{1 + \omega^2 \left(C_{ox} + C_{sub} \right)^2 . R_{sub}^2} \quad \text{(Eq. III-43)}$$

Les pertes substrat sont principalement dues aux couplages capacitifs et inductifs. Le couplage capacitif représenté par C_p entre la couche de métal et le substrat change le potentiel du substrat et induit un courant de déplacement. Le couplage inductif est dû au champ magnétique variant dans le temps qui pénètre le substrat. Un tel couplage induit un flux de courants induits dans le substrat (voir figure III-13), [Nik-1][Nik-4][Sia].

Le tableau III-6 présente les paramètres physiques calculés de notre micro bobine carrée intégrée.

$R_s(\Omega)$	$R_{AC}(\Omega)$	$R_{sub}(\Omega)$	$C_s(pF)$	$C_{ox}(pF)$	$C_{sub}(pF)$	Q
0.02	0.03	0.006	0.014	4.79	0.76	98.57

Tableau III-6: Paramètre physique de notre micro bobine carrée intégrée

La figure III-13 illustre le schéma en π de la micro inductance spirale intégrée avec les valeurs calculées des paramètres électriques.

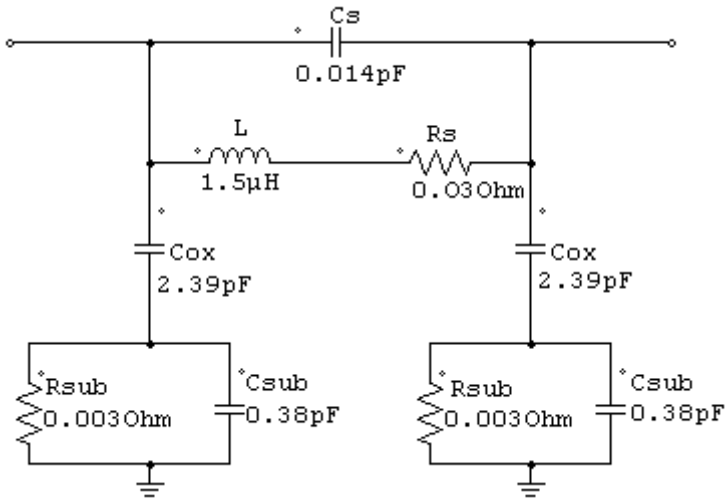


Figure III-13: Schéma en π de la micro inductance spirale intégrée

La figure III-14 montre le comportement du facteur de qualité en fonction de la fréquence.

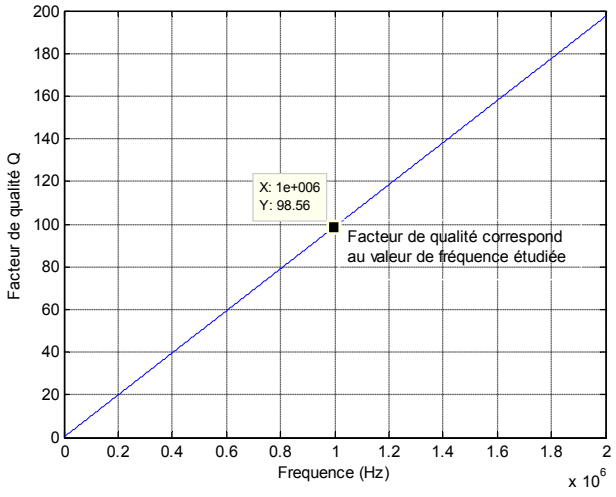


Figure III-14: Facteur de qualité en fonction de la fréquence

Nous remarquons sur la figure III.14 que le facteur de qualité augmente avec la fréquence jusqu'à atteindre une valeur maximale.

III.6 SIMULATIONS EFFECTUEES SUR UN MICRO CONVERTISSEUR BUCK

Le micro-convertisseur contenant une bobine est présenté par la figure III-15. Il s'agit un micro-convertisseur DC-DC à tension d'entrée de 3Volt et de sortie 1.5Volt, de puissance nominale de 1W et de fréquence fixée à 1MHz.

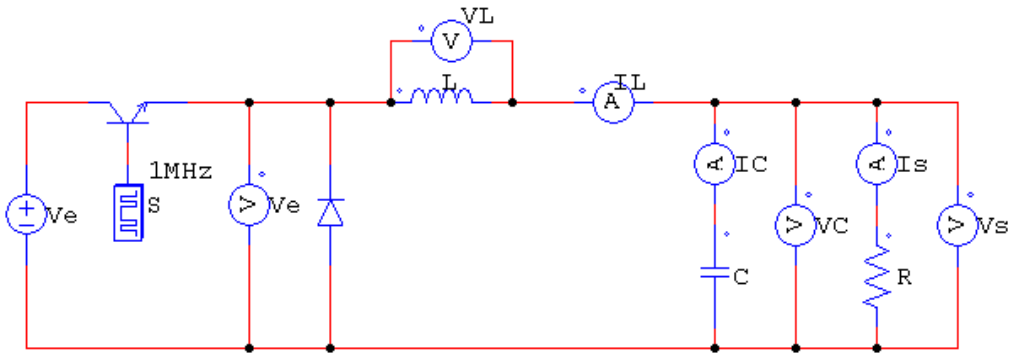


Figure III-15: Schéma de simulation du micro-convertisseur sous PSIM

Les formes d'onde des tensions et de courants circulant dans un micro-convertisseur sont présentées par la figure suivante (voir figure III-16):

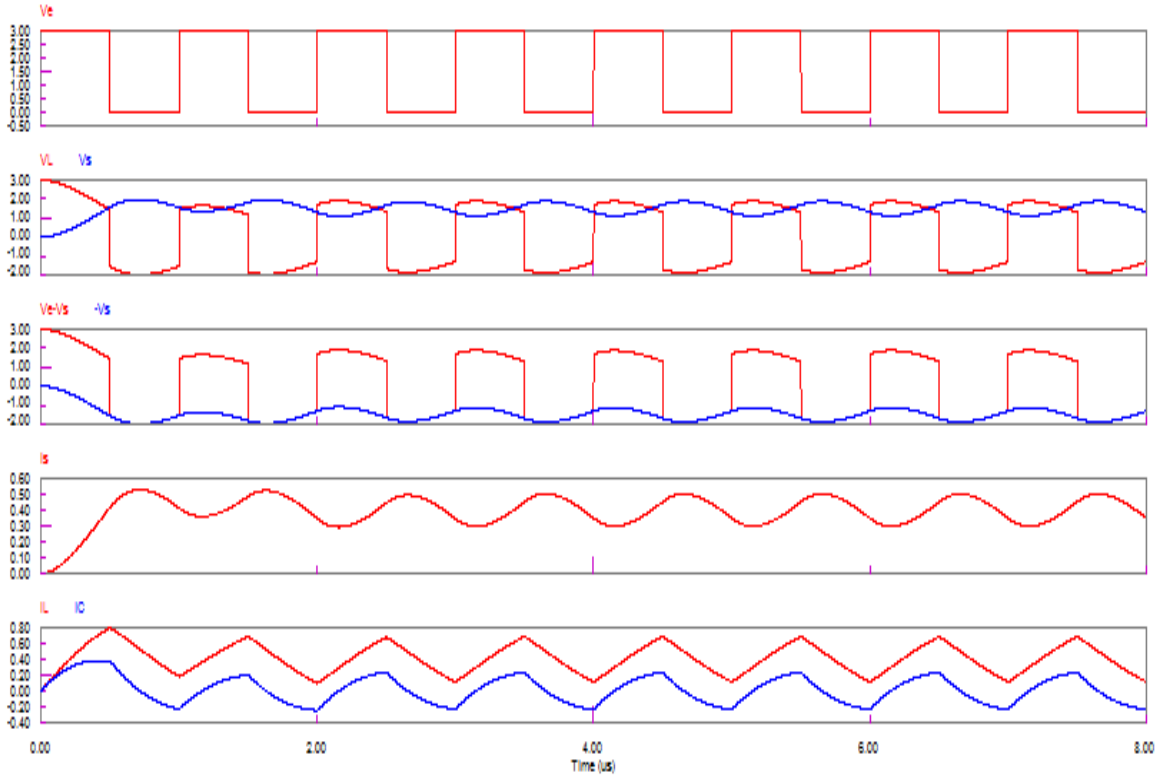


Figure III-16: Forme d'onde des tensions et des courants dans un micro-convertisseur

Les simulations, nous ont indiqué que le micro-convertisseur Buck peut être divisé en deux configurations suivant l'état de l'interrupteur:

- Dans l'état passant, l'interrupteur (Figure III-16) est fermé, la tension aux bornes de la micro inductance vaut $V_L = V_e - V_s$. Le courant traversant la micro inductance augmente linéairement. La tension aux bornes de la diode étant négative, aucun courant ne la traverse.
- Dans l'état bloqué, l'interrupteur est ouvert. La diode devient passante afin d'assurer la continuité du courant dans la micro inductance. La tension aux bornes de la micro inductance vaut $V_L = -V_s$. Le courant traversant la micro inductance décroît. Quand un micro-convertisseur travaille en mode de conduction continue, le courant I_L traversant la micro inductance ne s'annule jamais.

Le micro-convertisseur contenant la micro inductance intégrée est présenté par la figure III-17.

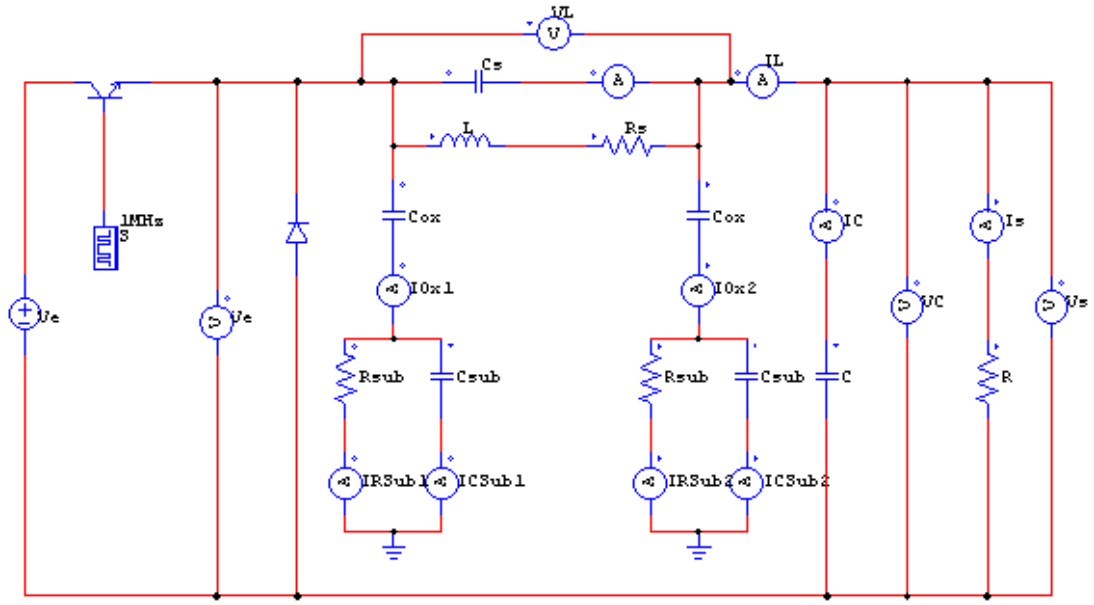


Figure III-17: Schéma de simulation du micro-convertisseur sous PSIM contenant la micro inductance intégrée

Les formes d'onde des tensions et de courants circulant dans un micro-convertisseur contenant la micro inductance spiral intégrée sont présentées par la figure suivante (figure III-18).

La simulation d'un micro-convertisseur contenant une inductance intégrée (figure III-18) montre les mêmes formes d'ondes des tensions et des courants obtenues précédemment (figure III-16).

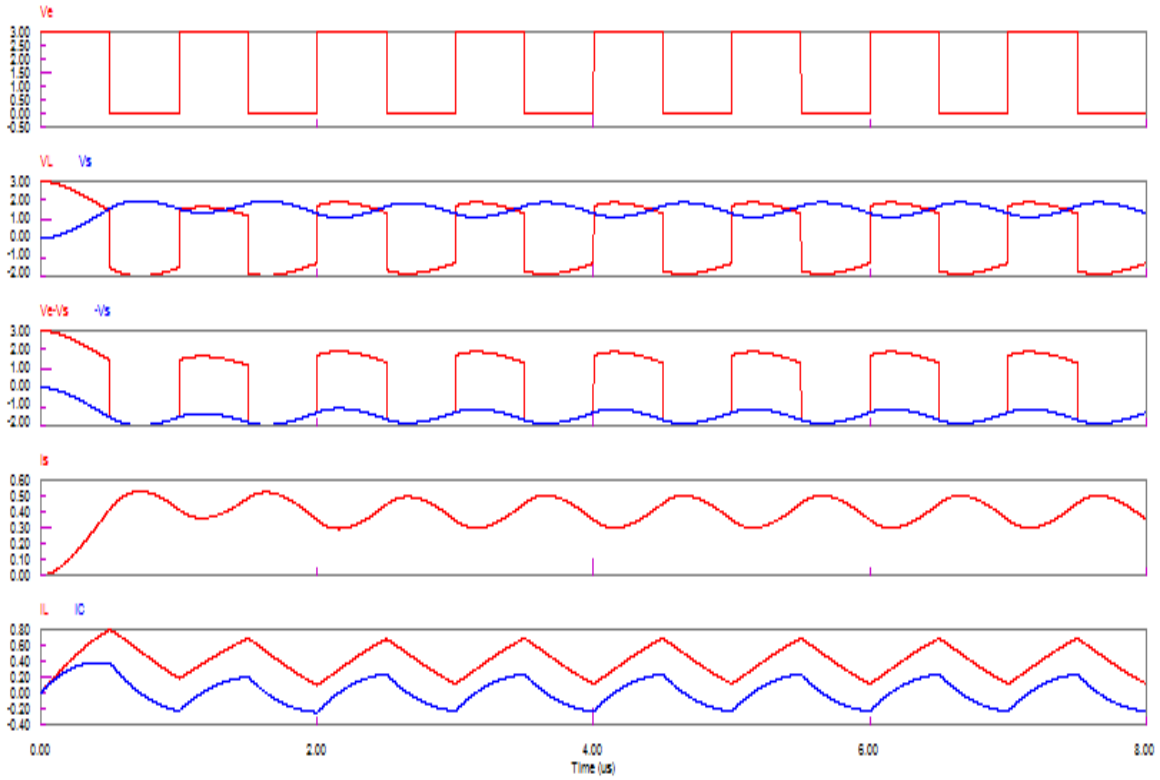


Figure III-18: Forme d'onde des tensions et des courants dans un micro-convertisseur contenant la micro inductance intégrée

III.7 MODELISATION MAGNETIQUE DE LA MICRO INDUCTANCE SPIRALE INTEGREE PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS

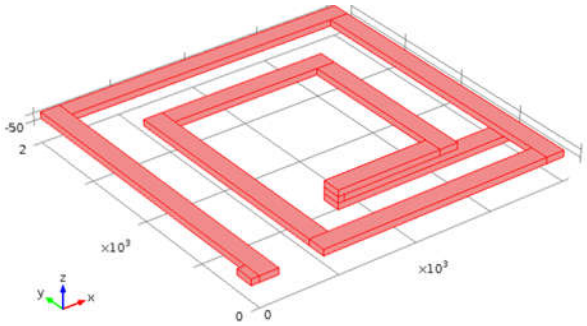
Dans ce qui suit, nous allons présenter une modélisation magnétique en 3D basée sur la méthode des éléments finis afin de voir la répartition de la densité de flux magnétique et le champ électrique. Cette répartition est obtenue par la résolution des équations de Maxwell [Ben][Der]:

$$\begin{cases} \nabla.J = 0 \\ \nabla.H = J \\ J = \sigma E + Je \\ E = -\nabla.V \\ B = \nabla.A \\ -\nabla.(\sigma\nabla.V - Je) = 0 \\ \nabla(\mu_0^{-1}\mu_r^{-1}\nabla.A) + \sigma\nabla.V = Je \end{cases} \qquad \text{(Eq. III-44)}$$

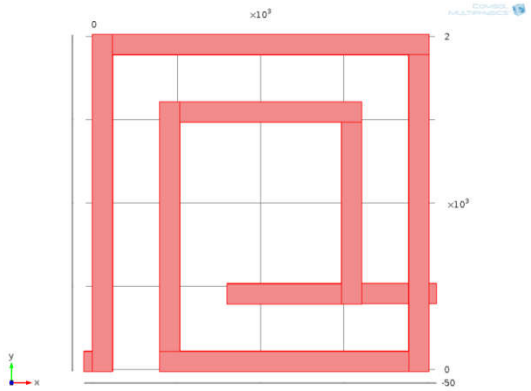
Avec

J : densité de courant
H : champ magnétique
E : champ électrique
σ : conductivité électrique
Je : densité de courant extérieurement produite
V : potentiel électrique
A : potentiel magnétique
μ_0 : perméabilité du vide
μ_r : perméabilité relative du matériau magnétique

Les figures II-19 a, b et c présentent la géométrie de la micro inductance spirale intégrée dans l'air.



(a)



(b)

(c)

Figure III-19: Géométrie de la micro inductance spirale intégrée dans l'air, (a) vue générale, (b) vue de dessue, et (c) vue de face

Le maillage de la micro inductance intégrée dans l'air est présenté comme suit (voir figure III-20):

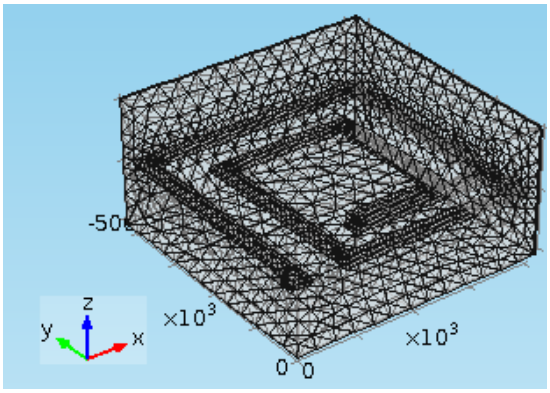
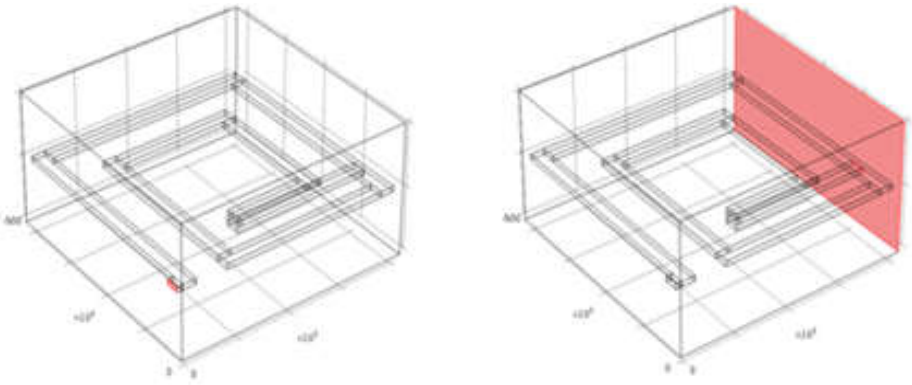


Figure III-20: Maillage de la micro inductance spirale intégrée dans l'air

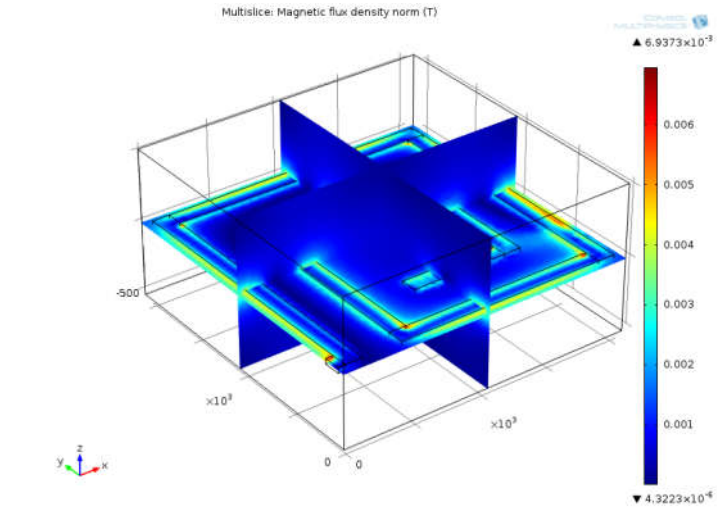
Les conditions aux limites sont présentées sur la figure III-21. Pour la condition sur la figure III-21 a, on applique la tension d'entrée. Pour la condition sur la figure III-21 b, le champ magnétique et le champ électrique sont nuls.



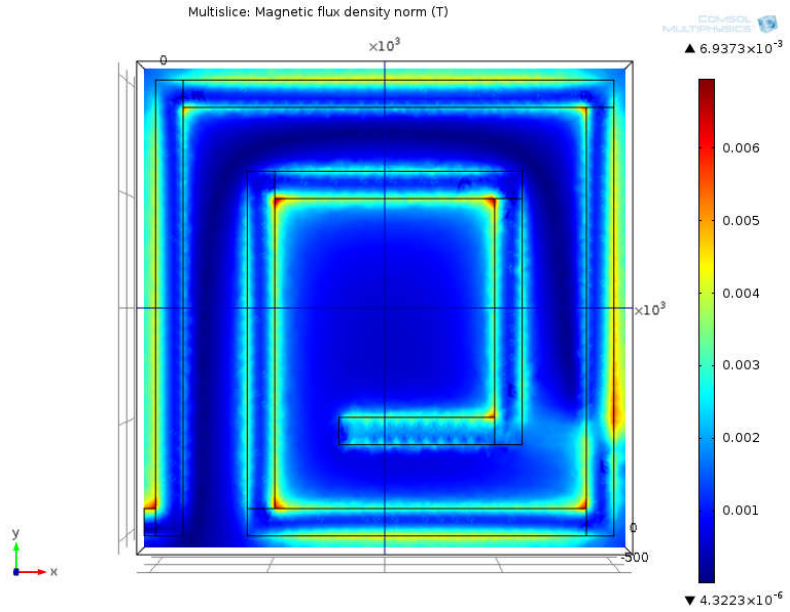
(b) (c)

Figure III-21: (a) et (b) présentation des conditions aux limites

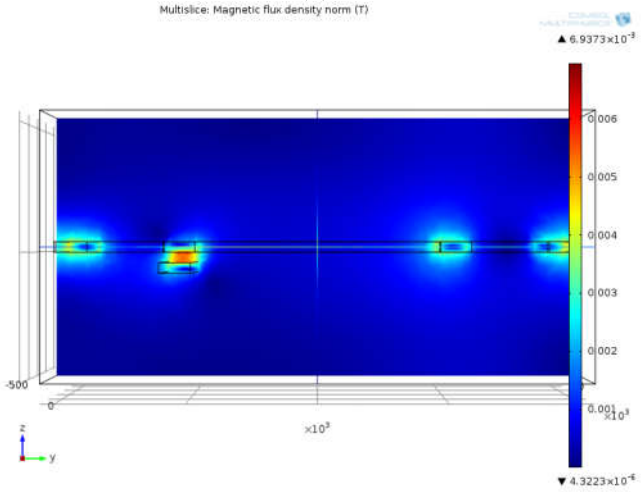
Les figures III-22 a, b et c présentent la répartition de la densité de flux magnétique au niveau de la micro inductance spirale intégrée dans l'air. L'amplitude de cette densité est au maximum à la limite de notre composant.



(a)



(b)



(c)

Figure III-22: Répartition de la densité de flux magnétique au niveau de la micro inductance spirale intégrée dans l'air, (a) vue générale, (b) vue de dessue, et (c) vue de face

Les figures III-23 a, b et c illustrent la répartition du champ électrique et les lignes de la densité de flux magnétique au niveau de la micro inductance dans l'air. Ce champ électrique est important à l'entrée du conducteur de la bobine. Les lignes de la densité de flux magnétique sont concentrées autour de composant et sont limités par les frontières.

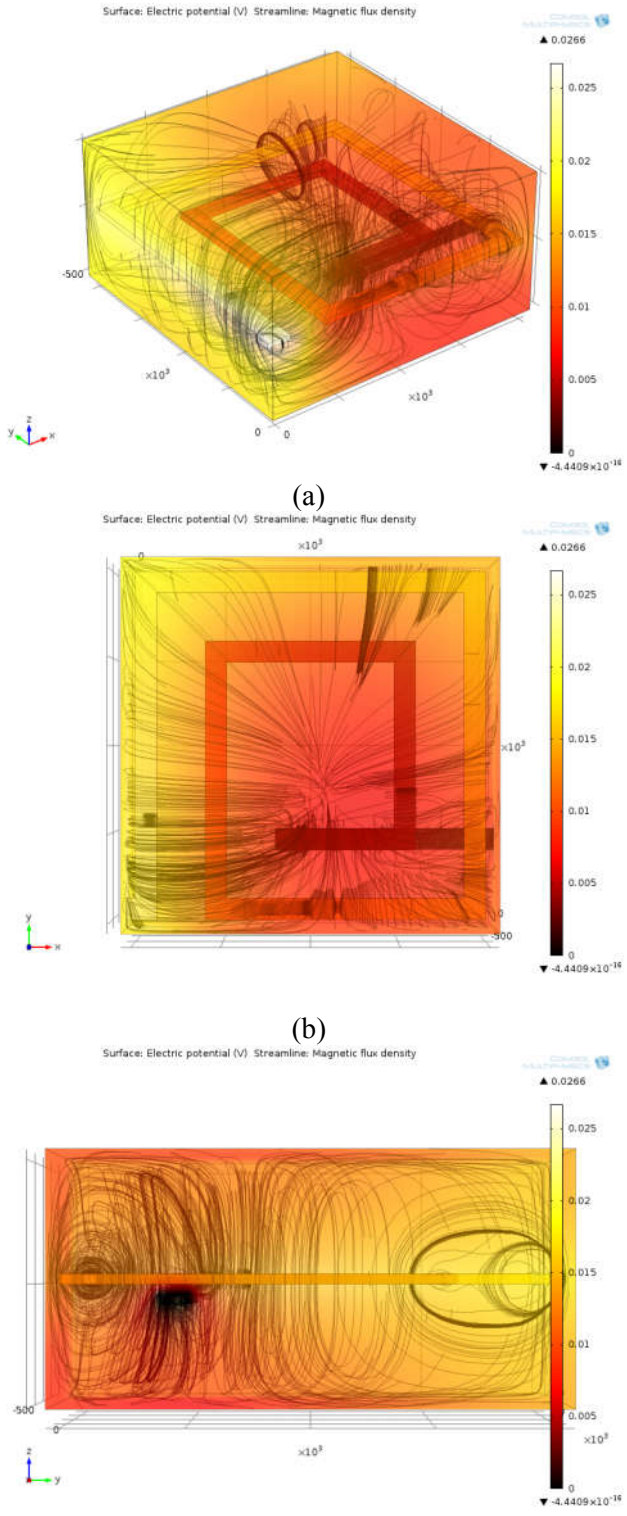
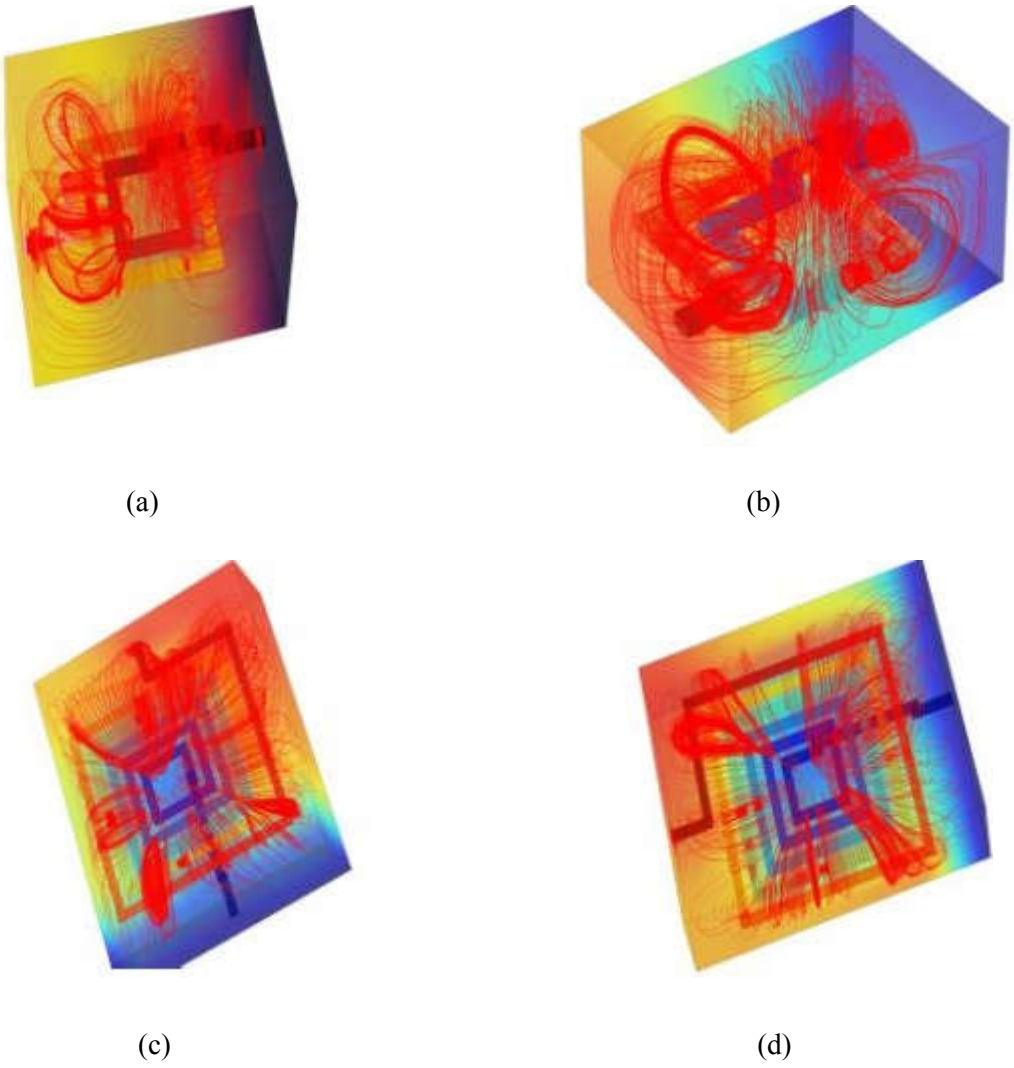


Figure III-23: Répartition de champ électrique et les lignes de la densité de flux magnétique au niveau de la micro inductance dans l'air, (a) vue générale, (b) vue de dessue, et (c) vue de face

Les résultats obtenus (voir figure III-23), ont été comparés à ceux issus de la littérature [Sha]. Nous remarquons que la répartition de champ électrique et les lignes de la densité de flux magnétique au niveau de notre micro inductance spirale intégrée dans l'air sont acceptable (voir figure III-24).

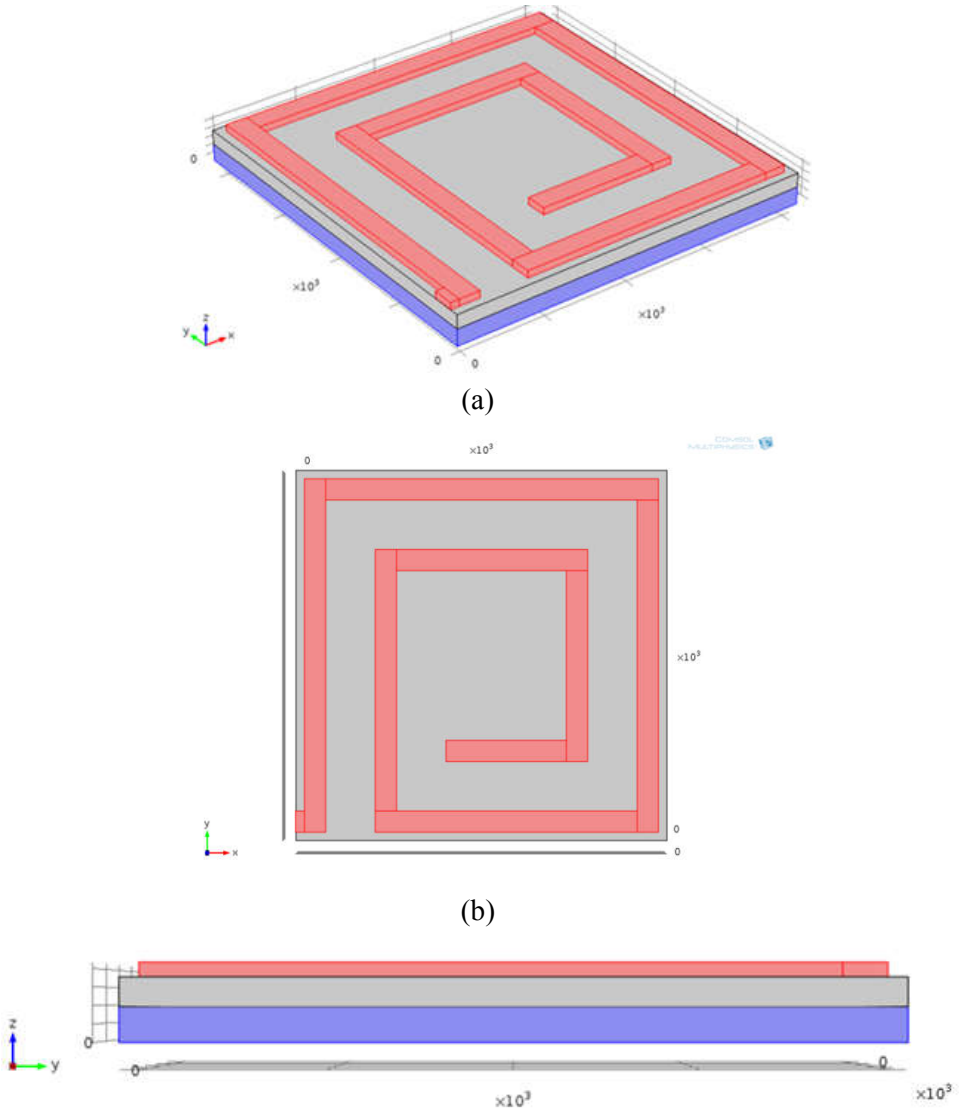


(a) (b)

(c) (d)

Figure III-24: Répartition de champ électrique et les lignes de la densité de flux magnétique au niveau de la micro inductance spirale intégrée dans l'air Avec, (a) 2.5 tours, (b) 1.5 tours, (c) 6.5 tours, (d) 5.5 tours [Sha]

Les figures III-25 a, b et c présentent la géométrie de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique.



(a)

(b)

(c)

Figure III-25: Géométrie de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique, (a) vue générale, (b) vue de dessue, et (c) vue de face

Le maillage de la micro inductance intégrée avec noyau magnétique est présenté comme suit (voir figure III-26):

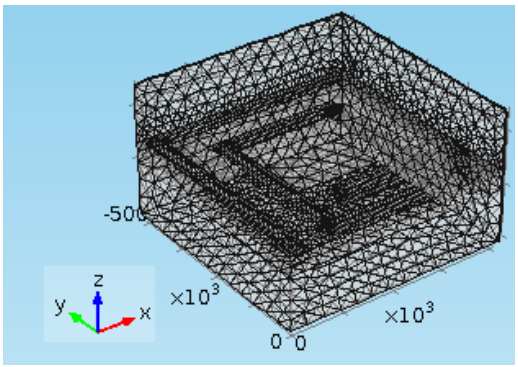
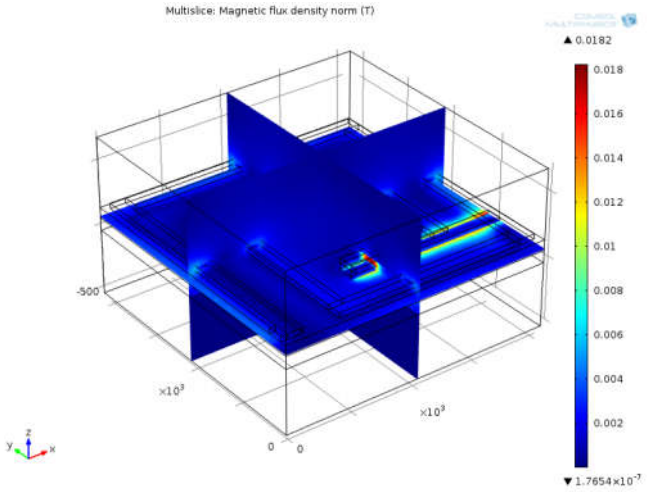
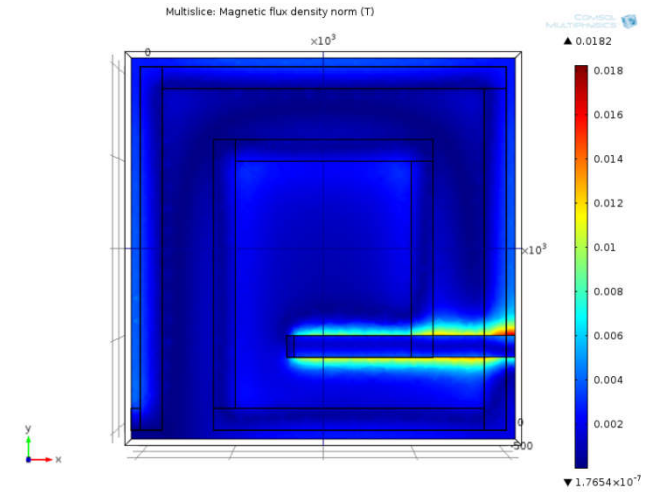


Figure III-26: Maillage de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique

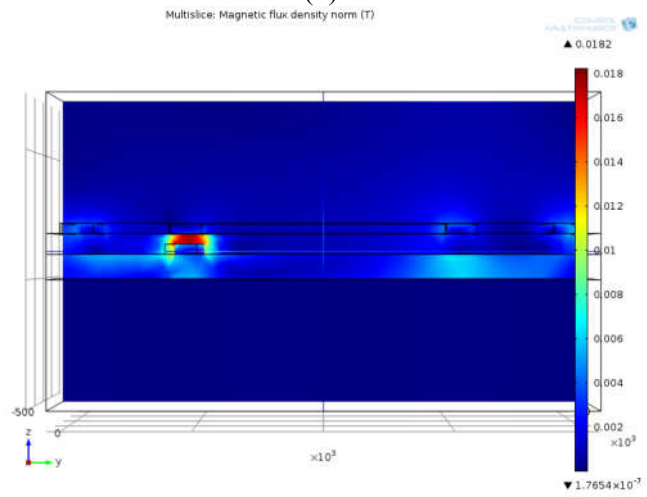
Les figures III-27 a, b et c montrent la répartition de la densité de flux magnétique au niveau de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique. Cette densité est importante au niveau du via (underpass) du composant.



(a)



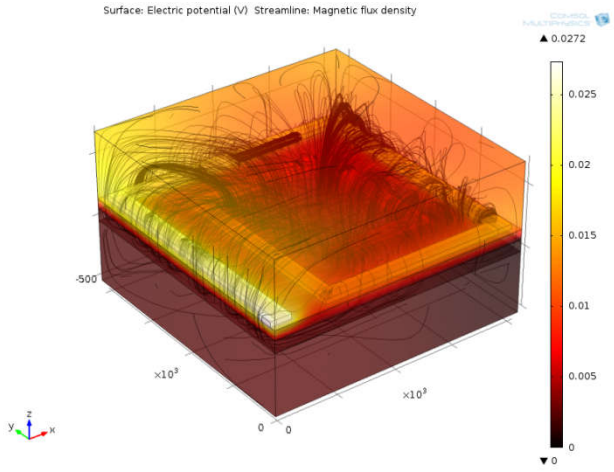
(b)



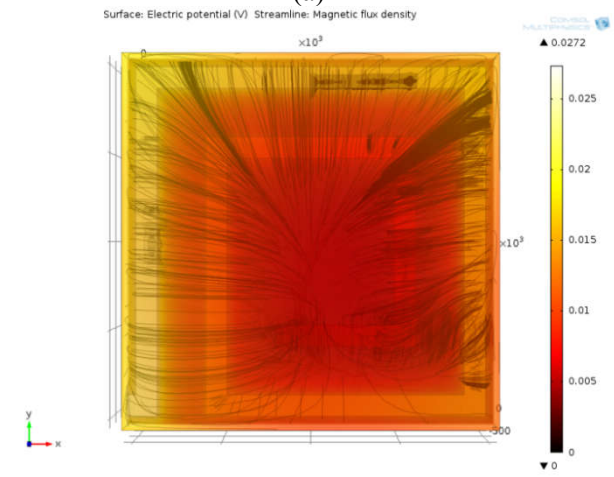
(c)

Figure III-27: Répartition de la densité de flux magnétique au niveau de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique, (a) vue générale, (b) vue de dessue, et (c) vue de face

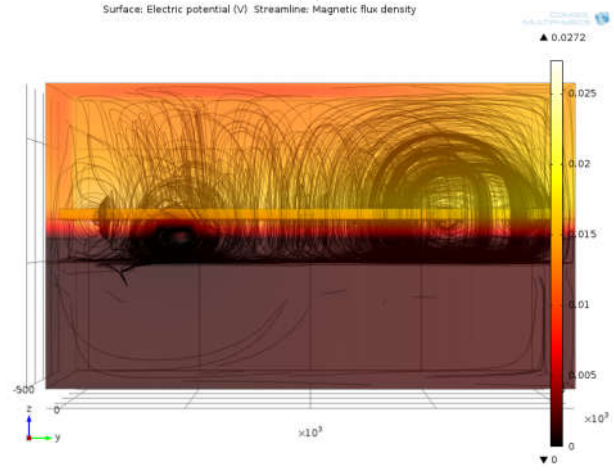
Les figures III-28 a, b et c présentent la répartition de champ électrique et les lignes de la densité magnétique au niveau de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique. Toujours, le champ électrique est au maximum à l'entrée de la micro inductance intégrée. Les lignes sont concentrées au niveau du noyau magnétique, c'est le ferrite (NiFe), qui limite la perturbation de notre composant.



(a)



(b)



(c)

Figure III-28: Répartition de champ électrique et les lignes de la densité de flux magnétique au niveau de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique, (a) vue générale, (b) vue de dessus, et (c) vue de face

III.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté notre micro-convertisseur Buck DC-DC. En premier lieu, nous avons déterminé les paramètres géométriques de la micro inductance. Ensuite, nous avons employé un modèle π qui nous permet, à partir de nos résultats de dimensionnement d'obtenir les valeurs des paramètres électriques (la valeur des résistances et des capacités). Nous avons également calculé le facteur de qualité qui met alors en lumière que pour que la micro inductance soit compatible, l'énergie stockée (proportionnelle à L) doit être très élevée face à des pertes. Enfin, une étude magnétique a été effectuée afin de déterminer la répartition de la densité de flux magnétique et du champ électrique dans la micro inductance spirale carrée intégrée. La présence d'un noyau magnétique dans une micro bobine permet de canaliser la densité de flux magnétique et du champ électrique. Dans le prochain chapitre, nous montrerons les résultats de la modélisation thermique de la micro inductance spirale intégrée.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE III

[Ala] S. Alain, "Conception d'éléments passifs magnétiques pour convertisseurs de faible puissance", thèse de l'Université Paul Sabatier 2008.

[All] Allassem Désiré, "Contribution à la réalisation d'une micro-inductance planaire", thèse de l'Université Jean Monnet de Saint-Etienne, 2010.

[Arb] N. Arbabi, M. Najmabadi, V. Devabhaktuni, M. Yagoub, "A New SQP based space-mapping algorithm for on-chip spiral inductor optimization", 2007 IEEE, p 99-102.

[Art] P. Artillan, "Design, modelization and realization of integrated inductive components for low power supplies and microsystems", thèse de l'Université de Toulouse.

[Asg] S. Asgaran, "New accurate physics-based closed-form expressions for compact modeling and design of on-chip spiral inductors", 2002 IEEE, p 247-250.

[Bah] I. Bahl, "Lumped elements for RF and microwave circuits", For a listing of recent titles in the Artech House Microwave Library, Boston-London.

[Bal] A. Balakrishnan, W. D. Palmer, W. T. Joines, T. G. Wilson, "Inductance of planar rectangular-spiral strip conductors for low-profile inductors", 1992 IEEE, p 1401-1408.

[Bas] P. Basset, "Conception, réalisation et test d'un microsystème de transport alimenté à distance", thèse de l'Université de Lille 1.

[Ben] Y. Benhadda, A. Hamid, T. Lebey, M. Derkaoui, "Design and Modeling of an Integrated Inductor in a Buck Converter DC-DC", Journal of Nano and Electronic Physics 2015, Vol. 7, N° 2, 02006 (6pp).

[Bog-1] J. Boggetto, "Contribution a l'intégration d'une inductance sur silicium et étude de son convertisseur synchrone associe", thèse de l'Université Joseph Fourier, 2003.

[Bog-2] J. M. Boggetto, Y. Lembeye, J. P. Ferrieux, J. P. Keradec, "Copper losses in power integrated inductors on silicon", 2002 IEEE, p 977-983.

[Bun] R. L. Bunch, D. I. Sanderson, S. Raman, "Quality factor and inductance in differential IC implementations", IEEE microwave magazine 2002, p 82-90.

[Bur-1] J. Burghartz, D. Edelstein, M. Soyuer, H. Ainspan, K. Jenkins, "RF Circuit design aspects of spiral inductors on silicon", 1998 IEEE International Solid-State Circuits Conference, p 246-443.

[Bur-2] J. N. Burghartz, D. C. Edelstein, M. Soyuer, H. A. Ainspan, K. A. Jenkins, "RF Circuit design aspects of spiral inductors on silicon", IEEE Journal of Solid-State Circuits 1998, Vol. 33, N° 12, p 2028-2034.

[Bur-3] J. N. Burghartz, B. Rejaei, "On the design of RF spiral inductors on silicon", IEEE 2003, Vol. 50, N° 3, p 718-729.

[Cao-1] Y. Cao, R. A. Groves, X. Huang, N. D. Zamdmer, J. O. Plouchart, R. A. Wachnik, T. J. King, C. Hu, "Frequency-independent equivalent-circuit model for on-chip spiral inductors", IEEE 2003, Vol. 38, N° 3, p 419-426.

[Cao-2] Y. Cao, R. A. Groves, N. D. Zamdmer, J. O. Plouchart, R. A. Wachnik, X. Huang, T.J. King, and C. Hu, "Frequency-independent equivalent circuit model for on-chip spiral inductors", IEEE 2002, Custom integrated circuits conference, p 217-220.

[Cav] R. H. Caverly, T. Walsh, J. Reifsnyder, S. Pearson, "Modeling and characterization of integrated passive elements for applications in silicon high frequency systems", 2004 IEEE, Topical meeting on silicon monolithic integrated circuits in RF systems, p 215-218.

[Che-1] J. Chen, J. J. Liou, "On-chip spiral inductors for RF applications: an overview", Journal of semiconductor technology and science 2004, Vol. 4, N° 3, p 149-167.

[Che-2] C. H. Liu, H. D. Chang, K. H. Li, C. H. Lin, C. J. Hsu, T. Y. Lin, H. H. Chou, H. C. Huang, H.-Y. Liao, "Adaptable and integrated packaging platform for MEMS-based combo sensors utilizing innovative wafer-level packaging technologies", IEEE 2013, p 1675-1681.

[Cho] N. Chomnawang, "Three-dimensional micromachined on-chip inductors for high frequency applications", 2002.

[Com] Comsol Multiphysics, "Introduction to AC/DC module", Model Library, version 4.3a, 2012.

[Cou] S. Couderc, "Etude de matériaux ferromagnétiques doux à forte aimantation et à résistivité élevée pour les radio-fréquences, Applications aux inductances spirales planaires sur silicium pour réduire la surface occupée", thèse de l'Université de Limoges.

[Cra] J. Craninckx, M. S. J. Steyaert, "A 1.8-GHz Low-phase-noise CMOS VCO using optimized hollow spiral inductors", IEEE 1997, Vol. 32, p 736-744.

[Dan] M. Danesh, J. R. Long, R. A. Hadaway, D. L. Harame, "A Q-factor enhancement technique for MMIC inductors", 1998 IEEE, p 183-183.

[Dav] M. F. Davis, A. Sutono, S. W. Yoon, S. Mandal, N. Bushyager, C. H. Lee, K. Lim, S. Pinel, M. Maeng, A. Obatoyinbo, S. Chakraborty, J. Laskar, E. M. Tentzeris, T. Nonaka, R. R. Tummala, "Integrated RF architectures in fully-organic sop technology", IEEE 2002, Vol. 25, N° 1 , p 136-142.

[Del] O. Deleage, "Conception, réalisation et mise en œuvre d'un micro-convertisseur intégré pour la conversion DC/DC", thèse de l'université Joseph Fourier, 2009.

[Der] M. Derkaoui, A. Hamid, T. Lebey, R. Melati, "Design and modeling of an integrated microtransformer in a Flyback converter", Telkomnika, 2013, Vol. 11, N° 4, p 669-682.

[Dur] V. Durev, E. Gadjeva, "Parameter extraction of geometry dependent RF planar inductor model", 17th International Conference mixed design of integrated circuits and systems 2010, p 420-424.

[Ero-1] A. Eroglu, "Planar inductor design for high power applications", Progress in electromagnetics research 2011, Vol. 35, p 53-67.

[Ero-2] A. Eroglu, "Microstrip inductor design and implementation", 26th Annual review of progress in applied computational electromagnetic 2010, p 858-861.

[Est-1] B. Estibals, J. L. Sanchez, C. Alonso, H. Camon et J. P. Laur, "Vers l'intégration de convertisseurs pour l'alimentation des microsystèmes", J3eA, Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes 2003, Vol 2, Hors-Série 2, 5.

[Est-2] B. Estibals, C. Alonso, A. Salles, A. C. Pastor, and L. M. Salamero, "Design and realisation of integrated inductor with low DC-resistance value for integrated power applications", journal of science and engineering, Vol. 2, N° 5-6, p 848-868.

[Eyo] P. H. Eyoum, "Conception d'un amplificateur de faible bruit basé sur l'optimisation et l'intégration d'une micro-inductance", thèse de l'Université du Québec, 2008.

[Fio] R. Fiorelli, "Low power integrated LC voltage controlled oscillator in CMOS technology at 900 MHz", thèse de l'Université de Montevideo, Uruguay, 2005.

[Fuk] H. Fuketa , Shinozuka , K. Ishida, M. Takamiya, T. Sakurai, " On-chip buck converter with spiral ferrite inductor and reducing IR drop in 3D stacked integration", IEEE Power Electronics Conference, 2014, p 2228-2231.

[Gad] E. D. Gadjeva, V. P. Durev, M. H. Hristov, D. I. Pukneva, "Optimization of geometric parameters of spiral inductors using genetic algorithms", International Conference 2006, p 514-517.

[Gom] P. Gomes, "Monolithic power combiners in CMOS technologies for WLAN applications", l'Université de Lisboa, 2011.

[Gon] A. Goñi, J. d. Pino, B. González, A. Hernández, "An analytical model of electric substrate losses for planar spiral inductors on silicon", IEEE Transactions on electron devices 2007, Vol. 54, N° 3, p 546-554.

[Guo-1] J. C. Guo, T. Y. Tan, "A Broadband and scalable model for on-chip inductors incorporating substrate and conductor loss effects", 2005 IEEE, p 593-596.

[Guo-2] J. C. Guo, T. Y. Tan, "A Broadband and scalable model for on-chip inductors incorporating substrate and conductor loss effects", IEEE Transactions on electron devices 2006, Vol. 53, N° 3, p 413-421.

[Hao] G. Haobijam, R. Paily, "Systematic analysis, design and optimization of on-chip spiral inductor for Si based RFIC's", 2006 IEEE.

[Haj-1] C. Haji-Michael, "Calculation for planar square inductors", IEEE 1999.

[Haj-2] C. Haji-Michael, "Capacitance of copper board", IEEE 1999.

[Hir] O. Hiroshi, H. Yamada, M. Yamasaki, O. Kagaya, K. Sekine, K. Yamashita, "Characterization of a planar spiral inductor on a composite-resin low-impedance substrate and its application to microwave circuits", IEEE Transactions on components, packaging, and manufacturing technology-Part B 1998, Vol. 21, N° 3, p 269-273.

[Huo-1] X. Huo, K. J. Chen, H. Luong, P. C. H. Chan, "Accurate modeling of lossy silicon substrate for on-chip inductors and transformers design", 2004 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, p 627-630.

[Huo-2] X. Huo, P. C. H. Chan, K. J. Chen, and H. C. Luong, "A Physical model for on-chip spiral inductors with accurate substrate modeling", IEEE Transactions on electron devices 2006, Vol. 53, N° 1, p 2942-2949.

[Huo-3] X. Huo, G. W. Xiao, P. C. H. Chan, K. J. Chen, "Silicon-on-organic integration of a 2.4–GHz VCO using high-Q copper inductors and solder-bumped flip chip technology", IEEE Transactions on components and packaging technologies 2009, Vol. 32, N° 1, p 191-196.

[Jen] S. Jenei, B. Nauwelaers, S. Decoutere, A. Nacm, "Closed form inductance calculation for integrated spiral inductor compact modeling", 2000 IEEE, p 131-I35.

[Jou] Y. H. Joung, M. G. Allen, "Chip-to-board micromachining for interconnect layer passive components", IEEE Transactions on components and packaging technologies 2007, Vol. 30, N° 1, p 15-23.

[Kal] M. Kaluża, A. Napieralski, "Frequency sampling approach to the problem of silicon integrated spiral inductors modeling", Bulletin of the polish academy of sciences technical sciences 2008, Vol. 56, N° 1, p 21-27.

[Kyl] D. Kelly and F. Wright, "Improvements to performance of spiral inductors on insulators", 2002 IEEE, p 541-543.

[Lih] G. Lihui, Y. Mingbin, C. Zhen, H. Han, Z. Yi, "High Q multilayer spiral inductor on silicon chip for 5~6 GHz", IEEE Electron device letters 2002, Vol. 23, N° 8, p 470-472.

[Liu] X. Liu, S. Y. R. Hui, "Equivalent circuit modeling of a multilayer planar winding array structure for use in a universal contactless battery charging platform", IEEE 2007, Vol. 22, N° 1, p 21-29.

[Lon-1] J. R. Long, M. A. Copeland, "Modeling, characterization and design of monolithic inductors for silicon RFICs", IEEE 1996, p 185-188.

[Lon-2] J. R. Long, M. A. Copeland, "Modeling of monolithic inductors and transformers for silicon RFIC design", 1995 IEEE, p 129-134.

[Luo] T. Luo, Y. Shi, S. Tang, Y. Ding, Y. Liu, Y. Wang, J. Zhu, S. Chen, Y. Zhao, "A New accurate and fast arithmetic for on-chip spiral inductors", IEEE international conference on information acquisition 2006, China, p 545-549.

[Man-1] S. K. Mandal, A. De, A. Patra, S. Sural, T. K. Bhattacharya, "Particle swarm optimization for modeling and parameter extraction of on-chip spiral inductors for RFICs", IEEE 2004, p 17-22.

[Man-2] S. K. Mandal, A. De, A. Patra, S. Sural, "A Wide-band lumped element compact CAD model of Si-Based planar spiral inductor for RFIC design", 2006 IEEE.

[Mel-1] R. Melati, A. Hamid, T. Lebey, "Modeling and dimensioning of a planar inductor for a monolithic integration", IEEE 2011.

[Mel-2] R. Melati, A. Hamid, T. Lebey, M. Derkaoui, "Design of a new electrical model of a ferromagnetic planar inductor for its integration in a micro-converter", Mathematical and Computer Modelling 2013, Vol 57, p 200-227.

[Moh-1] S. S. Mohan, "The design, modeling and optimization of the modeling, design and optimization of on-chip inductors and transformers circuits", thèse 1999.

[Moh-2] S. S. Mohan, M. d. M. Hershenson, S. P. Boyd, T. H. Lee, "Simple accurate expressions for planar spiral inductances", IEEE Journal of solid-state circuits 1999, Vol. 34, N° 10, p 1419-1424.

[Moh-3] S. S. Mohan, M. d. M. Hershenson, S. P. Boyd, T. H. Lee, "Bandwidth extension in CMOS with optimized on-chip inductors", IEEE Journal of solid-state circuits 2000, Vol. 35, N° 3, p 346-355.

[Mus] S. Musunari, P. L. Chapman, J. Zou, C. Liu, "Inductor design for monolithic DC-DC converters", 2003 IEEE, p 227-232.

[Ngu] L. T. Nguyen, "Caractérisation et modélisation d'interconnections et d'inductances et technologies BICMOS. Application à l'amplification faible bruit", thèse de l'Université de Cergy-Pontoise, 2009.

[Nik-1] A. M. Niknejad, R. G. Meyer, "Analysis of eddy-current losses over conductive substrates with applications to monolithic inductors and transformers", IEEE Transactions on microwave theory and techniques 2001, Vol. 49, N° 1, p 166-176

[Nik-2] A. M. Niknejad, R. G. Meyer, "Analysis, design, and optimization of spiral inductors and transformers for Si RFIC's", IEEE Journal of solid-state circuits 1998, Vol. 33, N° 10, p 1470-1481.

[Nik-3] A. M. Niknejad, "Analysis, design, and optimization of spiral inductors and transformers for SI RF ICS", Electronics research laboratory, University of California, Berkeley.

[Nik-4] A. M. Niknejad, " Analysis, simulation, and applications of passive devices on conductive substrates", thèse de l'Université de California.

[Par-1] J. Y. Park, "High Q spiral-type microinductors on silicon substrates", IEEE Transactions on magnetic 1999, Vol. 35. N° 5, p 1544-3546.

[Par-2] M. Park, S. Lee, C. S. Kim, H. K. Yu K. S. Nam, "The detailed analysis of high CMOS-compatible microwave spiral inductors in silicon technology", IEEE 1998, Vol. 45, N° 9, p 1953-1959.

[Pas] C. Pastore, "Evaluation de back end of line optimisés pour les inductances intégrées en technologies CMOS et BiCMOS avancées visant les applications radiofréquences", thèse d'Université Joseph Fourier de Grenoble, 2009.

[Pet] J. Peters, "Design of high quality factor spiral inductors in RF MCM-D", Master of engineering in electrical engineering and computer science, 2004.

[Rui] G. Rui , C. Wang, T. Li, "Optimum design of coupling inductors for magnetic integration in three-phase interleaving Buck DC/DC converter", IEEE 2013, p 1029-1033.

[Puk] D. Pukneva, G. Dodeva, M. Hristov, A. Roussel, "Design, analysis and optimisation of monolithic inductors for RF", IEEE, 2002, p 63-68.

[Rai] M. Rais-Zadeh, J. Laskar, and F. Ayazi, "High performance inductors on CMOS-grade trenched silicon substrate", IEEE 2008, Vol. 31, p 126-134.

[Ron] H. Ronkainen, H. Kattelus, E. Tarvainen, T. Riihisaari, M. Andersson, P. Kuivalainen, "IC compatible planar inductors on silicon", IEE Proc. Circuits devices syst 1997, Vol. 144, N° 1, p 29-35.

[Say] El. Sayed, A. M. Hasaneen, "Compact circuit simulation model for on-chip inductor and transformer for RF integrated circuits", 2007 IEEE, p 265-269.

[Sha] P. Sharma , M. Mehta, " Analysis of RF MEMS square spiral inductor", International Journal of Scientific & Engineering Research 2012, Vol. 3, N° 2, p 1-4.

[Shu] N. Kr. Shukla, S. Birla, R. K. Singh, "New modeling technology for spiral inductors for ultra wideband applications", International Journal of Engineering and Technology 2010, Vol. 2, N°1, p 48-51.

[Sia] C. B. Sia, K. S. Yeo, W. L. Goh, T. N. Swe, C. Y. Ng, E. W. Chew, W. B. Loh, S. Chu, L. Chad, "Effects of polysilicon shield on spiral inductors for silicon-based RFIC's", 2001 IEEE, p 158-161.

[Sto] G. Stojanovic, L. Zivanov, and M. Damnjanovic, "Optimal design of circular inductors", ELEC. ENERG 2005. Vol. 18, N° 1, p 57-70.

[Tal] N. A. Talwalkar, C. P. Yue, and S. S.Wong, "Analysis and synthesis of on-chip spiral inductors", IEEE Transactions on electron devices 2005, Vol. 52, N° 2, p 176-182.

[Tan-1] S. Tang,Y. Shi, T. Luo, "A Novel structure of non-planar RF spiral inductor based on silicon", 2006 IEEE.

[Tan-2] E. L. Tan, W. J. Koh, "Simplified parameter extraction method for modeling on-chip spiral inductors", 2010 IEEE, p 252-255.

[Tas] A. Tasic, W. A. Serdijn, "Effects of substrate on phase-noise of bipolar voltage-controlled oscillators", 2002 IEEE, p 819-822.

[Thü] R. Thüringen, "Characterization of integrated lumped inductors and transformers", thèse, 2002.

[Tou] F. Tounsi, "Microphone électrodynamique MEMS en technologie CMOS: étude, modélisation et réalisation", Institut polytechnique de Grenoble, 2010.

[Tro] G. Troussier, "Intégration de bobines sur silicium pour la conversion d'énergie", thèse CNRS, 2004.

[Tik] Y. Tikhov, D. Shim, K. W. Nani, I. Song, "Refined wide band modeling and design of CMOS-compatible spiral inductors with BCB dielectric layer", 33rd European microwave conference-Munich 2003, p 57-60.

[Vas] N. Vashisht, "RF Modeling of passive components of an advanced submicron CMOS technology", thèse de l'Université San Jose State.

[Wan-1] M. Wanga, I. Batarsehb, K. D. T. Ngoc, and H. Xie, "Design and fabrication of integrated power inductor based on silicon molding technology", 2007 IEEE, p 1612-1618.

[Wan-2] C. Wang, H. Liao, C. Li, R. Huang, W. Wong, X. Zhang, Y. Wang, "A wideband predictive "Double-π" equivalent-circuit model for on-chip spiral inductors", IEEE Transactions on electron devices 2009, Vol. 56, N° 4, p 609-619.

[Wat] A. C. Watson, D. Melendy, P. Francis, K. Hwang, A. Weisshaar, "A Comprehensive compact-modeling methodology for spiral inductors in silicon-based RFICs", IEEE Transactions on microwave theory and techniques 2004, Vol. 52, N° 3, p 849-857.

[Wei] J. Wei, Z. Wang, "Frequency-independent T equivalent circuit for on-chip spiral inductors", IEEE Electron device letters 2010, Vol. 31, N° 9, p 933-935.

[Xia] L. Xian, Y. Wang An, "Advanced-time-sharing switching strategy for multiple-input buck converters", Control & Automation (ICCA), 11th IEEE International Conference 2014, p 1067-1071.

[Xu] H. Xu, "MMICs using GaN HEMTs and thin-film BST capacitors", thèse de l'Université de California.

[Yap] M. K Yapici, J. M. Hong, J. Zou, K. Balareddy, "Post-CMOS on-chip integration of 3D MEMS inductors using a novel chip embedding technique", The 17th IEEE International Conference 2013, p 128-131.

[Yoo-1] S. Yoon, "LC-tank CMOS voltage-controlled oscillators using high quality inductors embedded in advanced packaging technologies", thèse d'Institut de Georgia, 2004.

[Yoo-2] J. Yoon, Y. S. Choi, B. Kim, Y. Eo, E. Yoon, "CMOS-Compatible surface-micromachined suspended-spiral inductors for multi-GHz silicon RFICs", IEEE 2002, Vol. 23, N° 10, p 591-593.

[Yu-1] W. Yu, "Optimization of spiral inductors and LC resonators exploiting space mapping technology", Master of applied science, l'Université de Hamilton, Ontario, 2006.

[Yu-2] X. Yu, "Modeling and analysis of thick suspended deep X-Ray liga inductors on CMOS/BICMOS substrate", thèse de l'Université de Saskatchewan, Saskatoon, 2006.

[Yue-1] C. P. Yue, C. Ryu, J. Lau, T. H. Lee, S. S. Wong, "A Physical model for planar spiral inductors on silicon", 1996 IEEE, p 154-158.

[Yue-2] C. P. Yue, S. S. Wong, "On-chip spiral inductors with patterned ground shields for Si-based RFIC's", IEEE 1998, Vol. 33, N° 5, p 743-752.

[Yue-3] C. P. Yue, S. S. Wong, "Physical modeling of spiral inductors on silicon", IEEE 2000, Vol. 47, N° 3, p 560-568.

[Zhu] Z. Zhu, X. Xia, R. Streiter, G. Ruan, T. Otto, H. Wolf, T. Gessner, "Closed-form formulae for frequency-dependent 3-D interconnect inductance", Microelectronic engineering 56, 2001, p 359–370.

[Zit] D. Zito, D. Pepe, B. Neri, "Wide-band frequency-independent equivalent circuit model for integrated spiral inductors in (Bi) CMOS technology", 2006 IEEE, p 478-481.

CHAPITRE IV

MODELISATION THERMIQUE DE LA MICRO INDUCTANCE SPIRALE INTÉGRÉE

CHAPITRE IV

MODELISATION THERMIQUE DE LA MICRO INDUCTANCE SPIRALE INTÉGRÉE

IV.1 INTRODUCTION……..…... 107
IV.2 OBJECTIFS ET CHOIX DU MODELE…….…. 107
IV.3 DETERMINATION DE LA SOURCE DE CHALEUR…….. 108
IV.4 MODELISATION THERMIQUE EN 1D DE LA MICRO INDUCTANCE INTÉGRÉE …….. 109
IV.4.1 Solution analytique en 1D de la micro inductance intégrée……..... 109
a) Cas de la micro inductance intégrée dans l'air…… 109
b) Cas de la micro inductance intégrée avec noyau magnétique……. 111
IV.4.2 Résultat de la modélisation thermique…….…….. 117
a) Cas de la micro inductance intégrée dans l'air…… 117
b) Cas de la micro inductance intégrée avec noyau magnétique……. 117
IV.5 SIMULATION THERMIQUE EN 2D ET 3D DE LA MICRO INDUCTANCE INTEGREE…… 118
IV.6 CONCLUSION……..… 126
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE IV……. 127

IV.1 INTRODUCTION

Depuis de nombreuses années, les techniques de simulation connaissent un développement considérable. Les mises au point expérimentales, longues et coûteuses sont progressivement remplacées par des études dans lesquelles les outils de simulation prennent une place de plus en plus importantes. Les impératifs industriels de rapidité et de limitation des coûts sont pour l'essentiel responsables de cette évolution.

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté le dimensionnement et la modélisation électrique et magnétique de la micro inductance intégrée. Nous allons, dans ce chapitre, recentrer notre étude sur la modélisation thermique de la micro inductance intégrée dans l'air et avec noyau magnétique. Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons une la solution analytique de l'équation de la chaleur en 1D qui repose sur l'utilisation de la méthode de séparation des variables avec un développement en série de Fourier, afin de déterminer la température au niveau de différentes couches de notre composant magnétique intégré. Pour valider nos résultats, la deuxième partie développera une simulation thermique en 2D et 3D à l'aide de la méthode des éléments finis.

IV.2 OBJECTIFS ET CHOIX DU MODELE

Dans les composants magnétiques, l'augmentation de la température de travail diminue les performances des matériaux les constituants, sur plusieurs aspects. Tout d'abord la résistivité du cuivre dans la micro bobine augmente en fonction de la température, les pertes dans la bobine augmentent donc en conséquence.

Pour garantir le bon fonctionnement d'un composant, la température de travail doit donc être maintenue inférieure à une limite maximale impliquant que les pertes doivent être contenues en deçà d'une limite liée à cette contrainte en température mais aussi aux contraintes liées à l'environnement de fonctionnement du composant (température ambiante, moyen de refroidissement …).

La figure ci-dessous présente la micro inductance intégrée dans l'air, avec une épaisseur du conducteur t et soumis à une source de chaleur q (voir figure IV-1). Nous considérons l'épaisseur du conducteur comme une couche que nous appellerons L.

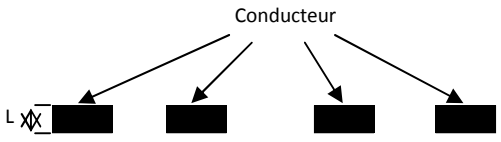


Figure IV-1: Vue en coupe de la micro inductance intégrée dans l'air

La figure ci-dessous présente une inductance intégrée avec noyau magnétique et une couche isolante (voir figure IV-2). De ce fait, notre micro bobine est constituée de trois couches. k_1 , k_2 et k_3 sont les conductivités thermiques de chaque couche (Tableau IV-1). Première couche ($0 \le y \le L_1$), deuxième ($L_1 \le y \le L_2$), troisième à ($L_2 \le y \le L_3$). q représente la source de chaleur. Initialement, les trois couches sont à une température T_0.

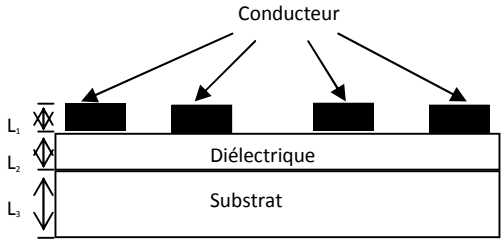


Figure IV-2: Vue en coupe de la micro inductance intégrée avec noyau magnétique

Afin de déterminer la distribution de la température au niveau de la micro inductance intégrée, nous avons besoin des différents paramètres tels que: la conductivité thermique k, la masse volumique ρ ainsi que la chaleur massique C.

Le tableau IV-1 illustre les caractéristiques thermiques des matériaux utilisées [Fag][Lee][Lew][Mul].

Matériaux	Cuivre (Cu) (conducteur)	Ferrite (NiFe) (noyau magnétique)	Oxyde silicium (SiO_2) (diélectrique)	Air (isolant)
Conductivité thermique k (W/m.K)	400	30	0.16/0.25	0.03
Masse volumique ρ ($kg/m^{3)}$	8700	4000	2200	1.2
Chaleur massique C (J/K.kg)	385	700	730	1000

Tableau IV-1: Caractéristiques thermiques des matériaux utilisés

IV.3 DETERMINATION DE LA SOURCE DE CHALEUR

La source de chaleur $q\left(Wm^{-3}\right)$ est une grandeur volumique s'exprime à partir des pertes Joules P_J et le volume de la micro inductance intégrée V par l'équation suivante:

$$q = \frac{P_J}{V} \qquad \text{(Eq. IV-1)}$$

Les pertes Joules se produisent au passage du courant dans la micro inductance intégrée. Ces pertes peuvent être décomposées en deux parties [Ala][Imr-1][Imr-2][Pet][Via] [Wan-1][Zha-1]:

- les pertes produites par le passage du courant moyen I_{DC} dans le conducteur symbolisées par une résistance notée R_s.
- les pertes produites par le passage d'un courant alternatif ΔI_{AC}, symbolisé par une résistance notée R_{AC}.

Les pertes Joules totales P_J sont la somme des deux pertes, déterminées par la formule suivante:

$$P_J = R_s.I_{DC}^2 + R_{AC}.\Delta I_{AC}^2 \qquad \text{(Eq. IV-2)}$$

Nous avons déterminée les résistances R_s et R_{AC} au niveau de chapitre III.

IV.4 MODELISATION THERMIQUE EN 1D DE LA MICRO INDUCTANCE INTÉGRÉE

Nous avons présenté la solution analytique en 1D de l'équation de la chaleur, appliquée à une inductance spirale intégrée dans l'air et avec noyau magnétique, en utilisant la méthode de séparation des variables.

IV.4.1 Solution analytique monodimensionnelle en 1D de la micro inductance intégrée

Le modèle thermique analytique est une représentation du comportement thermique de notre composant intégré, cette représentation utilise des fonctions mathématiques (Fourier, Green).

Nous avons élaboré une solution analytique en utilisant le développement en série de Fourier [Bel][Ben][Hic][Hu][Sul][Tam][Yi], en contact parfait afin de déterminer la température au niveau de la micro inductance intégrée dans l'air et avec noyau magnétique.

a) Cas de la micro inductance intégrée dans l'air

L'équation de chaleur est donnée par la formule suivante:

$$\frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{1}{k} q = \frac{1}{\alpha} \frac{\partial T}{\partial t} \qquad \text{(Eq. IV-3)}$$

Avec

$\alpha = k/\rho c$: diffusivité thermique.

Pour résoudre cette équation, nous nous basons sur la solution analytique homogène $T_h(y,t)$, ensuite nous déterminons la solution stationnaire $T_s(y)$. La solution de l'équation de chaleur (Eq. IV-3) est donnée par:

$$T(y,t) = T_h(y,t) + T_s(y) \qquad \text{(Eq. IV-4)}$$

Pour résoudre le problème homogène, nous utilisons la méthode de séparation des variables pour cette équation $T_h(y,t)$ dans l'espace et dans le temps:

$$T_h(y,t) = \Gamma(t).Y(y)) \qquad \text{(Eq. IV-5)}$$

La fonction $Y(y)$ devient:

$$\frac{d^2Y(x)}{dy^2} + \beta^2 Y(y) = 0 \qquad \text{(Eq. IV-6)}$$

La solution $\Gamma(t)$ est donnée par:

$$\Gamma(t) = e^{-\alpha\beta^2 t} \qquad \text{(Eq. IV-7)}$$

La solution $T_h(y,t)$ est donnée par:

$$T_h(y,t) = \sum_{n=1}^{\infty} c_m e^{-\alpha\beta^2 t}.Y(\beta_m, y) \qquad \text{(Eq. IV-8)}$$

A t=0, l'équation (Eq. IV-7) devient:

$$T_0 = \sum_{m=1}^{t} c_m.Y(\beta_m, y)^2 \qquad \text{(Eq. IV-9)}$$

Avec

$$c_m = \frac{1}{N(\beta_m)} \int_{y'=0}^{L} Y(\beta_m, y') T_0 dy' \qquad \text{(Eq. IV-10)}$$

$$N(\beta_m) = \int_0^L Y^2(\beta_m, y) dy \qquad \text{(Eq. IV-11)}$$

La solution analytique 1D de l'équation de la chaleur basée sur la méthode de séparation des variables est définie par:

$$T_h(y,t) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{e^{-\beta_n{}^2 t}}{N(\beta_m)} Y(\beta_m, y) \int_{y'=0}^{L} Y(\beta_m, y') T_0 dy' \qquad \text{(Eq. IV-12)}$$

Avec

$Y(\beta_m, y) = \sin \beta_m y$, $\frac{1}{N(\beta_m)} = \frac{2}{L}$ où $\sin \beta_m y = 0$, et $\beta_m = m\pi / L$, $m = 1,2,3,\ldots$

La solution d'équation thermique (Eq. IV-3) en régime stationnaire est donnée par $T_s(y)$:

$$T_s(y) = T_0 - \frac{q}{2k} y^2 + \frac{qL}{2k} y \qquad \text{(Eq. IV-13)}$$

b) Cas de l''inductance intégrée avec noyau magnétique

Pour déterminer la distribution de la température au niveau de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique, il faut résoudre l'équation thermique suivante pour i=1,2,3.

$$\frac{\partial^2 T_i}{\partial y^2} + \frac{q}{k_i} = \frac{1}{\alpha_i} \frac{\partial T_i}{\partial t} \qquad \text{(Eq. IV-14)}$$

$\alpha_i = k_i / \rho_i c_i$: diffusivité thermique de la couche i de la micro inductance.

Pour résoudre cette équation, nous pouvons déterminer la solution analytique homogène $\theta_i(y,t)$, et la solution stationnaire $T_i(y)$. Nous utilisons la fonction de Green pour les problèmes de conduction avec la source de chaleur q. La solution non homogène est déterminée à partir de:

$$T_i(y,t) = \theta_i(y,t) + T_i(y) \qquad \text{(Eq. IV-15)}$$

Les conditions aux limites de la température sont données par [Yan]:

$$\left.\begin{aligned} &\theta_1 = 0, pour: y = 0 \\ &\lambda_i \frac{\partial \theta_i}{\partial y} = \lambda_{i+1} \frac{\partial \theta_{i+1}}{\partial y} \\ &\theta_i = \theta_{i+1} \end{aligned}\right\}, à \text{ l'interface}, i = 1,2 \qquad \text{(Eq. IV-16)}$$
$$\lambda_3 \frac{\partial \theta_3}{\partial y} + h\theta_3 = 0, pour: y = L_1 + L_2 + L_3$$

h représente le coefficient de transfert de chaleur de convection.

La condition initiale est:

$$\theta_i(y,t) = T_0 \qquad \text{(Eq. IV-17)}$$

Où $\theta_i(y,t)$, est la température de la couche i.

Pour résoudre ce système, on applique la méthode de séparation de variables. Pour cela on pose:

$$\theta_i(y,t) = \Gamma_i(t).\Psi_i(y) \qquad \text{(Eq. IV-18)}$$

On aura:

$$\alpha_i \Gamma_i(t) \frac{d^2\Psi_i(y)}{dx^2} = \Psi_i \frac{d\Gamma_i(t)}{dt} \Leftrightarrow \frac{1}{\Psi_i}\alpha_i \frac{d^2\Psi_i}{dx^2} = \frac{1}{\Gamma_i}\frac{d\Gamma_i}{dt} = -\beta_n{}^2 \qquad \text{(Eq. IV-19)}$$

Où β_n est la constante de séparation et y représente l'abscisse de paroi dans le repère choisi.

Le système d'équation (Eq. IV-19) s'écrira aussi:

$$\frac{d\Gamma_i}{dt} + \beta_n^2 \Gamma_i = 0 \quad \text{et} \quad \frac{\mathrm{d}^2\Psi_i}{dx^2} + \frac{\beta_n^2}{\alpha_i}\Psi_i = 0 \qquad \text{(Eq. IV-20)}$$

Le système (Eq. IV-20), aura pour solution:

$$\Gamma_i = e^{-\beta_n{}^2 t} \qquad \text{(Eq. IV-21)}$$

$$\Psi_i = A_{in} \sin\frac{\beta_n y}{\sqrt{\alpha_i}} + B_{in} \cos\frac{\beta_n y}{\sqrt{\alpha_i}} \qquad \text{(Eq. IV-22)}$$

Alors la température dans chaque couche s'écrira avec i=1,2 et 3.

$$T_i = e^{-\beta_n^2 t}\ (A_{in}\sin\frac{\beta_n y}{\sqrt{\alpha_i}} + B_{in}\cos\frac{\beta_n y}{\sqrt{\alpha_i}}) \qquad \text{(Eq. IV-23)}$$

Les constantes d'intégration seront déterminées à partir des conditions aux limites, on aura le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} \mathrm{B_{1n}} = 0 \\ \mathrm{A_{1n}}(\frac{\lambda_1}{\lambda_2}\frac{\sqrt{\alpha_2}}{\sqrt{\alpha_1}})\cos\frac{\beta_n \mathrm{L_1}}{\sqrt{\alpha_1}} - \mathrm{A_{2n}}\cos\frac{\beta_n \mathrm{L_1}}{\sqrt{\alpha_2}} + \mathrm{B_{2n}}\sin\frac{\beta_n \mathrm{L_1}}{\sqrt{\alpha_2}} = 0 \\ A_{1n}\sin\frac{\beta_n L_1}{\sqrt{\alpha_1}} - A_{2n}\sin\frac{\beta_n L_1}{\sqrt{\alpha_2}} - B_{2n}\cos\frac{\beta_n L_1}{\sqrt{\alpha_2}} = 0 \\ A_{2n}\frac{\lambda_2}{\lambda_3}\frac{\sqrt{\alpha_3}}{\sqrt{\alpha_2}}\cos\frac{\beta_n(L_1+L_2)}{\sqrt{\alpha_2}} - B_{2n}\frac{\lambda_2}{\lambda_3}\frac{\sqrt{\alpha_3}}{\sqrt{\alpha_2}}\sin\frac{\beta_n(L_1+L_2)}{\sqrt{\alpha_2}} \\ - A_{3n}\cos\frac{\beta_n(L_1+L_2)}{\sqrt{\alpha_3}} + B_{3n}\sin\frac{\beta_n(L_1+L_2)}{\sqrt{\alpha_3}} = 0 \\ A_{2n}\sin\frac{\beta_n(L_1+L_2)}{\sqrt{\alpha_2}} + B_{2n}\cos\frac{\beta_n(L_1+L_2)}{\sqrt{\alpha_2}} - A_{3n}\sin\frac{\beta_n(L_1+L_2)}{\sqrt{\alpha_3}} \\ - B_{3n}\cos\frac{\beta_n(L_1+L_2)}{\sqrt{\alpha_3}} = 0 \\ A_{3n}\left[\frac{h}{\lambda_3}\frac{\sqrt{\alpha_3}}{\beta_n}\sin\frac{\beta_n(L_1+L_2+L_3)}{\sqrt{\alpha_3}} + \cos\frac{\beta_n(L_1+L_2+L_3)}{\sqrt{\alpha_3}}\right] \\ + B_{3n}\left[\frac{h}{\lambda_3}\frac{\sqrt{\alpha_3}}{\beta_n}\cos\frac{\beta_n(L_1+L_2+L_3)}{\sqrt{\alpha_3}} - \sin\frac{\beta_n(L_1+L_2+L_3)}{\sqrt{\alpha_3}}\right] = 0 \end{cases} \qquad \text{(Eq. IV-24)}$$

Pour avoir les constantes A_{in} *et* $\mathrm{B_{in}}$ ainsi que β_n [Mon] on aura à résoudre le système (Eq. IV-24).

On calcule la température par l'expression suivante:

$$T_i(y,t) = \sum e^{-\beta_n^2 t}\left(A_{in}\sin\frac{\beta_n y}{\sqrt{\alpha_i}} + B_{in}\cos\frac{\beta_n y}{\sqrt{\alpha_i}}\right)\mathrm{C_n} \qquad \text{(Eq. IV-25)}$$

Cette expression doit satisfaire aux conditions initiales.

$$\mathrm{T_0} = \sum_i \mathrm{C_n}\,\Psi_{in}(y) \qquad \text{(Eq. IV-26)}$$

Soit l'opérateur : $\frac{\lambda_i}{\alpha_i}\int_{y_i}^{y_{i+1}} \Psi_{ir}\, dy$. On va l'appliquer sur les deux membres de l'égalité (Eq. IV-26) on trouve:

$$\sum_{i=1}^{M} \frac{\lambda_i}{\alpha_i}\int_{y_i}^{y_{i+1}} \Psi_{ir}(y) T_0 \, dy = \sum_n C_n \left[\sum_{i=1}^{M} \frac{\lambda_i}{\alpha_i}\int_{y_i}^{y_{i+1}} \Psi_{ir}\Psi_{in}\, dy \right] \quad \text{(Eq. IV-27)}$$

M est le nombre de parois dans notre cas il est égal à 3.

La relation d'orthogonalités est définie comme suit:

$$\sum_{i=1}^{M} \frac{\lambda_i}{\alpha_i}\int_{y_i}^{y_{i+1}} \Psi_{in}\Psi_{ir}\, dy = \begin{cases} 0 & n \neq r \\ N_n & n = r \end{cases} \quad \text{(Eq. IV-28)}$$

La norme N_n est définie comme suit:

$$N_n = \sum_{j=1}^{M} \frac{\lambda_i}{\alpha_j}\int_{y_i}^{y_{i+1}} \Psi_{jn}^2\, dy \quad \text{(Eq. IV-29)}$$

En remplaçant (Eq. IV-28) dans l'équation (Eq. IV-27) on aura:

$$c_n = \frac{1}{N_n}\sum_{i=1}^{M} \frac{\lambda_i}{\alpha_i}\int_{y_i}^{y_{i+1}} \Psi_{in} T_0 dy \quad \text{(Eq. IV-30)}$$

Enfin on aura les expressions des températures comme suit:

$$T_i(y,t) = \sum_{i=1}^{n} \frac{e^{-\beta_n^2 t}}{N_n} \Psi_{in} \sum_{i=1}^{M} \frac{\lambda_i}{\alpha_i}\int_{y_i}^{y_{i+1}} \Psi_{in} T_0 dy \quad \text{(Eq. IV-31)}$$

En remplaçant Ψ_{in} par son expression (Eq. IV-22) avec $A_{1n} = 1 \; et \; B_{1n} = 0$ on trouve les solutions analytiques en 1D d'équation de la chaleur dans une inductance spirale intégrée avec noyau magnétique, avec des conditions aux limites homogènes et un contact thermique parfait:

$$\begin{cases} T_1(y,t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{N_n} e^{-\beta_n^2 t} \cos\frac{\beta_n y}{\sqrt{\alpha_1}} G; 0 \le y \le L_1 \\ T_2(y,t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{N_n} e^{-\beta_n^2 t} (A_{2n} \sin\frac{\beta_n y}{\sqrt{\alpha_2}} + B_{2n} \cos\frac{\beta_n y}{\sqrt{\alpha_2}}) G; L_1 \le y \le L_1 + L_2 \\ T_3(y,t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{N_n} e^{-\beta_n^2 t} (A_{3n} \sin\frac{\beta_n y}{\sqrt{\alpha_3}} + B_{3n} \cos\frac{\beta_n y}{\sqrt{\alpha_3}}) G; L_1 + L_2 \le y \le L_1 + L_2 + L_3 \end{cases} \quad \text{(Eq. IV-32)}$$

Avec:

$$G = \frac{\lambda_1}{\alpha_1}\int_0^{L_1} \Psi_{1n} T_0 dy + \frac{\lambda_2}{\alpha_2}\int_{L_1}^{L_1+L_2} \Psi_{2n} T_0 dy + \frac{\lambda_3}{\alpha_3}\int_{L_1+L_2}^{L_1+L_2+L_3} \Psi_{3n} T_0 dy \quad \text{(Eq. IV-33)}$$

$$N_n = \frac{\lambda_1}{\alpha_1}\int_0^{L_1} \Psi_{1n}^2 dy + \frac{\lambda_2}{\alpha_2}\int_{L_1}^{L_1+L_2} \Psi_{2n}^2 dy + \frac{\lambda_3}{\alpha_3}\int_{L_1+L_2}^{L_1+L_2+L_3} \Psi_{3n}^2 dy \quad \text{(Eq. IV-34)}$$

La solution stationnaire $T_i(y)$ est donnée par la résolution du système d'équations suivant:

$$T_i(y) = \phi_i T_0 + \psi_i T_0 \quad \text{(Eq. IV-35)}$$

ϕ_i et ψ_i sont les solutions stationnaires de l'équation de la chaleur (Eq. IV-14) sans terme source avec une condition aux limites non homogène respectivement à y=0 et $y=L_1+L_2+L_3$ [Bej].

$$\phi_i = A_i + B_i y \quad \text{(Eq. IV-36)}$$

$$\psi_i = C_i + D_i y \quad \text{(Eq. IV-37)}$$

En appliquant les conditions initiales suivantes (Eq. IV-38), on obtient le système suivant afin de déterminer les constantes A_i et B_i:

$$\begin{aligned} &T_1 = 1, pour: y = 0 \\ &\left.\begin{aligned} &\lambda_i \frac{\partial T_i}{\partial y} = \lambda_{i+1} \frac{\partial T_{i+1}}{\partial y} \\ &T_i = T_{i+1} \end{aligned}\right\}, à \text{ l'interface}, i = 1,2 \\ &\lambda_3 \frac{\partial T_3}{\partial y} + hT_3 = 0, pour: y = L_1 + L_2 + L_3 \end{aligned} \quad \text{(Eq. IV-38)}$$

$$\begin{cases} A_1 = 1 \\ B_1\lambda_1 - B_2\lambda_2 = 0 \\ A_1 + B_1 L_1 - A_2 - B_2 L_1 = 0 \\ B_2\lambda_2 - B_3\lambda_3 = 0 \\ A_2 + B_2(L_1 + L_2) - A_3 - B_3(L_1 + L_2) = 0 \\ B_3 h + B_3(\lambda_3 + h(L_1 + L_2 + L_3)) = 0 \end{cases} \quad \text{(Eq. IV-39)}$$

En appliquant les conditions initiales (Eq. IV-40), on obtient le système (Eq. IV-41) afin de déterminer les constantes C_i et D_i.

$$\left.\begin{aligned} &T_1 = 0, pour: y = 0 \\ &\lambda_i \frac{\partial T_i}{\partial y} = \lambda_{i+1} \frac{\partial T_{i+1}}{\partial y} \\ &T_i = T_{i+1} \end{aligned}\right\}, à \text{ l'interface}, i = 1,2 \qquad \text{(Eq. IV-40)}$$

$$\lambda_3 \frac{\partial T_3}{\partial y} + hT_3 = hT_0, pour: y = L_1 + L_2 + L_3$$

$$\begin{cases} C_1 = 0 \\ D_1\lambda_1 - D_2\lambda_2 = 0 \\ C_1 + D_1L_1 - C_2 - D_2L_1 = 0 \\ D_2\lambda_2 - D_3\lambda_3 = 0 \\ C_2 + D_2(L_1 + L_2) - A_3 - D_3(L_1 + L_2) = 0 \\ C_3h + D_3(\lambda_3 + h(L_1 + L_2 + L_3)) = h \end{cases} \qquad \text{(Eq. IV-41)}$$

La solution d'équation (Eq. IV-38) de chaleur avec la source de chaleur en utilisant la fonction de Green [Guv-1][Guv-2][Isl][Jan][Mra][Nik][Ste][Wan-2][Xu][Zha-2] $G_{ij}(y,t|y',\tau)$ est obtenue sous la forme suivante:

$$T_i(y,t) = \sum_{j=1}^{M} \left\{ \int_{y_j}^{y_{j+1}} y' \left| G_{ij} y,t|y',\tau) \right|_{\tau=0} T_0 dy' + \int_{\tau=0}^{t} d\tau \int_{y_j}^{y_{i+1}} G_{ij}(y,t|y',\tau) \left[\frac{\alpha_j}{k_j} q \right] dy' \right\} \qquad \text{(Eq. IV-42)}$$

La fonction de Green $G_{ij}(y,t|y',\tau)$ est donnée par:

$$G_{ij}(y,t|y',\tau) = \sum_{n=1}^{\infty} e^{-\beta_m^{2(t-\tau)}} \frac{1}{N_n} \frac{k_j}{\alpha_j} \psi_{in}(y) \psi_{jn}(y') \qquad \text{(Eq. IV-43)}$$

$G_{ij}(y,t|y',\tau)_{\tau=0}$ est déterminé pour $\tau = 0$:

$$G_{ij}(y,t|y',\tau)|_{\tau=0} = \sum_{n=1}^{\infty} e^{-\beta_m^{2(t)}} \frac{1}{N_n} \frac{k_j}{\alpha_j} \psi_{in}(y) \psi_{jn}(y') \qquad \text{(Eq. IV-44)}$$

La solution de problème homogène est définie par:

$$\theta_i(y,t) = \sum_{j=1}^{M} \int_{x_j}^{x_{j+1}} y' \left[\sum_{n=1}^{\infty} e^{-\beta_m^{2(t)}} \frac{1}{N_n} \frac{k_j}{\alpha_j} \psi_{in}(y) \psi_{jn}(y') \right] T_0 dy \qquad \text{(Eq. IV-45)}$$

IV.4.2 Résultat de la modélisation thermique

a) Cas de la micro inductance intégrée dans l'air

La figure IV-3 montre l'évolution de la température en 1D, dans la micro inductance intégrée dans l'air.

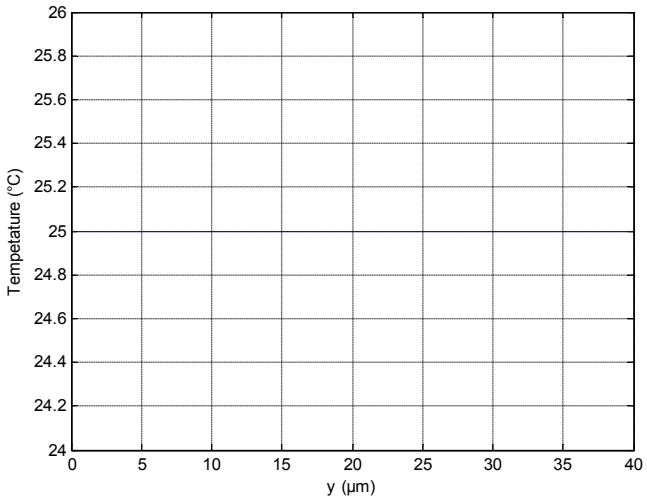
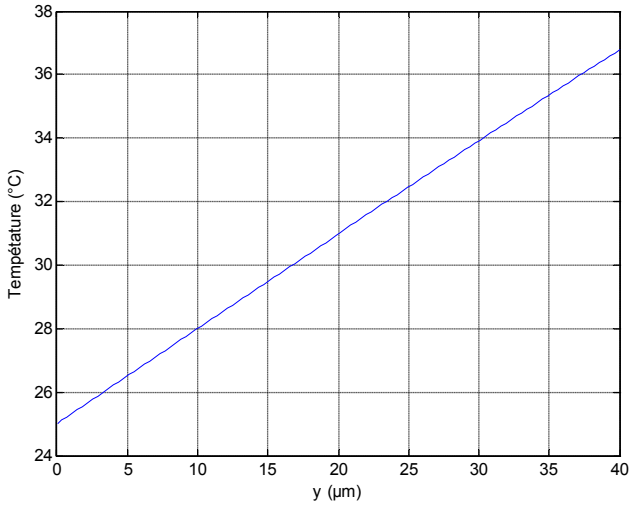


Figure IV-3: Evolution de la température en 1D au niveau de la micro inductance spirale intégrée dans l'air

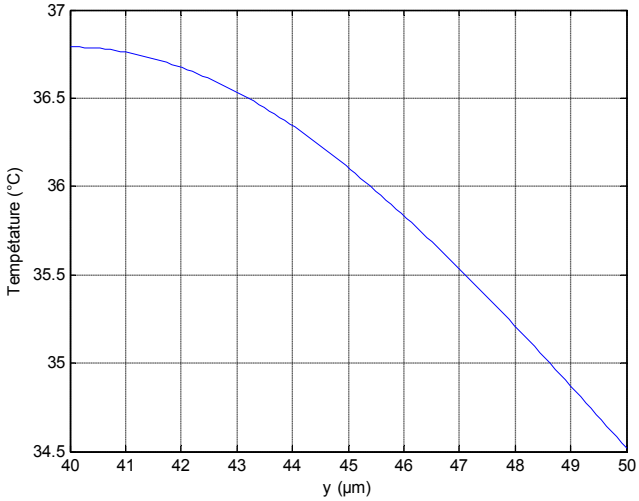
Pour la micro inductance intégrée dans l'air, la température est constante et égale à 25 °C (figure IV-3).

b) Cas de la micro inductance intégrée avec noyau magnétique

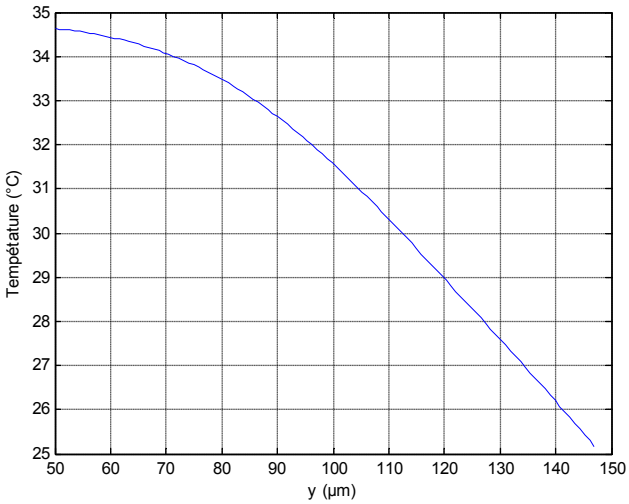
Les figures IV-4 a, b et c montrent l'évolution de la température en 1D au niveau de trois couches de notre composant respectivement, le conducteur, le diélectrique et le noyau magnétique.



(a)



(b)



(c)

Figure IV-4: Evolution de la température en 1D au niveau de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique, (a) conducteur, (b) diélectrique, (c) noyau magnétique

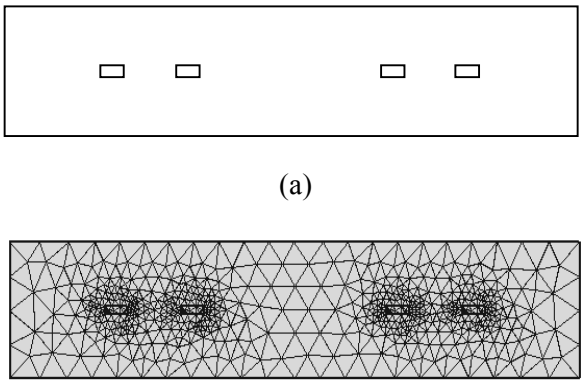
Pour le conducteur, l'écart de température augmente jusqu'à atteindre un maximum (figure IV-4 a), mais il décroit dans le diélectrique (figure IV-4 b) et le noyau magnétique (figure IV-4 c), ceci est dû à la conductivité thermique des matériaux.

IV.5 SIMULATION THERMIQUE EN 2D ET 3D DE LA MICRO INDUCTANCE INTEGREE

Dans cette partie de l'étude, nous allons effectuer une simulation du comportement thermique en 2D et 3D en utilisant la méthode des éléments finis [By][Don][Lia][Min][Qiu][Sha][Zha-3], dans le but de déterminer la distribution de la

température et du flux thermique au niveau de la micro inductance spirale intégrée dans l'air et avec noyau magnétique.

La micro inductance spirale intégrée dans l'air, est schématisé par la figure IV-5 a. Le maillage est présenté par la figure IV-5 b.

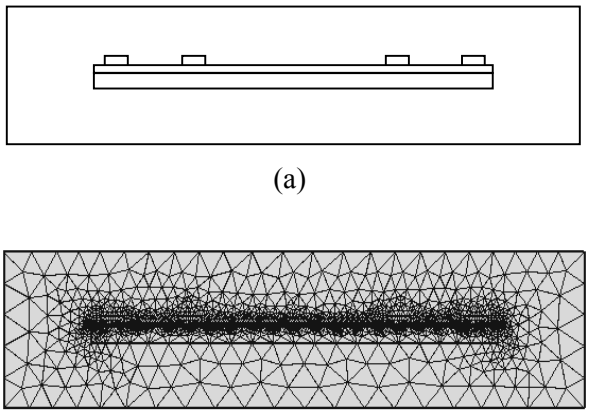


(a)

(b)

Figure IV-5: Micro inductance intégrée dans l'air, (a) géométrie, (b) maillage

Le problème étudié en 2D de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique, est schématisé dans la figure IV-6 a. Le maillage est présenté par la figure IV-6 b.

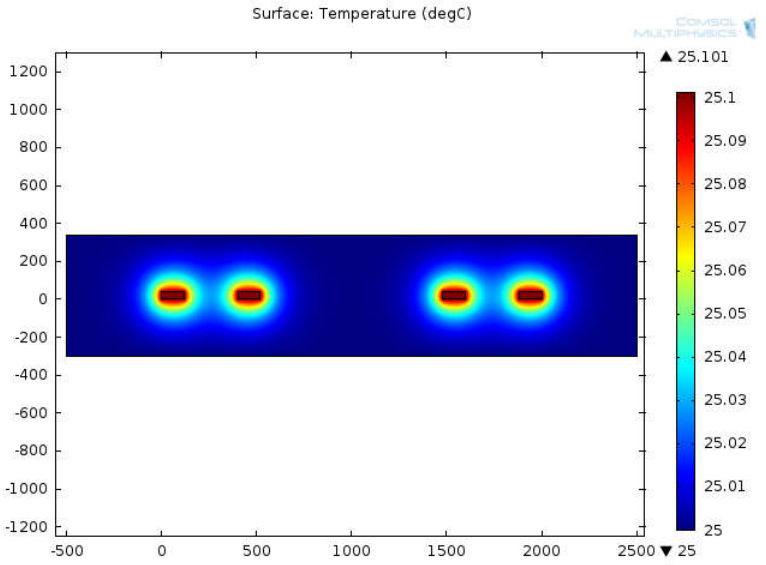


(a)

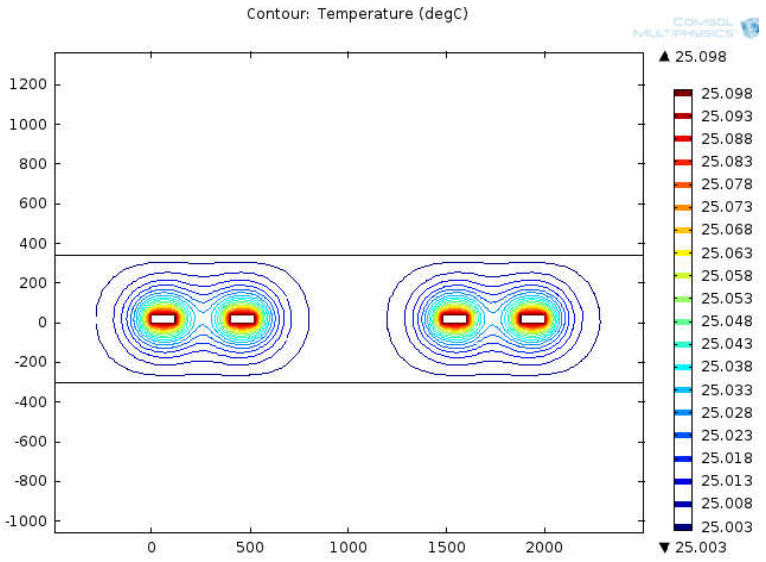
(b)

Figure IV-6: Micro inductance intégrée avec noyau magnétique, (a) géométrie, (b) maillage

Les figures IV-7 a et b illustrent la distribution de la température en 2D en surface et en contour au niveau de la micro inductance spirale intégrée dans l'air. On remarque que la température est de 25 °C



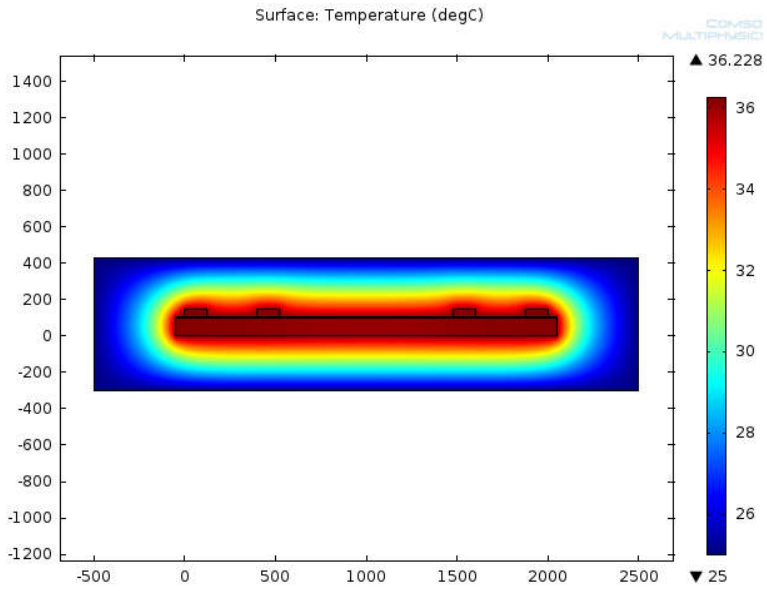
(a)



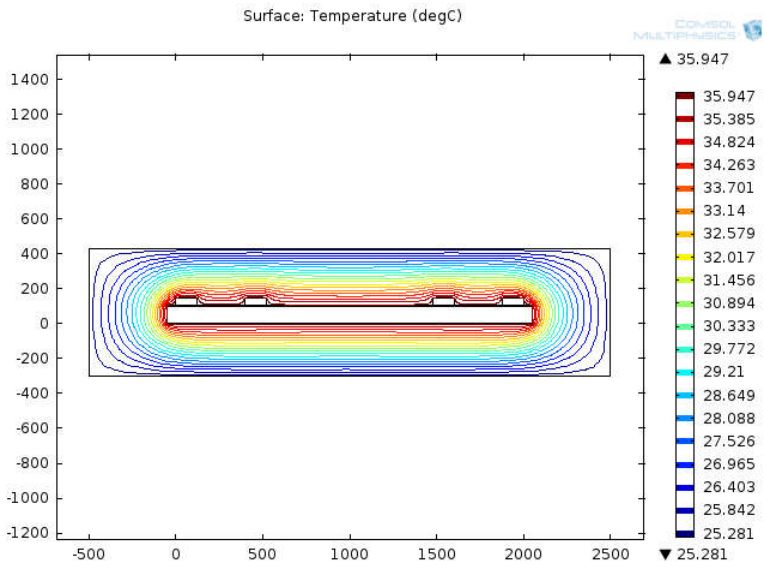
(b)

Figure IV-7: Distribution de la température en 2D au niveau de la micro inductance spirale intégrée dans l'air, (a) en surface, (b) en contour

Les figures IV-8 a et b montrent la distribution de la température en 2D en surface et en contour au niveau de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique. On remarque que le maximum de la température de la micro inductance est de 37 °C.



(a)



(b)

Figure IV-8: Distribution de la température en 2D au niveau de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique, (a) en surface, (b) en contour

Les figures IV-9 a, b et c présentent la géométrie en 3D de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique.

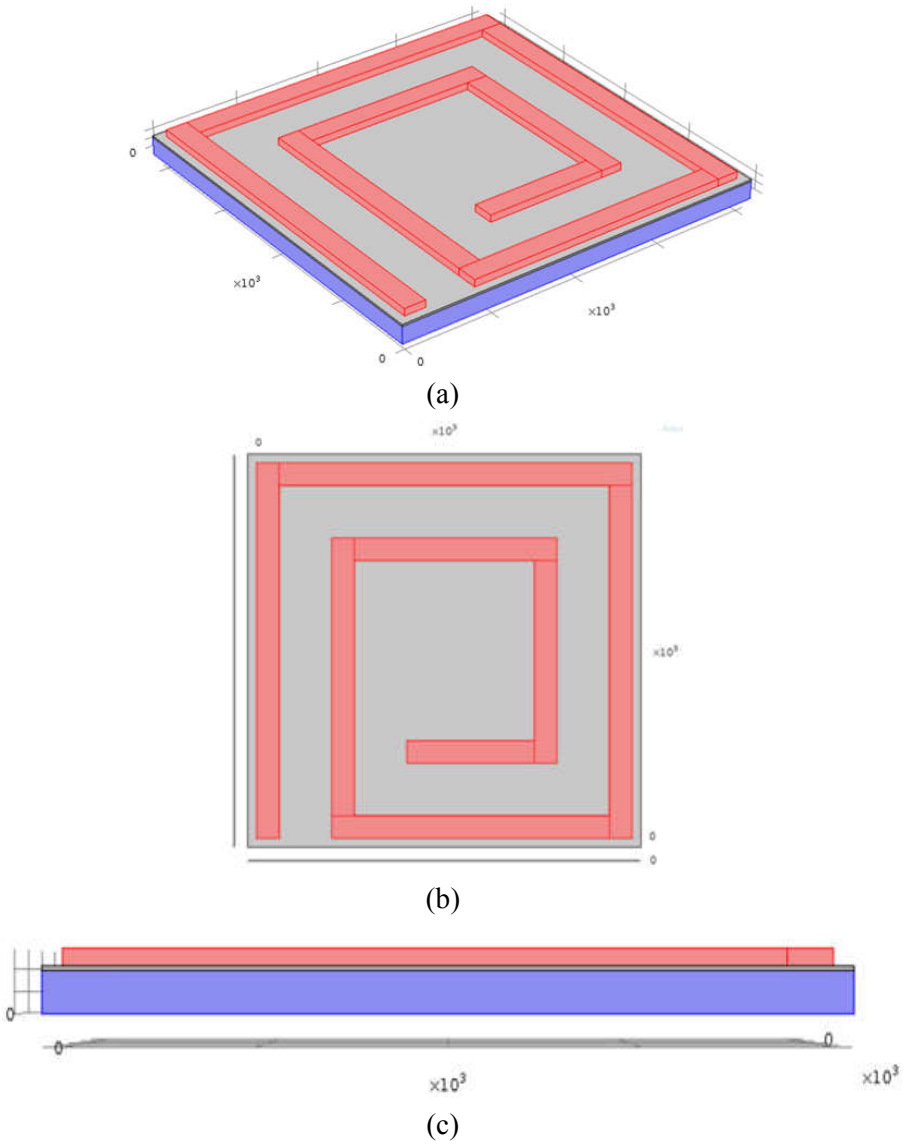


Figure IV-9: Géométrie 3D de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique, (a) vue générale, (b) vue de dessue, et (c) vue de face

La figure IV-10 présente le maillage 3D de notre inductance spirale intégrée avec noyau magnétique.

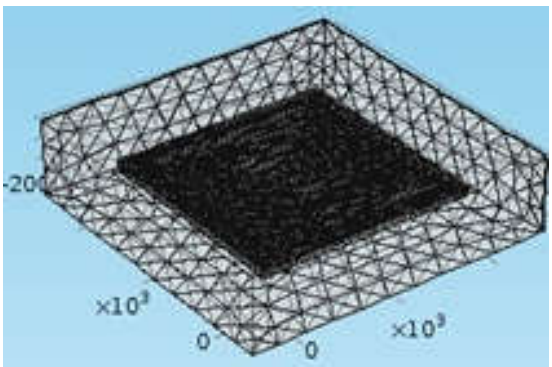
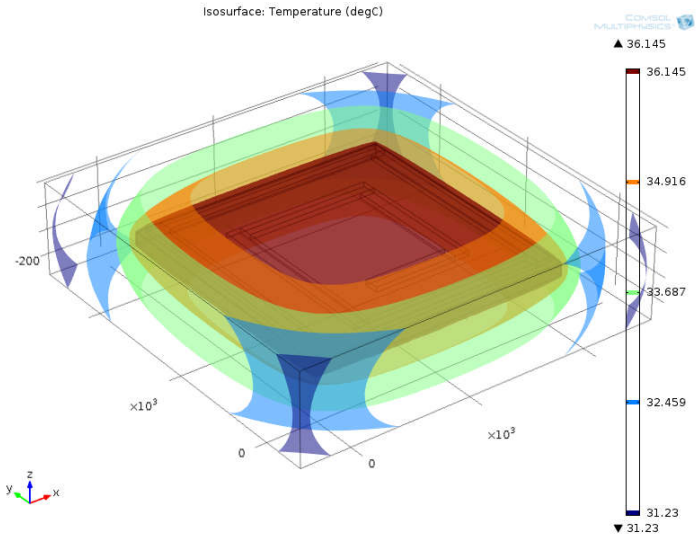
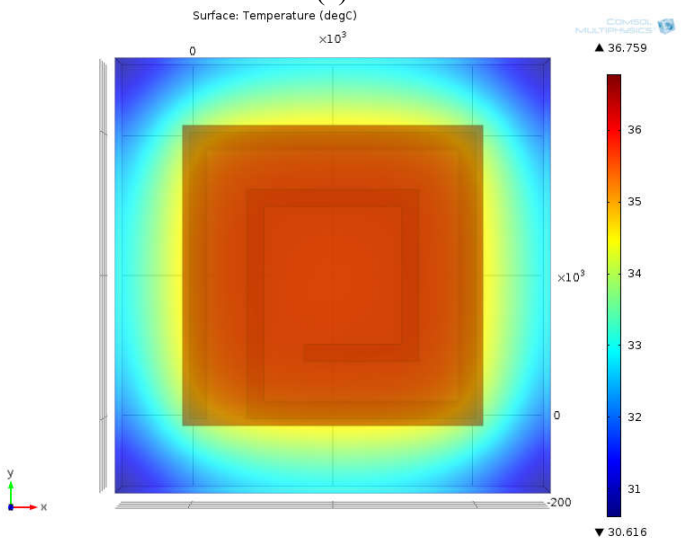


Figure IV-10: Maillage 3D de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique

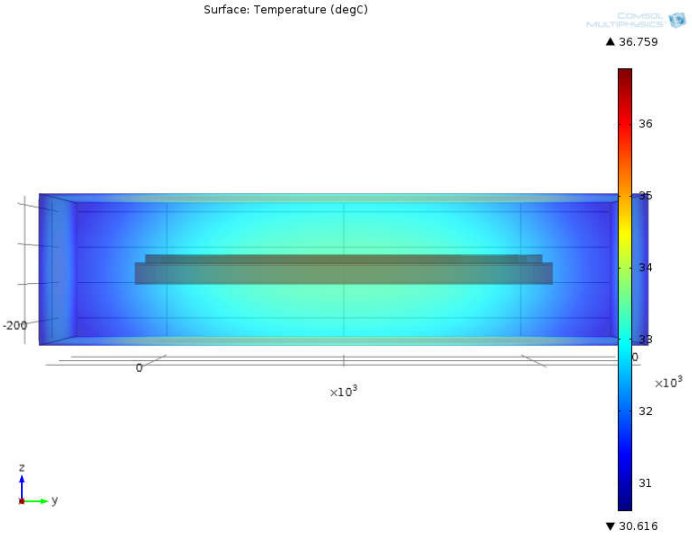
Sur les figures IV-11 a, b, c, d, e et f, on constate la distribution 3D de la température au niveau de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique. On remarque que le maximum de la température de la micro inductance est de 37 °C.



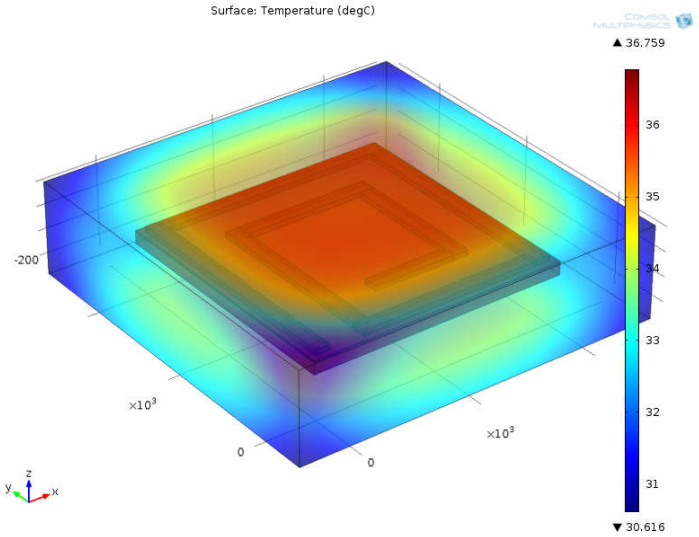
(a)



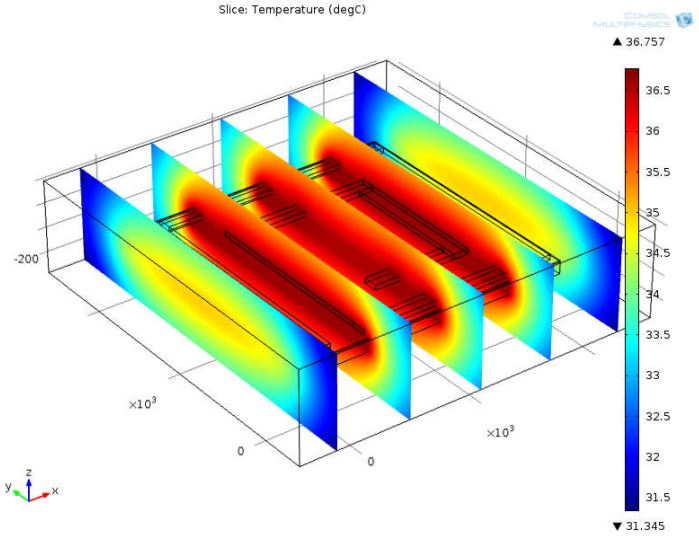
(b)



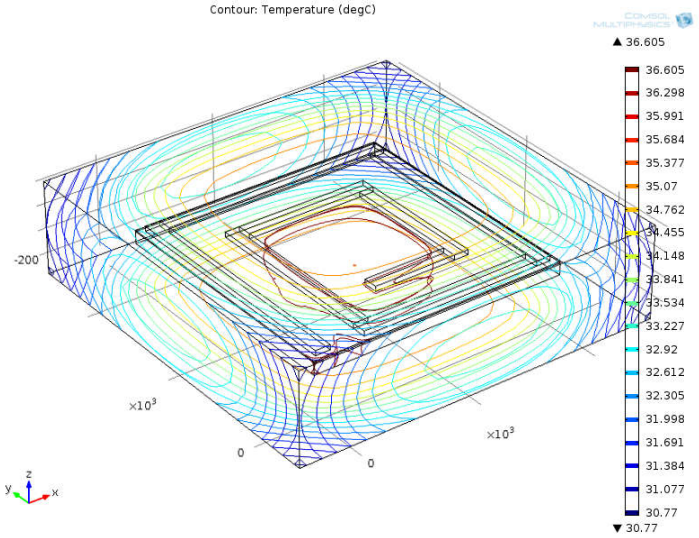
(c)



(d)



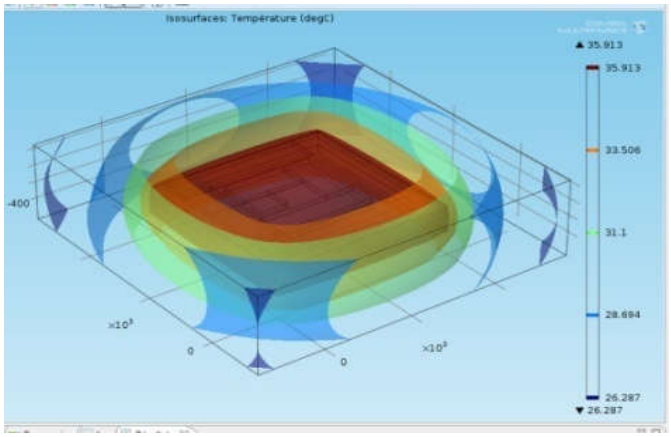
(e)



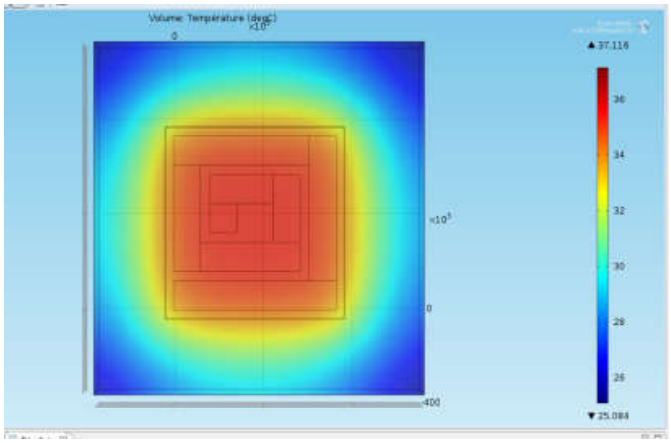
(f)

Figure IV-11: Distribution de la température au niveau de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique, (a) en isosurface, (b) en surface pour une vue de dessue, (c) en surface pour une vue de face, (d) en surface pour une vue générale, (e) en plan, et (f) en contour

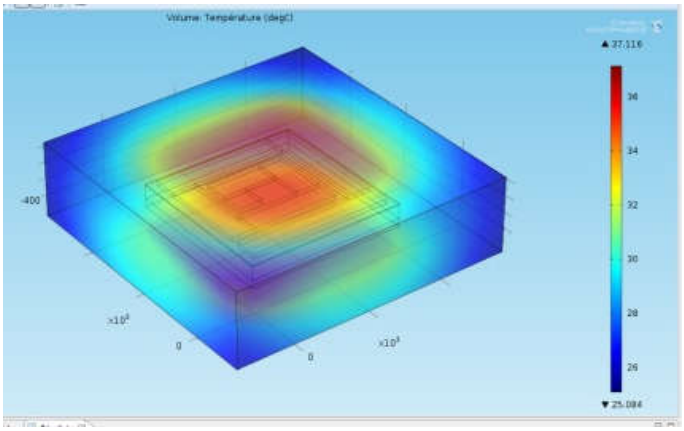
Les résultats que nous avons obtenus ont été comparés à ceux issus de la littérature [All]. Nous remarquons que la distribution de la température au niveau de notre composant magnétique intégrée est acceptable (Figure IV-12).



(a)



(b)



(c)

Figure IV-12: Distribution de la température au niveau de la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique, (a) en isosurface, (b) en surface pour une vue de dessue, (c) en surface pour une vue générale [All]

IV.6 CONCLUSION

Pour étudier avec précision le comportement thermique de la micro inductance spirale intégrée dans l'air et avec noyau magnétique, soumis à une source de chaleur, il est nécessaire de résoudre l'équation générale de la chaleur par l'utilisation de la méthode de séparation des variables.

La méthode de séparation des variables a été utilisée grâce à sa flexibilité lorsqu'il s'agit de résoudre des problèmes homogènes en dimensions finies.

La fonction de Green, se ramène à la résolution de l'équation homogène par la méthode de séparation des variables; on exprime ensuite la solution générale sous forme d'une somme de combinaisons, de la solution homogène, de la source de chaleur, des conditions aux limites et des conditions initiales.

La méthode des éléments finis permet une meilleure visualisation de comportement thermique. L'intérêt d'un tel modèle est d'avoir la distribution de la température au niveau de notre composant intégré, dans l'air et avec noyau magnétique. Dans le prochain chapitre, nous présenterons une étude des propriétés thermiques de la micro inductance spirale intégrée.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE IV

[Aba] M. T. Abakar, "Modélisation thermique des composants magnétiques utilisés en électronique de puissance", thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2003.

[All] A. Allaoui, A. Hamid, P. Spiterri, V. bley, T. Lebey, Thermal modeling of an integrated inductor in a micro-converter, Journal of Low Power Electronics 2015, Vol. 11, N° 1, p 63-73.

[Bej] A. Bejan, "Heat Transfer", Wiley, 1993.

[Bel] M. H. Belghazi, "Modélisation analytique du transfert instationnaire de la chaleur dans un matériau bicouche en contact imparfait et soumis à une source de chaleur en mouvement", thèse de l'Université de Limoges 2008.

[Ben] Y. Benhadda, A. Hamid, T. Lebey, A. Allaoui, M. Derkaoui, R. Melati, "Thermal behavior of an integrated square spiral micro coil", Telkomnika 2015, Vol 14, N° 2, p 669-682.

[Com-1] Comsol Multiphysics, "Introduction to AC/DC module", Model Library, version 4.3a, May 2012.

[Com-2] Comsol Multiphysics,"Heat transfer module", Model Library, version 4.3a, May 2012.

[Com-3] Comsol Multiphysics, "Introduction to heat transfer module", Model Library, version 4.3a, May 2012.

[Don] O. Dongkeun, C. C. P. Chen, Y. H. Hu, "3DFFT: Thermal analysis of non-homogeneous IC using 3D FFT Green function method", Proceedings of the 8th International Symposium on Quality Electronic Design, IEEE 2007.

[Fag] J. C. S. Fagundes, A. J. Bastista, P. Viarouge, "Thermal modeling of pot core magnetic components used in high frequency static converters", IEEE Transactions on magnetic 1997, Vol. 33, N° 22.

[Guv-1] I. Guven, C. L. Chan, E. Madenci, "Transient thermal analysis of electronic packages by the boundary element method", IEEE Electronic Components and Technology Conference, 1997, p 279-288

[Guv-2] I. Guven, C. L. Chan, E. Madenci, "Transient two dimensional thermal analysis of electronic packages by the boundary element method", IEEE Transactions on Advanced Packaging, 1999, Vol. 22, N° 3, p 476-486.

[Hic] R. I. Hickson, S. I. Barry, G. N. Mercer, "Critical times in multilayer diffusion. Part 1: Exact solutions", Preprint submitted to International Journal of Heat and Mass Transfer 2009.

[Hu] Y. Hu, C. Mao, The study of one-dimensional problem of heat conduction with inhomogeneous boundary conditions, IEEE 2011, p 2738-2741.

[Imr-1] T. G. Imre, "Multiphysical characterization of medium-frequency power electronic transformers", thèse de l'école polytechnique, 2010.

[Imr-2] T. G. Imre, U. Viscarret, I. E. Otadui, A. Rufer, "Transient thermal model of a medium frequency power transformer", IEEE 2008, p 1033-1038.

[Isl] M. S. Islam, M. R. K. Akanda , "3D Temperature distribution of SiC MESFET using Green's function", Electrical and Computer Engineering, IEEE 2010, p 13-16.

[Jan] M. Janicki, A. Napieralski, "Application of Green's functions for thermal analysis of electronic circuits", 2005 IEEE, p 435-438

[Lee] S. Y. Lee, L. Zhao, J. T. Strydom, W. G. Odendaal, J. D. Van Wyk, "Thermal analysis for series LC integrated passive resonant module based on finite-element modeling", IEEE 2002, p 1009-1014.

[Lew] A. Lewaiter, B. Ackermann, "A thermal model for planar transformers", IEEE 2001, p 669-673.

[Lia] Y. Liang, H. Chunyue, Z. Xin, L. Tianming, G. Guangkuo, X. Guoji , T. Wenliang, "Influence of compliant layer thickness on stress and strain of solder joints in wafer level chip scale package under thermal cycle", 15th International Conference on Electronics Packaging Technology, 2014 IEEE, p 577-582.

[Min] M. Hsieh, "Finite element analyses for critical designs of low-cost wafer-level chip scale packages", IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, 2014, Vol. 4, N° 3, p 451- 458.

[Mon] F. Monte, Fulvio Marcotullio, "Computer-aided automatic computation of eigenvalues for multi-layer transient heat conduction problems", 59 Congresso annual ATI-Genova, 2004, p 2067-2078.

[Mul] B. Multon, "Composants passifs (magnétiques et capacitifs) de l'électronique de puissance", Ecole Normale Supérieure de Cachan, février 2006.

[Mra] S. M'rad, "Application de la représentation diffusive à la modélisation thermique compacte", thèse d'université de Lyon, 2008.

[Nik] A. M. Niknejad, R. Gharpurey, R. G. Meyer, "Numerically stable Green function for modeling and analysis of substrate coupling in integrated circuits", IEEE Transactions on computer-Aided Design of Integrated Circuit and Systems, 1998, Vol. 17, N° 4, p 305-315.

[Pet] R. Petkov, "Optimum design of a high-power, high-frequency transformer", IEEE Transactions on power electronics, 1996, Vol. 11, N° 1, p 33-42.

[Qiu] Q. Qian, Y. Liu, "Reliability analysis of next generation wafer level chip scale", 14th International Conference on Thermal Mechanical and Multi-physics Simulation and Experiments in Microelectronics and Microsystems, 2013 IEEE, p 1-7.

[Sha] P. Sharma, M. Mehta, "Analysis of RF MEMS square spiral inductor", International Journal of Scientific & Engineering Research, 2012, Vol. 3, N° 2, p 1-4.

[Ste] Stephen H. Pan, N. Chang, T. Hitomi, "3D-IC Dynamic thermal analysis with hierarchical and configurable chip thermal model", 2013 IEEE.

[Sul] P. Sulima, "Contribution à la modélisation analytique tridimensionnelle de l'auto-échauffement dans les transistors bipolaires a hétérojonction de type Si/SiGe", thèse d'université de Bordeaux I, 2005.

[Tam] Y. Tamene, C. Bougriou, R. Bessaïh, "Thermal behaviour of a multilayer media in transient regime", Revue des Energies Renouvelables, 2007, Vol. 10, N° 3, p 397-405.

[Tsa] B. J. L. Tsai, C. C. P. Chen, G. Chen, B. Goplen, H. Qian, Y. Zhan, S.M. (Steve) Kang, M. D. F. Wong, S. S. Sapatnekar, "Temperature-aware placement for SOCs", IEEE 2006, Vol. 94, N° 8, p 1502-1518.

[Via] P. Viarouge, J. C. Fagundes, E. Tourkhani, H. Le-Huy, "Comportement thermique et conception des composants magnétiques dans les convertisseurs statiques de fréquence élevée", IEEE 1995, p 582-585.

[Wan-1] C. Wang, H. Liao, C. Li, R. Huang, W. Wong, X. Zhang, Y. Wang, "A Wideband predictive "Double-π" equivalent-circuit model for on-chip spiral inductors", IEEE Transactions on electron devices 2009, Vol. 56, N° 4, p 609-619.

[Wan-2] B. Wang, P. Mazumder, "Accelerated chip-level thermal analysis using multilayer Green's function", IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits And Systems, 2007, Vol. 26, N° 2, p 325-344.

[Xu] C. Xu, T. Fiez, K. Mayaram, "On the numerical stability of Green's function for substrate coupling in integrated circuits", IEEE, 2005, p 653-658.

[Yan] B. Yang, H. Shi, "A Thermal stability criterion for heat conduction in multilayer composite solids", journal of heat transfer 2009, Vol. 131, p 111304-1, 111304-7.

[Yi] Yi-Kan Cheng, S. M. Kang, "Chip-Level thermal simulator to predict VLSI chip temperature", 1995 IEEE, p 1392-1395.

[Zha-1] L. Zhao, W. G. Odendaal, J. T. Strydom, J. D. Van Wyk, "A One-dimensional thermal model for planar integrated reactive modules", IEEE 2001, p 2211-2216.

[Zha-2] Y. Zhan, S. S. Sapatnekar, "High-efficiency Green function-based thermal simulation algorithms", IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 2007, Vol. 26, N° 9, p 1661- 1675.

[Zha-3] Y. Zhan, B. Goplen, S. S. Sapatnekar, "Electrothermal analysis and optimization techniques for nanoscale integrated circuits", 2006 IEEE, p 219-222.

CHAPITRE V

ETUDE DES PROPRIETES THERMIQUES DE LA MICRO INDUCTANCE SPIRALE INTÉGRÉE

CHAPITRE V

ETUDE DES PROPRIETES THERMIQUES DE LA MICRO INDUCTANCE SPIRALE INTÉGRÉE

V.1 INTRODUCTION……. 131
V.2 INFLUENCE DE L'EPAISSEUR DE CONDUCTEUR DE LA MICRO BOBINE…… 131
V.3 INFLUENCE DE L'EPAISSEUR DE LA COUCHE ISOLANTE……..…… 135
V.4 INFLUENCE DE L'EPAISSEUR DE NOYAU MAGNETIQUE…… 139
V.5 INFLUENCE DE LA COUCHE ISOLANTE SUR LE COMPORTEMENT THERMIQUE DE LA MICRO INDUCTANCE……. 143
V.6 INFLUENCE DU NOYAU MAGNETIQUE SUR LE COMPORTEMENT THERMIQUE DE LA MICRO INDUCTANCE……. 146
V.7 CONCLUSION…….. 148

V.1 INTRODUCTION

Nous présentons dans ce chapitre une étude paramétrique portant sur l'influence de l'épaisseur de conducteur, du diélectrique et du noyau magnétique sur le comportement thermique de la micro inductance. Nous présentons également l'influence des matériaux composant le diélectrique et le noyau magnétique également sur le comportement thermique de la micro inductance.

V.2 INFLUENCE DE L'EPAISSEUR DU CONDUCTEUR DE LA MICRO BOBINE

Dans ce paragraphe, on présente l'influence de l'épaisseur du conducteur de la micro bobine sur le comportement thermique de la micro inductance spirale carrée intégrée. Les épaisseurs considérées du conducteur sont 30 et 60µm. L'évolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de conducteur t=30µm est présentée par les figures V-1 a, b et c.

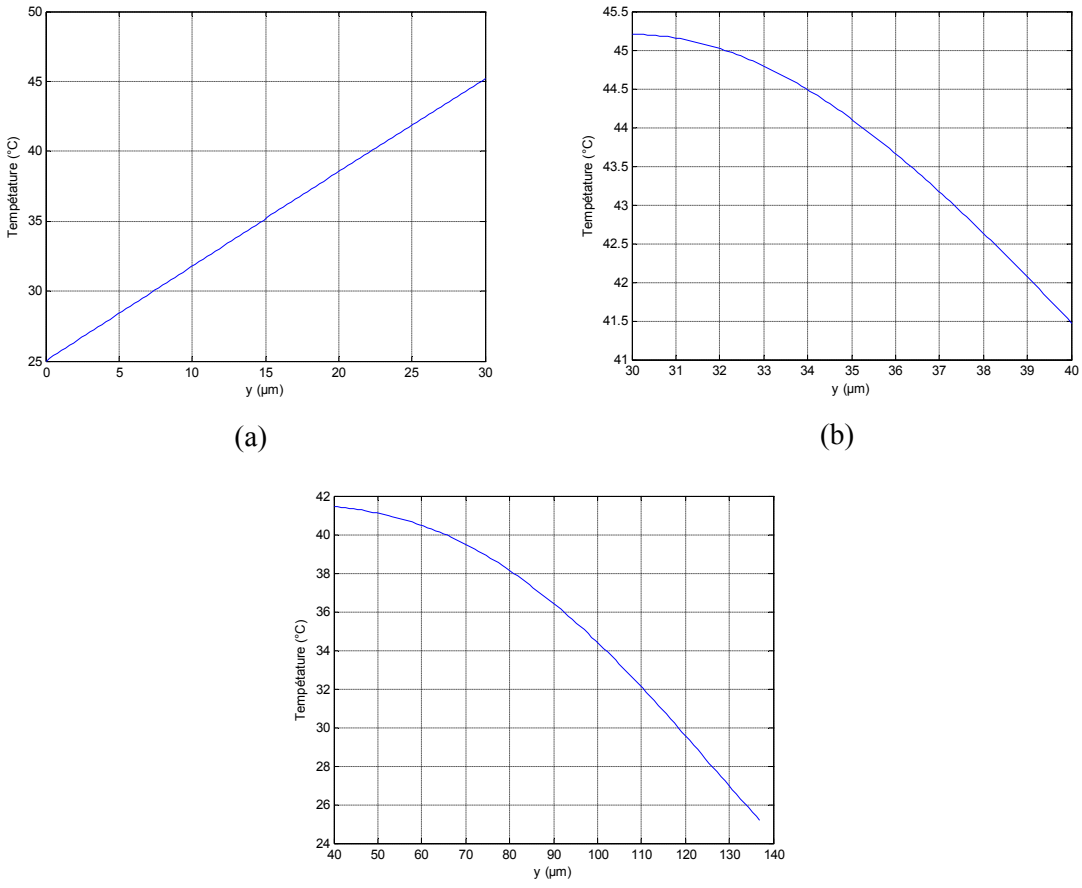
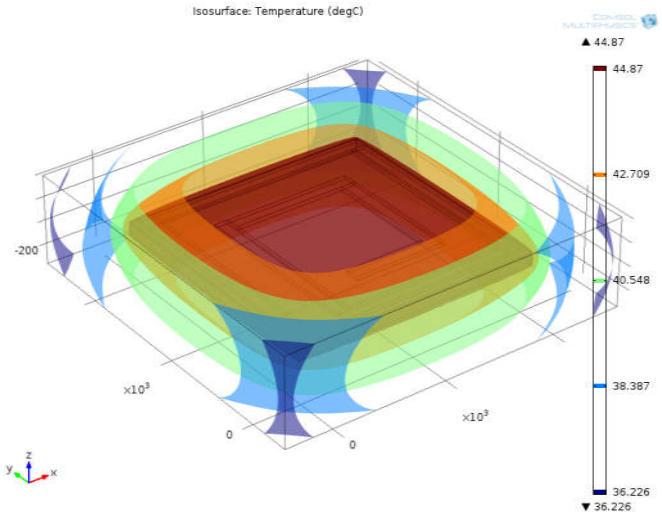
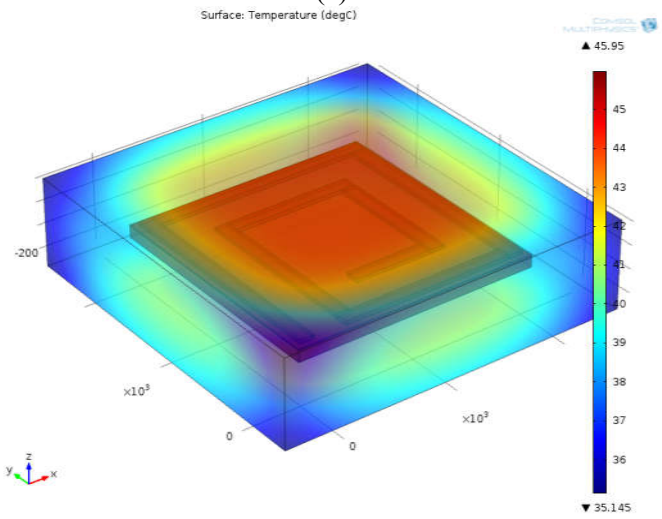


Figure V-1: Evolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de conducteur t=30µm, (a) conducteur, (b) diélectrique, (c) noyau magnétique

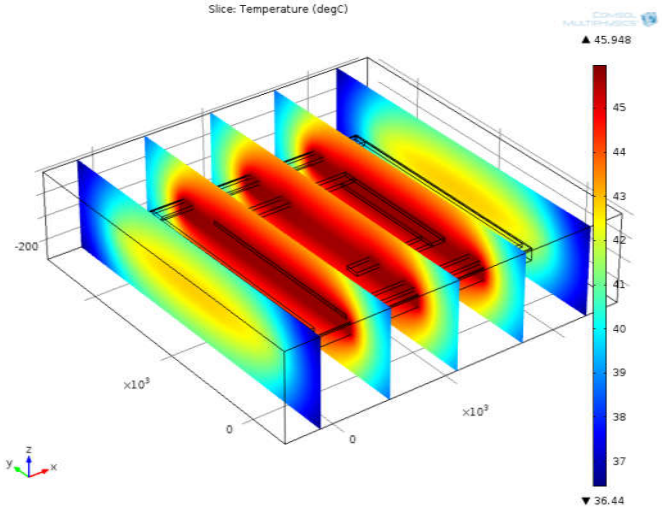
La distribution de la température en 3D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de conducteur t=30µm est présentée par les figures V-2 a, b et c.



(a)



(b)



(c)

Figure V-2: Distribution de la température dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de conducteur t=30µm, (a) en isosurface, (b) en surface, (c) en plan

Pour une épaisseur de conducteur t=30µm inférieure au cas étudiée (t=40µm) $\left(R_S = 0.02,\ R_{AC} = 0.03\right)$, on a une augmentation de ces résistances électriques $\left(R_S = 0.03,\ R_{AC} = 0.04\right)$, c'est-à-dire une augmentation de la source de chaleur q, ce qui provoque une augmentation de la température au niveau de différentes couches de notre composant (voir figures V-1 et V-2).

L'évolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de conducteur t=60µm est présentée par les figures V-3 a, b et c.

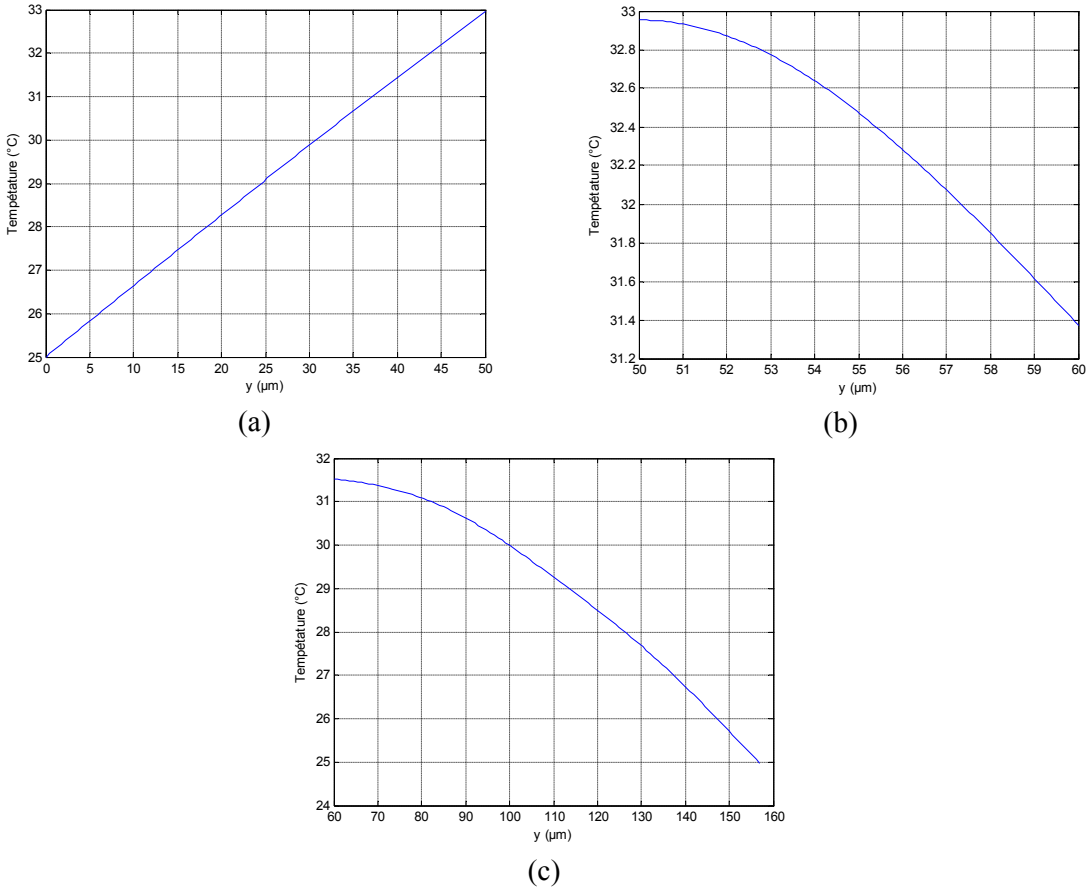
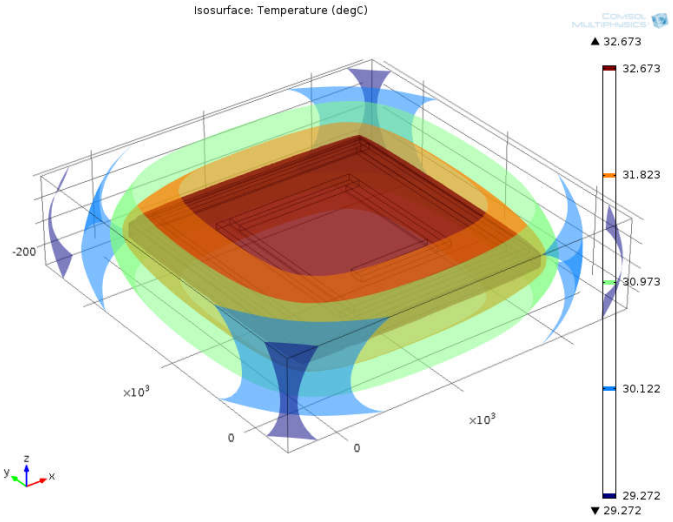
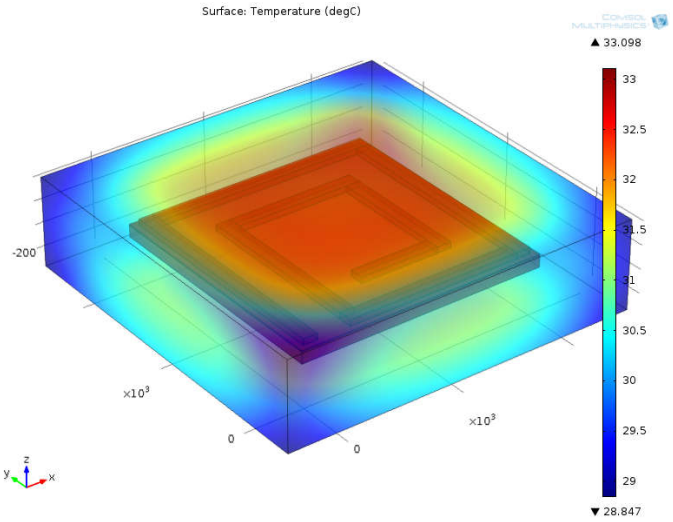


Figure V-3: Evolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de conducteur t=60µm, (a) conducteur, (b) diélectrique, (c) noyau magnétique

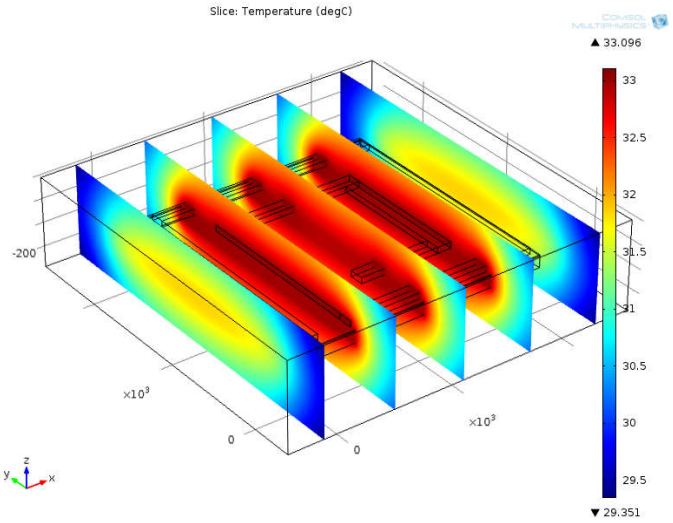
La distribution de la température en 3D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de conducteur t=60µm est présentée par les figures V-4 a, b et c.



(a)



(b)



(c)

Figure V-4: Distribution de la température dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de conducteur t=60µm, (a) en isosurface, (b) en surface, (c) en plan

Pour une épaisseur de conducteur t=60µm supérieur au cas étudiée (t=40µm), $\left(R_S = 0.02,\ R_{AC} = 0.03\right)$, on a une diminution des résistances électriques R_S et R_{AC} $\left(R_S = 0.01,\ R_{AC} = 0.02\right)$, c'est-à-dire une diminution de la source de chaleur q, ce qui provoque une diminution de la température au niveau de différentes couches de notre composant (voir figures V-3 et V-4).

Nous concluons que l'épaisseur du conducteur a une influence directe sur le comportement thermique de la micro bobine.

V.3 INFLUENCE DE L'EPAISSEUR DE LA COUCHE ISOLANTE

Dans ce paragraphe, on présente l'influence de l'épaisseur de la couche isolante sur les propriétés thermique de la micro inductance spirale carrée intégrée. Les épaisseurs considérées du diélectrique sont 8 et 6µm. Les figures V-5 a, b et c présentent l'évolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de diélectrique t_{ox}=8µm.

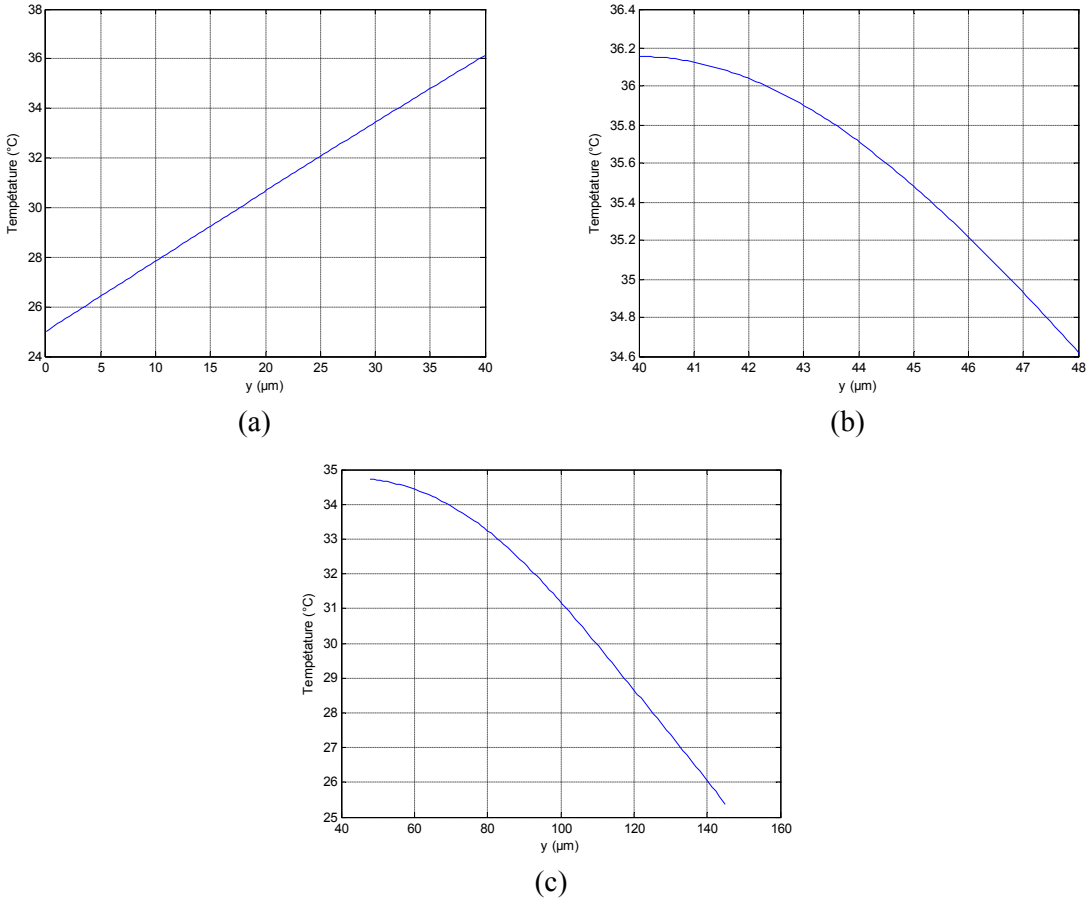
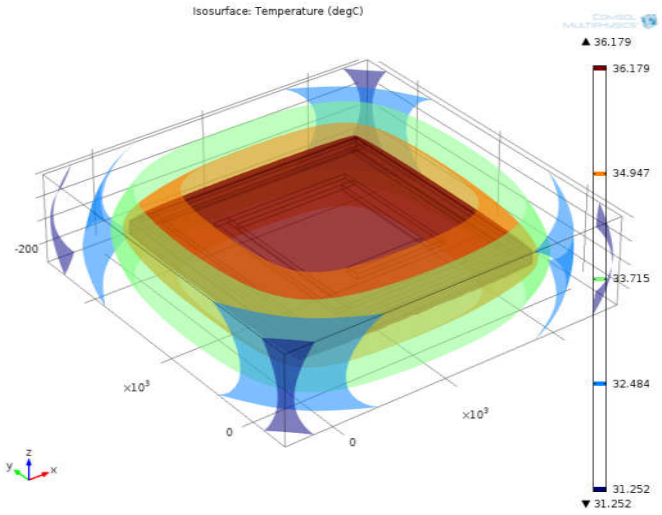
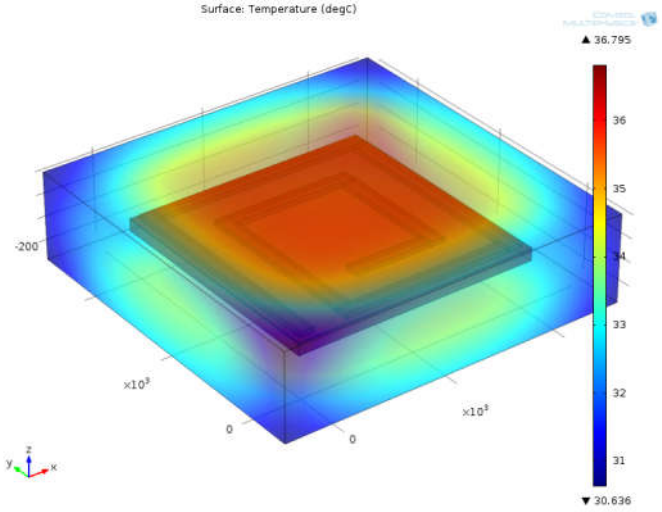


Figure V-5: Evolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de diélectrique t_{ox}=8µm, (a) conducteur, (b) diélectrique, (c) noyau magnétique

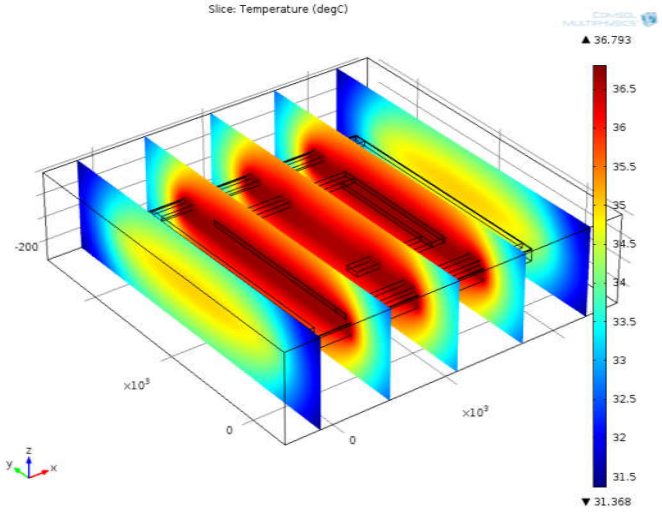
Les figures V-6 a, b et c présente la distribution de la température en 3D dans la micro inductance intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de diélectrique t_{ox}=8µm.



(a)



(b)



(c)

Figure V-6: Distribution de la température dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de diélectrique t_{ox}=8µm, (a) en isosurface, (b) en surface, (c) en plan

Pour une épaisseur de la couche isolante t_{ox}=8µm, on a obtenu pratiquement la même distribution de la température que dans le cas où t_{ox}=10µm, (voir figures V-5, V-6).

Les figures V-7 a, b et c présente l'évolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de diélectrique t_{ox}=6µm.

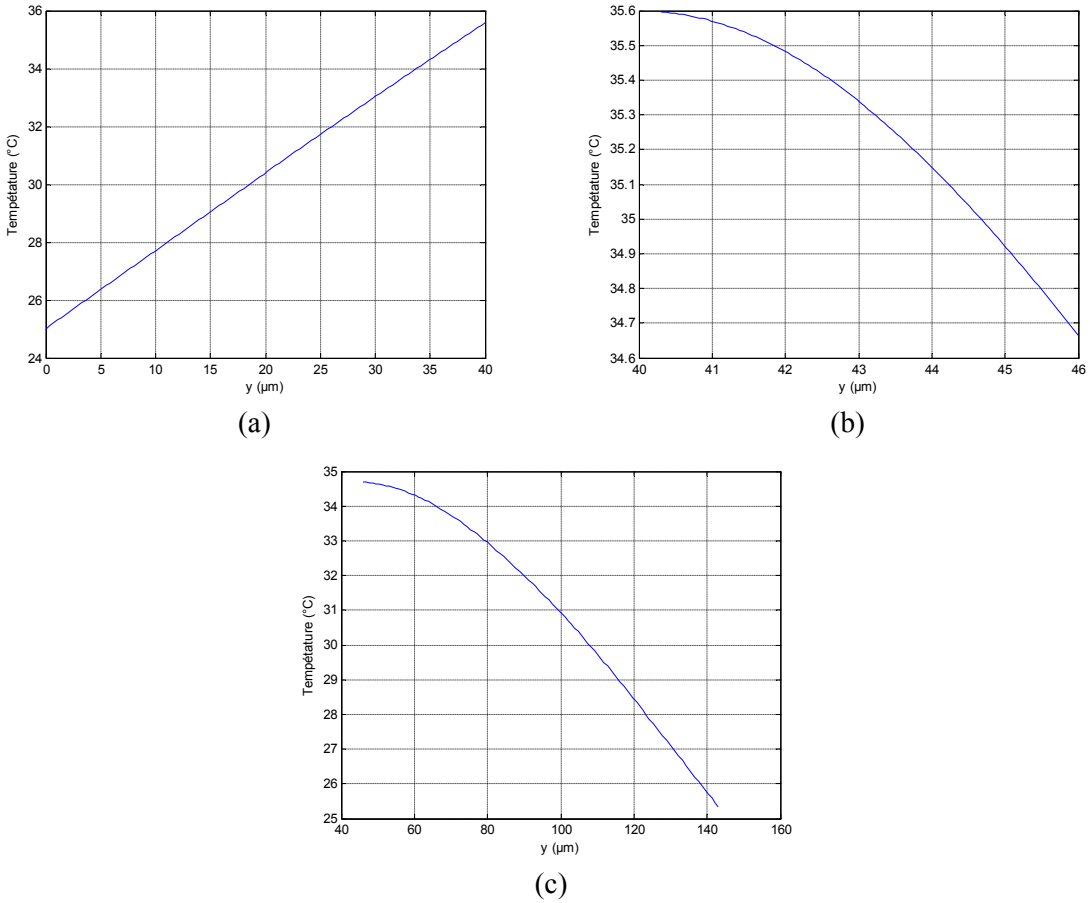
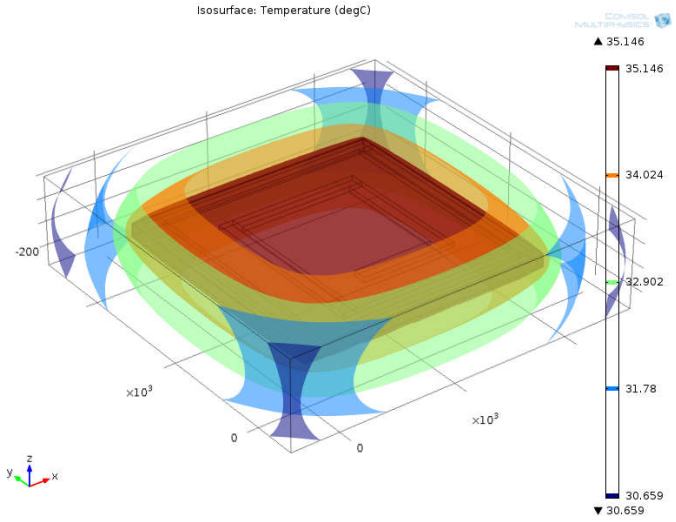
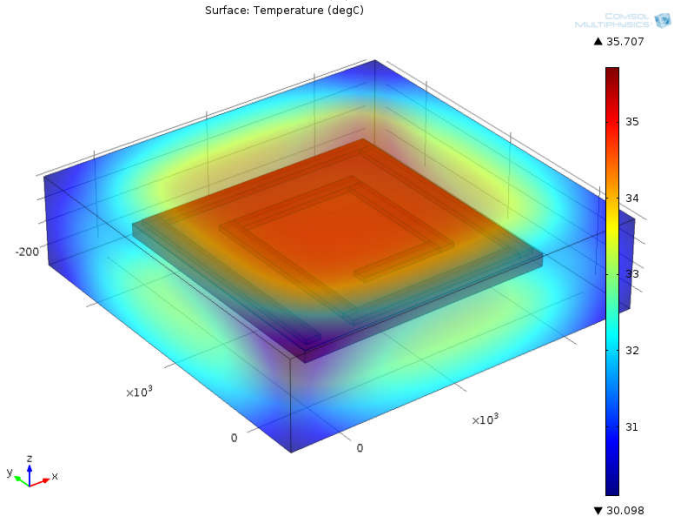


Figure V-7: Evolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de diélectrique t_{ox}=6µm, (a) conducteur, (b) diélectrique, (c) noyau magnétique

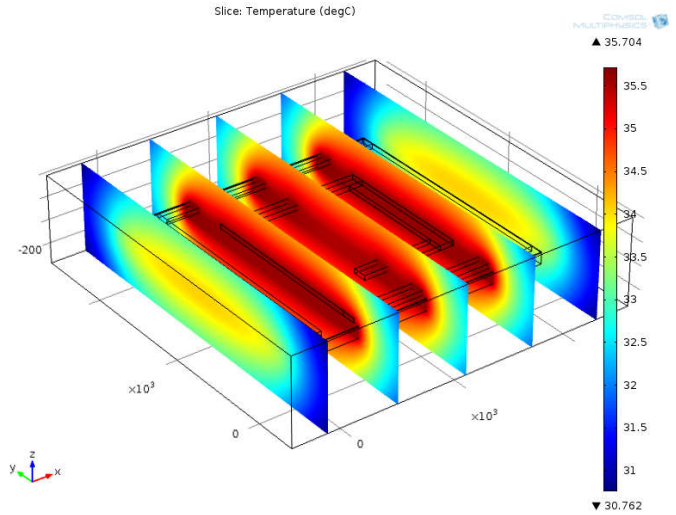
Les figures V-8 a, b et c présente la distribution de la température en 3D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de diélectrique t_{ox}=6µm.



(a)



(b)



(c)

Figure V-8: Distribution de la température dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de diélectrique t_{ox}=6µm, (a) en isosurface, (b) en surface, (c) en plan

Pour une épaisseur de la couche isolante t_{ox}=6µm, on a obtenu pratiquement la même distribution de la température que dans le cas où t_{ox}=10µm, (voir figures V-7, V-8).

Nous remarquons que la variation de l'épaisseur de la couche isolante, n'a aucun effet sur le comportement thermique de notre micro inductance.

V.4 INFLUENCE DE L'EPAISSEUR DE NOYAU MAGNÉTIQUE

Dans ce paragraphe, on présente l'influence de l'épaisseur de noyau magnétique sur les propriétés thermique de la micro inductance spirale carrée intégrée. Les épaisseurs considérées du noyau magnétique sont 74µm pour le volume de noyau magnétique $V = 2400 \times 2400 \times 74$ et 63µm pour le volume $V = 2600 \times 2600 \times 63$.

L'évolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur noyau magnétique t_{sub}=74µm est présentée par les figures V-9 a, b et c.

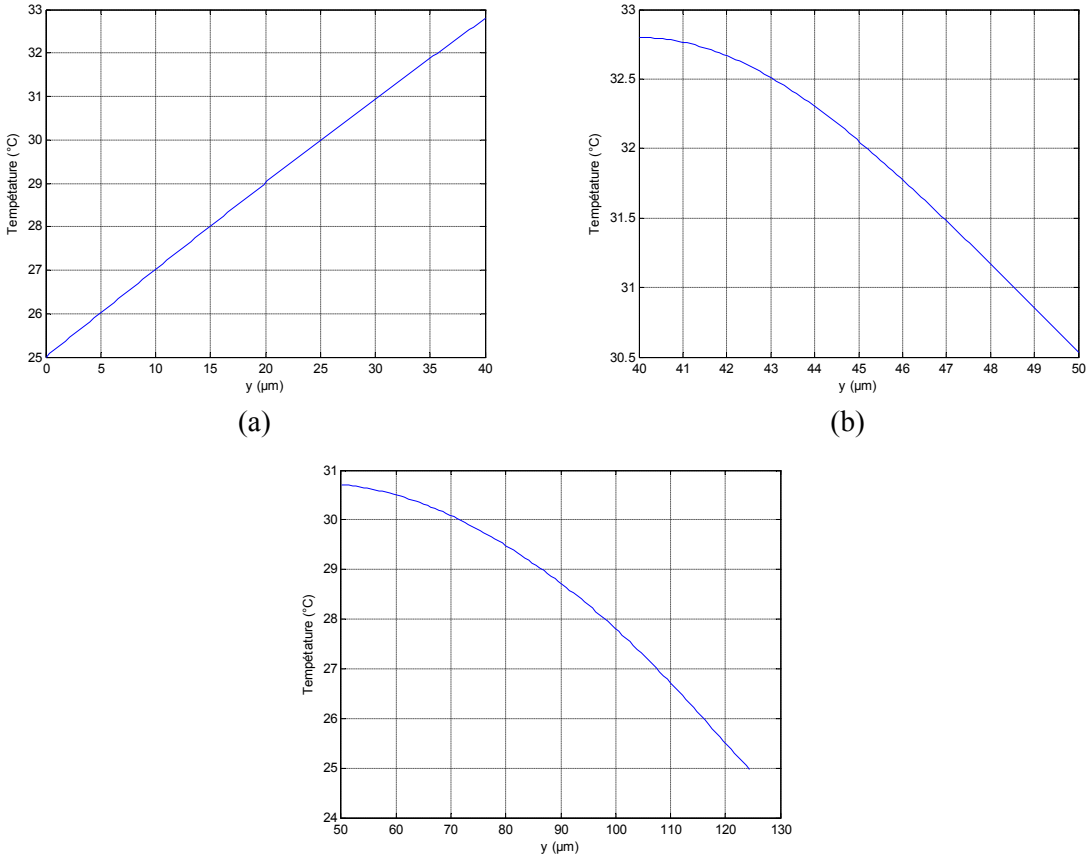
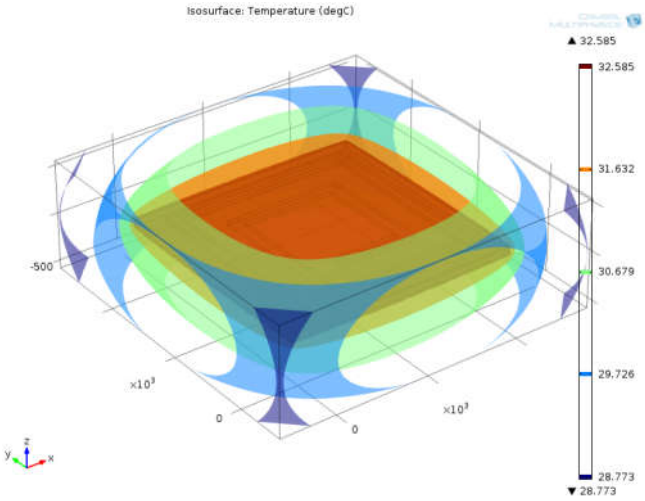
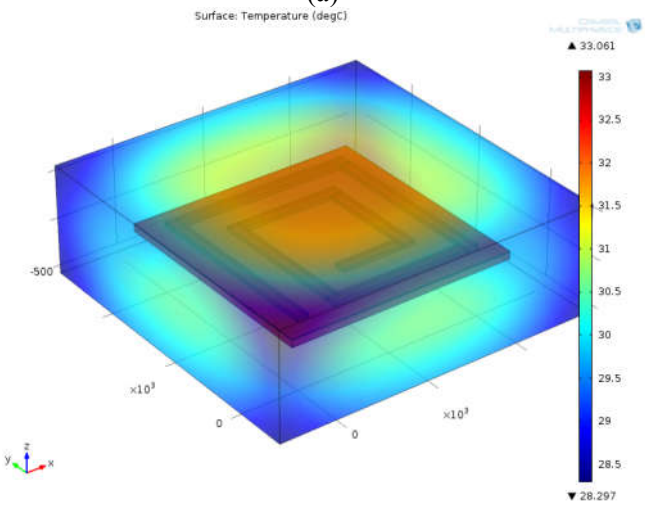


Figure V-9: Evolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de noyau magnétique t_{sub}=74µm, (a) conducteur, (b) diélectrique, (c) noyau magnétique

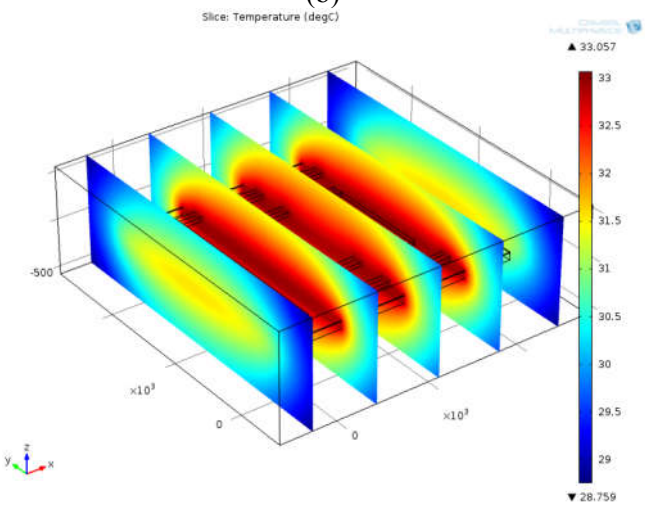
La distribution de la température en 3D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de noyau magnétique t_{sub}=74µm est présentée par les figures V-10 a, b et c.



(a)



(b)



(c)

Figure V-10: Distribution de la température dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de noyau magnétique t_{sub}=74µm, (a) en isosurface, (b) en surface, (c) en plan

Pour une épaisseur de noyau magnétique t_{sub}=74µm, nous avons obtenu une diminution au niveau de la distribution de la température (voir figures V-9, V-10).

L'évolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de noyau magnétique t_{sub}=63µm est présentée par les figures V-11 a, b et c.

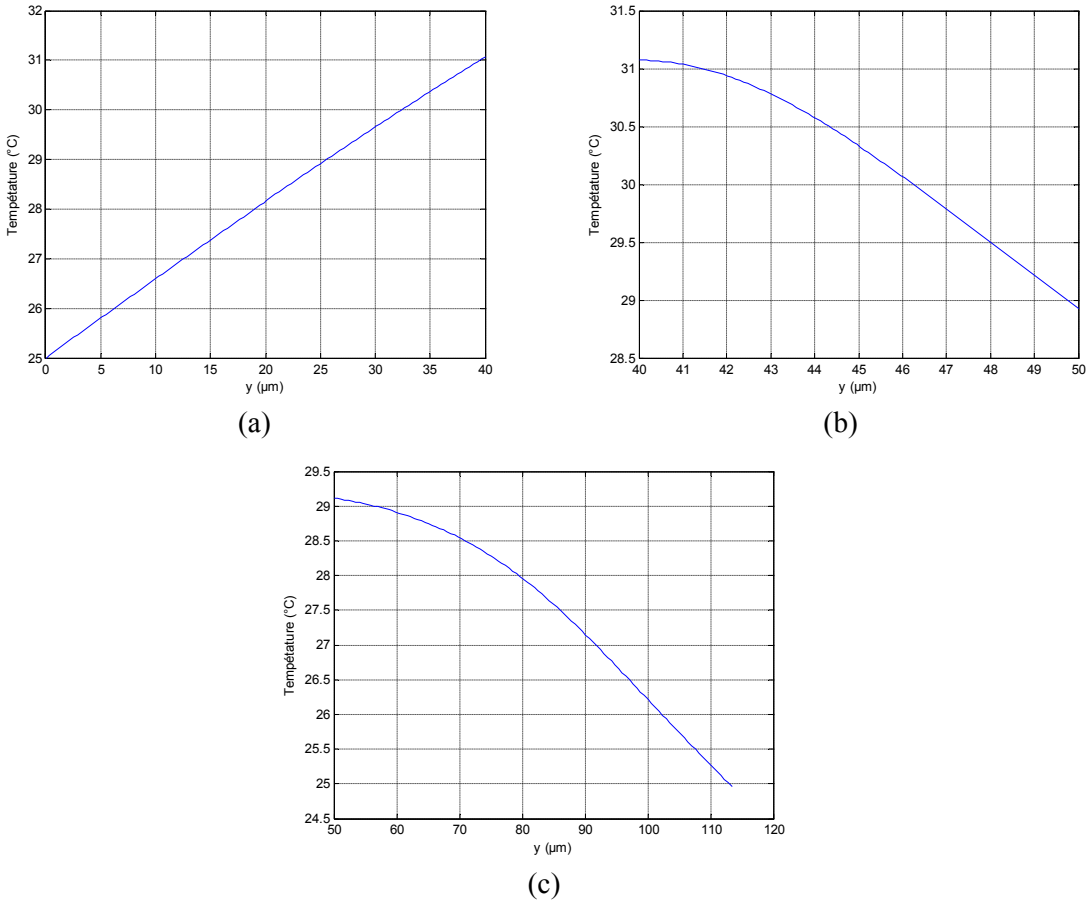
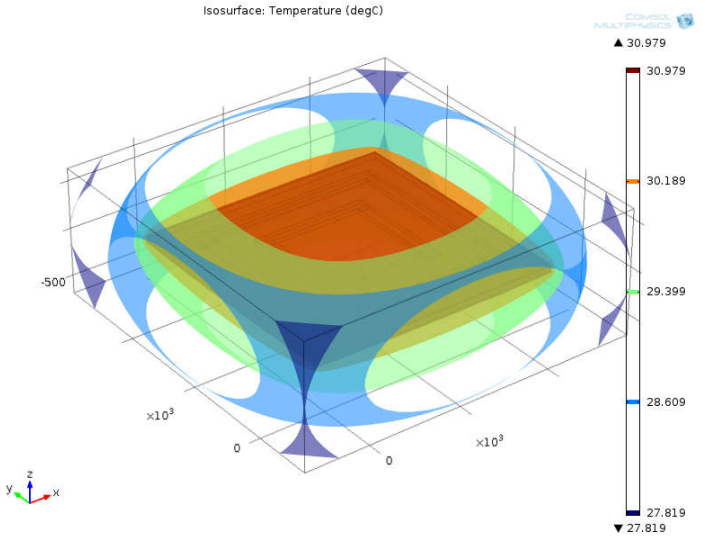
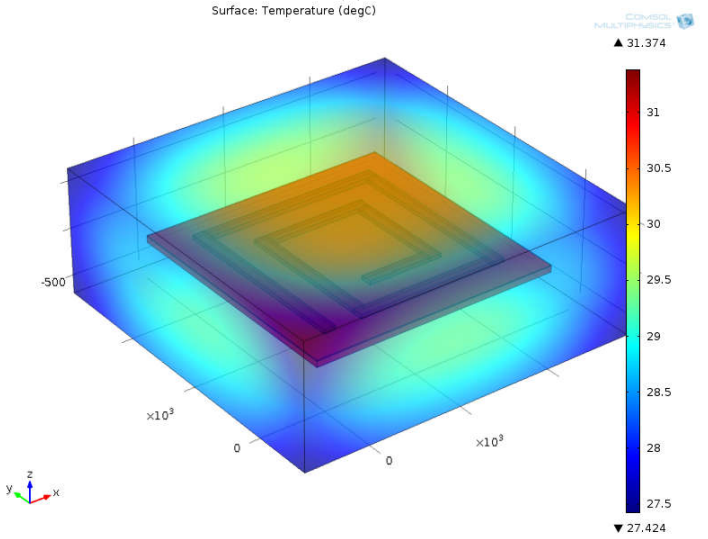


Figure V-11: Evolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de noyau magnétique t_{sub}=63µm, (a) conducteur, (b) diélectrique, (c) noyau magnétique

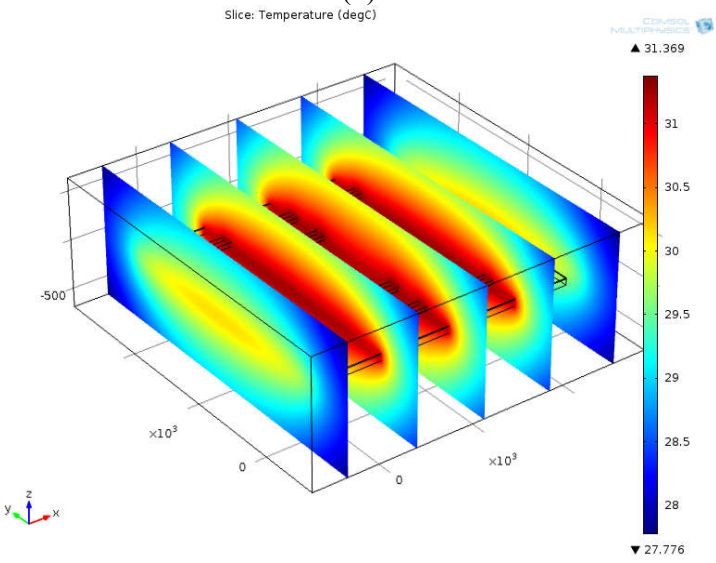
La distribution de la température en 3D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur noyau magnétique t_{sub}=63µm est présentée par les figures V-12 a, b et c.



(a)



(b)



(c)

Figure V-12: Distribution de la température dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique pour une épaisseur de noyau magnétique t_{sub}=63µm, (a) en isosurface, (b) en surface, (c) en plan

Pour une épaisseur de noyau magnétique t_{sub}=63µm, nous avons obtenu diminution de la distribution de la température (voir figures V-11, V-12).

La diminution de la température est due essentiellement à une dissipation plus grande de la chaleur, due à une plus grande surface du noyau magnétique.

Nous concluons que l'épaisseur du noyau magnétique a une influence sur le comportement thermique de la micro bobine.

V.5 INFLUENCE DE LA COUCHE ISOLANTE SUR LE COMPORTEMENT THERMIQUE DE LA MICRO INDUCTANCE

Dans ce paragraphe, on présente l'influence de la nature du matériau de la couche isolante sur les propriétés thermique de la micro inductance spirale carrée intégrée. L'oxyde de silicium SiO_2 est remplacé par l'oxyde d'aluminium Al_2O_3.

Le tableau V-1 présente les caractéristiques thermiques de matériau diélectrique l'oxyde d'aluminium (Al_2O_3).

Elément	Matériau	Caractéristiques
Diélectrique	Oxyde d'aluminium (Al_2O_3)	Conductivité thermique: k=35 W/m.K Chaleur massique: C =730J/K.kg Masse volumique: ρ = 3965kg/m^3

Tableau V-1: Caractéristiques thermique de matériau diélectrique l'oxyde d'aluminium (Al_2O_3)

L'évolution de la température en 1D dans la micro inductance intégrée avec le matériau diélectrique l'oxyde d'aluminium (Al_2O_3) est présenté par les figures V-13 a, b et c.

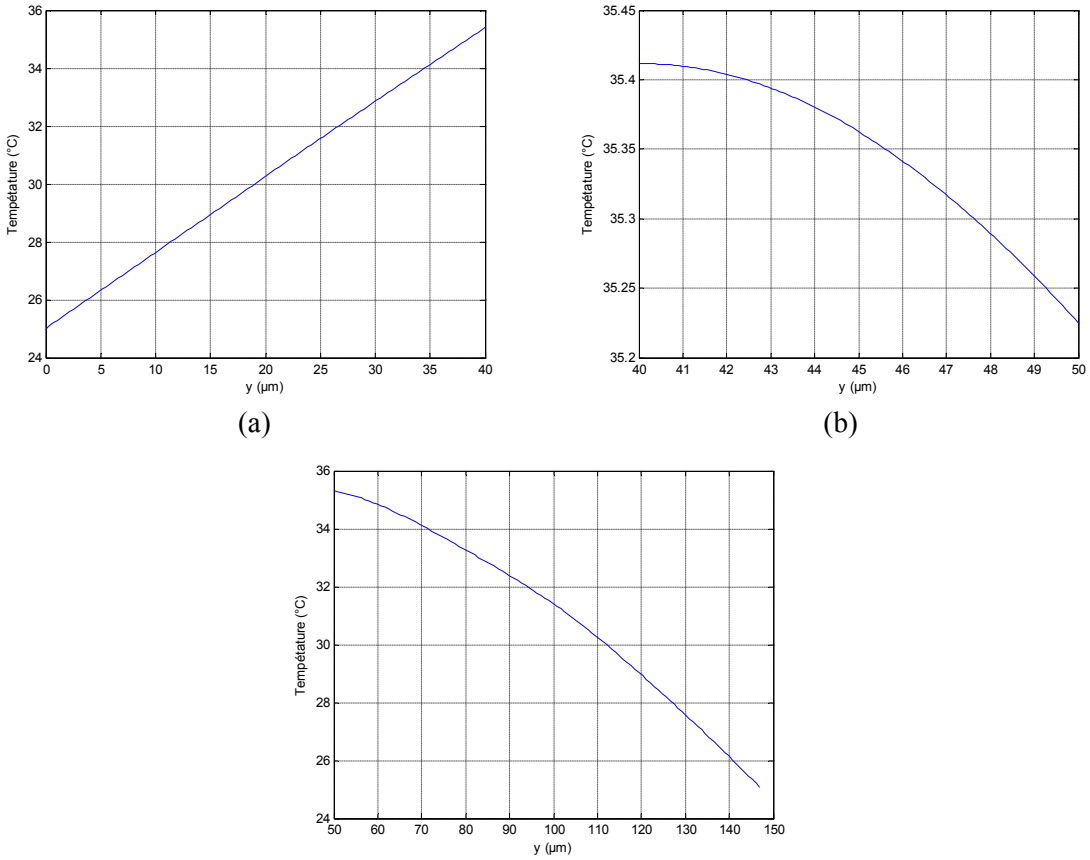
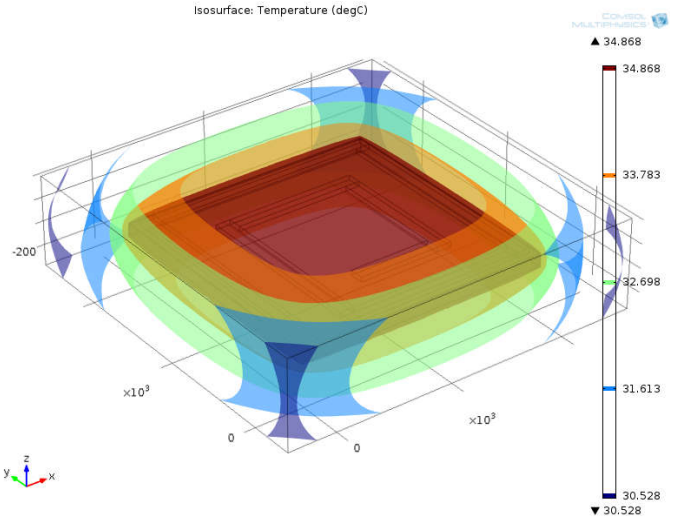
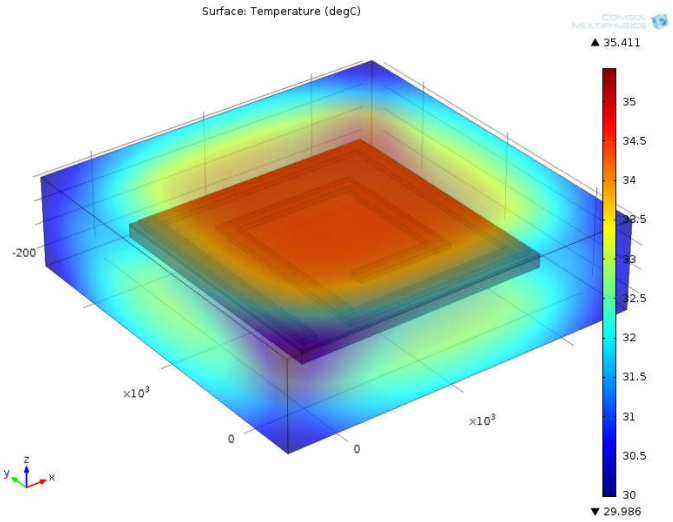


Figure V-13: Evolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec le diélectrique d'oxyde d'aluminium (al_2O_3), (a) conducteur, (b) diélectrique, (c) noyau magnétique

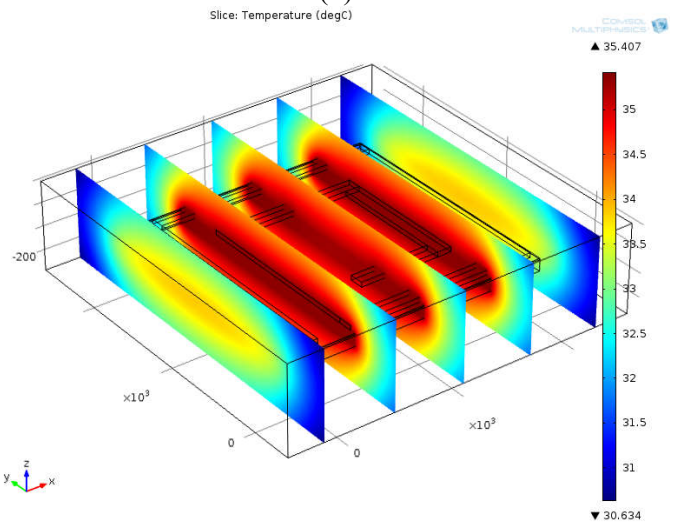
La distribution de la température en 3D dans la micro inductance spirale intégrée avec le matériau diélectrique l'oxyde d'aluminium (Al_2O_3) est présentée par les figures V-14 a, b et c.



(a)



(b)



(c)

Figure V-14: Distribution de la température dans la micro inductance spirale intégrée avec le diélectrique d'oxyde d'aluminium (Al_2O_3), (a) en isosurface, (b) en surface, (c) en plan

On note que l'oxyde d'aluminium Al_2O_3 induit une légère diminution de la température dans la micro inductance, donc on peut remplacer le matériau diélectrique d'oxyde de silicium (SiO_2) par le matériau d'oxyde d'aluminium Al_2O_3 (voir figures V-13, V-14).

V.6 INFLUENCE DU NOYAU MAGNETIQUE SUR LE COMPORTEMENT THERMIQUE DE LA MICRO INDUCTANCE

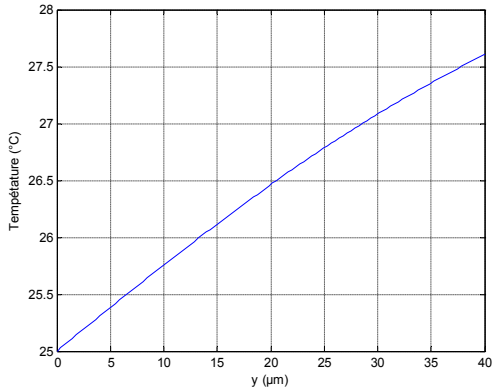
On va étudier même le comportement thermique au niveau de notre composant avec le changement de matériau de noyau, la ferrite (NiFe) par le matériau de silicium (Si).

Le tableau V-2 présente les caractéristiques thermique de matériau silicium (Si).

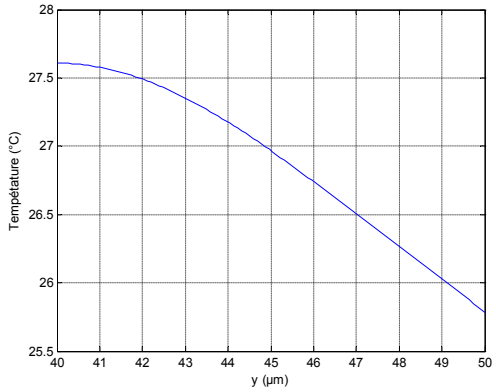
Elément	Matériau	Caractéristiques
Noyau magnétique	Silicium (Si)	Conductivité thermique: k=145 W/m.K Chaleur massique: C=650J/K.kg Masse volumique: $\rho = 2330 kg/m^3$

Tableau V-2: Caractéristiques thermique de matériau silicium (Si)

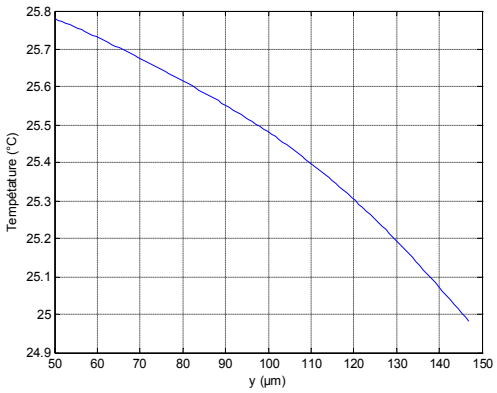
L'évolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec le matériau de noyau magnétique de silicium (Si) est présentée par les figures V-15 a, b et c.



(a)



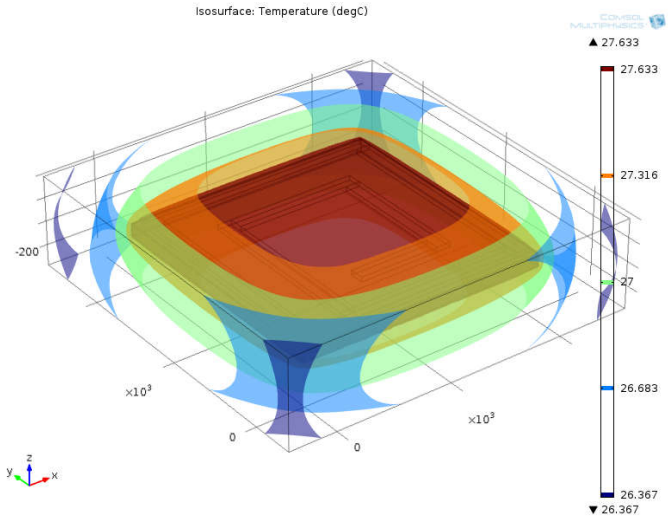
(b)



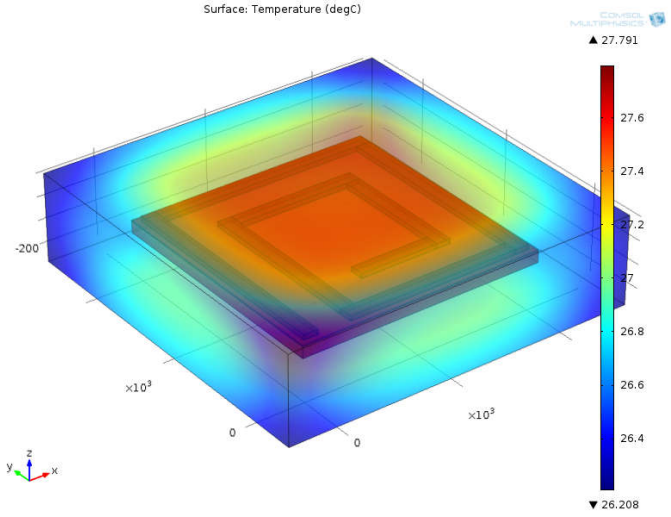
(c)

Figure V-15: Evolution de la température en 1D dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique de silicium (Si), (a) conducteur, (b) diélectrique, (c) noyau magnétique

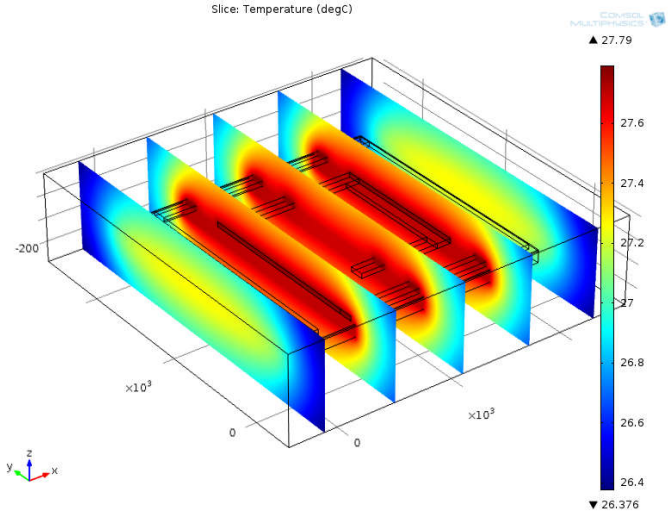
La distribution de la température en 3D dans la micro inductance intégrée avec le matériau de noyau magnétique de silicium (Si) est présentée par les figures V-16 a, b et c.



(a)



(b)



(c)

Figure V-16: Distribution de la température dans la micro inductance spirale intégrée avec noyau magnétique de silicium (Si), (a) en isosurface, (b) en surface, (c) en plan

On note une diminution importante de la température dans la micro inductance intégrée, ceci est dû à la conductivité thermique du matériau de noyau magnétique (voir figures V-15, V-16).

V.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'influence de l'épaisseur du conducteur, du diélectrique et du noyau magnétique sur le comportement thermique de notre micro inductance. On peut souligner les points suivants:

- La température dépend de l'épaisseur de conducteur, c'est à dire, plus les résistances électriques augmentent, plus le dégagement de chaleur volumique est important, plus la température maximale est importante.
- Nous avons régalement remarqué une légère variation de la température lorsque nous avons diminué l'épaisseur de la couche isolante.
- La diminution de la température est due essentiellement à une dissipation plus grande de la chaleur, due à une plus grande surface du noyau magnétique.
- On peut choisir le matériau diélectrique d'oxyde d'aluminium (Al_2O_3) à la place de matériau diélectrique d'oxyde de silicium (SiO_2).
- La température dépend de matériau de noyau magnétique.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

Tous les domaines d'électronique, à des degrés divers sont concernés par les problèmes thermiques. Ne pas la considérer revient à fabriquer des composants n'offrant pas toutes les garanties de fonctionnement et de fiabilité. La chaleur est le résultat d'une puissance électrique développée par le composant intégré. L'étude présentée dans cette thèse a concerné la modélisation thermique d'un composant magnétique intégré dans les microsystèmes.

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

Le premier chapitre de cette thèse est débuté par la modélisation thermique des composants magnétiques en électronique de puissance. Ainsi, les différents modes de transferts de chaleur, et quelques méthodes de la modélisation thermique, analytiques et numériques.

Nous avons donné dans le deuxième chapitre un aperçu sur l'intégration des composants magnétiques en électronique de puissance. Nous avons défini l'approche hybride et l'approche monolithique.

Dans le chapitre trois, nous avons présenté notre convertisseur Buck DC-DC. Ainsi, le dimensionnement et la modélisation magnétique de notre micro inductance spirale intégrée.

Le chapitre quatre présente une solution analytique thermique en 1D, basée principalement sur la méthode de séparation des variables. Ce modèle monodimensionnel élaboré, permet d'avoir la distribution de la température qui a été validée par une autre

solution numérique obtenue en utilisant la méthode d'élément finis. On déduit un bon accord entre ces deux méthodes.

Le dernier chapitre de la thèse présente une étude paramétrique portant sur l'influence de l'épaisseur de conducteur, du diélectrique et du noyau magnétique sur le comportement thermique de la micro inductance. Nous avons présenté également l'influence des matériaux composant le diélectrique et le noyau magnétique également sur le comportement thermique de la micro inductance.

PUBLICATION

PUBLICATION

Y. Benhadda, A. Hamid, T. Lebey, A. Allaoui, M. Derkaoui, R. Melati, "Thermal behavior of an integrated square spiral micro coil", Telkomnika 2015, Vol 14, N° 2, p 669-682.

Y. Benhadda, A. Hamid, T. Lebey, M. Derkaoui, "Design and Modeling of an Integrated Inductor in a Buck Converter DC-DC", Journal of Nano and Electronic Physics 2015, Vol. 7, N° 2, 02006 (6pp).

Résumé

Le but de ce travail est de résoudre le problème des pertes de chaleur dans la micro inductance carrée spirale intégrée dans un micro convertisseur Buck DC-DC. Initialement, nous définissent les caractéristiques du micro convertisseur pour la conception de la micro inductance pour l'intégration, tenant compte des caractéristiques électriques et magnétiques des matériaux choisis.

Puis, une simulation schématique de Buck micro convertisseur a été présentée pour une meilleure compréhension de la relation entre le courant et la tension.

Ensuite, nous avons simulé les effets magnétiques en deux cas. Le premier cas, micro inductance dans l'air, le deuxième cas micro inductance avec le noyau magnétique.

En fin, nous déterminons des expressions mathématiques donnant l'évolution des températures dans la micro inductance intégrée en utilisant la méthode de séparation des variables et une visualisation du comportement thermique est déterminée en 2D et 3D en utilisant la méthode d'élément fini. Les résultats sont comparés et s'avèrent dans la bonne entente.

Mots-clés: Pertes de chaleur, Micro inductance carrée spirale intégrée, Micro convertisseur Buck DC-DC, Températures, Méthode de séparation de variables, Méthode d'élément fini

Abstract

The aim of this work is to solve the problem of heat losses in an integrated square spiral micro inductor into a micro converter Buck DC-DC. Initially, we define the specifications of the micro converter for the design of micro inductor for integration, taking into account the electrical and magnetic characteristics of the materials selected.

Then, a buck micro converter schematic simulation was presented. This conceptual model of the buck is best understood in terms of the relation between current and voltage.

After that, we have simulated the magnetic effects in two cases. The first case, a micro inductor in the air, the second case a micro inductor with substrate.

Finely, we determinate mathematical expressions giving the evolution of temperatures in an integrated micro inductor using the separation of variables method and a visualization of the thermal behavior is determined in 2D and 3D space dimension using the finite element method. The results are compared and are found to be in good accord.

Keywords: Heat losses, Micro integrated square spiral inductor, Micro converter Buck DC-DC, Temperatures, Separation of variables method, Finite element method