

THÈSE

Présentée par

ADDA BENATTIA Tekkouk

Pour l'obtention du grade de

DOCTEUR EN SCIENCES

Spécialité : Electronique

Thème

**INTÉGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS POUR
L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE - APPLICATION AUX
CONDENSATEURS PLANAIRE ET BOBINES**

Devant le Jury composé de :

Soutenue le : **29/03/2021**

Nom & prénoms	Grade	Qualité	Domiciliation
BOUKORTT Abdelkader	Pr	Président	Université de Mostaganem
RIZOUGA Mohammed	Pr	Examineur	USTO-MB Oran
MAHI Djillali	Pr	Examineur	Université de Laghouat
NAMOUNE Abdelhadi	M.C « A »	Examineur	Centre universitaire de Relizane
HAMID Azzedine	Pr	Membre invité	Centre universitaire d'El Bayadh
MELATI Rabia	M.C « A »	Rapporteur	Université de Mostaganem
LARBI BEKLAOUZ Hadj	M.C « B »	Co-rapporteur	Université de Mostaganem

Année Universitaire : 2019-2020

Dédicaces

À mes chers parents

À toute ma famille

À tous ceux qui me sont chers

ADDA BENATTIA Tekkouk

Remerciements

Mes sincères remerciements s'adressent au bon Dieu, de m'avoir donné la volonté de mener à terme la réalisation de cette thèse qui a été possible grâce au concours de plusieurs personnes à qui je voudrais témoigner toute ma reconnaissance.

Je voudrais tout d'abord adresser toute ma gratitude et mes remerciements à mon directeur de thèse, Madame **MELATI Rabia**, Maître de conférences A au Département de Physique de l'Université de Mostaganem pour ses conseils scientifiques et ses orientations qui m'ont permis de mener à bien ce travail et dans les meilleures conditions.

J'adresse également mes remerciements à mon co-directeur de thèse, **LARBI BEKLAOUZ Hadj**, Maître de conférences B et Chef du Département de Génie Electrique de la Faculté des Sciences et de la Technologie de Mostaganem, pour son aide ainsi que pour ses critiques et ses suggestions qui m'ont été très précieuses pour structurer le travail et pour améliorer la qualité de ce manuscrit.

J'adresse mes vifs remerciements à Mr **BOUKORTT Abdelkader** Professeur à l'Université de Mostaganem, pour l'honneur qu'il me fait de présider le Jury de ma soutenance.

Mes remerciements vont aussi à Messieurs **MAHI Djilali**, Professeur à l'Université de Laghouat, **NAMOUNE Abdelhadi**, Maître de Conférence A au C.U. Ahmed Zabana de Relizane et **RIZOUGA Mohammed** Professeur à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran (par ordre alphabétique), pour avoir accepté d'examiner cette thèse.

Je tiens également à remercier très sincèrement Monsieur **HAMID Azzedine**, Professeur au Centre Universitaire d'EL Bayadh et Directeur du laboratoire LEPA « Laboratoire d'Electronique de Puissance Appliquée » à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran-Mohamed Boudiaf «USTO-MB» pour son soutien durant toutes les phases de mon travail.

J'exprime mon profond respect pour Monsieur **Thierry LEBEY** Directeur de Recherche au CNRS, laboratoire LAPLCE de l'Université Paul Sabatier (Toulouse), de m'avoir

Remerciements

accueilli au sein du groupe MDCE (Matériaux Diélectriques pour la Conversion d'Énergie) pendant mes séjours successifs au LAPLACE.

Je suis très reconnaissant pour l'assistance inconditionnelle offerte par **Dr Céline COMBETTES et Dr Vincent BLEY** (groupe MDCE), qui m'ont toujours partagé leur précieuse expérience et m'ont été d'une aide très bénéfique lors de notre réalisation pratique. Je les remercie sincèrement pour l'aide qu'ils m'ont apportée.

Je tiens également à remercier vivement **Mr BENZIDANE Mohammed Ridha, MOKHFI Abderrahim et Mme SENHADJI Nesrine** pour l'aide précieuse qu'ils m'ont apporté durant la préparation de cette thèse.

J'associe à ces remerciements tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin, sans oublier mes collègues à l'Université de Mostaganem.

RESUME

Notre travail s'inscrit dans le cadre de l'intégration des structures d'électronique de puissance. La miniaturisation de ces structures qui permettra essentiellement leur utilisation dans des systèmes embarqués du fait de leur faible encombrement et de leur légèreté, se doit d'être réalisée de façon à satisfaire des critères qui deviennent ces dernières années, primordiaux, à savoir : le bon rendement de conversion, le volume minimal, et le faible coût.

L'objectif principal de notre travail est de concevoir et réaliser un nouveau modèle de condensateur planaire en s'inspirant des recherches récentes concernant l'intégration des condensateurs en particulier, la technologie LTCC (Low-Temperature Co-fired Ceramic), et la technologie des condensateurs multicouches . Notre objectif vise aussi l'optimisation du dimensionnement, ainsi que la modélisation géométrique et magnétothermique d'une micro-bobine spirale planaire qui sera associée au condensateur planaire réalisé afin d'intégrer ces deux composants dans un convertisseur DC-DC de type Buck. Les objectifs souhaités sont la modularité et la standardisation des convertisseurs de puissances. La réduction du volume de tels composants passifs nous amène à affronter et résoudre plusieurs problèmes tels que, les problèmes de conception, dimensionnement, modélisation thermique, et électromagnétique sans oublier la difficulté du choix des matériaux compatibles et les procédés de fabrication.

La validation du bon fonctionnement du condensateur planaire réalisé et du dimensionnement géométrique de la micro- bobine est effectuée par le logiciel PSIM 9.0.3.

Les problèmes liés à la dissipation thermique et des effets électromagnétiques sont d'une importance cruciale et ne peuvent nullement être négligés, en particulier dans des volumes miniaturisés. De ce fait, le logiciel de simulation COMSOL Multiphysics était utilisé pour visualiser et mesurer la température, la densité de courant, les champs magnétique et électrique ainsi que leurs répartitions dans les deux composants (micro-bobine et condensateur planaire).

La réalisation et la caractérisation du condensateur multicouche LTCC ont été effectuées au laboratoire LAPLACE de l'Université Paul Sabatier (Toulouse).

Mots-clés : Composant passif-Convertisseur DC/DC-Condensateur multicouche-Technologie LTCC-Intégration

ABSTRACT

Our work is part of the integration of power electronics structures. The miniaturization of these structures, which will essentially allow their use in on-board systems due to their small size and lightness, must be carried out in such a way as to meet criteria which have become essential in recent years, namely: good conversion efficiency, minimum volume, and low cost.

The main objective of our work is to design and realize a new model of planar capacitor by drawing inspiration from recent research concerning the integration of capacitors in particular, LTCC technology (Low-Temperature Co-fired Ceramic), and technology multilayer capacitors. Our objective is also to optimize the dimensioning, as well as the geometric and magneto thermal modelling of a planar spiral micro-coil which will be associated with the planar capacitor produced in order to integrate these two components in a DC-DC converter of the Buck type. The desired objectives are the modularity and standardization of power converters. The reduction in the volume of such passive components leads us to face and solve several problems such as design, dimensioning, thermal modelling, and electromagnetic problems without forgetting the difficulty of choosing compatible materials and manufacturing processes.

The validation of the correct operation of the planar capacitor produced and of the geometric dimensioning of the micro-coil is carried out by the PSIM 9.0.3 software.

Problems related to heat dissipation and electromagnetic effects are of crucial importance and cannot be overlooked, especially in miniaturized volumes. Therefore, the COMSOL Multiphysics simulation software was used to visualize and measure the temperature, current density, magnetic and electric fields as well as their distributions in the two components (micro-coil and planar capacitor).

The realization and the characterization of the multilayer capacitor LTCC were carried out at the LAPLACE laboratory of the University Paul Sabatier (Toulouse).

Keywords: Passive component -DC/DC converter- Multilayer capacitor - LTCC technology- Integration

ملخص

يندرج العمل الذي قمنا به في اطار دمج وتصغير هياكل إلكترونيات الطاقة، والذي سيسمح بشكل أساسي باستخدامها في الأنظمة الإلكترونية المدمجة نظرًا لصغر حجمها وخفتها ، بطريقة تلبي المعايير التي أصبحت ضرورية في السنوات الأخيرة ، وهي: كفاءة التحويل الجيدة والحجم الأدنى والتكلفة المنخفضة.

الهدف الرئيسي من عملنا هو تصميم وتحقيق نموذج جديد للمكثف المستوي من خلال استهلاك من الأبحاث الحديثة المتعلقة بدمج المكثفات على وجه الخصوص المكثف بتقنية LTCC (السيراميك منخفض الحرارة المشتعل)، والمكثفات التكنولوجية متعددة الطبقات. هدفنا أيضًا هو تحسين الأبعاد ، فضلاً عن النمذجة الهندسية والمغناطيسية الحرارية للوشية الصغيرة من النوع اللولبي المستوي الذي سيرتبط بالمكثف المستوي. المنتج من ربط هذين المكونين يستعمل في محول DC-DC من نوع Buck.

الأهداف المرجوة هي نمطية وتوحيد محولات الطاقة. يؤدي تقليل حجم هذه المكونات السلبية إلى مواجهة العديد من المشكلات وحلها مثل التصميم والأبعاد والنمذجة الحرارية والمشكلات الكهرومغناطيسية دون نسيان صعوبة اختيار المواد المتوافقة وعمليات التصنيع.

يتم التحقق من صحة التشغيل الصحيح للمكثف المستوي المنتج والأبعاد الهندسية للملف الصغير بواسطة برنامج PSIM 9.0.3 .

المشاكل المتعلقة بتبديد الحرارة والتأثيرات الكهرومغناطيسية لها أهمية حاسمة ولا يمكن التغاضي عنها ، خاصة في الأحجام المصغرة. لذلك ، تم استخدام برنامج محاكاة COMSOL Multiphysics لتصوير وقياس درجة الحرارة وكثافة التيار والمجالات المغناطيسية والكهربائية وكذلك توزيعاتها في المكونين (الوشية الصغيرة والمكثف المستوي). تم انجاز هذا العمل وتوصيف مكثف متعدد الطبقات LTCC في مختبر LAPLACE التابع لجامعة Paul Sabatier تولوز .

كلمات مفتاحية: مكون سلبي- محول DC / DC - مكثف متعدد الطبقات- تقنية LTCC- دمج المكونات السلبية

Liste des figures

Figure I-1 : Schéma équivalent d'une résistance en haute fréquence	8
Figure I-2 : Schéma d'un condensateur plan.....	9
Figure I-3 : Schéma électrique équivalent d'un condensateur	10
Figure I-4 : Schéma électrique équivalent série d'un condensateur.....	11
Figure I-5 : Variation de l'impédance d'un condensateur réel en fonction de la fréquence f..	11
Figure I-6: Schéma équivalent d'une bobine réelle.....	12
Figure I-7: Variation de l'impédance d'une inductance réelle en fonction de la fréquence f..	13
Figure I-8: Concepts d'intégration d'une structure PIAC (Laboratoire SATIE : systèmes et applications des technologies de l'information et de l'énergie)	17
Figure I-9: Principe et exemple d'un convertisseur EMPIC développé par J.A.Ferreira	18
Figure I-10: Inductance intégrée réalisée par la technique LTCC	19
Figure I-11: Principe de l'intégration monolithique.....	20
Figure II-1: Bobine intégrée à structure solénoïde,(a) réalisé sans noyau [3] ,(b) Avec noyau magnétique[4].....	30
Figure II-2: Structure solénoïdale, (a) Avec entrefer localisé, (b) Avec noyau laminé[5].....	30
Figure II-3: Bobine de type "serpentin". (a) Principe, (b) Réalisation [6]	31
Figure II-4: Structures inductives planaires spirales ; (a) Circulaire, (b) Carrée, (c) Octogonale[2].....	32
Figure II-5: (a) Exemple d'inductance en technologie Circuit imprimé multicouche (PWB) [9], (b) Emplacement du transformateur dans le circuit de puissance complet [1].....	32
Figure II-6: Inductance réalisée par des méthodes de sérigraphie. a)Vue de dessus, (b) Coupe de la structure finale du transformateur[12].....	33
Figure II-7: Vue en coupe des inductances LTCC[13]	34
Figure II-8: (a)Bobine planaire à largeur variable ;b) Facteur de qualité en fonction de la largeur du conducteur [15]	35
Figure II-9: (a) Inductances spirales à largeur de conducteur variable, Variation du facteur de qualité, des inductances (b) à largeur fixe, (c) à largeur variable[17].....	35

Figure II-10: (a) Principe d'une inductance multicouche [19], (b) Photo réel des bobines type LTCC[20].....	36
Figure II-11:(a) Illustrations 3D de l'inducteur toroïdal à noyau d'air, (b) : Fixation du substrat en silicium [21].....	37
Figure II-12: Micrographies SEM de différentes géométries d'inductances MEMS réalisées : (a) Inductances toroïdales (b) Transformateur toroïdal, la bobine primaire à des conducteurs plus gros que celui de la bobine secondaire. (c) Inductance solénoïde, (d) Inductance spirale, (e) Inductance «DTU» [21].	38
Figure II-13: Structure d'un condensateur MOS.....	40
Figure II-14: Structure d'un condensateur MIM.....	41
Figure II-15: (a)Vue 3D de capacité MOM ;(b) Coupe transversale de capacité MOM[24]... ..	42
Figure II-16: : Condensateur intégré par la technique LTCC; (a) : Schéma de principe du condensateur intégré, (b) : photographie du substrat avec condensateurs LTCC intégrés [40]43	43
Figure III-1: Schéma de principe de convertisseur abaisseur Buck DC/DC	49
Figure III-2: Formes d'ondes du courant et de la tension dans la bobine	51
Figure III-3: L'influence de l'épaisseur du diélectrique d et de la section S sur la valeur de la capacité.....	52
Figure III-4: L'influence de la permittivité relative ϵ_r et de la section S sur la valeur de la capacité.....	53
Figure III-5: Schéma de principe de la technologie LTCC d'un condensateur multicouche... ..	54
Figure III-6: Les matériaux utilisés pour condensateur multicouche LTCC.....	57
Figure III-7: (a) Feuille LTCC prédécoupée, (b) Machine à gravure laser CO ₂ LS 100 EX... ..	58
Figure III-8: L'étuvage des bandes LTCC	58
Figure III-9: a) Métallisation avec l'encre de sérigraphie (ESL 9916), b) Résultat de la métallisation et l'assemblage.....	59
Figure III-10: La machine presse uni-axiale	60
Figure III-11: Assemblage des couches (étape précédant la thermo-compression).....	61
Figure III-12: Cycle thermique de la thermo-compression	61
Figure III-13: Composant LTCC après thermo-compression	62
Figure III-14: Photo du Microscope Electronique à Balayage (MEB)	62

Figure III-15: Microstructure de condensateur LTCC après thermo-compression.....	63
Figure III-16: Cycle thermique du premier frittage.....	64
Figure III-17: Microstructure des couches de condensateur LTCC après le frittage	65
Figure III-18: Microstructure des couches après frittage et polissage	65
Figure III-19: Cycle thermique du deuxième frittage	66
Figure III-20: Condensateur multicouche LTCC réalisé.....	66
Figure III-21: Caractérisation du condensateur LTCC (gain-phase).....	68
Figure III-22: Schéma électrique équivalent d'un condensateur multicouche LTCC.....	68
Figure III-23: Schéma équivalent modèle du circuit R-L-C série.....	69
Figure III-24: Module et la phase du condensateur LTCC	70
Figure IV-1: Paramètres géométrique des différentes bobines planaires spirales [9-10].....	77
Figure IV-2: Modèle physique du noyau magnétique de la micro-bobine.....	82
Figure IV-3: Décroissance de la densité de courant à l'intérieur d'un conducteur rectangulaire.[22][23].....	83
Figure IV-4: Modèle physique du circuit électrique dimensionné.....	86
Figure IV-5: Modèle électrique en " π " d'une inductance spirale planaire développé par	87
Figure IV-6: Circuit électrique équivalent issu de la coupe transversale d'une inductance planaire spirale avec noyau.	88
Figure IV-7: Circuit électrique du convertisseur contenant bobine et condensateur parfaits ...	92
Figure IV-8: Les différentes formes d'ondes des tensions.....	92
Figure IV-9: Les différentes formes d'ondes des courants	93
Figure IV-10: Les ondulations de la tension de sortie.....	93
Figure IV-11: (a) Modèle électrique en(π) de l'inductance spirale planaire, (b) Modèle électrique du condensateur LTCC	95
Figure IV-12: Circuit électrique du convertisseur contenant les éléments (L-C) dimensionnés	95
Figure IV-13: Formes d'ondes des tensions d'entrée-sortie et de la tension aux bornes de la micro-bobine	96
Figure IV-14: Ondulations de la tension de sortie	96

Figure IV-15:Formes d'ondes des différents courants	97
Figure IV-16:Formes d'ondes des courants parasites	97
Figure V-1:Modèle physique du condensateur multicouche LTCC réalisé	104
Figure V-2:L'axe du domaine d'étude.....	105
Figure V-3:Potentiel électrique dans le condensateur multicouches LTCC réalisé.....	106
Figure V-4: Visualisation du potentiel des couches conductrices (Vue de face).....	106
Figure V-5:Variation du potentiel électrique suivant l'axe verticale du domaine d'étude	107
Figure V-6:Principe du champ électrostatique dans un condensateur plan.....	108
Figure V-7:Distribution des lignes de champ électrique et du potentiel.....	108
Figure V-8:Variation de la norme du champ électrique suivant l'axe du domaine	109
Figure V-9:Répartition de la densité surfacique du courant électrique.....	110
Figure V-10: Densité de courant au niveau des vias du condensateur LTCC.....	110
Figure V-11: La densité surfacique du courant suivant l'axe du domaine OZ	111
Figure V-12:Distribution de la température (Vue 3D du condensateur LTCC).....	113
Figure V-13:Les isothermes	113
Figure V-14: Les coupes de la température suivant l'axe OYZ.....	114
Figure V-15: Distribution de la température suivant la coupe OXZ.....	114
Figure V-16:Distribution de la température suivant l'axe du domaine.....	115
Figure V-17:Visualisation de la partie active	116
Figure V-18:Le modèle physique de la micro-bobine.....	117
Figure V-19:Le maillage du domaine d'étude	118
Figure V-20:Variation de l'inductance en fonction de fréquence.....	119
Figure V-21:Distribution des lignes de champs magnétiques:(a)Vue en 2D ;(b) Coupe transversale suivant l'axe OZ	120
Figure V-22:Répartition de flux magnétique:(a)Vue en 2D ;(b) Coupe transversale suivant l'axe OZ,(c)Evolution de la densité de flux suivant la longueur d'arc	121

Figure V-23: Répartition de la densité de courant ;(a) Vue en 2D de la micro-bobine ,(b) coupe transversale suivant l'axe OZ, (c) Evolution de la densité de courant suivant la longueur d'arc 123

Figure V-24: Répartition de de la température dans la micro-bobine (vue 2D)..... 124

Figure V-25: Evolution de la température dans la micro-bobine suivant la longueur d'arc... 125

Figure V-26: Répartition de de la température dans la micro-bobine et le noyau ferromagnétique..... 126

Figure V-27: Distribution de la température dans le domaine d'étude 126

Liste des tableaux

Tableau I-1:Matériaux diélectriques utilisés en microélectronique [37].....	23
Tableau III-1:Propriétés typiques des feuilles LTCC (10 GHz).	55
Tableau III-2: Les pâtes conductrices utilisées pour LTCC.....	57
Tableau III-3:Tableau comparatif des dimensions des deux condensateurs : discret et multicouches LTCC réalisé.....	67
Tableau IV-1:Caractéristiques des trois grandes familles de ferrites.....	75
Tableau IV-2:Caractéristiques électriques et magnétiques du ferrite NiZn(C2010)[4][5]	75
Tableau IV-3:Matériaux conducteur utilisés pour les microbobines [4][7].....	76
Tableau IV-4:Valeurs des coefficients utilisés par Wheeler.....	79
Tableau IV-5:Valeurs des coefficients utilisés par Mohan.....	79
Tableau IV-6:Résultat du dimensionnement géométrique de la micro-bobine.....	85
Tableau IV-7:Caractéristiques électriques des matériaux utilisés [2].....	90
Tableau IV-8:Résultats de calcul des paramètres technologiques de la micro-bobine planaire circulaire dimensionnée.....	91
Tableau IV-9:Tableau des valeurs max et min mesurée	98

Tables des matières

Chapitre I: Généralités sur l'intégration des composants passifs	5
I.1. Introduction.....	6
I.2. Généralités sur les composants passifs.....	6
I.3. Modélisation des composants passifs discrets.....	7
I.3.1. La résistance.....	7
I.3.2. Le condensateur.....	8
I.3.3. La bobine.....	11
I.4. L'intégration des composants passifs.....	13
I.4.1. Les objectifs d'intégration des composants passifs.....	14
I.4.2. Les contraintes et limitations de l'intégration.....	14
I.4.3. Domaines d'application des composants passifs.....	15
I.4.3.1. Applications dans le domaine radio-fréquentiel.....	15
I.4.3.2. Application dans la conversion de faible puissance.....	16
I.5. Les différentes technologies de l'intégration.....	16
I.5.1. L'intégration hybride.....	16
I.5.2. Les techniques d'intégration hybrides.....	17
I.5.2.1. Empilement de fonctions.....	17
I.5.2.2. Regroupement de fonctions.....	18
I.5.3. L'intégration monolithique.....	19
I.6. Les matériaux utilisés en intégration des composants passifs.....	20
I.6.1. Les matériaux magnétiques.....	20
I.6.2. Les matériaux conducteurs.....	21
I.6.3. Les matériaux diélectriques.....	22
I.7. Conclusion.....	23
I.8. Bibliographie.....	24
Chapitre II: État de l'art sur les bobines et les condensateurs intégrés	27
II.1. Introduction.....	28
II.2. État de l'art sur l'intégration de bobines.....	28
II.2.1. Les différentes structures des bobines intégrées.....	29
II.2.1.1. La structures solénoïdale.....	29
II.2.1.2. La structure serpentine.....	30
II.2.1.3. La structure spirale planaire.....	31
II.2.2. Les techniques utilisées dans l'intégration des bobines.....	32
II.2.2.1. La technique PWB (Printed wire Board).....	32
II.2.2.2. La technique « Intégration par sérigraphie ».....	33
II.2.2.3. La technique LTCC.....	33
II.3. Les structures récentes améliorant la valeur de l'inductance.....	34
II.3.1. Inductance spirale à largeur variable.....	34
II.3.2. Inductance multicouches 3D.....	36

II.3.3. Inductances MEMS à noyau d'air 3D pour très haute fréquence	37
II.4. État de l'art sur l'intégration des condensateurs	38
II.4.1. Intérêt des capacités intégrées en microélectronique	38
II.4.2. Classification de condensateurs planaires	39
II.4.2.1. Condensateur MOS	39
II.4.2.2. Condensateur MIM	40
II.4.2.3. Condensateur MOM	41
II.4.2.4. Condensateur LTCC.....	42
II.5. Conclusion.....	43
II.6. Bibliographie	44
Chapitre III: Conception, dimensionnement et réalisation d'un condensateur intégré par la technique LTCC	47
III.1. Introduction	48
III.2. Présentation du convertisseur DC-DC.....	48
III.3. Contraintes et cahier des charges	49
III.4. Dimensionnement des éléments du filtre LC	50
III.4.1. Calcul de la valeur de l'inductance L.....	50
III.4.2. Calcul de la valeur de la capacité C	51
III.5. La technologie LTCC.....	53
III.5.1. Le choix de la technologie de fabrication	54
III.5.2. Les propriétés des matériaux diélectriques LTCC	54
III.5.3. Les avantages de la technologie LTCC	55
III.6. Réalisation du condensateur multicouche LTCC	56
III.6.1. Préparation des matériaux.....	56
III.6.1.1. Matériau diélectrique	56
III.6.1.2. Le matériau conducteur	56
III.6.2. Procédé de fabrication.	57
III.6.2.1. Prédécoupe.....	57
III.6.2.2. Etuvage des bandes LTCC.....	58
III.6.2.3. La métallisation des électrodes et l'empilement des couches.	59
III.6.2.4. La thermo-compression.....	59
III.6.2.5. Le premier frittage.....	63
III.6.2.6. Polissage et assemblage des électrodes	65
III.6.2.7. Deuxième frittage	66
III.6.3. Comparaison des dimensions	67
III.7. Caractérisation électrique du condensateur multicouche réalisé	67
III.7.1. Choix du circuit équivalent	68
III.7.2. Résultats des mesures effectuées	69
III.8. Conclusion.....	70
III.9. Bibliographie	71
Chapitre IV: Dimensionnement géométrique et modélisation d'une bobine intégrée pour un convertisseur DC-DC	73
IV.1. Introduction	74

IV.2. Choix des matériaux.....	74
IV.2.1. Le matériau magnétique.....	74
IV.2.2. Le matériau conducteur.....	76
IV.3. Modélisation de la micro-bobine pour le convertisseur DC-DC	76
IV.3.1. Méthodes de modélisation analytique d'une inductance planaire.....	77
IV.3.1.1. Méthode d'I.O.Voormann.....	77
IV.3.1.2. Méthode de Bryan	78
IV.3.1.3. Méthode de Terman	78
IV.3.1.4. Méthode de Grover	78
IV.3.1.5. Méthode de Wheeler modifiée	78
IV.3.1.6. Méthode de Mohan	79
IV.3.2. Choix de la structure à étudier	80
IV.4. Dimensionnement géométrique de l'inductance spirale circulaire.....	80
IV.4.1. Dimensionnement du noyau magnétique	80
IV.4.1.1. Stockage de l'énergie magnétique	81
IV.4.1.2. Dimensionnement du noyau magnétique	81
IV.4.2. Dimensionnement des paramètres géométriques de la micro-bobine.....	82
IV.4.2.1. Calcul du nombre de spires n	82
IV.4.2.2. Calcul de l'épaisseur « t » et la largeur « w » du conducteur	83
IV.4.2.3. Calcul de la distance inter-spires s	84
IV.4.2.4. Calcul de la longueur moyenne L_{moy} du ruban conducteur	84
IV.4.2.5. Résultats du dimensionnement géométrique.....	85
IV.5. Modélisation électrique des inductances spirales planaires.....	86
IV.5.1. Modèle électrique de l'inductance sans noyau	86
IV.5.2. Modèle électrique en « π » avec noyau magnétique.....	87
IV.6. Calcul des paramètres technologiques de la micro-bobine.	88
IV.6.1. Calcul des capacités parasites (C_s , C_{ox} , C_{sub}).	88
IV.6.2. Calcul des résistances parasites (R_s , R_{sub} , R_{mag}).	89
IV.7. Simulation électrique des différentes formes d'ondes.....	91
IV.7.1. Simulation du micro-convertisseur avec bobine et condensateur parfaits..	92
IV.7.2. Interprétation des résultats	94
IV.7.3. Simulation du micro-convertisseur avec micro-bobine et condensateur dimensionnés	94
IV.7.4. Interprétation des résultats	98
IV.8. Conclusion.....	98
IV.9. Bibliographie	99
Chapitre V: Etude électrostatique et magnétothermique des composants passifs du convertisseur.....	102
V.1. Introduction.....	103
V.2. Etude électrostatique et thermique du condensateur LTCC réalisé.....	103
V.2.1. Modèle physique.....	104
V.2.2. Modèle Mathématique.....	104
V.2.3. Conditions initiales et conditions aux limites.....	105

V.2.4. Simulation des grandeurs électrostatiques	105
V.2.4.1. Le potentiel électrique.....	105
V.2.4.2. Le champ électrique.....	108
V.2.4.3. La densité du courant.....	110
V.2.5. Simulation des phénomènes thermiques.....	112
V.3. Etude électromagnétique et thermique de la micro-bobine	116
V.3.1. Le modèle physique.....	117
V.3.2. Le maillage et les conditions aux limites	117
V.3.3. Simulation des paramètres électromagnétique de la micro-bobine.....	118
V.3.3.1. Distribution des lignes de champ magnétique.....	119
V.3.3.2. Le flux magnétique	120
V.3.3.3. La densité de courant.....	121
V.3.4. Simulation des effets thermique de la micro-bobine	123
V.4. Conclusion.....	127
V.5. Bibliographie	128

Introduction générale

Les circuits électriques utilisés en électronique de puissance sont constitués de composants actifs, tels que les dispositifs à semi-conducteurs discrets (transistors, thyristor,...), qui sont connectés à des composants passifs, comme les transformateurs, les inductances et des condensateurs pour former des convertisseurs de puissance. Ces dernières années, l'électronique de puissance a été constamment stimulée par les développements de l'intégration de ces composants, pour aboutir à des améliorations à l'emballage des circuits (la mise en boîtier), l'augmentation de la fréquence de commutation ainsi qu'un meilleur facteur de qualité, dont l'objectif est la modularité et la standardisation des convertisseurs de puissance avec un faible coût.

L'encombrement des circuits électroniques est souvent dû à des composants passifs qui occupent un espace assez important comparé à celui des composants actifs. Ces composants remplissent des fonctions particulièrement capacitives et inductives. Pour réaliser l'intégration des composants passifs, plusieurs techniques ont été développées ces dernières années. Parmi les plus prometteuses, on peut citer : la technologie de céramique coccuite à basse température (LTCC), les technologies basées sur la haute densité interconnexion (HDI) et autres technologies de circuits imprimés (PCB).

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre de la miniaturisation des composants passifs constituant un convertisseur Buck abaisseur DC-DC dédié pour les petites puissances et fonctionnant sous une fréquence de 1.5 MHz. Cette miniaturisation nous amène à affronter deux problématiques: La première est la conception, la modélisation et la réalisation d'un condensateur planaire par la technologie LTCC. La seconde est la modélisation et la simulation d'une bobine intégrée de forme spirale planaire circulaire qui sera associée au condensateur LTCC afin de former un filtre planaire LC pour le convertisseur DC-DC.

Le manuscrit s'articule autour de cinq chapitres.

Le premier chapitre intitulé « *Généralités sur l'intégration des composants passifs* » débute par une présentation détaillée des différents composants passifs, suivie par une introduction et des généralités sur leur intégration, sur les problèmes liés à l'intégration, leurs domaines d'applications, ainsi que les différentes techniques d'intégration. Nous terminerons le premier chapitre par un tour d'horizon sur les principaux éléments de l'intégration. Ces éléments ne sont rien d'autres que les matériaux rentrant dans la constitution des composants passifs. Chaque matériau a un rôle plus important que l'autre, et aucun ne peut prendre le rôle de l'autre.

Dans le second chapitre intitulé « *État de l'art sur les bobines et les condensateurs intégrés* » nous avons consacré une première partie à un état de l'art sur les bobines intégrées avec les différentes technologies associées. Dans la deuxième partie, nous avons présenté les dernières technologies des condensateurs intégrés, à savoir : les technologies MOS (Métal-Oxyde-Semi-conducteur), MIM (Métal-Isolant-Métal) et MOM (Métal-Oxyde-Métal) ainsi que les structures céramiques actuelles sous la forme LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramic). Nous avons clôturé ce chapitre II par une conclusion et des perspectives

L'étude détaillée sur les condensateurs intégrés présentée au chapitre II, nous a facilité la tâche pour le choix de la technologie qui nous aide dans la conception du condensateur que nous souhaitons intégrer dans le convertisseur Buck. Notre condensateur va être de type planaire multicouches et sera réalisé par la technologie LTCC. Le cahier des charges du convertisseur Buck présenté au chapitre III intitulé « *Conception, dimensionnement et réalisation d'un condensateur intégré par la technique LTCC* », nous a permis de calculer la valeur de la capacité du condensateur LTCC, qui déterminera ses dimensions. Après le dimensionnement géométrique du condensateur LTCC, nous avons présenté les différentes étapes de sa réalisation. Cette réalisation était effectuée au laboratoire Laplace de l'Université Paul Sabatier (Toulouse). La caractérisation du condensateur réalisé est à son tour effectuée au même laboratoire par un RLC mètre de type HP4194A.

L'état de l'art sur les bobines présenté dans le deuxième chapitre, nous a permis d'avoir une idée sur les différentes topologies des bobines intégrées issues des différentes recherches, chacune de ces topologies est conçue pour corriger celle qui la précède, mais aucune n'a échappé aux défauts.

La topologie de la bobine la plus acceptée et la plus étudiée dans la littérature est la spirale planaire, de ce fait notre choix s'est posé sur une bobine de type planaire spirale dotée

d'un substrat semi-conducteur. Le choix de la topologie n'étant pas suffisant, il fallait encore opter pour l'une des différentes géométries que nous présente la littérature (les géométries : carrée, circulaire et polygonale). C'est pourquoi nous avons consacré une première partie du quatrième chapitre intitulé « *Dimensionnement géométrique et modélisation d'une bobine intégrée pour un convertisseur DC-DC* » à la comparaison entre trois structures planaires avec différentes géométries. La spirale circulaire était élue avec un noyau ferromagnétique en Nickel-Zinc (NiZn) présentant des propriétés intéressantes. Le NiZn est un ferrite mixte de formule $Ni_xZn_{1-x}Fe_2O_4$.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons effectué le dimensionnement des paramètres géométriques de notre bobine spirale plane circulaire, afin de ressortir avec des résultats qui reflètent des dimensions compatibles avec l'intégration avec un minimum de pertes énergétiques. Le dimensionnement géométrique n'étant pas suffisant pour prédire le bon fonctionnement de la bobine, il fallait donc la tester. Le test est effectué par simulation à l'aide du logiciel PSIM.9.0.3 des différents paramètres électriques (courant et tension) de notre bobine dimensionnée et ceux du convertisseur Buck contenant cette bobine. Cette simulation nécessitait l'extraction des paramètres technologiques et la réalisation du circuit électrique de la bobine spirale plane, qui sont également présentés dans ce chapitre.

Vu la réduction des tailles et des volumes de plus en plus poussée dans le packaging des circuits intégrés, les problèmes de dissipation thermique et des débordements du flux magnétiques doivent être bien cernés. Une hausse de la température de fonctionnement peut conduire vers un changement d'état des matériaux, telles que la démagnétisation des matériaux magnétiques, la nucléation ou la croissance de cavité dans des matériaux conducteurs sans oublier la transition vitreuse des matériaux isolants, et un flux magnétique mal géré, peut perturber le fonctionnement des composants du voisinage. Pour bien cerner ces problèmes, nous avons consacré le cinquième chapitre intitulé « *Etude électrostatique et magnétothermique des composants du convertisseur* » à l'étude des phénomènes électromagnétiques et thermiques. Le logiciel COMSOL Multiphysics était l'outil utilisé pour effectuer les simulations électrostatique et thermique du condensateur multicouches LTCC réalisé, ainsi que les simulations électrique et magnétothermique de la bobine spirale plane dimensionnée.

Dans un premier temps, nous avons visualisé et étudié le potentiel électrique, la densité de courant et le champ électrique entre les couches capacitatives ainsi que la distribution de la

température à l'extérieur et à l'intérieur du condensateur multicouches. Les mesures de ces paramètres ont également été prélevées.

La deuxième partie de ce chapitre porte sur la simulation électrique et magnétothermique de la bobine spirale planaire dimensionnée. Pour nous assurer que les pertes par effets joules ont été bien contournées, nous avons visualisé la répartition de la densité de courant à l'intérieur du conducteur, et pour nous assurer que le comportement magnétique de notre bobine n'a pas d'impact néfaste sur les composants du voisinage, nous avons visualisé la distribution des lignes de champ et du flux magnétiques. Pour le volet thermique, il fallait nous assurer que la température de fonctionnement de la bobine planaire dimensionnée est dans les normes, et qu'elle est uniformément répartie, de ce fait, nous avons visualisé la distribution de la température dans les différentes couches de la bobine, à savoir, le conducteur, l'isolant et le noyau.

Ce manuscrit est clôturé par une synthèse des travaux effectués et des résultats obtenus. Cette synthèse sera aussi l'occasion d'aborder les originalités des travaux présentées dans cette thèse ainsi que les perspectives liées à ces travaux.

Chapitre I: Généralités sur l'intégration des composants passifs

SOMMAIRE

I.1.	Introduction	6
I.2.	Généralités sur les composants passifs.	6
I.3.	Modélisation des composants passifs discrets.	7
I.3.1.	La résistance	7
I.3.2.	Le condensateur	8
I.3.3.	La bobine	11
I.4.	L'intégration des composants passifs.....	13
I.4.1.	Les objectifs d'intégration des composants passifs.....	14
I.4.2.	Les contraintes et limitations de l'intégration.	14
I.4.3.	Domaines d'application des composants passifs.....	15
I.4.3.1.	Applications dans le domaine radio-fréquentiel.....	15
I.4.3.2.	Application dans la conversion de faible puissance	16
I.5.	Les différentes technologies de l'intégration.....	16
I.5.1.	L'intégration hybride	16
I.5.2.	Les techniques d'intégration hybrides	17
I.5.2.1.	Empilement de fonctions	17
I.5.2.2.	Regroupement de fonctions	18
I.5.3.	L'intégration monolithique	19
I.6.	Les matériaux utilisés en intégration des composants passifs	20
I.6.1.	Les matériaux magnétiques.	20
I.6.2.	Les matériaux conducteurs	21
I.6.3.	Les matériaux diélectriques.....	22
I.7.	Conclusion.....	23
I.8.	Bibliographie	24

I.1. Introduction

L'évolution actuelle que connaît l'électronique de puissance va toujours dans le sens de la recherche d'une bonne occupation de l'espace en utilisant différentes techniques permettant une meilleure stratégie d'intégration des composants électroniques, et une meilleure cohabitation des composants passifs et actifs. La barrière de l'intégration des composants actifs est franchie depuis des années, par contre l'intégration des composants passifs, reste l'obstacle le plus persistant qui ralentit la miniaturisation complète des convertisseurs de puissance.

On reconnaît que la focalisation des recherches récentes dans le but de la miniaturisation, la modularité et la standardisation des convertisseurs de puissance a permis d'améliorer ces dernières années les performances des composants, et proposer de nouvelles structures réalisant ainsi des fonctionnalités de plus en plus complètes et complexes. Aujourd'hui, la notion d'intégration a évolué et actuellement, différents modes d'intégration sont envisageables suivant l'application visée. Toutes ces évolutions découlent des avancées technologiques de la microélectronique. Par ailleurs, l'intégration en électronique de puissance ne peut être considérée comme une simple miniaturisation, elle doit toujours se justifier par un apport des solutions innovantes pour assurer des fonctionnalités bien identifiées, la fiabilité des composants intégrés et le faible cout de fabrication.

L'intégration des composants passifs doit fournir le meilleur compromis entre trois facteurs importants: Les aspects électriques, la topologie, et la réduction des pertes.

I.2. Généralités sur les composants passifs.

Les composants passifs discrets sont très présents dans les structures de conversion pour aider à convertir l'énergie électrique à travers les filtres d'entrée et de sortie des alimentations à découpage mais aussi certains étages intermédiaires et certaines fonctions annexes tels que les circuits de commande et d'aide à la commutation. Ils assurent également des fonctions de protections comme l'isolation galvanique[1]. Un composant est dit passif quand il ne peut pas introduire l'énergie dans le circuit auquel il appartient, par conséquent, il est incapable d'augmenter la puissance du signal, dans certains cas, il s'agit même de réduire la puissance, souvent par effet Joule.

Parallèlement aux recherches purement liées des semi-conducteurs, il existe une activité importante dans le domaine des composants passifs. L'association de ces derniers avec des

circuits microélectroniques devenant nécessaire, en sachant que les composants passifs, comportent un grand nombre de produits accomplissant des fonctions complémentaires, parmi lesquelles [2][3].

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

I.3. Modélisation des composants passifs discrets.

I.3.1. La résistance

La résistance est le composant le plus utilisé en électronique, sa fonction principale est de réduire l'intensité du courant circulant dans un circuit. La différence de potentiel ou tension $U(t)$ aux bornes d'une résistance R est proportionnelle à l'intensité du courant électrique $I(t)$ qui la traverse.

$$V(t) = R.I(t) \quad \text{I.1}$$

Avec: $V(t)$, la tension instantané (V), $I(t)$ le courant instantané (A) et R est la résistance du dipôle (Ω).

La résistance d'un conducteur homogène, à une température donnée dépend de la nature du matériau qui le constitue et de ses dimensions (Relation I.2):

$$R = \rho \cdot \frac{l}{S} = \frac{l}{\sigma \cdot S} \quad \text{I.2}$$

Avec : ρ est la résistivité du matériau ($\Omega.m$) ; (l, S) sont la longueur(m) et la section (m^2) du conducteur ; σ : est la conductivité du matériau ($\Omega.m$)⁻¹

La résistance est aussi responsable d'une dissipation d'énergie sous forme de chaleur. Cette propriété porte le nom de l'effet Joule, la puissance dissipée P (W) s'exprime selon la relation I.3.

$$P = V.I = R.I^2 \quad \text{I.3}$$

Il n'existe pas de technologies qui permettent de réaliser une résistance parfaite. Dans le domaine des hautes fréquences, les concepteurs de circuits doivent tenir compte des limites des caractéristiques générales. Le processus de fabrication et la présence inévitable de fils conducteurs donnent naissance à un composant inductif spécifique L. Chaque paire de conducteurs sur laquelle une tension est appliquée présente des courants capacitifs. Cet effet parasite est le plus prononcé dans les enroulements et s'appelle la capacité spéciale C. (FigureI.1)

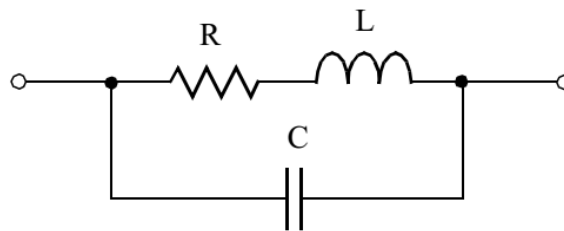


Figure I-1 : Schéma équivalent d'une résistance en haute fréquence

Les résistances de faibles valeurs ($< 30 \Omega$) sont toujours inductives et pour éviter toute inductance parasite, elles doivent être montées dans un circuit en mode série. En outre, les résistances de fortes valeurs ($> 3000 \Omega$) sont capacitives et devraient être montées en parallèle. Les résistances moyennes (entre 30Ω et 3000Ω) ont leur terme réactif qui s'annule pour une certaine fréquence. Elles sont difficiles à monter, car on doit limiter aussi bien l'effet de la capacité parasite que celui de l'inductance parasite [2][4][5][6].

I.3.2. Le condensateur

Le condensateur est un composant électronique qui a la particularité de pouvoir stocker de l'énergie sous forme des charges électriques. Il est constitué, le plus souvent, de deux conducteurs (armatures) séparés par un milieu isolant de faible épaisseur (Figure I.2). Sa fonction principale est d'emmagasinier de l'énergie électrique, puis la restituer au moment désiré. Il est caractérisé par sa capacité (C), qui constitue une mesure de la quantité de charges qui peut être accumulée dans le condensateur, par transfert entre les deux conducteurs qui le constituent. Cette quantité de charges (Q) est proportionnelle à la tension aux bornes du condensateur :

$$Q = C.V \quad \text{I.4}$$

Où Q est la charge stockée (C), C et V sont respectivement la capacité électrique du condensateur (F) et la tension à ses bornes (V).

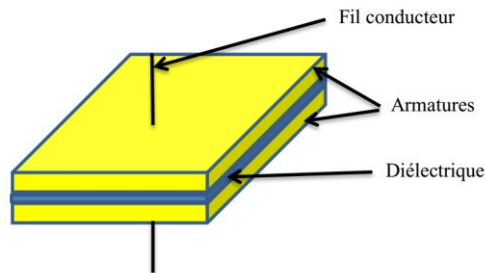


Figure I-2 : Schéma d'un condensateur plan

La capacité d'un condensateur est exprimée en Farad (F). Cette unité étant très élevée, la majorité des condensateurs fabriqués dans l'industrie ont des valeurs de l'ordre de microfarad (μF) ou de picofarad (pF). Elle est souvent exprimée selon l'expression I.5.

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \cdot \frac{S}{d} \quad \text{I.5}$$

Où S , d sont respectivement la surface des armatures et l'épaisseur du diélectrique, ϵ_0 est la permittivité du vide ($\epsilon_0 = 8,84 \times 10^{-12} \text{ F.m}^{-1}$), ϵ_r est la permittivité relative du matériau diélectrique (sans unité).

Les principales caractéristiques d'un condensateur pour l'utilisation dans les circuits électroniques sont :

- ✚ La valeur de la capacité (C) : C est la capacité de stockage de l'énergie sous forme des charges électriques.
- ✚ Le facteur de perte ($\text{tg}\delta$) : Ce paramètre représente les charges perdues dans le composant. Il contient les pertes par conduction et les pertes dues aux mouvements atomiques ou moléculaires sous un champ électrique alternatif.
- ✚ La résistance série équivalente (ESR) : C'est une résistance de contact entre les armatures ou les métallisations internes et le matériau diélectrique. Cette valeur doit être minimum. car, une résistance trop élevée est susceptible d'entraîner un échauffement du composant (effet Joule) ou des chutes de tension dans le circuit.
- ✚ La résistance parallèle (R_p) : La résistance équivalente utilisée pour la définition des pertes diélectriques.

- ✚ La tension maximum d'utilisation (V_{max}) : Elle dépend de la nature et de l'épaisseur du matériau diélectrique entre les électrodes, et sa valeur suit la valeur de la rigidité diélectrique du matériau, qui est souvent exprimée en $V.mm^{-1}$.
- ✚ Tenue en température : Les applications engendrant souvent des variations de température, les propriétés du condensateur doivent varier le moins possible sur la gamme de température définie par l'application.
- ✚ L'inductance série équivalente (ESL) : C'est une valeur d'inductance représentant les inductances distribuées associées à un condensateur réel (par opposition à un condensateur idéal). Cette valeur, n'est pas prise en considération lors d'un fonctionnement à basse fréquence mais devient plus important à des fréquences plus élevées[7][8].

Les pertes dans un condensateur réel, se composent des pertes diélectriques et des pertes électriques généralement appelées courants de fuite. Alors, un schéma électrique équivalent peut être représenté par la figure I.3[9].

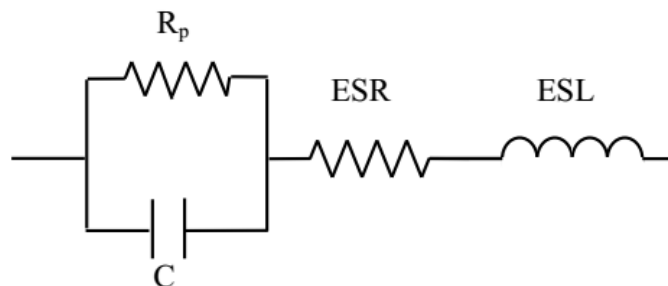


Figure I-3 : Schéma électrique équivalent d'un condensateur

La résistance R_p varie en fonction de la tension appliquée à ses bornes et de la température. La résistance ESR et l'inductance ESL varient en fonction de la température. En haute fréquence, nous pouvons simplifier ce schéma selon la représentation normalisée de la figure I.4 qui ne prend pas en compte la résistance R_p qui représente principalement le courant de fuite [10][11].

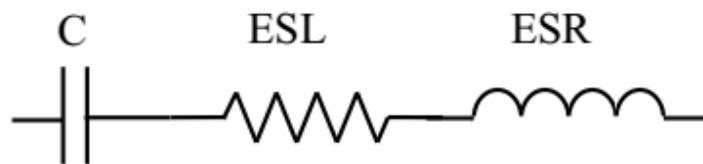


Figure I-4 : Schéma électrique équivalent série d'un condensateur

Dans ce cas, l'impédance complexe de ce circuit série s'exprime par l'expression :

$$Z(\omega) = ESR + j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right) \quad I.6$$

La fréquence propre de résonance du condensateur, pour laquelle l'impédance est réduite à sa partie active ESR, est déterminée par la relation :

$$f_R = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{\sqrt{ESL.C}} \quad I.7$$

Pour déterminer l'inductance propre ESL d'un condensateur à partir de l'équation I.7, la méthode utilisée généralement est la mesure expérimentale de la valeur f_0 . Le circuit équivalent de la figure I.5 permet de modéliser correctement le module de l'impédance d'un condensateur et la variation de sa nature avec la fréquence: capacitive pour $f < f_R$, résistive $f = f_R$ et inductive pour $f > f_R$.

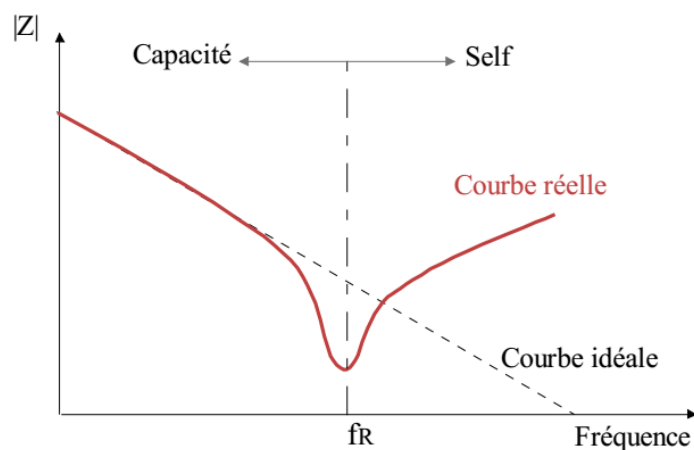


Figure I-5 : Variation de l'impédance d'un condensateur réel en fonction de la fréquence f

I.3.3. La bobine

L'inductance est un composant électronique passif dont la fonction principale est le stockage d'une quantité d'énergie sous forme magnétique. Les inductances sont utilisées

essentiellement dans des applications de filtrage, conversion d'énergie avec les alimentations à découpage et comme des interrupteurs magnétiques. L'inductance d'un circuit électrique est un coefficient qui traduit le fait qu'un courant le traversant crée un champ magnétique à travers la section entourée par ce circuit[4][6][12].

Dans le cas d'une bobine avec noyau, la valeur de l'inductance L(H) est calculée à partir de la relation I.8.

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r \cdot s \cdot n^2}{l} \quad \text{I.8}$$

Où : μ_0 est la perméabilité magnétique du vide $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ [H.m⁻¹], μ_r est la perméabilité relative du matériau magnétique, n est le nombre de spires, s représente la section effective du noyau magnétique [m²] et (l) est la longueur effective du noyau magnétique [m].

Actuellement, il n'existe pas de technologies qui permettent de réaliser un composant électronique parfait. Le modèle équivalent d'une bobine réelle établi avec des composants parfaits est présenté par la (figure I.6).

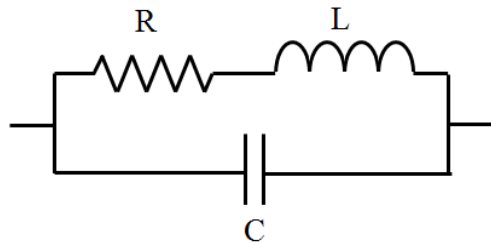


Figure I-6: Schéma équivalent d'une bobine réelle

Les pertes dans une inductance peuvent provenir de plusieurs causes, car une bobine ne présente jamais une inductance propre pure. Les origines de ces pertes sont : premièrement la résistance ohmique du fil enroulé autour du noyau augmentée du fait de l'effet de peau dans le bobinage à partir de quelques centaines de kHz, les pertes par hystérésis proportionnelles à la fréquence du courant qui traverse la bobine et perte par courants de Foucault proportionnelles au carré de la fréquence du courant qui traverse la bobine. De plus, les capacités entre spires ne sont pas négligeables à haute fréquence[14][14][15].

L'énergie magnétique emmagasinée dans une bobine parfaite dépend du courant qui circule dans ses enroulements et de la valeur de son inductance L, elle est donnée par l'expression I.9 :[16]

$$W = \frac{1}{2} L \cdot I_{\max}^2 \quad \text{I.9}$$

Avec W est l'énergie en [J], L :est l'inductance [H] ; I : Le courant [A]

Dans le domaine fréquentiel, une bobine est caractérisée par son inductance $L(f)$, sa résistance $R(f)$ à une fréquence donnée f . La figure I.7 montre le domaine pratique d'utilisation d'une bobine par rapport à sa fréquence de résonance f_R .

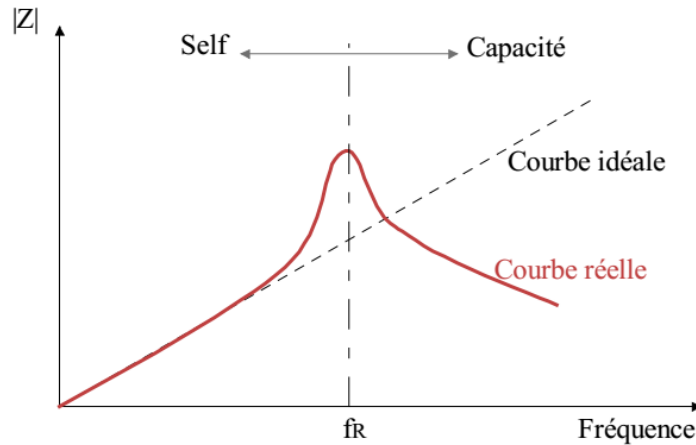


Figure I-7: Variation de l'impédance d'une inductance réelle en fonction de la fréquence f

L'impédance (Z) équivalente d'une bobine réelle modélisée par le modèle de la figure I.7 en fonction de la fréquence (pulsation ω) est présentée par l'expression I.10. [17]

$$Z(\omega) = \frac{Lj\omega + R}{-LC\omega^2 + RCj\omega + 1} \quad \text{I.10}$$

A partir de l'équation I.10, on déduit la fréquence de résonance propre SRF (Expression I.11) et le facteur de qualité $Q(\omega)$ qui est souvent employé pour caractériser le compromis entre l'énergie magnétique utile et les pertes dans la bobine à une pulsation donnée (Expression I.12).

$$F_R = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{LC}} \quad \text{I.11}$$

$$Q(\omega) = \frac{L\omega}{R} \quad \text{I.12}$$

I.4. L'intégration des composants passifs.

Ces dernières années, les recherches en électronique se focalisent de plus en plus sur l'intégration des composants passifs afin d'aboutir à une intégration complète des dispositifs

de l'électronique de puissance cohabitant des composants passifs et actifs. Cette intégration nécessite un bon rendement, une compacité maximale et une bonne fiabilité.

Pour réaliser des convertisseurs de puissance plus compacts, plusieurs approches consistent à augmenter la capacité d'intégration des composants actifs et passifs, en augmentant la fréquence de commutation, ce qui entraîne une réduction des inducteurs ou de la plupart des capacités. La technologie 3D, par exemple, améliore l'assemblage des composants actifs et passifs permettant la miniaturisation simultanée des modules et des interfaces tout en réduisant les longueurs d'interconnexion entre les composants, ce qui augmente les performances, la fiabilité et économise de l'espace au niveau de la carte et du module[5][18].

I.4.1. Les objectifs d'intégration des composants passifs.

Pour répondre aux besoins croissants en électronique de puissance, l'intégration de composants passifs doit suivre le rythme des progrès dans le domaine des composants actifs. Les facteurs suivants aident à résoudre ce problème [19][20].

- ✚ Réduire la masse, le volume et la surface occupée.
- ✚ Améliorer les performances électriques des composants passifs en réduisant (ou bien en supprimant totalement) les longueurs des connections.
- ✚ Améliorer la conception des composants passifs pour toutes les valeurs comprises dans l'intervalle de la technologie.
- ✚ Augmenter la fiabilité en limitant le nombre de brasures, en réduisant le nombre des trous et des vias, et en facilitant l'évacuation du flux thermique.
- ✚ Remplacer les composants discrets par des composants intégrés, réduire le coût unitaire et améliorer la robustesse.
- ✚ Augmenter les possibilités de production de masse.

I.4.2. Les contraintes et limitations de l'intégration.

Bien que l'intégration des composants passifs présente les avantages d'un volume très réduit et des performances égales au moins ou même meilleures qu'une solution discrète, de nombreuses limitations difficiles persistent et doivent être surmontées. Que ce soit pour une intégration monolithique ou hybride, les points de blocage sont presque identiques et tournent autour des points suivants:

- ✚ La plage d'utilisation est en faibles puissances, ce qui entraîne une faible capacité de stockage d'énergie à cause de faibles valeurs des composants intégrés.
- ✚ La diminution de la taille favorise l'augmentation de la densité thermique, ce qui rend l'évacuation de la chaleur plus difficile.
- ✚ L'incompatibilité des différents matériaux associés, par exemple dans les réalisations des structures multicouches.
- ✚ Le coût de fabrication (problème économique) : les techniques de réalisation ne sont pas totalement maîtrisées.
- ✚ Dégradation des propriétés électriques des matériaux pour leur mise en œuvre (température de cuisson compatible avec le substrat) [3].

I.4.3. Domaines d'application des composants passifs.

Les composants passifs sont largement utilisés pour garantir le fonctionnement d'une multitude d'applications en électronique. Parmi elles, les applications de puissance liées au stockage et la conversion d'énergie et celles liées au traitement du signal. On distingue deux types d'applications principales: les applications liées au traitement du signal RF (radiofréquences) et celles liées à la conversion d'énergie pour les faibles puissances.

I.4.3.1. Applications dans le domaine radio-fréquentiel.

Les applications dans le domaine radio-fréquentiel touchent les techniques du traitement du signal dans différents domaines de la technologie moderne tels que l'imagerie médicale et le spatiale, plus particulièrement les télécommunications et le multimédia [21]. Dans le domaine des radiofréquences, plusieurs fonctions électroniques peuvent être réalisées, comme le contrôle, le filtrage des signaux, ainsi que la compression et la transmission des données. Par conséquent, de nombreuses applications sont en cours de développement, par exemple [22].

- ✚ La radio : Vers la diffusion numérique au lieu de l'analogique. Donc de nouveaux équipements et technologies de réception de la radio numérique vont être utilisés.
- ✚ La téléphonie mobile : La téléphonie mobile de nouvelle génération est en cours de développement afin de fournir un accès à très haut débit.
- ✚ Le transport : Vers une autonomisation des voiture jusqu'à la conduite sans intervention humaine au cours des années prochaines.

- ✚ Objets connectés : Plusieurs applications seront possibles dans les secteurs de la santé, des transports ou de l'agriculture contribueront à façonner l'industrie du futur. par exemple les maisons connectées et les villes intelligentes.

I.4.3.2. Application dans la conversion de faible puissance

Dans ce domaine, les composants passifs utilisés en faible puissance peuvent avoir de faibles valeurs d'inductance ou de capacité. Ils dépendent aussi de la fréquence d'utilisation. La section du conducteur doit être réduite afin de limiter sa résistance. De plus, dans le but d'accroître la valeur d'inductance par unité de surface, de nouveaux matériaux ferromagnétiques devront être développés et testés. On peut alors distinguer deux types d'inductance utilisée dans les convertisseurs DC-DC de faible puissance: Les inductances discrètes et les inductances intégrées. En fonction du niveau de puissance et de l'encombrement souhaités, on envisage le choix des inductances à utiliser. Dans cette section, nous ferons un état de l'art sur les différentes technologies d'intégration de ces composants tout en s'intéressant aux réalisations s'approchant de notre application [23].

I.5. Les différentes technologies de l'intégration

L'intégration est une technologie qui permet de regrouper des composants ou des fonctions pour former un système avec une plus grande fiabilité et de meilleures performances. En fonction des niveaux de puissance envisagés, les systèmes de conversion d'énergie électrique peuvent être réalisés en technologie hybride ou monolithique.

I.5.1. L'intégration hybride

L'intégration hybride consiste à assembler différents matériaux de telle manière à réaliser plusieurs fonctions dans un seul bloc, soit par empilement, soit par regroupement de fonctions[24].

L'intégration hybride est considérée comme à mi-chemin entre l'intégration monolithique et le discret. Elle permet de regrouper les différents composants sur un même substrat, avec l'utilisation simultanée de matériaux conducteurs isolants et magnétiques réalisant plusieurs fonctionnalités pour réduire le coût de réalisation. Ce mode d'intégration concerne les applications fonctionnant dans des gammes en puissance importantes, typiquement pour des courants supérieurs à 30 A et des tensions allant de 600 V à 1200 V. Pour ces plages de puissance, il est important d'utiliser un mode d'intégration qui garantit une bonne dissipation thermique et une bonne isolation galvanique entre les différents éléments. Ce mode

d'intégration est caractérisé par les avantages suivants : la simplicité du montage, un volume réduit, faible résistance thermique et des coûts réduits [3][24][25].

I.5.2. Les techniques d'intégration hybrides

I.5.2.1. Empilement de fonctions

Le principe de base de cette technique est de former séparément des fonctions passives et les rassembler par le procédé d'empilement pour construire un seul bloc. Auparavant, cette technique était focalisée vers un simple empilement à deux fonctions pour obtenir un filtre LC intégré. Ensuite, elle a été étendue au convertisseur complet. Le but de cette idée est de pouvoir intégrer l'ensemble du convertisseur dans un même bloc afin d'avoir une plus grande densité d'intégration. Cette technique a donné naissance à plusieurs concepts d'intégration suite à des recherches accélérées dans différents laboratoires, le concept de PIAC (structure intégrale passive obtenue par assemblage complet), le concept IPEM (Integrated Power Electronic Module), le concept de Flex PCB lié à l'intégration dans des circuits imprimés (Printed Circuit Board) LCT Inductance, Condensateur, Transformateur)[2][26].

a) Concept hybride PIAC (Passive Intégrée obtenue par Assemblage Complet)

PIAC est une technique qui a pour but d'intégrer une structure entièrement en empilant chacune des fonctions intégrées séparément. En particulier, cette approche vise à enterrer des éléments inductifs et capacitifs dans le circuit imprimé (Figure I.8).

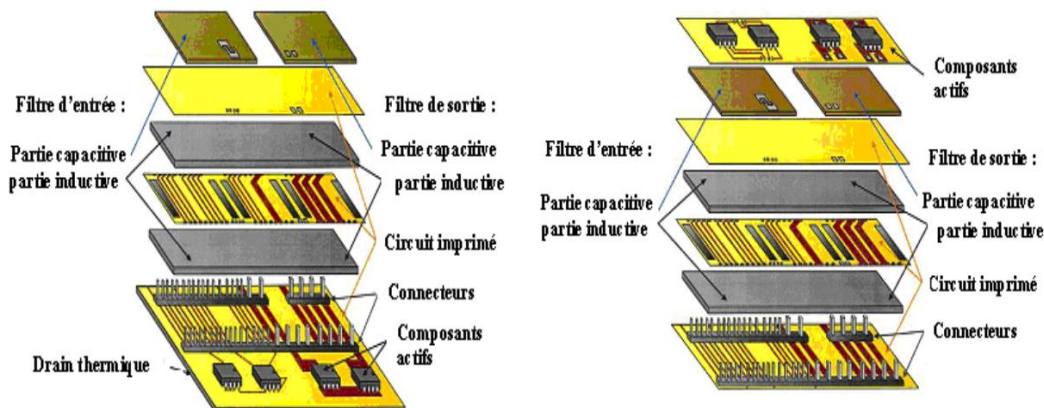


Figure I-8: Concepts d'intégration d'une structure PIAC (Laboratoire SATIE : systèmes et applications des technologies de l'information et de l'énergie)

Cette structure se compose de différentes couches de différents matériaux nécessaires pour remplir diverses fonctions. Elle contient des parties inductives qui jouent le rôle d'un

élément magnétique, où l'on peut trouver des circuits imprimés comportant des pistes conducteurs qui forment des enroulements pour construire une inductance ou un transformateur. Sur la couche supérieure du dispositif, on place un élément capacitif. Finalement, on obtient un circuit multicouche composé de différents matériaux, auquel la partie «composants actifs» peut être ajoutée [3] [4] [27].

b) Concept hybride EMPIC (Embedded Passives Integrated Circuits)

La figure I.9 montre un exemple du principe d'intégration hybride d'un convertisseur nommé EMPIC (Embedded Passives Integrated Circuits) qui a été développé à l'Université de Technologie de Delft, aux Pays-Bas, par l'équipe de J.A Ferreira. Le principe de cette technique est d'intégrer tous les composants passifs constitués de différents matériaux déposés sous formes de couches imbriquées les unes sur les autres pour former un seul bloc [27][28].

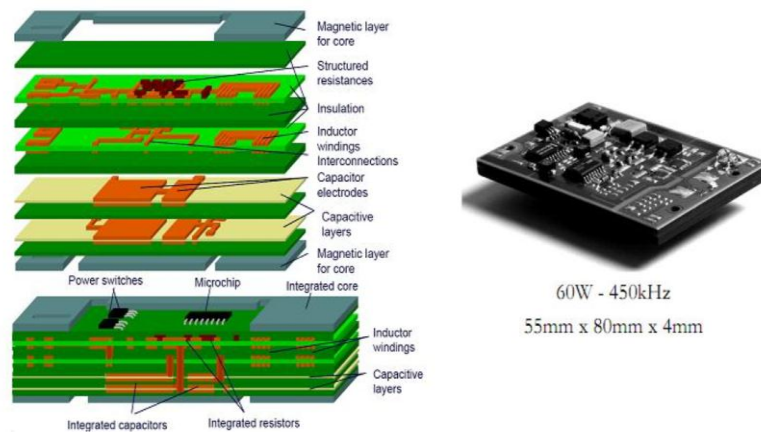


Figure I-9: Principe et exemple d'un convertisseur EMPIC développé par J.A.Ferreira

I.5.2.2. Regroupement de fonctions

Le principe reste le même, c'est-à-dire la combinaison de fonctions passives. Cependant, le concept technologique est différent en ce sens que l'intégration des différentes parties est considérée comme un tout plutôt qu'individuellement. Le principe est de tirer profit des effets parasites qui peuvent être créés suite à l'empilement des matériaux de natures différentes. En effet, les circuits multicouches, par leur superposition, créent des capacités parasites qui peuvent être plus ou moins importantes. Dans ce type de regroupement, on distingue différents concepts tels que le concept IPER, la technologie PCB et Technologies LTCC

(Low Temperature Co-fired Ceramics). Nous allons nous contenter de présenter un seul concept.

a) Technologies LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics)

Auparavant, la technologie LTCC était limitée aux utilisations dans les circuits radiofréquences, alors que maintenant, elle est accessible pour des réalisations en électronique de puissance, et donc, les sociétés les plus connues dans la fabrication des tapes LTCC, on trouve ESL, Ferro et Dupont. La société Ferro propose deux types de ruban (« tape » en Anglais) : un pour des applications hautes fréquences (A6M) et un pour les basses fréquences (L8). Ces tapes demandent plusieurs conducteurs pour une même application (conducteur pour les couches conductrices extérieures, conducteur pour les couches conductrices intérieures, conducteur pour les vias,...) ce qui rajoute des contraintes de fabrication. Chez Dupont, on trouve les références 951 et 9K7. Ces deux tapes contiennent des sous-types qui diffèrent selon l'épaisseur de la couche LTCC. Le type 951 offre la possibilité d'utiliser les conducteurs Or et Argent pour un même prototype dans le but de réduire le coût de fabrication. ESL propose cinq types de tape LTCC qui varient en termes de permittivité et de pertes[29][30]. La figure I.10 présente un exemple d'application de la technologie LTCC.

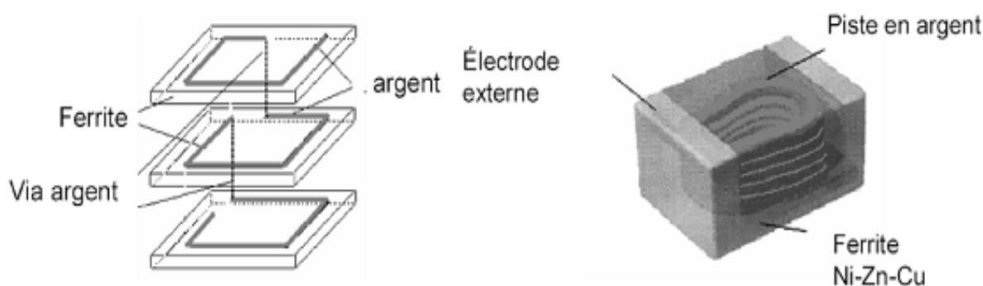


Figure I-10: Inductance intégrée réalisée par la technique LTCC

I.5.3. L'intégration monolithique

L'émergence de cette technologie est devenue possible grâce aux progrès du procédé de gravure et de dépôt de matériaux sur un support en substrat de silicium. Ce type d'intégration est largement utilisé pour les convertisseurs DC-DC de faible puissance, car elle permet de réaliser l'intégration des composants actifs et passifs du convertisseur et leur interconnexion sur le même substrat, qui définit une conception extrêmement compacte pour les convertisseurs de très faibles puissances. Cependant, pour des puissances supérieures de

l'ordre de plusieurs kilowatts, l'intégration monolithique de composants passifs sur silicium n'est plus envisageable [27]. L'inductance planaire de la figure I.11 est réalisée en technologie monolithique.

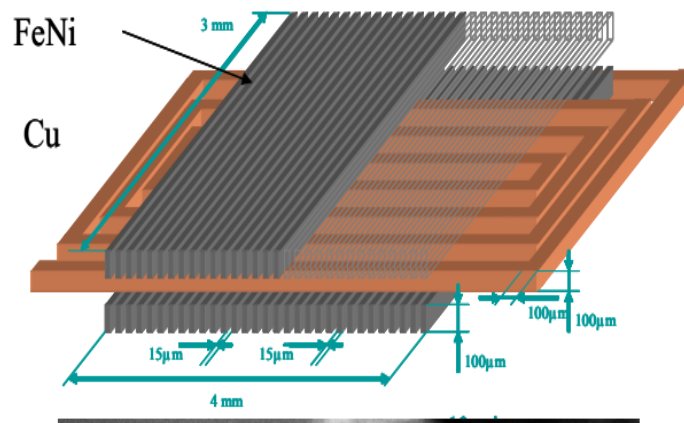


Figure I-11: Principe de l'intégration monolithique

I.6. Les matériaux utilisés en intégration des composants passifs

Les matériaux utilisés dans le domaine d'intégration des composants passifs se répartissent en quatre familles en fonction de leurs propriétés physiques: les diélectriques, les magnétiques, les conducteurs et les semi-conducteurs[16].

L'utilisation de trois types de matériau est une nécessité pour l'intégration d'une inductance. Ces matériaux sont : un matériau conducteur pour la réalisation du bobinage, un matériau magnétique pour le noyau magnétique et un matériau isolant pour isoler les matériaux magnétique et le conducteur dont la permittivité électrique peut influencer sur les capacités parasites inter-spires et entre le bobinage et le substrat[31], ou bien entre le bobinage et le noyau dans le cas d'une bobine ferromagnétique.

I.6.1. Les matériaux magnétiques.

Le noyau magnétique joue un rôle important dans une bobine : il peut augmenter la valeur de son inductance, canaliser les lignes de champ magnétique et de stocker l'énergie à fin de la transmettre par la suite. Les caractéristiques optimales d'un matériau magnétique sont: une perméabilité relative élevée permettant une augmentation significative de l'inductance, une induction à saturation élevée afin de prévenir la saturation du matériau magnétique, et une résistivité électrique élevée afin de limiter les "pertes fer" par courants de

Foucault et une température de Curie également élevée pour garantir la non démagnétisation du matériau. Il n'existe pas de matériau parfait et tout est affaire de compromis [32].

Les ferrites sont aujourd'hui très utilisés en électronique de puissance. Ce sont des matériaux magnétiques à la base, des oxydes de fer (Fe_2O_4) qui sont mélangés avec d'autres constituants tels que le nickel (Ni), le manganèse (Mn), ou le zinc (Zn). Les proportions de ces additifs sont choisies de sorte à optimiser les propriétés magnétiques du matériau final. Les caractéristiques optimales de quelques ferrites sont présentées dans ce chapitre:

a) Ferrites MnZn :

1. La gamme de fréquences d'utilisation est relativement basses, généralement inférieures à 1 MHz.
2. Une faible résistivité, inférieure à la dizaine d'Ohm-mètre. Cette résistivité décroît fortement lorsque la fréquence ou la température augmentent.
3. Une perméabilité initiale élevée, couramment comprise entre 1000 et 20000.
4. Aux basses fréquences, sa permittivité relative est assez élevée, environ 10^5 pour $f < 1\text{MHz}$.

b) Ferrites NiZn :

1. La gamme de fréquences beaucoup plus élevées, allant de 200kHz à 200 MHz.
2. La résistivité très élevée, de l'ordre de plus de $10^3 \Omega.m$ (faibles pertes par courant de Foucault).
3. Perméabilité initiale plus faible que celle des ferrites MnZn, comprise entre 10 et 1500.
4. Permittivité relative très faible : quelques dizaines[5].

c) Ferrites LTCC :

Il y a d'autres types des matériaux magnétiques conçus par la technologie LTCC qui sont proposé par le fabricant ESL avec des perméabilités de 50, 200 et 500 et des pertes magnétiques $\tan\delta$ à 1 kHz comprises entre 1 et 2 % (annexe) [33].

I.6.2. Les matériaux conducteurs

Les trois principaux métaux conducteurs utilisés dans le domaine de l'intégration des composants passifs sont l'or, l'aluminium, l'argent et le cuivre. Leurs choix sont basés principalement sur la faible valeur de la résistivité. Bien que l'aluminium présente une

résistivité plus importante (environ $2.9 \times 10^{-8} \Omega.m$) que celles du cuivre (résistivité d'environ $1.7 \times 10^{-8} \Omega.m$, de l'Or : ($2.3 \times 10^{-8} \Omega.m$) et de l'Argent : ($1.6 \times 10^{-8} \Omega.m$).

Le cuivre constitue le matériau le plus utilisé pour la réalisation des bobinages grâce à sa plus faible résistivité, sa ductilité, et son faible coût comparé à l'Or et l'Argent. Cependant, le cuivre s'oxyde très rapidement au contact de l'humidité[31].

L'utilisation de la technologie planaire simplifie la mise en œuvre de matériaux conducteurs en réduisant les longueurs d'interconnexions permettant de réduire les pertes, n'empêche que ces parties conductrices feront nécessairement l'objet de circulation de courant et des effets indésirables générés tels que:

- **L'effet joule** : représenté par les pertes dues à la résistance ohmique du matériau conducteur.
- **L'effet de peau** : modélisé par les pertes provenant de la résistance ohmique accrue des fils conducteurs en hautes fréquences.
- **L'effet de proximité** : qui correspond aux pertes dues à des courants induits par les conducteurs voisins en hautes fréquences.
- **L'effet de bord** : il se traduit par une forte concentration de la densité de courant aux extrémités d'un conducteur plat susceptible de se manifester en hautes fréquences. Celui-ci se rapproche physiquement de l'effet de peau
- **Effet d'entrefer**: un conducteur près d'un entrefer peut également être exposé à des courants induits provoqués par l'expansion des lignes de champ magnétique autour de l'entrefer. Une solution pourrait alors être de positionner les conducteurs suffisamment loin de l'entrefer[27].

En haute fréquence, les courants de Foucault qui se développent à l'intérieur des conducteurs, conduisent à une augmentation parfois très importante des pertes. Ces courants sont dus aux variations rapides des champs magnétiques dans lesquels sont plongés les conducteurs. Ces phénomènes se traduisent par des pertes supplémentaires qu'il faut prendre en compte : effet de peau et effet de proximité[34][35].

I.6.3. Les matériaux diélectriques

Dans le domaine d'intégration des composants passifs, les matériaux diélectriques sont généralement utilisés pour l'isolation des différentes couches conductrices ou semi

conductrices. Les matériaux diélectriques couramment utilisés à cet effet sont: le dioxyde de silicium (SiO_2), l'oxyde d'aluminium (Al_2O_3), le nitrure de silicium (Si_3N_4) et les polymères tels que les résines ou les polymères photosensibles. Tous ces diélectriques ne sont pas utilisés dans les mêmes conditions, car la nature du matériau diélectrique dépend des éléments du composant que l'on veut réaliser [36][37].

Le tableau suivant présente les valeurs des permittivités de quelques matériaux diélectriques utilisés en microélectronique.

Matériaux diélectriques	Al_2O_3	SiO	SiO_2	Ta_2O_5	Si_3N_4
Permittivités relatives	7 à 10	6 à 8	4 à 5	25	6 à 9

Tableau I-1: Matériaux diélectriques utilisés en microélectronique [37]

Une autre famille de diélectriques dit (High- κ) de permittivité ($\epsilon_r > 10$), Différents matériaux High- κ ont été étudiés pour la réalisation de condensateurs intégrés qui permettent d'obtenir des valeurs de capacités élevées peuvent répondre aux besoins industriels actuels en terme de densité (typiquement jusqu'à $5\text{pF}/\mu\text{m}^2$), avec toutefois une limite sur les courants de fuite et les coefficients de linéarité qui restent insuffisamment faibles pour réduire les épaisseurs considérées et ainsi augmenter la densité au-delà de $5\text{pF}/\mu\text{m}^2$. Les matériaux High- κ regroupent à la fois les oxydes para-électriques tels HfO_2 , Ta_2O_5 , TiO_2 , Y_2O_3 , Pr_2O_5 , La_2O_3 , mais également les matériaux de structure Pérovskite dotés de très hautes permittivités tels que BaTiO_3 , SrTiO_3 , et $\text{Ba}(x)\text{Sr}(1-x)\text{TiO}_3$. A partir de ces deux familles de diélectriques, il est soit possible de les combiner pour obtenir une constante diélectrique effective résultant du mélange de phases des matériaux pris séparément, soit de les empiler en superposant plusieurs fines couches alternées afin d'optimiser les performances globales du diélectrique résultant de la recherche des meilleurs compromis dans les associations.

En effet, l'utilisation de matériaux qui présentent une dépendance marquée de la permittivité avec la température et la tension, nécessite de travailler avec une combinaison ou un empilement de matériaux pour arriver au cahier des charges visé. Les diélectriques obtenus à partir de mélanges et empilements forment ainsi les deux autres familles. [38]

I.7. Conclusion

L'intégration des composants passifs devient aujourd'hui une étape nécessaire pour l'avancement dans le domaine de l'électronique de puissance. La réduction de la taille de ces

composants consiste à intégrer des résistances, des condensateurs et des inductances dans un circuit passif fonctionnel sur un même substrat en respectant les conditions qui doivent être remplies pour justifier cette intégration, tels que le coût d'assemblage, la miniaturisation, la fiabilité, les performances et la fonctionnalité.

Nous avons consacré une part importante de ce premier chapitre pour l'intégration des composants passifs qui représente aujourd'hui un des plus importants verrous technologiques à lever pour aboutir à des alimentations totalement intégrées.

L'intégration d'un composant passif qu'elle soit monolithique ou hybride, nécessite une étude approfondie des différents matériaux qui les composent, à savoir : les matériaux conducteurs, les matériaux magnétiques, les diélectriques et les semi-conducteurs. L'association de ces différents matériaux, nous met face à des contraintes difficiles à maîtriser, tels que les contraintes thermiques qui sont généralement difficiles à gérer, les effets parasites dus à l'empilement de ces différents matériaux, une compatibilité électromagnétique qui n'est pas facile à contrôler, etc. Pour contourner ces problèmes, plusieurs travaux proposant des solutions ont été réalisés ces dernières années et, d'autres sont actuellement en cours d'évolution.

I.8. Bibliographie

- [1] S. Ghandour, "Conception de convertisseurs DC / DC à base de MEMS," *Thèse Dr. Univ. Joseph-Fourier - Grenoble I-France*, 2011.
- [2] H.Kharbouch, "Modélisation d'un composant passif par des méthodes non conventionnelles Application : Inductances classiques et Inductances à largeur variable," *These Dr. - Univ. des Sci. la Technol. d'Oran Mohamed-Boudiaf*, 2017.
- [3] M. Rabia, "Conception d'un nouveau modèle d'inductance intégrée," *Thèse Dr. Univ. des Sci. Technol. d'Oran Mohamed*, 2013.
- [4] F. Z. Medjaoui, "Conception d'une inductance planaire sur NiFe Application : Micro convertisseur abaisseur DC/DC Faculté," *These Dr. - Univ. des Sci. la Technol. d'Oran Mohamed-Boudiaf*, 2019.
- [5] B. Ahmed, "Conception d'un filtre intégré pour convertisseur DC-DC abaisseur de tension," *These Dr. - Univ. des Sci. la Technol. d'Oran Mohamed-Boudiaf*, 2016.
- [6] G. Yacine, "Conception d'une stratégie pour l'étude d'une inductance planaire intégrée dans un convertisseur de type push-pull," *Thèse Dr. l'Université Moh*, 2012.
- [7] B. BARBIER, "Elaboration et caractérisation de condensateurs à base de CaCuElaboration et caractérisation de condensateurs à base de CaCu₃Ti₄O₁₂ à forte permittivité relative pour l'électronique de puissance," *These Dr. L'Université Toulouse III-France*, 2009.
- [8] T. BARBIER, "Synthèse et caractérisation de nouveaux matériaux à permittivité

- colossale.," *These Dr. - Univ. François Rabelais Tours(France)*, 2012.
- [9] M. K. Matters-Kammerer, K. B. Jinesh, T. G. S. M. Rijks, F. Roozeboom, and J. H. Klootwijk, "Characterization and modeling of atomic layer deposited high-density trench capacitors in silicon," *IEEE Trans. Semicond. Manuf.*, vol. 25, no. 2, pp. 247–254, 2012.
- [10] B. Seguin, "Les pertes dans les condensateurs bobines utilisés en électronique de puissance: Mesure calorimétrique et modélisation," *These Dr. Natl. Polytech. Grenoble - INPG. Fr.*, 1997.
- [11] M. Khider, B. Facult, E. Ref, and K. Yahia, "Doctorat LMD en : Génie Electrique Intitulé Contribution au diagnostic des défauts dans les condensateurs électrolytiques : Applications aux convertisseurs DC-DC Khaled LAADJAL Devant le jury composé de :"
- [12] C. Joubert, "Etude des phénomènes électromagnétiques dans les condensateurs à films métallisés -nouvelle génération de condensateurs," *These Dr. - Univ. Lyon(France)*, 1996.
- [13] J. J. Rousseau, "Conception, Réalisation et Caractérisation d'Inductances Planaires à Couches Magnétiques," 2013.
- [14] H. B. Mahamat, "Modélisation des inductances planaires intégrées.," *These Dr. Univ. Jean Monnet - Saint-Etienne-France.*, 2015.
- [15] A. Désiré, "Contribution à la réalisation d'une micro -inductance planaire," *Thèse Dr. l'université Jean Monnet Saint-Etienne-France*, 2010.
- [16] R. Melati, A. Hamid, L. Thierry, and M. Derkaoui, "Design of a new electrical model of a ferromagnetic planar inductor for its integration in a micro-converter," *Math. Comput. Model.*, vol. 57, no. 1–2, pp. 200–227, 2013.
- [17] P. Artillan, "Conception, modélisation et réalisation de composants inductifs intégrés pour alimentations de faible puissance et microsystèmes," *Thèse Dr. Micro nanotechnologies/Microélectronique. Insa Toulouse-France*, 2008.
- [18] M. Breil, "Évolution de l' intégration en électronique de puissance," *J3eA, J. sur l'enseignement des Sci. Technol. l'information des systèmes*, vol. 2, 2003.
- [19] R. Melati, "Conception d'un nouveau modele d' inductance intégré," 2013.
- [20] D. Thi Bang, "Contribution à l'intégration 3D de composants passifs pour l'électronique de puissance," *Thèse Dr. Univ. Toulouse III-Paul Sabatier.France*, 2014.
- [21] C. Patrick Yue and S. Simon Wong, "Physical modeling of spiral inductors on silicon," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 47, no. 3, pp. 560–568, 2000.
- [22] "<http://www.radiofrequences.gouv.fr/quels-sont-les-usages-des-radiofrequences-a6.html>No Title."
- [23] F. Z. Medjaoui, A. Hamid, Y. Guettaf, P. Spiteri, and V. Bley, "Conception and Manufacturing of a Planar Inductance on NiFe Substrate," *Trans. Electr. Electron. Mater.*, vol. 20, no. 3, pp. 269–279, 2019.
- [24] R. Mitova, "Intégration de l'alimentation de la commande rapprochée d'un interrupteur de puissance à potentiel flottant," *Thèse Dr. soutenue à l'Institut Natl. Polytech. Grenoble*, 2005.

- [25] J. Boggetto, "Contribution à l'intégration d'une inductance sur silicium et étude de son convertisseur synchrone associé.," *These Dr. Sci. l'ingénieur [physics]. Univ. Joseph-Fourier - Grenoble I*, 2003.
- [26] Y. BENHADDA, "Modélisation thermique des composants magnétiques intégrés dans les microsystèmes," *These Dr. Univ. des Sci. la Technol. d'Oran Mohamed Boudiaf*, 2016.
- [27] B. Vallet, "conception d'une nouvelle alimentation à découpage à transfert d'énergie mixte basée sur un composant passif LCT intégré.," *Sci. l'ingénieur [physics]. Univ. Joseph-Fourier - Grenoble I*, 2007.
- [28] E. Waffenschmidt and J. A. Ferreira, "Embedded passives integrated circuits for power converters," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 1, pp. 12–17, 2002.
- [29] M. Tlili, "Modules intégrés en technologie LTCC pour des applications en bande D (110 GHz – 170 GHz)," *These Dr. l'ecole nationale Super. Mines-Telecom Atl. Bretagne Pays la loire -IMT Atl.*, 2020.
- [30] M. H. Lim, J. D. van Wyk, F. C. Lee, and K. D. T. Ngo, "A class of ceramic-based chip inductors for hybrid integration in power supplies," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1556–1564, 2008.
- [31] D. D. Yaya, "Conception, réalisation et caractérisation d'inductances planaires à couches magnétiques," *These Dr. L'Université Saint-Etienne-France*, 2013.
- [32] G. Troussier, "Intégration de bobines sur silicium pour la conversion d'énergie.," *These Dr. - l'Institut Natl. des Sci. Appliquées Toulouse.*, 2004.
- [33] S. Duguey, "Etude du cofrittage de matériaux diélectriques et magnétiques pour composants passifs intégrés," *Thèse Dr. à Univ. Sci. Technol. - Bordeaux I, Français.*, 2007.
- [34] A. Telli, Ş. Demir, and M. Aşkar, "Practical performance of planar spiral inductors," *11th IEEE Int. Conf. Electron. Circuits Syst. ICECS 2004*, pp. 487–490, 2004.
- [35] A. C. Watson, D. Melendy, P. Francis, K. Hwang, and A. Weisshaar, "A comprehensive compact-modeling methodology for spiral inductors in silicon-based RFICs," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 849–857, 2004.
- [36] S. Alain, "Conception d'éléments passifs magnétiques pour convertisseurs de faible puissance.," *Micro nanotechnologies/Microelectronics. Univ. Paul Sabatier - Toulouse III-France*, 2008.
- [37] D. Moukhtaria, "Intégration d'un transformateur dans une alimentation à découpage de type Flyback.," *These Dr. - Univ. des Sci. la Technol. d'Oran Mohamed-Boudiaf*.
- [38] S. Salimy, "Développement, intégration et modélisation de composants passifs intégrés en couches minces dans une filière CMOS," *Thèse Dr. à l'Ecole Polytech. l'université Nantes-France*, 2010.

Chapitre II:État de l'art sur les bobines et les condensateurs intégrés

SOMMAIRE

II.1. Introduction	28
II.2. État de l'art sur l'intégration de bobines.....	28
II.2.1. Les différentes structures des bobines intégrées	29
II.2.1.1. La structures solénoïdale	29
II.2.1.2. La structure serpentine.....	30
II.2.1.3. La structure spirale planaire	31
II.2.2. Les techniques utilisées dans l'intégration des bobines.....	32
II.2.2.1. La technique PWB (Printed wire Board).....	32
II.2.2.2. La technique « Intégration par sérigraphie »	33
II.2.2.3. La technique LTCC.....	33
II.3. Les structures récentes améliorant la valeur de l'inductance	34
II.3.1. Inductance spirale à largeur variable	34
II.3.2. Inductance multicouches 3D	36
II.3.3. Inductances MEMS à noyau d'air 3D pour très haute fréquence	37
II.4. État de l'art sur l'intégration des condensateurs	38
II.4.1. Intérêt des capacités intégrées en microélectronique	38
II.4.2. Classification de condensateurs planaires	39
II.4.2.1. Condensateur MOS.....	39
II.4.2.2. Condensateur MIM	40
II.4.2.3. Condensateur MOM	41
II.4.2.4. Condensateur LTCC.....	42
II.5. Conclusion.....	43
II.6. Bibliographie	44

II.1. Introduction

Dans ce deuxième chapitre nous avons présenté un état de l'art sur les deux composants passifs qui sont des pièces maitresses dans l'électronique de puissance, à savoir : la bobine et le condensateur.

La première partie de ce chapitre est consacrée aux bobines intégrées. Nous avons présenté différentes géométries et topologies d'inductances intégrées que nous offre la littérature. Nombreuses d'entre elles sont conçues de façon à améliorer et corriger celles qui la précèdent. La réduction optimale du volume d'un composant passif, garantissant un niveau de rendement acceptable, une fiabilité et un faible cout, nécessite d'aborder plusieurs domaines tels que la physique des semi-conducteurs, l'électromagnétisme, la compatibilité électromagnétique (CEM), la modélisation, les technologies de réalisation et bien d'autres.

Un survol bibliographique sur les techniques utilisées dans l'intégration des bobines, ainsi que les topologies de quelques structures récentes ont également été présentés dans cette première partie.

La deuxième partie du chapitre est réservée aux condensateurs intégrés et les différentes techniques utilisées.

II.2. État de l'art sur l'intégration de bobines

Les inductances intégrées ont fait l'objet de diverses études scientifiques visant à mieux comprendre et modéliser leur comportement électrique et d'identifier les différents mécanismes à l'origine des pertes. Plusieurs méthodes d'intégration d'éléments inductifs peuvent être rencontrées dans la littérature. Elles ont pour objectif d'améliorer la densité d'intégration tout en augmentant la valeur de l'inductance, ainsi que le facteur de qualité et visant un fonctionnement à des fréquences toujours plus élevées, avec un rendement acceptable.

Le concept de la miniaturisation des différentes structures de l'électronique de puissance, est basé sur la cohabitation de différents matériaux : matériaux conducteurs, semi-conducteurs, magnétiques et diélectrique. La réalisation pratique fait appel à la maîtrise de différentes techniques classiques de la microélectronique, telles que la photolithographie, les techniques de dépôt, de gravure, de report, d'interconnexion et d'assemblage. Ces techniques ont permis l'émergence de nombreux produits sur des domaines d'applications. Les micro-

capteurs envahissent par exemple, rapidement les secteurs de l'automobile, permettant ainsi l'introduction des airbags grâce aux accéléromètres micro-usinés, ou du biomédical avec des micro-capteurs à usage unique pour la mesure de pression artérielle [1][2].

De nouveaux produits sont aujourd'hui en voie de recherche et doivent bientôt voir le jour industriellement tels les micro-convertisseurs. Ce domaine fait l'objet d'enjeux importants et est aujourd'hui en perpétuelle évolution, tant en réduction des tailles des composants qu'en quantité d'énergie à transférer. Cependant, de sérieux verrous technologiques restent à faire sauter pour rendre compatibles ces micro-sources d'énergie aux applications présentant elles-mêmes des tailles très faibles et devant parfois fonctionner dans des milieux difficiles. Ainsi pour pouvoir concevoir les nouvelles alimentations du futur, il est indispensable de concevoir d'abord les nouveaux composants passifs du futur, tels que les inductances, les condensateurs, les transformateurs, etc.

II.2.1. Les différentes structures des bobines intégrées

Dans cette partie consacrée à l'étude bibliographique, nous présentons de façon brève les travaux qui sont déjà réalisés sur les inductances intégrées avec et sans matériau magnétique.

II.2.1.1. La structures solénoïdale

La réalisation des inductances intégrées avec la structure solénoïdale pour la première fois est inspirée de la fabrication par la technologie discrète. Ce type d'inductance est réalisé par empilement de trois couches conductrices (généralement du cuivre). Dans le cas d'une inductance sans noyau, les couches inférieure et supérieure sont séparées par une couche isolante, dans le cas d'une inductance ferromagnétique, elles sont séparées par une couche magnétique. La couche intermédiaire sert pour fabriquer les vias qui connectent les deux couches comme il est montré dans la figure II.1.

Le procédé de fabrication de la structure solénoïdale (Figure II.1(b)) repose sur des techniques d'électrodéposition pour les conducteurs et le noyau. La valeur de l'inductance chute avec la montée de la fréquence, ce qui rend toutefois l'utilisation de cette structure dans des convertisseurs DC-DC peu intéressante au-delà du 1MHz[2].

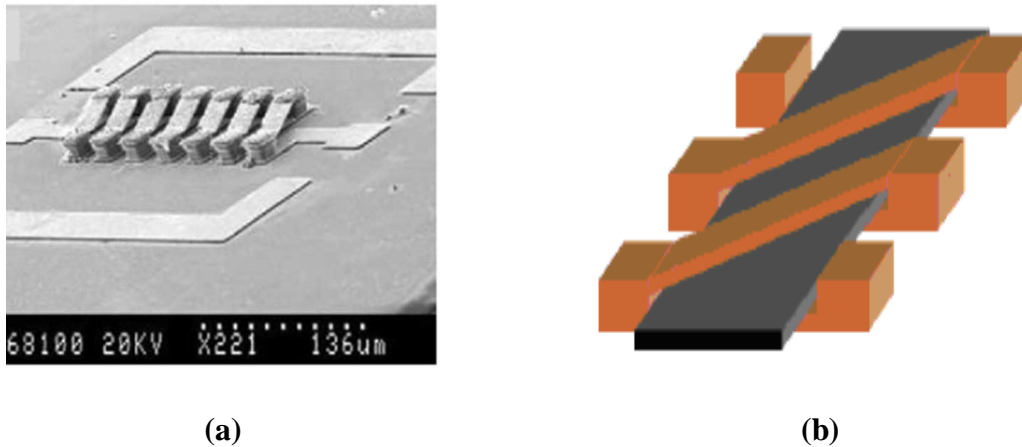


Figure II-1: Bobine intégrée à structure solénoïde, (a) réalisé sans noyau [3], (b) Avec noyau magnétique[4]

Pour réduire les effets de peaux et stabiliser la perméabilité effective du noyau, T. M. Liakopoulos et C. H. Ahn [5] dans les travaux ultérieurs ont proposé deux structures déduites de la structure solénoïdale de base, l'une avec un entrefer localisé (Figure II.2(a)) et l'autre présentant un noyau laminé en forme de spirale (Figure II.2(b)).

La présence de l'entrefer dans les deux structures stabilise en fréquence la perméabilité effective du noyau. Malgré cela le problème des différences de dilation des matériaux à haute température intervient comme un défaut dans ces structures.

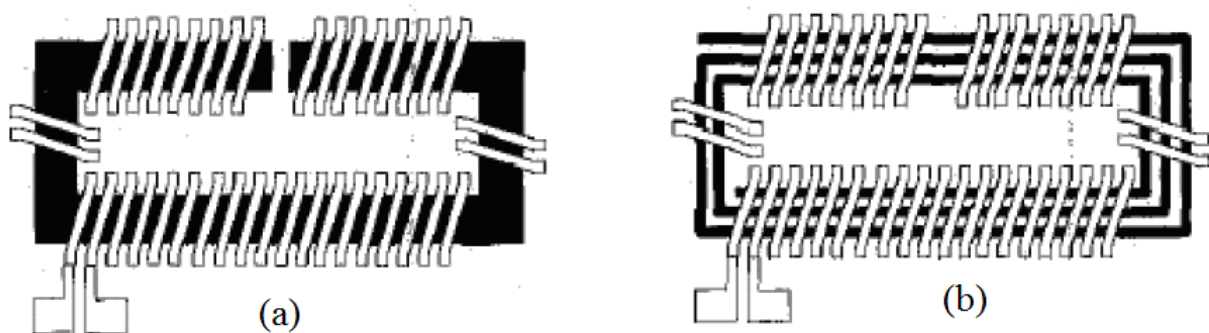
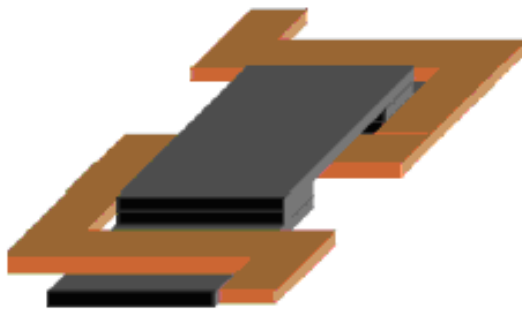


Figure II-2: Structure solénoïdale, (a) Avec entrefer localisé, (b) Avec noyau laminé[5]

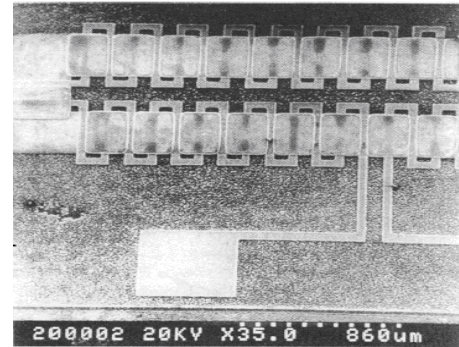
II.2.1.2. La structure serpentine

Des modifications ont été apportées à la structure solénoïdale en supprimant l'étape intermédiaire de réalisation des vias entre les deux niveaux de conducteurs et en interchangeant les formes géométriques des matériaux magnétiques et conducteurs. Dans cette

structure, le conducteur monocouche est aménagée en forme de serpent, alors que le noyau se trouve réparti sur trois niveaux pour envelopper le conducteur (Figure II.3).



(a)



(b)

Figure II-3: Bobine de type "serpentin". (a) Principe, (b) Réalisation [6]

La différence entre les structures solénoïdale et serpent, réside dans le fait que dans la forme serpent, les résistances de contact le long du conducteur sont très réduites, assurant ainsi une montée en puissance. Par contre le nombre de spires par unité de longueur dans la forme serpent est un peu plus faible et la longueur moyenne du noyau est également plus importante, ce qui a pour conséquence d'augmenter la réluctance du circuit magnétique et ainsi de diminuer la valeur de l'inductance[7].

II.2.1.3. La structure spirale plane

La topologie la plus prometteuse actuellement est la spirale plane, les inductances sont contraintes à être planaires. La solution généralement adoptée consiste à dessiner une spirale circulaire (Figure II.4(a)). Cependant, la réalisation de structures possédant des arcs complique les procédés de fabrication, c'est pourquoi, les chercheurs ont pensé à l'alternative à la spirale circulaire qui est l'inductance carrée ou rectangulaire (Figure II.9(b)). Cependant, la présence d'angles droits attire les fortes concentrations de courant dans ces zones et contribue à la dégradation des performances de ce type d'inductance. Pour contourner ces deux inconvénients, on passe au point milieu entre la circulaire et la carrée, c'est la version polygonale (Figure II.4(c)).

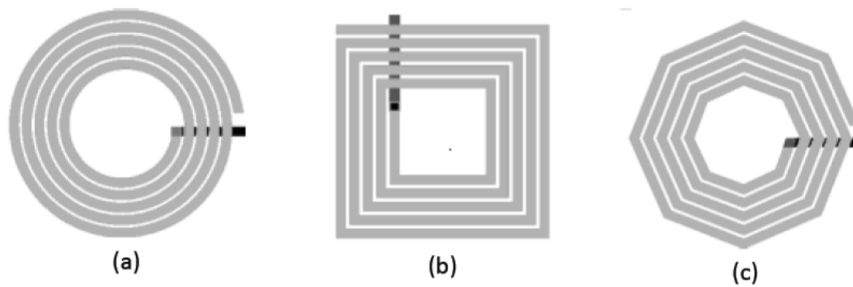


Figure II-4: Structures inductives planaires spirales ; (a) Circulaire, (b) Carrée, (c) Octogonale[2]

II.2.2. Les techniques utilisées dans l'intégration des bobines.

II.2.2.1. La technique PWB (Printed wire Board).

Grâce aux progrès des technologies PWB, des réalisations ont été faites par les technologies d'intégration des bobines planaires [8][7] (Figure II.5(a)). Les avantages de ces inductances sont la réduction de l'inductance de couplage, l'augmentation du nombre de spires, la haute fréquence de fonctionnement (environ de 1MHz) et des faibles coûts de fabrication. Ces inducteurs peuvent être installés directement sur le circuit imprimé (Figure II.5(b)). Cependant, l'inconvénient de ce type d'inductances est qu'elles ne garantissent pas une isolation constante dans le temps et présentent encore un poids important

Les contraintes majeurs de cette technologie sont principalement dus aux procédés de fabrication de certaines des étapes, comme les techniques de dépôt électrostatique du cuivre, et plus précisément, les concentrations de bains électrochimiques qui peuvent provoquer de nombreux dépôts de cuivre et donc une résistance d'entrée très élevée[1][2].

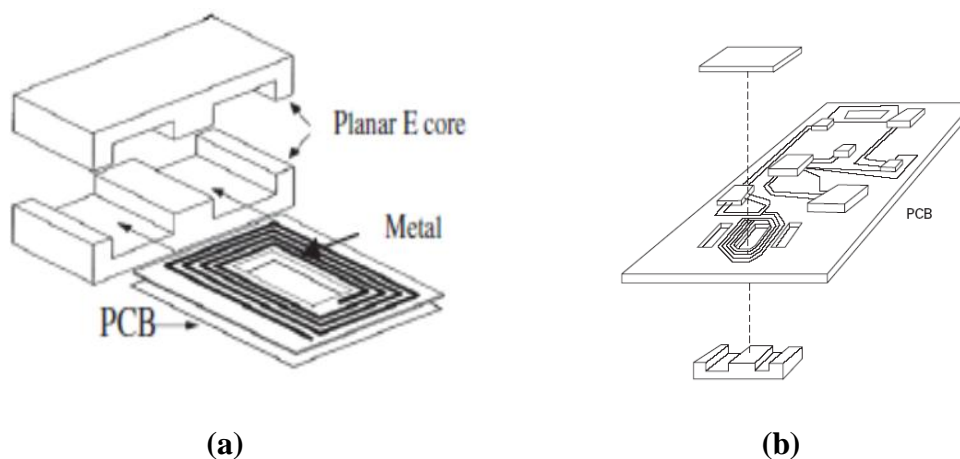


Figure II-5: (a) Exemple d'inductance en technologie Circuit imprimé multicouche (PWB) [9], (b) Emplacement du transformateur dans le circuit de puissance complet [1].

II.2.2.2. La technique « Intégration par sérigraphie »

Dans le contexte de l'intégration, des inductances planaires ont été réalisées en utilisant les techniques de la sérigraphie (Figure II.6) [10][11]. Pour ces techniques, le ferrite est déposée par sérigraphie sous forme de pâte sur un substrat céramique. Cette pâte ayant une faible perméabilité (<100), elle concorde très bien avec les applications de stockage d'énergie. Seulement, elles présentent souvent de trop fortes résistances d'accès.

La méthode de sérigraphie dans le cas des inductances planaires, elle permet de fabriquer en une seule pièce le noyau magnétique et les conducteurs, minimisant ainsi la taille du composant passif [12].

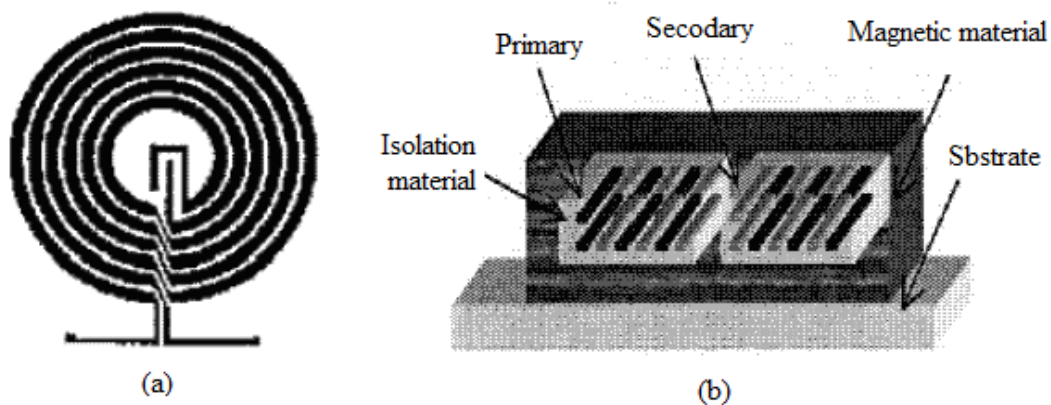


Figure II-6: Inductance réalisée par des méthodes de sérigraphie. a) Vue de dessus, (b) Coupe de la structure finale du transformateur [12]

II.2.2.3. La technique LTCC

En raison des progrès rapides du développement de la microélectronique, plusieurs technologies d'intégration ont vu le jour, à titre d'exemple, la technologie des céramiques cuites à basse température (LTCC). Cette nouvelle technologie a le potentiel d'incorporer des structures multicouches pour fabriquer des dispositifs magnétiques intégrés. La technologie LTCC peut également être appliquée pour fabriquer d'autres composants passifs, tels que des résistances et des condensateurs. Elle est basée sur la technologie de stratification en couche épaisse de céramique, qui est généralement considérée comme robuste et relativement peu coûteuse. La LTCC est une technologie prometteuse pour répondre à la demande de dispositifs magnétiques qui sont miniaturisés et fonctionnent à des fréquences plus élevées [13][14].

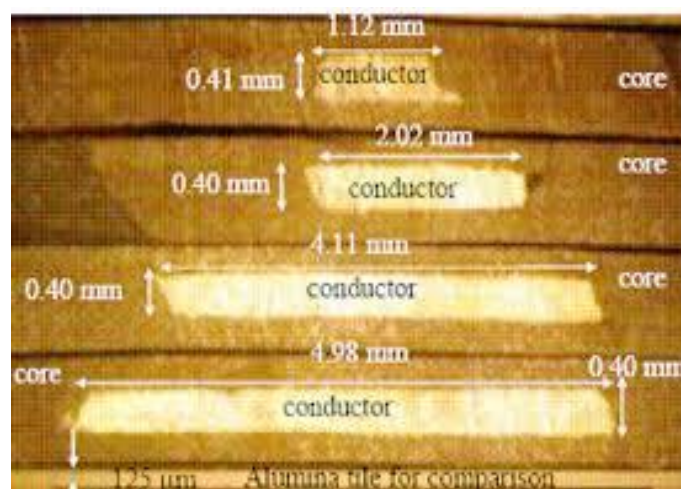


Figure II-7: Vue en coupe des inductances LTCC[13]

II.3. Les structures récentes améliorant la valeur de l'inductance

Ces dernières années, la communauté scientifique s'est rendu compte qu'en plus de l'électronique portable, d'autres domaines font appel à la miniaturisation des composants passifs, tels que l'électronique médicale, l'énergie renouvelable...etc. Cet appel a accéléré la recherche vers l'intégration, et au fil des temps on voit des nouvelles structures submerger visant trois principaux objectifs, à savoir : la réduction du volume, la fiabilité du composant, et le faible cout de fabrication. Dans cette partie du chapitre II, nous citons quelques-unes des structures récentes des bobines intégrées présentées dans la littérature.

II.3.1. Inductance spirale à largeur variable

Dans une inductance spirale planaire, si on maintient le diamètre externe constant et on augmente la largeur du conducteur, ceci conduit à la diminution de l'espace inter-spires et favorise des effets de proximité dans le conducteur. Nous savons également que les spires internes sont soumises à un champ magnétique plus intense, par conséquent les pertes sont maximum dans cette zone[2]. Vu que les effets de proximité croissent avec la largeur des spires, la solution proposée consiste donc à réaliser un conducteur à largeur variable (Figure II.8(a)) en réduisant progressivement la largeur des spires internes. Cette solution a permis de réduire les pertes et d'augmenter le facteur de qualité dans le cas d'une inductance spirale carrée (Figure II.8(b))[15].

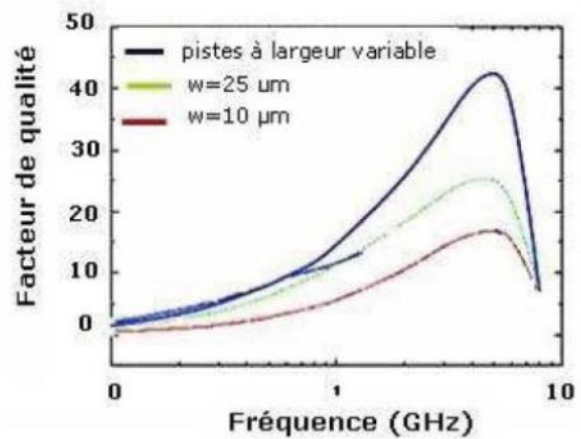
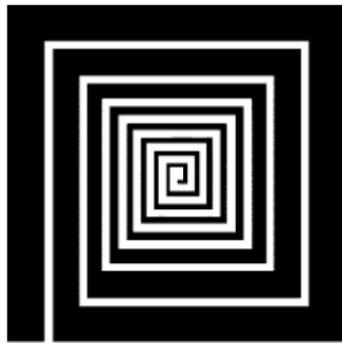
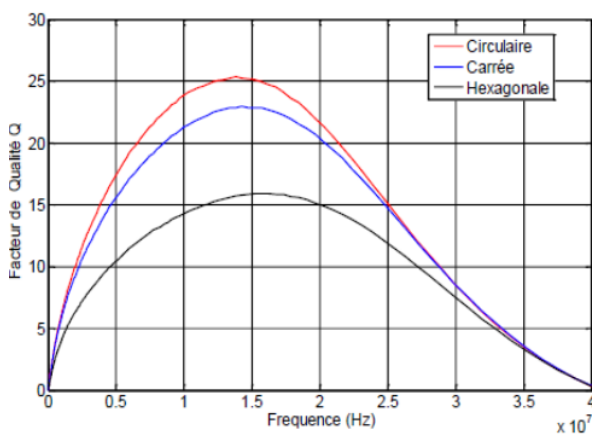


Figure II-8: (a) Bobine planaire à largeur variable ; (b) Facteur de qualité en fonction de la largeur du conducteur [15]

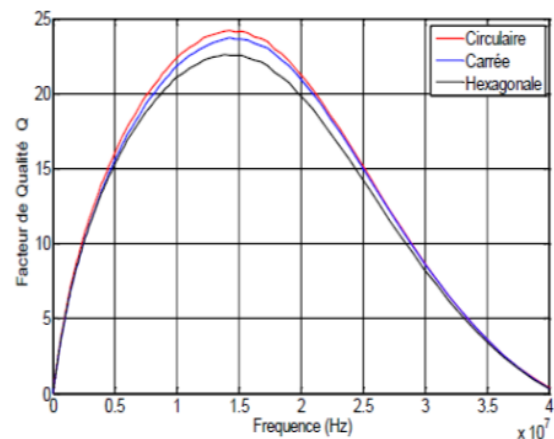
Des travaux très récents [16] ont montré que cette technique apporte également des résultats satisfaisants pour les autres géométries spirales, à savoir la circulaire et l'hexagonale (Figure II.9). L'inconvénient de cette technique est son procédé de fabrication compliqué.



(a)



(b)



(c)

Figure II-9: (a) Inductances spirales à largeur de conducteur variable, Variation du facteur de qualité, des inductances (b) à largeur fixe, (c) à largeur variable [17].

II.3.2. Inductance multicouches 3D

Dans des travaux récents, les chercheurs se sont penchés vers la réduction de la section de l'inductance. Dans ce contexte, plusieurs solutions intéressantes ont été présentées [18][19][20], M. Dhamodaran et Y. Li ont présenté le modèle d'inductance à trois couches visant à augmenter la valeur de l'inductance en tirant profit de l'inductance mutuelle. Ce design a également contribué à diminuer la section de la bobine (Figure II.10(a)).

L'idée principale de la conception de l'inductance 3D dépend de la direction du courant. Comme le courant circule dans le même sens dans les trois inductances en spirale, les segments des spirales dans les différentes couches ont une inductance mutuelle positive. Cette inductance mutuelle positive augmente la valeur de l'inductance globale. Au fur et à mesure que le couplage entre les segments se renforce, la valeur ajoutée à l'inductance totale augmente. L'avantage de cette structure est que des valeurs d'inductances élevées peuvent être obtenues dans une surface plus petite que la surface nécessaire pour les inductances standards.

Par contre l'inconvénient de l'utilisation de plus d'une couche métallique pour disposer l'inductance intégrée augmente sa capacité parasite. Ainsi, la structure empilée de l'inductance 3D peut souffrir d'une faible fréquence d'auto-résonance. Différentes approches peuvent être envisagées pour annuler cet effet d'augmentation parasite.

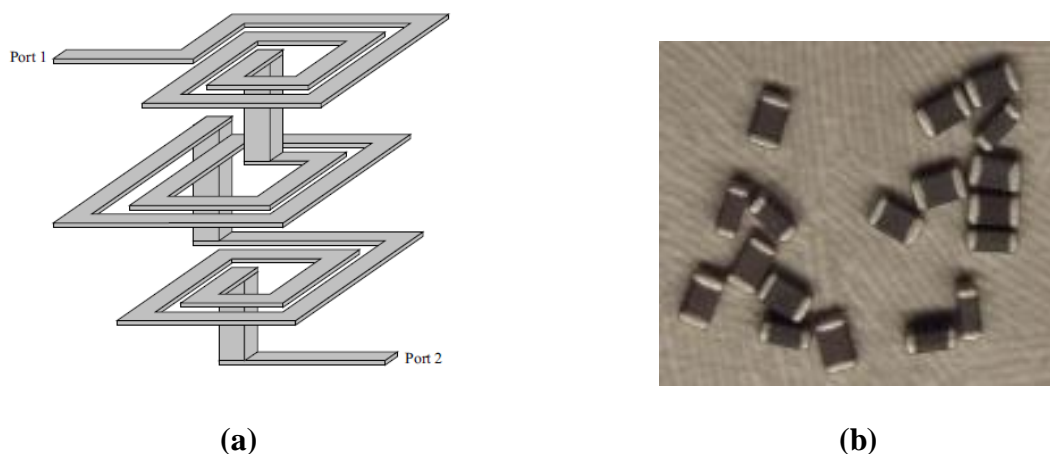


Figure II-10: (a) Principe d'une inductance multicouche [19], (b) Photo réel des bobines type LTCC[20].

II.3.3. Inductances MEMS à noyau d'air 3D pour très haute fréquence

Les inducteurs MEMS (Micro-Electro-Mechanical-Systems) à noyau d'air 3D sont conçues sous une forme toroïdale pour les applications d'électronique de puissance à très hautes fréquences. La conception presque idéale d'une inductance MEMS à noyau d'air présente des enroulements autoportants (Figure II.11(a)), où le silicium reste loin des enroulements (Figure II.11(b)) car un noyau en silicium affecte négativement le fonctionnement fréquentiel et dégrade les performances du composant en raison des capacités parasites et des courants de Foucault qui génère un flux thermique indésirable. Les capacités parasites entre le Cu, les enroulements et le substrat en Si détériorent le facteur de qualité et diminue la fréquence de fonctionnement [21].

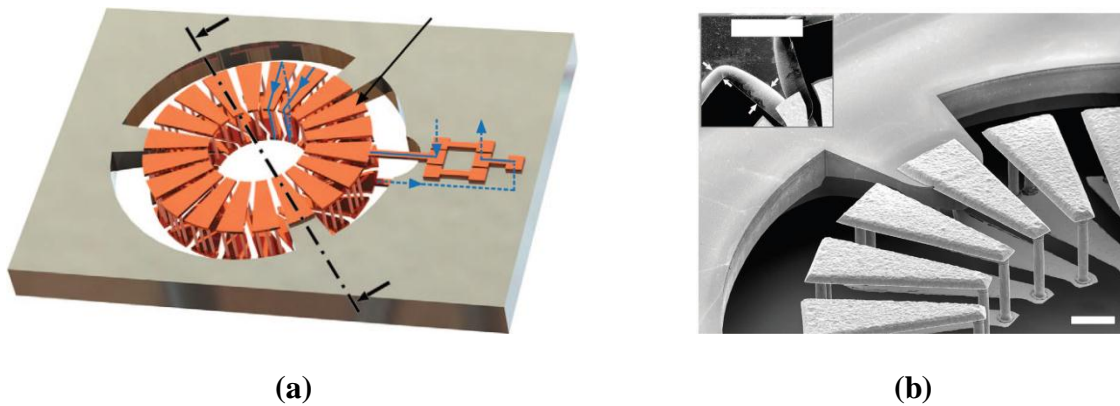


Figure II-11:(a) Illustrations 3D de l'inducteur toroïdal à noyau d'air, (b) : Fixation du substrat en silicium [21].

Comparées aux bobines toroïdales classiques, les inductances MEMS ont montré une densité d'inductance quatre fois plus grande tout en conservant un facteur de qualité et une fréquence de fonctionnement de bonne qualité. Ces nouvelles structures sont compatibles avec la technologie CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) et hautement générique pour la fabrication d'une grande diversité de géométries d'inductances, par exemple, une inductance en spirale, solénoïde et toroïdal; un transformateur toroïdal; et une inductance «DTU». Les micrographies SEM (Scanning Electron Microscopy) montrent ces différentes structures dans la figure II.12.

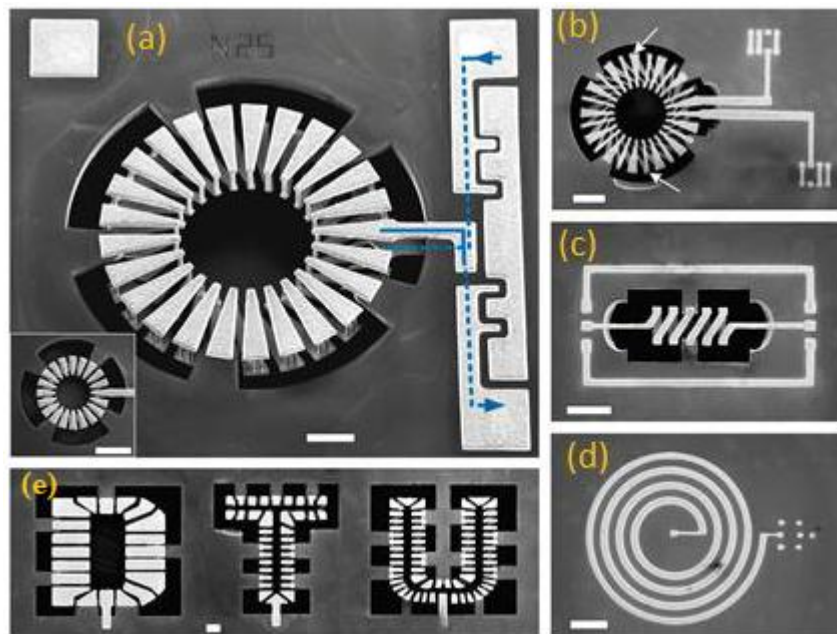


Figure II-12: Micrographies SEM de différentes géométries d'inductances MEMS réalisées : (a) Inductances toroïdales (b) Transformateur toroïdal, la bobine primaire à des conducteurs plus gros que celui de la bobine secondaire. (c) Inductance solénoïde, (d) Inductance spirale, (e) Inductance «DTU» [21].

II.4. État de l'art sur l'intégration des condensateurs

II.4.1. Intérêt des capacités intégrées en microélectronique

Les condensateurs sont des composants passifs très utilisés en électronique. Ils accomplissent des fonctions diverses, telles que le filtrage, le lissage, le découpage et le stockage d'énergie. Ces fonctions peuvent être assurées par des condensateurs discrets, mais le nombre important de composants aux différents niveaux de l'architecture 3D sur circuit imprimé provoque un risque de couplage en raison du rapprochement des lignes d'interconnexions (diaphonie) qui diminue le facteur de qualité de ces composants car ces lignes d'interconnexions sont caractérisées par des résistances et inductances parasites qui favorisent des variations de courant et par conséquent une perturbation du signal.

L'intégration des condensateurs directement dans un circuit a un avantage très intéressant par rapport aux condensateurs placés sur le circuit imprimé à l'extérieur de la puce. Les performances électriques obtenues par cette intégration sont :

- ✚ La réduction de la résistance et de l'inductance parasite grâce à la diminution de la longueur des pistes électriques entre la puce et le condensateur.

- ✚ La suppression des soudures et des fils d'or reliant la puce aux pattes de son boîtier. Cela permet de limiter principalement le temps de réponse du condensateur.
- ✚ La réduction du bruit ramené par l'environnement extérieur
- ✚ La réduction de la taille du circuit imprimé[22]

II.4.2. Classification de condensateurs planaires

Pour répondre aux différents objectifs de l'électronique portable, trois types de condensateurs sont couramment utilisés dans les applications de circuits intégrés: les condensateurs MOS (Métal-Oxyde-Semi-conducteur), les MIM (Métal-Isolant-Métal) et les condensateurs MOM (Métal-Oxyde-Métal). Ces dernières années d'autres technologies ont été proposées, à titre d'exemple, la technologie céramique LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramic) qui est une technologie très prometteuse, elle est pratique pour augmenter la densité d'intégration dans les circuits électroniques. Chacune de ces technologies a ses avantages et ses inconvénients [23]. Dans les paragraphes qui suivent, nous allons présenter quatre des technologies citées, leurs avantages et leurs inconvénients.

II.4.2.1. Condensateur MOS

Ce type de condensateur est composé d'une électrode supérieure métallique (appelée grille), d'une couche d'isolant et d'une électrode inférieure semi-conductrice dopée de type P ou N (Figure II.13). Elle est utilisée pour des applications de découplage. Le condensateur MOS présente une densité de capacité très élevée par unité de surface, en raison de sa structure en oxyde à grille mince [24], par contre sa capacité présente de fortes variations avec la tension appliquée entre les deux électrodes ce qui limite son utilisation dans des applications analogiques. Cependant, en raison des inconvénients de la non-linéarité, du coefficient de température plus élevé, de la tension de claquage plus faible et de la sensibilité aux variations de processus, le condensateur MOS ne peut pas convenir à toutes les applications de circuits. En conséquence, le condensateur MIM et le condensateur MOM ont été créés pour surmonter ces inconvénients pour les applications de circuits, qui nécessitent des caractéristiques de condensateur fiables[24] [25].

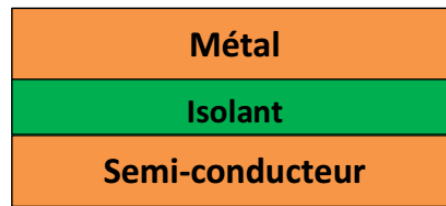


Figure II-13: Structure d'un condensateur MOS

II.4.2.2. Condensateur MIM

Le principe des condensateurs MIM est basé sur l'intégration d'un empilement capacitif Métal-Isolant-Métal (Figure II.14). Cet empilement MIM est constitué de deux couches métalliques très fines (variant entre 80 et 200 nm) séparées par une fine couche de diélectrique allant jusqu'à 20nm. Habituellement, la couche isolante utilisée est un oxyde de silicium fabriqué dans une étape de traitement spéciale car l'oxyde "normal" entre les couches métalliques est beaucoup plus épais (pour la robustesse), ce qui entraînerait une capacité par zone beaucoup moins importante [24][26][27][28].

Cette catégorie de condensateurs sont utilisées dans de nombreuses applications comme les circuits radiofréquences (RF), les circuits intégrés à signaux mixtes et principalement pour la réalisation des mémoires dynamiques DRAM (Dynamic Random Access Memory)[29]. Le dioxyde de silicium et le nitrure de silicium sont des diélectriques couramment utilisés dans les condensateurs. Des densités de capacité de $2,0 \text{ pF} / \mu\text{m}^2$ ont été atteintes par [30] [31]. Les diélectriques à k élevé entre les électrodes MIM sont utiles pour minimiser la zone requise et pour augmenter la densité de capacité. Récemment, des matériaux à haute valeur de permittivité relative comme Al_2O_3 , HfO_2 , ZrO_2 et Ta_2O_5 utilisés dans les condensateurs MIM ont été signalés. Une densité record de haute capacité de $0,5$ et $1,0 \mu\text{F} / \text{cm}^2$ est mesurée pour Al_2O_3 et Al_2TiO_5 respectivement à 100 KHz, mais le condensateur avec (Al_2TiO_5) montre une réduction de capacité rapide et une grande dépendance de la tension et des courants de fuite de $4,3 \times 10^{-8} \text{ A} / \text{cm}^2$ [32] [33].

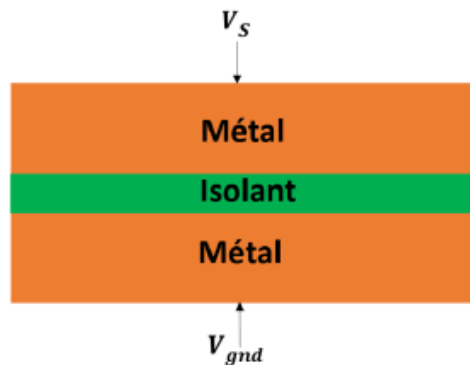


Figure II-14: Structure d'un condensateur MIM

II.4.2.3. Condensateur MOM

Afin d'obtenir une densité de capacité plus élevée à faible coût, plusieurs structures de condensateurs MOM (Métal-Oxyde-Métal) sont développées [34][35][36], y compris des fils parallèles, des fils tissés, empilés parallèlement et des barres verticales, nous présentons dans ce paragraphe deux d'entre elles : Le condensateur MOM avec fils parallèles interdigités, comme représenté sur la figure II.15(a), comporte des fils parallèles entrelacés dans les deux directions (latérale et verticale) et le condensateur MOM à structure tissée, comme le montre la figure II. 15(b).

L'avantage des condensateurs MOM est l'exploitation de l'effet du couplage capacitif latéral qui offre de meilleures caractéristiques d'adaptation que le couplage vertical en raison d'un meilleur contrôle du processus des dimensions latérales que celui des épaisseurs de couche métallique et diélectrique. Pour augmenter la densité de capacité (capacité par unité de surface de la puce de silicium), plusieurs couches métalliques sont connectées en parallèle par des vias, formant une paroi métallique verticale ou un maillage[37]. Les avantages des condensateurs MOM sont :

- ✚ Une densité de capacité surfacique allant jusqu'à (jusqu'à $\sim 2 \text{ pF} / \mu\text{m}^2$)
- ✚ Faible valeur de capacité parasite
- ✚ Caractéristiques RF supérieures
- ✚ Simple technologie, pas de masques ou étapes de processus supplémentaires,
- ✚ Un faible coût

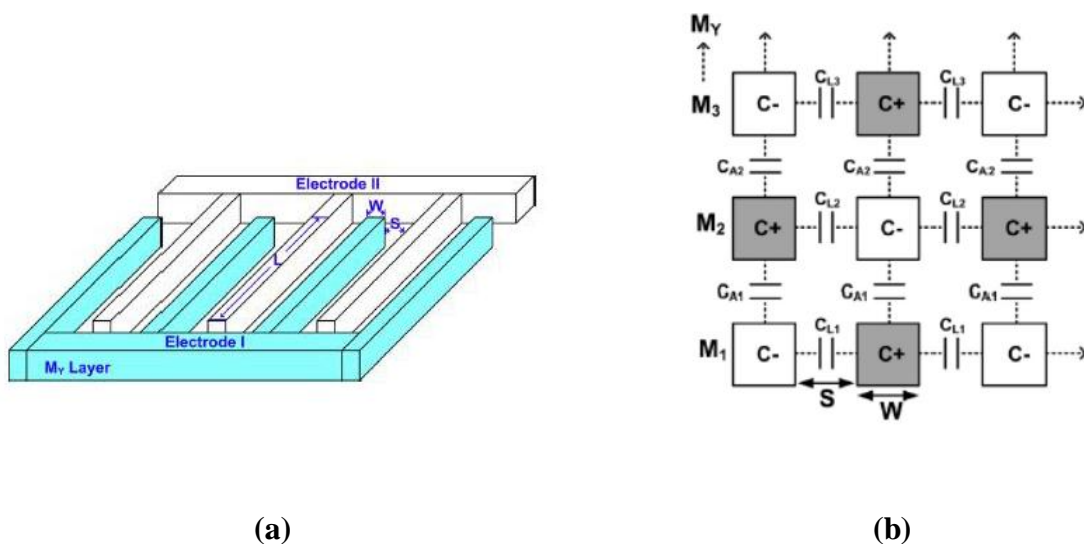


Figure II-15: (a) Vue 3D de capacité MOM ;(b) Coupe transversale de capacité MOM[24]

II.4.2.4. Condensateur LTCC

L'intégration des composants passifs à base des matériaux diélectriques LTCC est une méthode pratique pour augmenter la densité d'intégration dans les circuits électroniques. Habituellement, un matériau diélectrique à k moyen ou élevé est intégré sous forme de film épais sérigraphié ou de ruban vert dans l'architecture multicouche des bandes LTCC[38]. Une variété de systèmes de bandes LTCC commerciaux est disponible qui pourraient être combinés avec des matériaux diélectriques à k élevé afin de générer des condensateurs intégrés, dont le but d'améliorer la fonctionnalité et de réduire la taille d'un dispositif.

Ces dernières années, la littérature nous a présenté d'autres travaux concernant l'intégration des condensateurs LTCC (Figure II.16) basés sur la combinaison entre les matériaux diélectriques à k élevé avec d'autres matériaux magnétiques (par exemple $\text{CaCu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$) en raison de sa grande permittivité relative d'environ de ($\epsilon_r = 100\ 000$) et de sa faible dépendance à la température [42] [41][42].

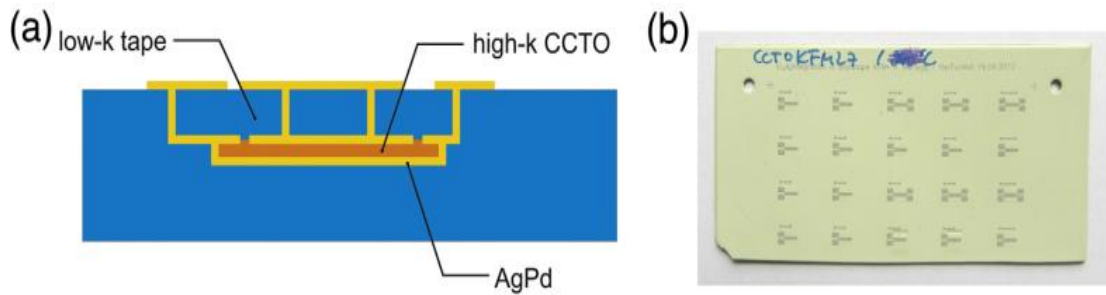


Figure II-16: : Condensateur intégré par la technique LTCC; (a) : Schéma de principe du condensateur intégré, (b) : photographie du substrat avec condensateurs LTCC intégrés [40]

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre II, nous avons vu défilé différentes géométries et topologies d'inductances et de condensateurs intégrées issus des recherches récentes visant une intégration des composants passifs qui concurrence celle des composants actifs. Ces composants passifs qui sont toujours connectés à l'arrière de la puce, méritent l'attention de tous les chercheurs du domaine. Si on arrive à intégrer les composants passifs au même degré d'intégration des composants actifs pour aboutir à des dimensions se mesurant par des micromètres, l'électronique basculera totalement vers l'électronique portable.

Pour pouvoir contribuer et apporter un plus dans ce domaine de recherche, il faut d'abord connaître les dernières évolutions. De ce fait, avant de commencer notre recherche, nous avons présenté cet état de l'art sur les bobines et condensateurs intégrés.

Dans cet état de l'art, nous avons donné un bref historique sur les premières bobines intégrées qui étaient inspirées des bobines classiques, passant ensuite par les différentes étapes d'amélioration de ces premières structures intégrées, pour en finir avec les dernières technologies qui sont les spirales planaires.

Tandis que pour le volet des condensateurs, nous avons présenté uniquement les dernières technologies qui sont les condensateurs MOS, MIM, MOM et LTCC.

Cet état de l'art, nous a facilité le choix des technologies qui nous permettent l'intégration de la bobine et du condensateur qui forment le filtre de sortie d'un convertisseur Buck, et nous offre la possibilité de travailler dans un futur proche sur l'intégration du filtre dans un objectif de regrouper les deux composants intégrés (bobine et condensateur) pour concevoir un filtre planaire intégré.

II.6. Bibliographie

- [1] B. Estibals, “Conception , réalisation et caractérisation de micro-miroirs à déflexion localisée appliqués aux télécommunications optiques,” *Micro nanotechnologies/Microélectronique. Inst. National Polytech. Toulouse - INPT, Français*, 2002.
- [2] M. Rabia, “Conception d’un nouveau modèle d’inductance intégrée,” *Thèse Dr. Univ. des Sci. Technol. d’Oran Mohamed*, 2013.
- [3] N. Chomnawang, J. B. Lee, and W. A. Davis, “Surface micromachined arch-shape on-chip 3-D solenoid inductors for high-frequency applications,” *J. Microlithogr. Microfabr. Microsystems*, vol. 2, no. 4, pp. 275–281, 2003.
- [4] J. Boggetto, “Contribution à l’intégration d’une inductance sur silicium et étude de son convertisseur synchrone associé.,” *These Dr. Sci. l’ingénieur [physics]. Univ. Joseph-Fourier - Grenoble I*, 2003.
- [5] T. M. Liakopoulos and C. H. Ahn, “3-D microfabricated toroidal planar inductors with different magnetic core schemes for MEMS and power electronic applications,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 35, no. 5, pp. 1–3, 1999.
- [6] C. . Sullivan and S. . Sanders, “Design of microfabricated transformers and inductors for high-frequency power conversion,” *IEEE Trans. POWER Electron.*, vol. 11, no. 2, pp. 228–238.
- [7] J. Y. Park and M. G. Allen, “Low Temperature Fabrication and Characterization of Integrated Pack- aging-Compatible, Ferrite-Core Magnetic Devices,” *Proc. APEC 97- Applied Power Electron. Conf. . IEEE.*, vol. 1, pp. 361–367, 1997.
- [8] M. T. Quirke, J. J. Barrett, and M. Hayes, “Planar Magnetic Component Technology— A Review,” *IEEE Trans. Components, Hybrids, Manuf. Technol.*, vol. 15, no. 5, pp. 884–892, 1992.
- [9] T. Ben, “Keywords: Magnetic Planar Inductor Model, Air Gap, finite element methods (FEM), DC-DC power converter.,” vol. 1, pp. 29–44, 2018.
- [10] B. Estibals, C. Alonso, A. Salles, A. Cid-Pastor, and L. Martinez-Salamero, “Design and realisation of integrated inductor with low DC-resistance value for integrated power applications,” *HAIT J. Sci. Eng. B*, vol. 2, no. January, pp. 848–868, 2005.
- [11] P. M. Gradzki and F. C. Lee, “Design of High-Frequency Hybrid Power Transformer.,” *APEC ’88 Third Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 319–326, 1988.
- [12] K. I. Arshak, A. Ajina, and D. Egan, “Development of screen-printed polymer thick film planner transformer using Mn—Zn ferrite as core material,” *Microelectronics J.*, vol. 32, no. 2, pp. 113–116, 2001.
- [13] M. H. Lim, J. D. van Wyk, F. C. Lee, and K. D. T. Ngo, “A class of ceramic-based chip inductors for hybrid integration in power supplies,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1556–1564, 2008.
- [14] T. S. Horng, J. M. Wu, L. Q. Yang, and S. T. Fang, “A novel modified-T equivalent circuit for modeling LTCC embedded inductors with a large bandwidth,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 12, pp. 2327–2333, 2003.

- [15] J. M. López-Villegas, J. Samitier, C. Cane, P. Losantos, and J. Bausells, "Improvement of the quality factor of rf integrated inductors by layout optimization," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, no. 1, pp. 76–83, 2000.
- [16] N. Senhadji, A. Hamid, V. Bley, and T. Leby, "Design and Integration of Planar Inductances on PCB Application Passive Type Filters," *Trans. Electr. Electron. Mater.*, vol. 21, no. 2, pp. 123–137, 2020.
- [17] S. Nisrine, "Conception et réalisation d'un filtre passif planaire du second ordre sur PCB," *These Dr. - Univ. des Sci. la Technol. d'Oran Mohamed-Boudiaf*, 2020.
- [18] K. Yousef, "CMOS Ultra-Wideband Low Noise Amplifier (UWB-LNA) Design DESIGN," *THESIS Electron. Commun. Comput. Eng. Egypt-Japan Univ. Sci. Technol. Partial Fulfillment Requir. Degree*, no. February 2012, 2012.
- [19] M. Dhamodaran, S. Jegadeesan, and A. Murugan, "Design of a multilayer on-chip inductor by computational electromagnetic modelling," *J. Electr. Eng.*, vol. 70, no. 5, pp. 379–385, 2019.
- [20] Y. Li, Y. Xie, R. Chen, L. Han, D. Chen, and H. Su, "A Multilayer Power Inductor Fabricated by Cofirable Ceramic/Ferrite Materials with LTCC Technology," *IEEE Trans. Components, Packag. Manuf. Technol.*, vol. 7, no. 9, pp. 1402–1409, 2017.
- [21] H. T. Le *et al.*, "Fabrication of 3D air-core MEMS inductors for very-high-frequency power conversions," *Microsystems Nanoeng.*, vol. 4, no. 1, pp. 1–9, 2018.
- [22] J. Manceau, "Etude du phénomène de relaxation diélectrique dans les capacités Métal-Isolant-Métal," *Thèse Dr. -Micro nanotechnologies/Microelectronics. Univ. Joseph-Fourier - Grenoble I*, 2008.
- [23] T. Adda Benattia *et al.*, "Dimensioning and Realization of an LTCC Multilayer Capacitor for Energy Conversion," *Trans. Electr. Electron. Mater.*, vol. 21, no. 6, pp. 564–579, 2020.
- [24] P. Y. Chiu and M. D. Ker, "Metal-layer capacitors in the 65 nm CMOS process and the application for low-leakage power-rail ESD clamp circuit," *Microelectron. Reliab.*, vol. 54, no. 1, pp. 64–70, 2014.
- [25] H. Samavati, A. Hajimiri, A. R. Shahani, G. N. Nasserbakht, and T. H. Lee, "Fractal Capacitors," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 12, pp. 2035–2041, 1998.
- [26] L. Wang, R. M. Xu, and B. Yan, "MIM capacitor simple scalable model determination for MMIC application on GaAs," *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 66, pp. 173–178, 2006.
- [27] W. J. Roesch and D. J. M. Hamada, "Discovering and reducing defects in MIM capacitors," *Microelectron. Reliab.*, vol. 81, no. November 2017, pp. 299–305, 2018.
- [28] X. Yu, C. Zhu, H. Hu, and A. Chin, "A high-density MIM capacitor (13 fF/ μm^2 /sup 2/) using ALD HfO₂ dielectrics," ... *Device Lett. IEEE*, vol. 24, no. 2, pp. 63–65, 2003.
- [29] A. Chaker, "Etude des structures MIM à base de dioxyde de titane pour des applications DRAM," *These Dr. -université grenoble Alpes, France*, 2018.
- [30] C. Wenger *et al.*, "First investigation of metal-insulator-metal (MIM) capacitor using Pr₂O₃ dielectrics," *Mater. Sci. Semicond. Process.*, vol. 7, no. 4-6 SPEC. ISS., pp. 227–230, 2004.
- [31] J. A. Babcock *et al.*, "Analog characteristics of metal-insulator-metal capacitors using

- PECVD nitride dielectrics,” *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 22, no. 5, pp. 230–232, 2001.
- [32] S. B. Chen, C. H. Lai, A. Chin, J. C. Hsieh, and J. Liu, “High-density MIM capacitors using Al₂O₃ and AlTiO_x dielectrics,” *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 23, no. 4, pp. 185–187, 2002.
- [33] C. H. Cheng *et al.*, “High density and low leakage current in TiO₂ MIM capacitors processed at 300°C,” *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 29, no. 8, pp. 845–847, 2008.
- [34] C. C. Liu, S. J. Chang, G. Y. Huang, and Y. Z. Lin, “A 10-bit 50-MS/s SAR ADC with a monotonic capacitor switching procedure,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 4, pp. 731–740, 2010.
- [35] P. J. A. Harpe *et al.*, “A 26 μ W 8 bit 10 MS/s asynchronous SAR ADC for low energy radios,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 7, pp. 1585–1595, 2011.
- [36] R. Aparicio and A. Hajimiri, “Capacity limits and matching properties of integrated capacitors,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 3, pp. 384–393, 2002.
- [37] N. C. Chen, P. Y. Chou, H. Graeb, and M. P. H. Lin, “High-density MOM capacitor array with novel mortise-tenon structure for low-power SAR ADC,” *Proc. 2017 Des. Autom. Test Eur. DATE 2017*, pp. 1757–1762, 2017.
- [38] M. Ershov, “MOM capacitor simulation challenges and solutions I . MOM capacitor characteristics and design challenges,” pp. 5–8.
- [39] Y. Imanaka, *Multilayered low temperature cofired ceramics (LTCC) technology*. New York: Springer Science, 2005.
- [40] R. Löhnert, B. Capraro, S. Barth, H. Bartsch, J. Müller, and J. Töpfer, “Integration of CaCu₃Ti₄O₁₂ capacitors into LTCC multilayer modules,” *J. Eur. Ceram. Soc.*, vol. 35, no. 11, pp. 3043–3049, 2015.
- [41] R. Löhnert, H. Bartsch, R. Schmidt, B. Capraro, and J. Töpfer, “Microstructure and electric properties of CaCu₃Ti₄O₁₂ multilayer capacitors,” *J. Am. Ceram. Soc.*, vol. 98, no. 1, pp. 141–147, 2015.
- [42] S. Kaur, A. Kumar, A. L. Sharma, and D. P. Singh, “Dielectric and energy storage behavior of CaCu₃Ti₄O₁₂ nanoparticles for capacitor application,” *Ceram. Int.*, vol. 45, no. 6, pp. 7743–7747, 2019.

**Chapitre III: Conception, dimensionnement et réalisation d'un
condensateur intégré par la technique LTCC**

SOMMAIRE

III.1. Introduction	48
III.2. Présentation du convertisseur DC-DC.....	48
III.3. Contraintes et cahier des charges	49
III.4. Dimensionnement des éléments du filtre LC	50
III.4.1. Calcul de la valeur de l'inductance L.....	50
III.4.2. Calcul de la valeur de la capacité C	51
III.5. La technologie LTCC.....	53
III.5.1. Le choix de la technologie de fabrication	54
III.5.2. Les propriétés des matériaux diélectriques LTCC	54
III.5.3. Les avantages de la technologie LTCC	55
III.6. Réalisation du condensateur multicouche LTCC	56
III.6.1. Préparation des matériaux.....	56
III.6.1.1. Matériau diélectrique	56
III.6.1.2. Le matériau conducteur	56
III.6.2. Procédé de fabrication.	57
III.6.2.1. Prédécoupe.....	57
III.6.2.2. Etuvage des bandes LTCC.....	58
III.6.2.3. La métallisation des électrodes et l'empilement des couches.	59
III.6.2.4. La thermo-compression.....	59
III.6.2.5. Le premier frittage.....	63
III.6.2.6. Polissage et assemblage des électrodes	65
III.6.2.7. Deuxième frittage	66
III.6.3. Comparaison des dimensions	67
III.7. Caractérisation électrique du condensateur multicouche réalisé	67
III.7.1. Choix du circuit équivalent	68
III.7.2. Résultats des mesures effectuées	69
III.8. Conclusion.....	70
III.9. Bibliographie	71

III.1. Introduction

Aujourd'hui les condensateurs ont dépassé leur rôle classique d'accumulateur de charge pour prendre une grande importance dans le domaine de l'électronique de puissance. Par conséquent, une course est en cours pour réduire son volume et augmenter son efficacité.

Pour atteindre de fortes valeurs de capacité, il est habituel de connecter plusieurs condensateurs en parallèle. Cette méthode est souvent appliquée au détriment d'un volume plus important et va à l'encontre de la nécessaire compacité des éléments de conversion pour l'alimentation des systèmes embarqués. Dans ce chapitre nous présentons le dimensionnement, la conception et les procédés de réalisation d'un condensateur planaire par la technologie LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramic). Le condensateur planaire présentant un poids et un volume très réduits sera intégré dans un convertisseur de puissance DC/DC.

III.2. Présentation du convertisseur DC-DC

Les convertisseurs DC/DC sont utilisés dans des nombreuses applications, avec des niveaux de puissance très variés, qui vont de moins d'un watt dans les convertisseurs des équipements portables, à une dizaine ou centaine de watts dans les alimentations des ordinateurs de bureau, aux kilowatts ou mégawatts dans la commande des moteurs à vitesse variable, et jusqu'aux térawatts dans les centrales électrique [1]. En général, les convertisseurs DC/DC réalisent deux fonctions: modifier le niveau de tension (élever ou abaisser) et assurer la régulation de la tension. L'électronique de conversion se trouve à l'interface entre les batteries (la source d'énergie en général) et l'ensemble des blocs constitutifs du système considéré.

Dans ce travail, nous nous intéressons à la très basse puissance, des applications portables où le rendement et le volume du convertisseur sont critiques. Pour cela, nous avons choisi un convertisseur Buck (abaisseur de tension) dont l'énergie est périodiquement stockée dans l'inductance puis transférée vers la sortie avec un rapport cyclique souvent ajusté par la technique de modulation de largeur d'impulsion PWM (Pulse Width Modulation).

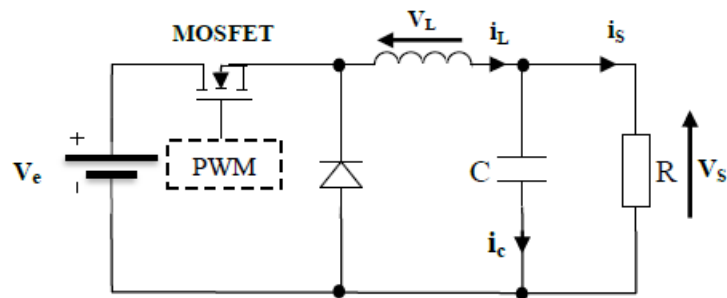


Figure III-1: Schéma de principe de convertisseur abaisseur Buck DC/DC

La Figure III.1 présente un convertisseur DC-DC alimenté par une source de tension V_e , la sortie est chargée par une résistance R . L'interrupteur K , symbolisé ici par un MOSFET de puissance est rendu périodiquement conducteur avec un rapport cyclique α à la fréquence f . Le condensateur de filtrage chargé de lisser la tension de sortie afin que celle-ci soit continue nécessite en général une valeur de capacité assez élevée, de ce fait, il occupe un volume important dans le convertisseur. Nos objectifs donc sont :

- ✚ La réduction du volume et du poids du condensateur.
- ✚ L'augmentation de la capacité.
- ✚ Une fréquence de résonance assez élevée.
- ✚ Des faibles valeurs de l'inductance série et de la résistance série afin d'augmenter le rendement du convertisseur DC-DC.

Pour cela, nous allons mettre en œuvre une méthode fiable pour concevoir et réaliser un condensateur répondant aux objectifs souhaités.

III.3. Contraintes et cahier des charges

Le convertisseur étant une l'intermédiaire entre la source d'énergie et la charge, les caractéristiques de ces deux éléments doivent être prises en compte lors de la conception afin d'identifier les exigences et construire le cahier des charges. Notre choix s'est posé sur un convertisseur DC-DC abaisseur de tension répondant aux paramètres suivants :

- ✚ Tension d'entrée: $V_e = 6V$
- ✚ Tension de sortie : $V_s = 3V$
- ✚ Un courant de sortie moyen : $I_{S_{moy}} = 0.38 A$

- ✚ Un courant maximal: $I_{Lmax} = 0.60 \text{ A}$
- ✚ Fréquence de fonctionnement : $f=1.5\text{MHz}$
- ✚ Les ondulations de la tension de sortie : $(\Delta V_s)_{max} = 1\%$ de V_s

III.4. Dimensionnement des éléments du filtre LC

Afin de réduire le volume du convertisseur Buck DC/DC, il est impératif de passer par la réduction de ses composants passifs à savoir les éléments du filtre de sortie LC. Pour dimensionner la bobine et le condensateur du filtre, nous avons besoin de connaître les valeurs respectives de l'inductance et de la capacité répondant au cahier des charges du convertisseur. Dans ce chapitre, notre intérêt porte uniquement sur le condensateur, mais, le calcul de la valeur de la capacité passe par le calcul de la valeur de l'inductance.

III.4.1. Calcul de la valeur de l'inductance L

Dans un convertisseur DC/DC abaisseur de tension fonctionnant en conduction continue (Figure II.2), la valeur de l'inductance fixe l'ondulation du courant selon la relation III.1 [2][3].

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

Où : $(\Delta I_L)_{max}$ l'ondulation maximale du courant traversant la bobine, f est la fréquence de commutation du convertisseur ($f = 1/T$), V_e est la tension d'entrée, α est le rapport cyclique dans notre cas ($\alpha = 0.5$).

Afin de calculer la valeur d'inductance L requise pour notre convertisseur nous déterminons la valeur de l'ondulation maximale $(\Delta I_L)_{max}$ du courant traversant la bobine. (Expression III.2)

$$\Delta I_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} \quad \text{III.2}$$

Le mode de fonctionnement est imposé par le courant de sortie moyen I_{smoy} . Le courant moyen traversant le condensateur en régime permanent étant nul, les relations (III.3 & III.4) sont justifiées.

$$I_{Smoy} = I_{Lmoy} \quad \text{III.3}$$

$$I_{Lmoy} = (I_{Lmax} + I_{Lmin}) / 2 \quad \text{III.4}$$

D'où

$$I_{Lmin} = 2I_{Smoy} - I_{Lmax} \tag{III.5}$$

Les valeurs de $I_{Lmax}=0.6A$ et $I_{Smoy}=0.38A$ étant données par le cahier des charges, on peut calculer les valeurs de : $I_{Lmin}= 0.16A$ et $\Delta I_L=0.44A$.

Connaissant les valeurs de la fréquence, de la tension d'entrée et de l'ondulation en courant, nous pouvons tirer la valeur de l'inductance L (Equation III.1) nécessaire pour le fonctionnement de notre bobine. Après calcul, on trouve $L=2.27\mu H$.

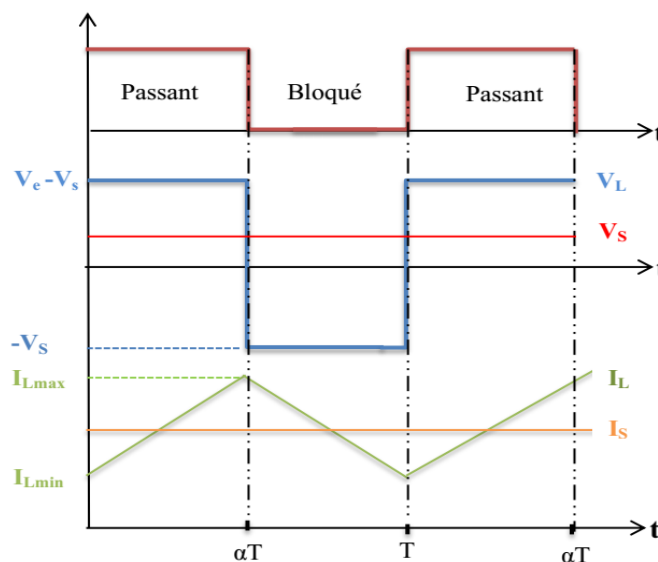


Figure III-2: Formes d'ondes du courant et de la tension dans la bobine

III.4.2. Calcul de la valeur de la capacité C

Le condensateur C est chargé d'absorber la composante alternative du courant de et de la tension de sortie du convertisseur qui sont soumises à des ondulations. La capacité du condensateur est donc liée à l'ondulation maximale de la tension de sortie par la relation III.6 [2][4].

$$C = \frac{\alpha(1-\alpha)V_e}{8.L.(\Delta V_s)_{max} f^2} \tag{III.6}$$

Le cahier des charges exige une ondulation de 1% de la valeur de la tension de sortie $(\Delta V_s)_{max}= 0.03V$. La relation III.6 nous permet de calculer la valeur de la capacité : $C=1.23\mu F$.

$C=1.23\mu\text{F}$ est une valeur assez élevée qui nécessite un volume assez important du condensateur, ce qui n'est pas compatible avec l'intégration. Il est cependant possible de chercher des méthodes appropriées permettant de réduire son volume.

Nous allons dans un premier temps évaluer les dimensions du condensateur pour une capacité $C=1.23\mu\text{F}$. Dans un condensateur à plaque parallèle, la section des armatures et l'épaisseur d du diélectrique peuvent être calculée à partir de la relation III.7.

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{d} \quad \text{III.7}$$

Où $\epsilon_0=8.854 \times 10^{-12} \text{ F.m}^{-1}$ et ϵ_r sont les permittivités respectives du vide et du diélectrique séparant les deux armatures ; d est l'épaisseur du diélectrique(m), S la surface des armatures en regard (m^2).

Les trois paramètres ϵ_r , d et S influent fortement sur la valeur de la capacité C comme il est montré par les figures III.3 et III.4. La figure III.3 montre que la capacité du condensateur décroît lorsque l'épaisseur d du diélectrique augmente, ce qui fait que plus l'épaisseur du diélectrique augmente, plus l'effet de la section des armatures sur la valeur de la capacité devient moins important. La plus grande capacité est obtenue pour la plus grande valeur de la section S associée à la plus petite valeur de l'épaisseur d .

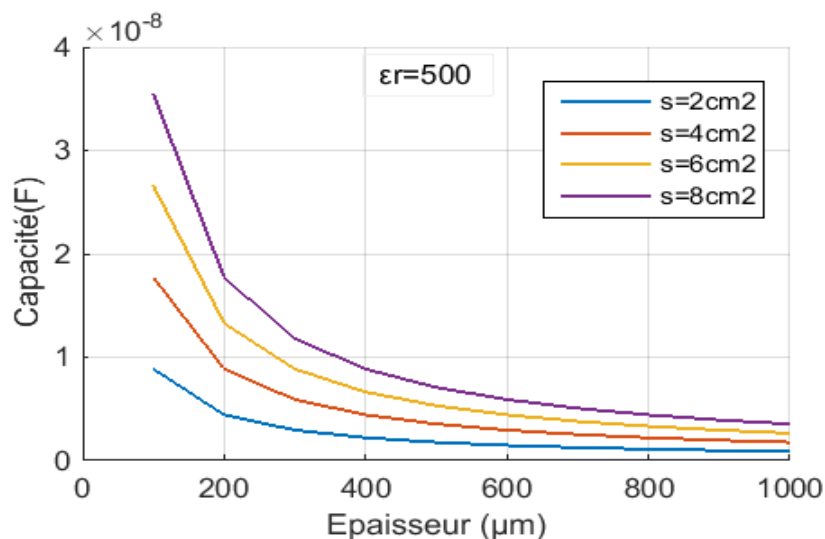


Figure III-3: L'influence de l'épaisseur du diélectrique d et de la section S sur la valeur de la capacité.

La figure III.4, nous montre que la capacité C augmente linéairement en fonction de la section S des armatures et que la permittivité relative du diélectrique a un impact plus important sur la valeur de la capacité pour les grandes valeurs de la section S .

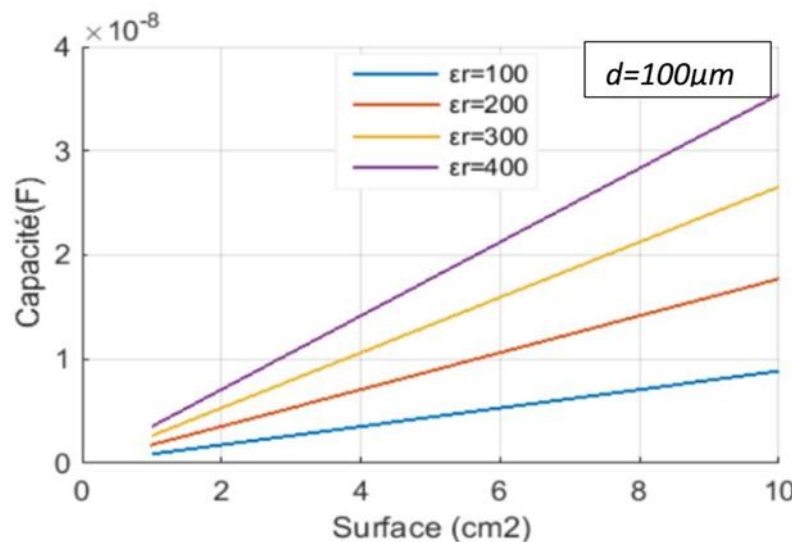


Figure III-4: L'influence de la permittivité relative ϵ_r et de la section S sur la valeur de la capacité.

Nous allons dans un premier temps évaluer les dimensions de notre condensateur ayant comme diélectrique le matériau ESL 41020-T, c'est un film coulé flexible en poudre magnétique dispersé dans une matrice organique. Il est conçu pour être cuit à 885 ° C afin de donner un corps dense. Ce matériau est utile dans les applications hautes fréquence et possède une permittivité diélectrique comprise entre 7 et 8.5 pour les applications hautes fréquences, son épaisseur varie entre 65 μ m et 75 μ m[5]. Nous optons pour une épaisseur ($d=70\mu$ m) qui nous donne après calcul une section $S=193.76\text{cm}^2 = (13.92\text{cm}\times 13.92\text{cm})$. Pour résoudre le problème des dimensions importantes, et réduire la section du condensateur, nous allons nous orienter vers la technique d'intégration LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramic) des condensateurs multicouches.

III.5. La technologie LTCC

La technologie LTCC permet de produire des circuits multicouches à partir de simples feuilles de céramique laminées ensemble et cuites en une seule étape (Figure III.5). La mise au point des matériaux LTCC ayant une température de cuisson inférieure à 1000°C a permis l'utilisation de métaux faiblement résistifs comme l'Or, le Cuivre et l'Argent et donc

d'améliorer les performances des circuits réalisés[6][7]. Cette technologie offre la possibilité d'incorporer des composants passifs à l'intérieur du substrat ce qui permet de réduire considérablement la taille d'un circuit. Entre autres, la technologie LTCC est particulièrement intéressante pour la conception de modules RF microondes et millimétriques à cause des faibles pertes qu'elle présente à ces fréquences. Ceci favorise l'efficacité énergétique pour les circuits de puissance et implique des facteurs de qualité plus élevés dans différents types de structures passives. Cependant, il faut garantir que les performances RF, d'un composant donné soient maintenues lorsqu'il est inséré dans le substrat en ajoutant les transitions adéquates entre les différentes couches[8].

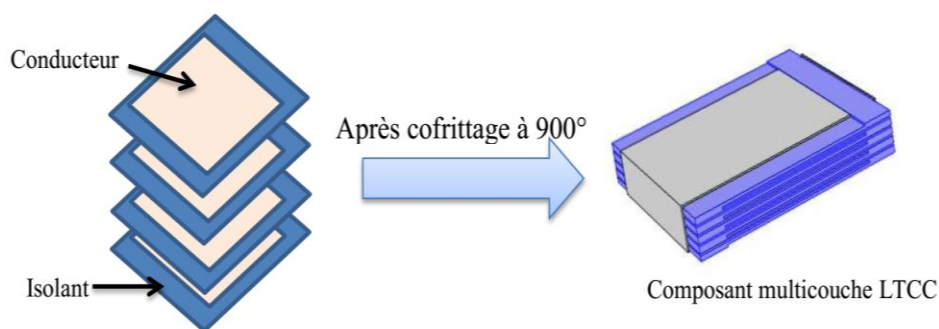


Figure III-5: Schéma de principe de la technologie LTCC d'un condensateur multicouche

III.5.1. Le choix de la technologie de fabrication

Les critères de choix de la technologie de fabrication dépendent essentiellement du type d'application, le coût de la fabrication et les performances visées par le cahier des charges. Cette technique est un procédé d'intégration des composants passifs et de packaging qui a connu une évolution rapide [9]. Elle offre des solutions attrayantes pour les applications radiofréquences et aux micro-ondes. L'étude et la conception d'un design en technologie LTCC fait appel aux deux domaines clefs de cette technologie de fabrication : [8]

- ✚ Le développement des matériaux diélectriques et leurs pâtes conductrices associées
- ✚ L'élaboration d'un procédé de fabrication à haute précision et fiabilité avec un faible coût de production.

III.5.2. Les propriétés des matériaux diélectriques LTCC

La production et développement des composants LTCC sont basés sur l'évolution des caractéristiques électriques et thermomécaniques d'un matériau diélectrique utilisés pour cette

technique. Par exemple, dans le cas des applications RF, les propriétés diélectriques telles que la tangente des pertes $\tan(\delta)$ et la permittivité relative ϵ_r sont des éléments importants qui caractérisent le milieu.

Les principales caractéristiques de quelques matériaux LTCC disponibles sur le marché sont énumérées dans le Tableau III.1. Comme on peut le constater à travers la caractéristique de la tangente des pertes, l'avantage de ces matériaux réside dans le fait qu'ils présentent de très faibles pertes à hautes fréquences[8][10][11].

Propriétés	Dupont 951	Ferro A6M	ESL 41010	ESL 41110	ESL 41020	Heraeus CT2000
Constante diélectrique	7.8±0.2	5.9	7-8	4-5	7-8.5	9.1
Facteur de dissipation ($\times 10^{-3}$)	<15	<1.65	<0.005	<0.004	<0.005	<0.002
Epaisseur des couches après cuisson (μm)	5.5-8.5	3.7-7.4	100-130	115-135	100-130	106
Conductivité thermique (w/m.k)	3.3	2	2.5-3	2.5-3	2.5-3	3
Couleur	Bleu	Blanc	Bleu	Bleu clair	Bleu	Bleu clair

Tableau III-1: Propriétés typiques des feuilles LTCC (10 GHz).

III.5.3. Les avantages de la technologie LTCC

La technologie LTCC offre de nombreux avantages par rapport aux autres technologies disponibles en raison de sa capacité multicouche et de sa caractéristique haute fréquence. Elle se caractérise par son faible coût de réalisation, la faible température appliquée (850°-900°), par la température de frittage et par le choix des électrodes ainsi que l'utilisation d'électrodes en argent ; contrairement du HTCC (High Temperature Co-fired Ceramics). Elle présente aussi une densité d'intégration élevée, faibles pertes diélectrique à hautes fréquences et une compatibilité avec une large gamme de techniques d'assemblage (wire bonding, flip chip, Surface Mount Technique (SMT),...)[11][12].

Cette technique est moins coûteuse avec des conducteurs de meilleure qualité mais une moins bonne conductivité thermique comparée à la technologie HTCC en raison de la phase vitreuse ajoutée à l'alumine à base de silice. L'utilisation de matériaux céramiques, stables en température, avec un faible coefficient de dilatation thermique et des électrodes conductrices

permet d'avoir une structure fiable et performante électriquement. Enfin, cette technologie peut être considérée comme flexible en raison de sa compatibilité avec plusieurs techniques d'assemblage [13].

III.6. Réalisation du condensateur multicouche LTCC

Notre objectif dans cette partie est la réalisation du condensateur multicouche par la technologie LTCC en utilisant un procédé de fabrication fiable. La réalisation est effectuée au laboratoire LAPLCE de l'université Paul Sabatier -Toulouse.

III.6.1. Préparation des matériaux

III.6.1.1. Matériau diélectrique

Le matériau diélectrique qui se prête à la technologie LTCC et qui était disponible au Laboratoire LAPLACE pour la réalisation de notre condensateur, est le ESL 41020-T, c'est une céramique sous forme d'une pellicule coulée flexible constituée de poudre diélectrique inorganique dispersée dans une matrice organique, conçue pour être laminée selon le procédé LTCC.

Cette bande coulée est constituée à 96% d'alumine et possède une permittivité relative égale à 8. ESL 41020-T donnera un corps robuste et dense après cuisson à 850 ° C (frittage). Cette bande coulée est utilisée dans notre travail comme matériau de référence permettant de valider l'ensemble du processus. Une combinaison pression / température de 21MPa /70 ° C est recommandée par le fabricant pour assurer la stratification des bandes coulées[5].

III.6.1.2. Le matériau conducteur

Les propriétés les plus importantes des films épais conducteurs pour la technologie LTCC sont: le faible coût, la conductivité électrique élevée, une bonne adhérence au support et une bonne soudabilité. Dans cette technologie, les pâtes les plus utilisées sont des pâtes conductrices qui permettent l'intégration des circuits. Le tableau III.2 ci-dessous liste quelques types de pâtes conductrices utilisables avec le LTCC. Si on compare ces conducteurs, on remarque que l'argent et le cuivre ont une conductivité électrique plus élevée que celle de l'or. L'inconvénient du cuivre est qu'il demande des équipements spécifiques pour éviter l'oxydation[14].

Conducteur	Conductivité (S/m)	Point de fusion (°C)
Argent (Ag)	6.17×10^7	961
Cuivre (Cu)	4.10×10^7	1063
Or (Au)	5.8×10^7	1063

Tableau III-2: Les pâtes conductrices utilisées pour LTCC

Par conséquent, pour bénéficier des meilleures performances du matériau diélectrique (ESL41020), le conducteur à base d'argent (ESL 9916) a été choisi pour produire les couches d'électrodes (figure III.6). Les propriétés typiques de ces conducteurs proviennent de l'impression et de la cuisson directement sur l'alumine[15].

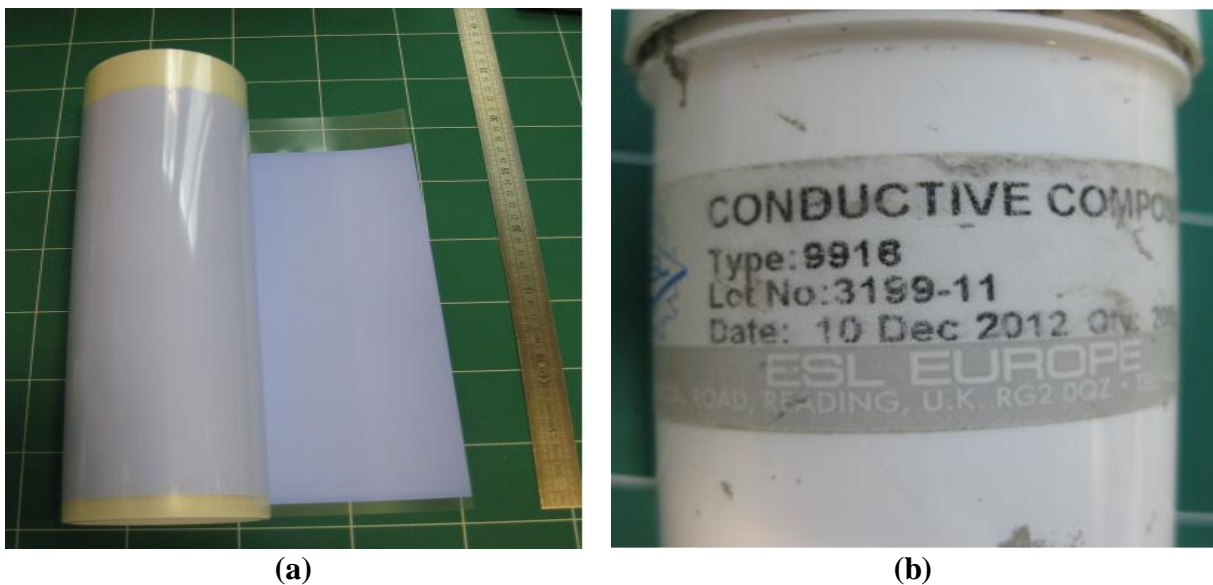


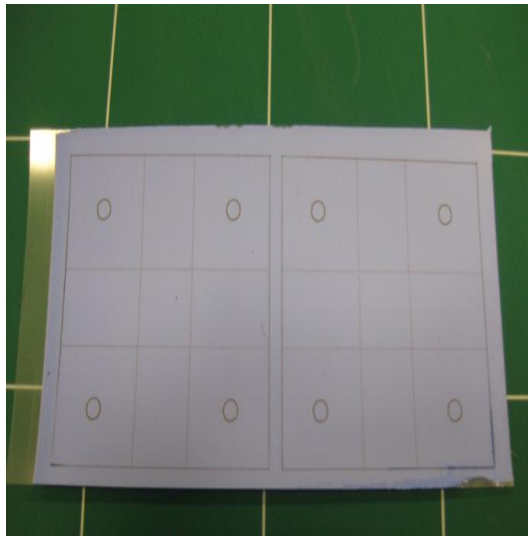
Figure III-6: Les matériaux utilisés pour condensateur multicouche LTCC

III.6.2. Procédé de fabrication.

III.6.2.1. Prédécoupe

Souvent, les bandes en LTCC sont délivrées sous forme d'un rouleau comme indiqué sur (Figure III.6(a)). Les couches sont tout d'abord découpées à l'aide d'une machine de gravure laser CO₂ LS100 EX (Figure III.7(b)) avec une dimension de 5cm×5cm. Une prédécoupe (Figure III.7(a)) est réalisée sur chacune de ces plaques afin d'extraire une plaque de taille

réduite de (1.5cm×1.5cm) qui représente les pré-dimensions du condensateur LTCC que nous souhaitons réaliser.



(a)



(b)

Figure III-7: (a) Feuille LTCC prédécoupée, (b) Machine à gravure laser CO₂ LS 100 EX

III.6.2.2. Etuvage des bandes LTCC

Pour que les bandes LTCC ne cassent pas, il est préférable de faire l'étuvage de ces bandes à plaque chauffante T=50°C. Sous une cloche on met un bécher rempli d'Ethanol pour saturer l'atmosphère en solvant, à 50°C l'éthanol va s'évaporer ainsi les couches de LTCC seront plus souples (Figure III.8), c'est le but de cette opération.



Figure III-8: L'étuvage des bandes LTCC

III.6.2.3. La métallisation des électrodes et l'empilement des couches.

Cette étape consiste à la métallisation et l'assemblage des bandes LTCC. Tout d'abord, on utilise des masques de nature PEEK son épaisseur est $100\mu\text{m}$ pour tracer les électrodes sur la bande avec dimension $(1.1\text{cm}\times 1.3\text{cm})$ (Figure III.7(a)). Pour éviter les courts -circuits dans notre condensateur, on laisse de l'espace sur les côtés de la bande. La première bande de céramique a été enduite d'une fine couche d'argent, puis déposer sur la deuxième bande comme indiqué par la figure III.9(b). Avec le même principe, on dépose les dix couches LTCC alternativement. En reliant les deux côtés opposés avec de l'encre d'argent, nous obtenons dix condensateurs placés en parallèles et formant un seul composant.

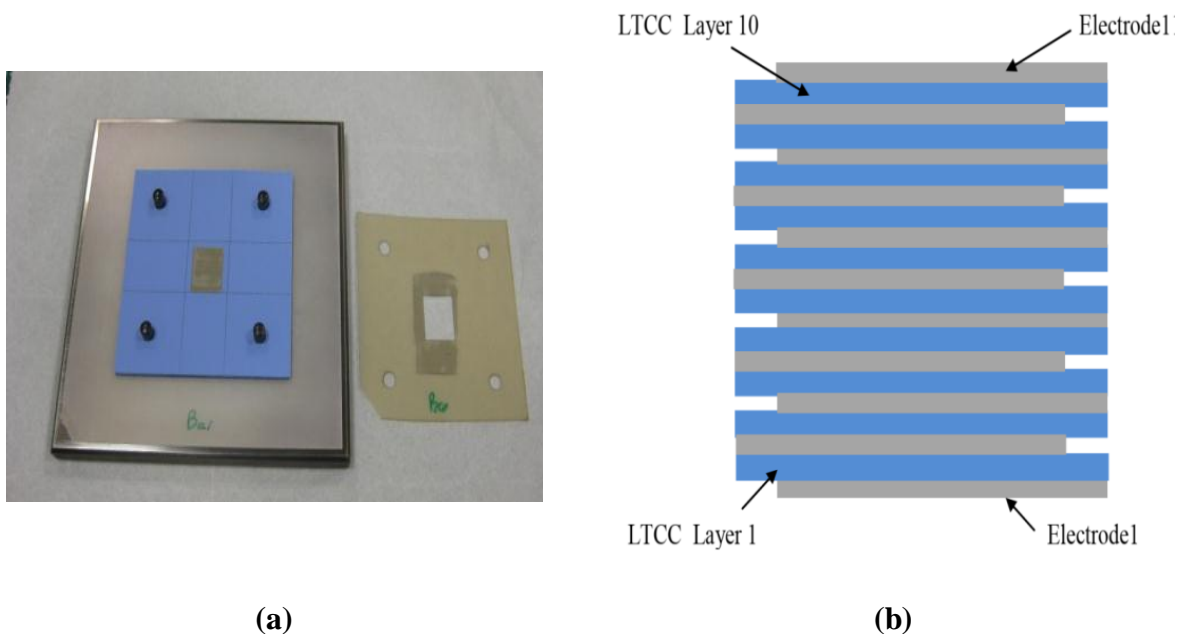


Figure III-9: a) Métallisation avec l'encre de sérigraphie (ESL 9916), b) Résultat de la métallisation et l'assemblage.

III.6.2.4. La thermo-compression

L'étape qui suit l'empilement des couches est la thermo-compression, cette étape est réalisée à l'aide d'une presse uni-axiale dont le profil est (température-pression) (Figure III.10).



Figure III-10: La machine presse uni-axiale

Durant cette étape l'ensemble est réduit en un seul composant planaire dont l'épaisseur est réduite de 1.05 mm (valeur mesurée) à 0.864mm qui représente la valeur donnée par le Microscope Electronique à Balayage (figure III.18). Cette étape est très délicate car il faut bien tenir compte de la pression exercée sur l'échantillon et de la durée de la montée de la température ainsi que la durée de la thermo-compression.

Malgré la présence de la matrice polymère, les plaques LTCC crues sont très fragiles et leur rupture peut survenir sous l'effet des contraintes thermiques ou mécaniques exercées. Afin de limiter l'impact de ces contraintes et d'assurer la répartition de la pression nous avons utilisé de part et d'autre de l'empilement deux feuilles de matériau polymère de type PACOPLUS4500 (Figure III.11).

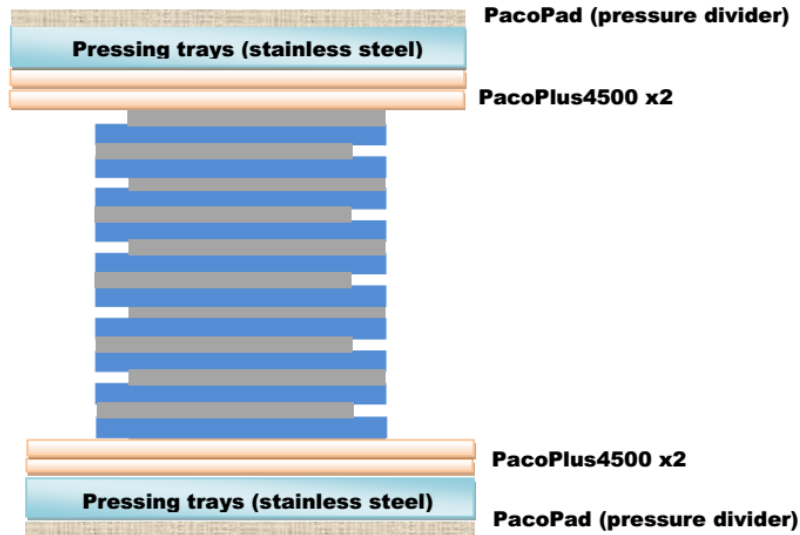


Figure III-11: Assemblage des couches (étape précédant la thermo-compression)

Pour assurer les résultats, ce procédé suit un cycle thermique présenté par la figure III.12. Ce cycle se compose de trois paliers, le premier dure 17.5 minutes avec une température allant jusqu'à 70°C, le deuxième palier dure 1 heure avec une température de 70°C et une pression de 7700kg et enfin le troisième dure 17.5 minutes. Une fois le cycle terminé, la pression est relâchée et la température redescend progressivement jusqu'à l'ambiante.

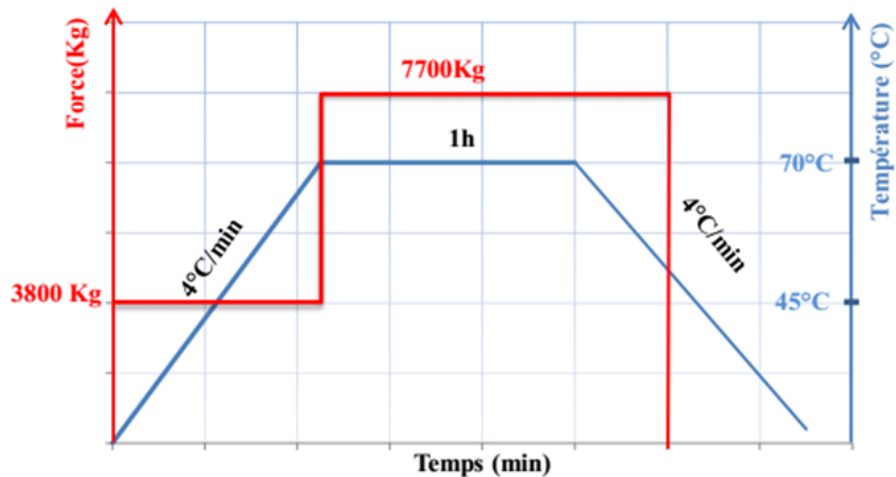


Figure III-12: Cycle thermique de la thermo-compression

Le résultat de cette étape est un condensateur multicouche de dimension (15mm×15mm) mais la surface efficace(en regard) de cette condensateur est (11mm×11mm). L'analyse par Microscope Electronique à Balayage (MEB) présenté par la figure III.14 nous montre que le

produit est une structure avec des couches bien collées entre elles : il n'y a pas de gaps d'air entre les couches (Figure III.13).

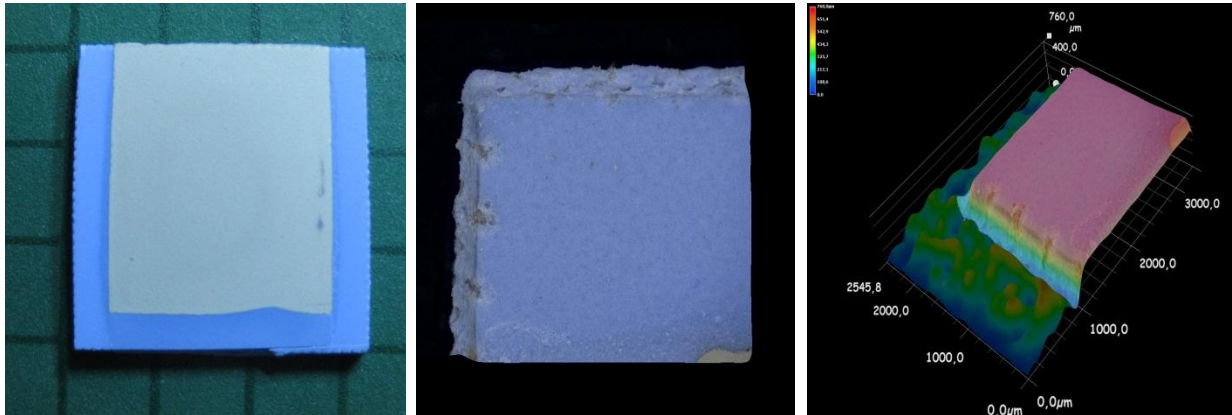
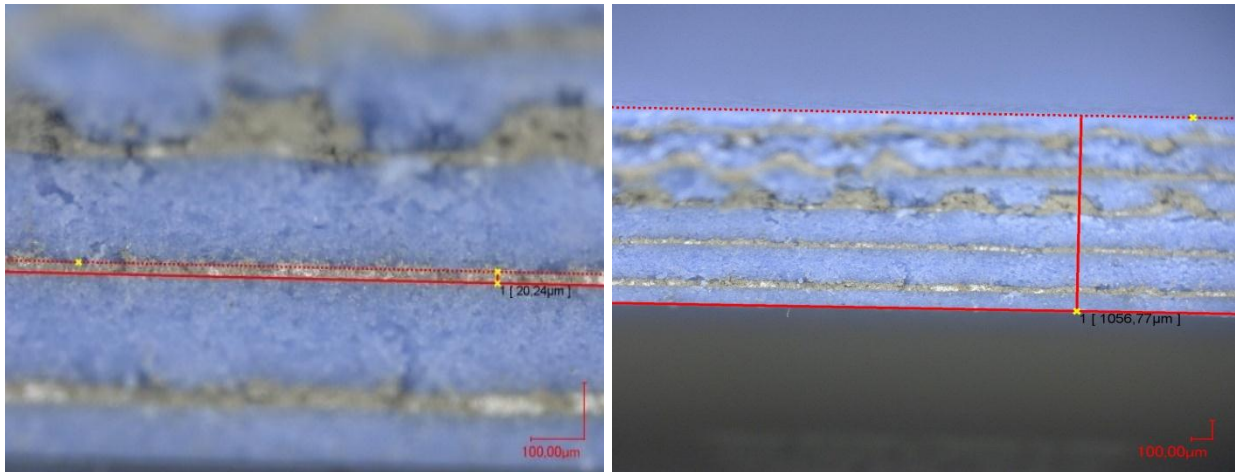


Figure III-13: Composant LTCC après thermo-compression



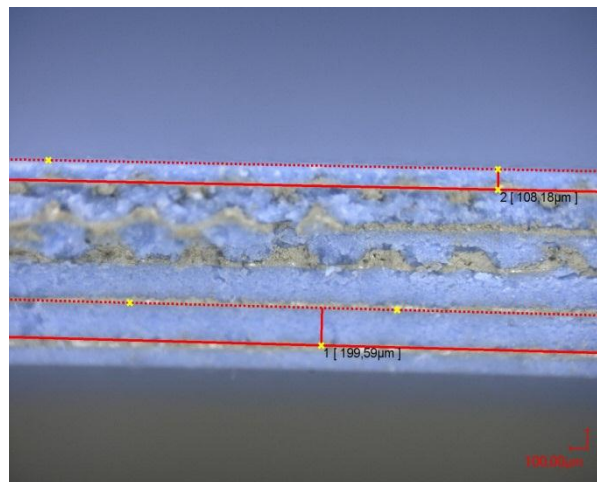
Figure III-14: Photo du Microscope Electronique à Balayage (MEB)

La microstructure du condensateur LTCC après la thermo compression est représentée dans la figure III.15. L'épaisseur des électrodes en argent (Ag) est d'environ $20\mu\text{m}$ (Figure III.15(a)) avec une hétérogénéité de l'épaisseur pour les électrodes supérieur. La morphologie des grains de la couche diélectrique visible à la figure III.15 montre une uniformité des couches diélectriques sans délamination et l'absence de diffusion entre les différentes couches. Ceci peut éliminer le risque de rupture prématurée du condensateur lors de son utilisation.



(a)

(b)



(c)

Figure III-15: Microstructure de condensateur LTCC après thermo-compression

III.6.2.5. Le premier frittage

Après l'étape de la thermo-compression, les couches LTCC sont frittées dans un four à une température maximale de cuisson 885°C selon le cycle thermique de la figure III.16. Cette étape permet de densifier le matériau céramique, uniformiser l'état de la matière des électrodes et minimiser certain nombre de défauts tels que les fissures, les séparations de couches et des discontinuités au sein de l'électrode. La déconnexion des électrodes (zones non couvertes) et l'hétérogénéité de l'épaisseur causent également un certain nombre de problèmes, y compris la perte de capacité, les courts circuits, le courant de fuite et finalement, une mauvaise fiabilité[16].

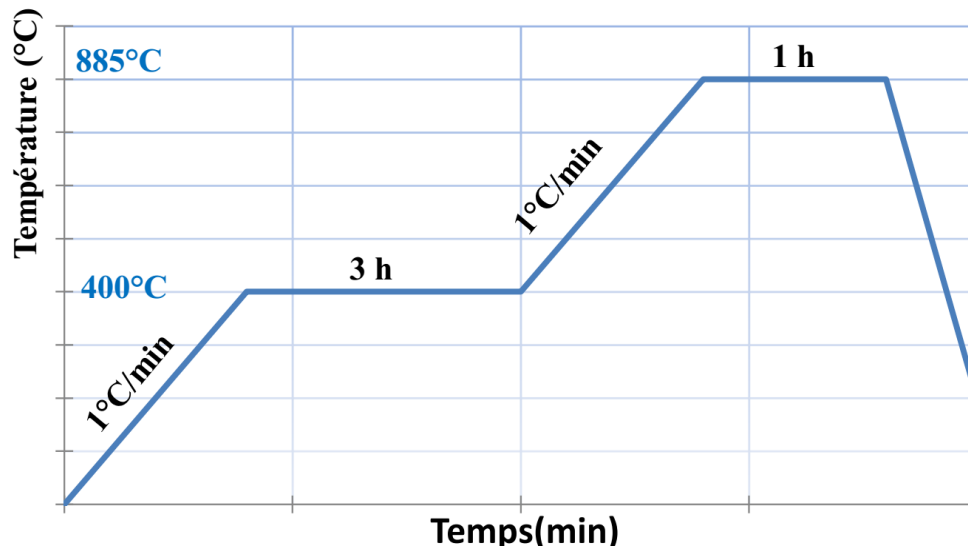
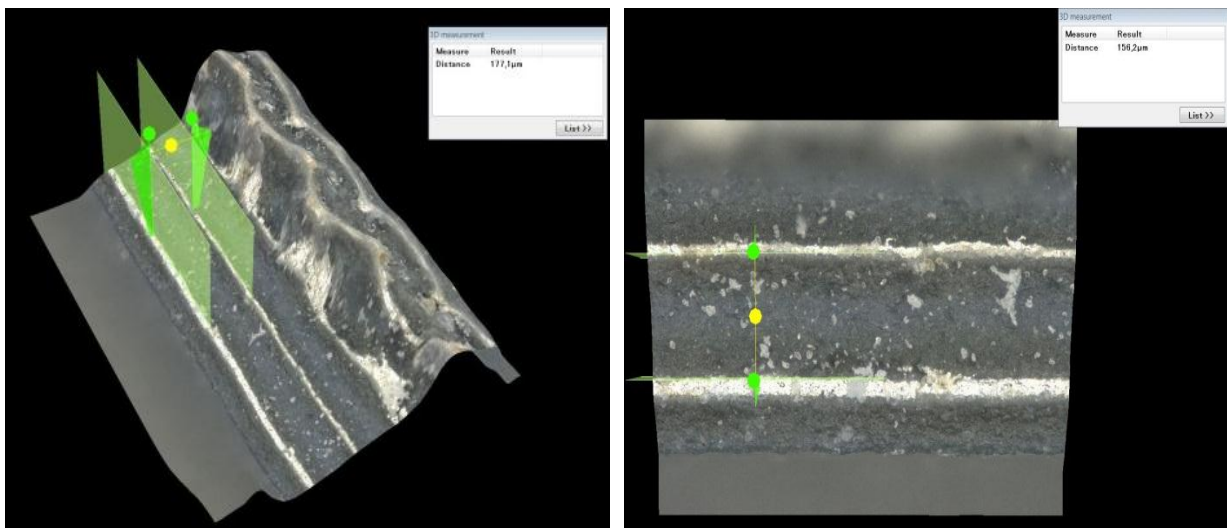


Figure III-16: Cycle thermique du premier frittage

La microstructure du condensateur LTCC réalisé après le frittage est illustrée aux figures III.17. L'observation par Microscope Electronique à Balayage (MEB) montre que la morphologie des grains des couches diélectrique sont mieux uniformiser que la structure avant le frittage (Figure III.15). On peut également constater qu'il n'y a pas de diffusion entre les couches diélectriques et les couches d'argent. Ceci élimine le risque des courts circuits entre les électrodes des condensateurs internes.



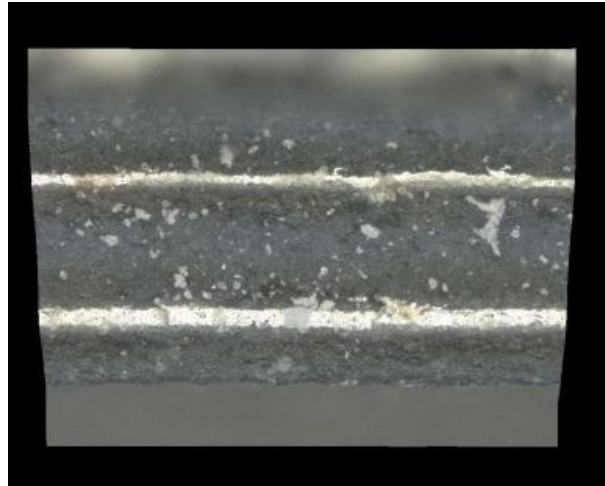


Figure III-17: Microstructure des couches de condensateur LTCC après le frittage

III.6.2.6. Polissage et assemblage des électrodes

Cette étape permet d'ajuster les extrémités afin de bien relier les électrodes de chaque côté. En effet, Pour cela une étape de polissage est nécessaire afin d'améliorer l'état de surface des cotés composant le condensateur LTCC (Figure III.18). Les deux côtés sont enduites avec de l'encre d'argent (ESL9916) pour former les armatures du condensateur LTCC.

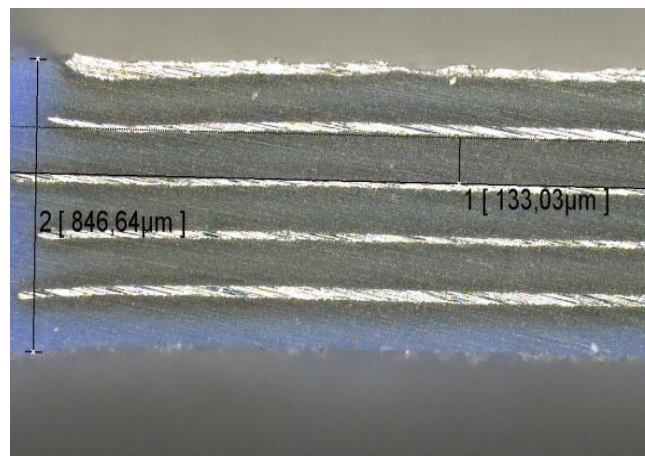


Figure III-18: Microstructure des couches après frittage et polissage

Enfin, la figure III.18 donne une vue d'ensemble des couches du condensateur multicouches LTCC réalisé, sur laquelle on peut voir la surface de métallisation interne active correspondant aux surfaces d'électrodes internes en regard. Ces électrodes internes sont constituées d'un conducteur d'encre d'argent (ESL9916). Les électrodes externes sont

visibles sur les deux côtés latéraux du condensateur qui permettent la connexion au circuit extérieur.

III.6.2.7. Deuxième frittage

Finalement, un deuxième frittage est nécessaire pour uniformiser l'état de l'encre qui relie les électrodes de chaque côté. Elle est réalisée suivant le cycle thermique donné par la figure III.19.

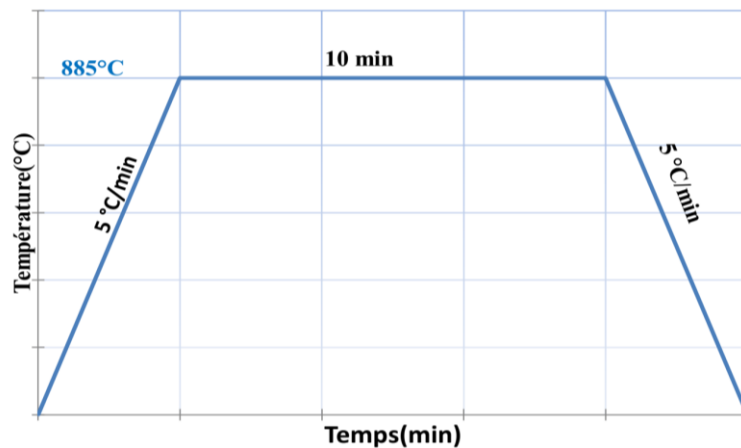


Figure III-19: Cycle thermique du deuxième frittage

Le condensateur LTCC réalisé est représenté par la figure III.20 contient 9 électrodes internes avec une épaisseur inter-électrodes de 65 μm , Pour éviter tout risque de court-circuit latéral entre deux métallisations internes. La surface réelle du condensateur réalisé est ($S=1.1\text{cm} \times 1.1\text{cm}$).

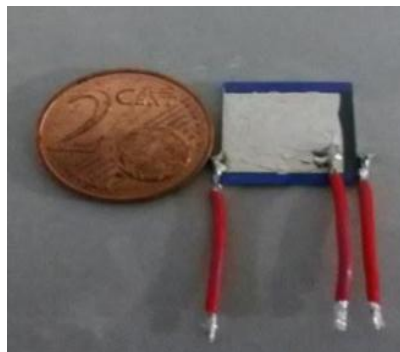


Figure III-20: Condensateur multicouche LTCC réalisé

III.6.3. Comparaison des dimensions

Le tableau III.3 est un tableau comparatif des dimensions d'un condensateur discret à plaques parallèles et celles du condensateur multicouche LTCC réalisé ; Les deux condensateurs ayant la même capacité.

Paramètres	Condensateur discret	Condensateur multicouche LTCC
Capacité (μF)	1.23	1.23
Section (mm^2)	19376.71	121
Epaisseur (mm)	0.07	1.05
Volume (mm^3)	1356.37	127.05

Tableau III-3:Tableau comparatif des dimensions des deux condensateurs : discret et multicouches LTCC réalisé

Le tableau III.3 montre que le condensateur LTCC occupe dans le convertisseur un volume et une section fortement réduits comparés à ceux du condensateur discret.

III.7. Caractérisation électrique du condensateur multicouche réalisé

Afin de nous assurer du bon fonctionnement du condensateur multicouche LTCC réalisé, nous caractérisons ses principaux paramètres tels que le module et la phase de l'impédance, l'inductance série équivalente (ESL), la résistance série équivalente (ESR), ainsi que la fréquence de résonance propre (SRF).cette opération est réalisée à l'aide d'un analyseur d'impédance type HP4194A du laboratoire Laplace (Figure III.21).

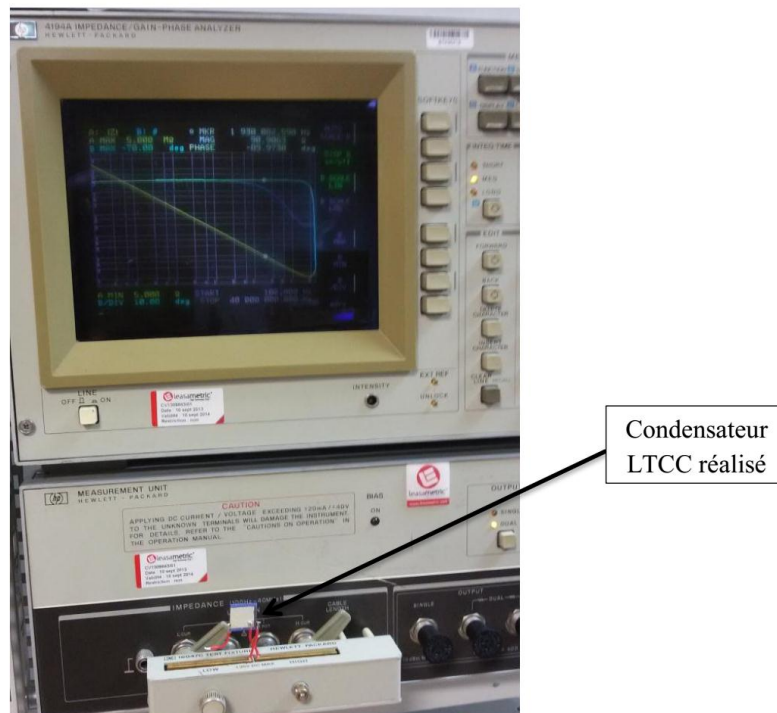


Figure III-21: Caractérisation du condensateur LTCC (gain-phase).

III.7.1. Choix du circuit équivalent

La figure III.22 montre un circuit équivalent typique d'un condensateur réel dans lequel C désigne l'élément du condensateur principal, (Rs et L) sont la résistance résiduelle et l'inductance existant dans les fils conducteurs et les électrodes et Rp représente la perte diélectrique du matériau diélectrique.

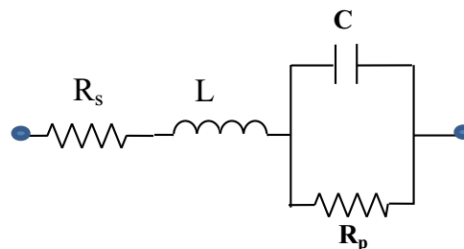


Figure III-22: Schéma électrique équivalent d'un condensateur multicouche LTCC.

L'impédance totale du circuit équivalent de la figure III.20 présente les parties réelle et imaginaire dans l'expression III.8

$$\bar{Z} = R_s + \frac{R_p}{1 + \omega^2 R_p^2 C^2} + j \frac{\omega L - \omega R_p^2 C + \omega^3 R_p^2 L C^2}{1 + \omega^2 R_p^2 C^2} \quad \text{III.8}$$

L'inductance parasite peut être ignorée dans les régions à basse fréquence (inférieur à la fréquence de résonance SRF). Quand le condensateur présente une valeur d'impédance élevée, la résistance parallèle (R_p) est plus significative que la résistance série (R_s), ainsi un circuit équivalent parallèle plus simple comprenant C et R_p peut essentiellement remplacer le modèle de circuit complexe. De même, lorsque l'impédance est faible, R_s est plus significatif que R_p , ce qui donne un circuit équivalent en série. Cependant, comme l'impact de l'inductance dans la région de fréquence plus élevée ne peut être ignoré, donc le condensateur LTCC réalisé est modélisé par le modèle de circuit série R-L-C comme le montre la figure III.23.



Figure III-23: Schéma équivalent modèle du circuit R-L-C série.

III.7.2. Résultats des mesures effectuées

La réponse en fréquence de notre condensateur multicouche LTCC réalisé, montre la variation du module et de la phase de l'impédance en fonction de la fréquence (Figure III.24). Le comportement de ce graphe est identique à celui d'un condensateur. A partir de ce graphe, on remarque que la fréquence de résonance (SRF) est environ de 26.30 MHz. On voit bien que le comportement du condensateur réalisé est capacitif lorsque la fréquence est inférieure à la fréquence de résonance, résistif à la fréquence de résonance et inductif pour les fréquences supérieures à 26.30 MHz. A une fréquence de fonctionnement $f=1.5$ MHz, le condensateur LTCC est purement capacitif. La figure III-24 montre également une faible résistance série $ESR=9.20 \Omega$.

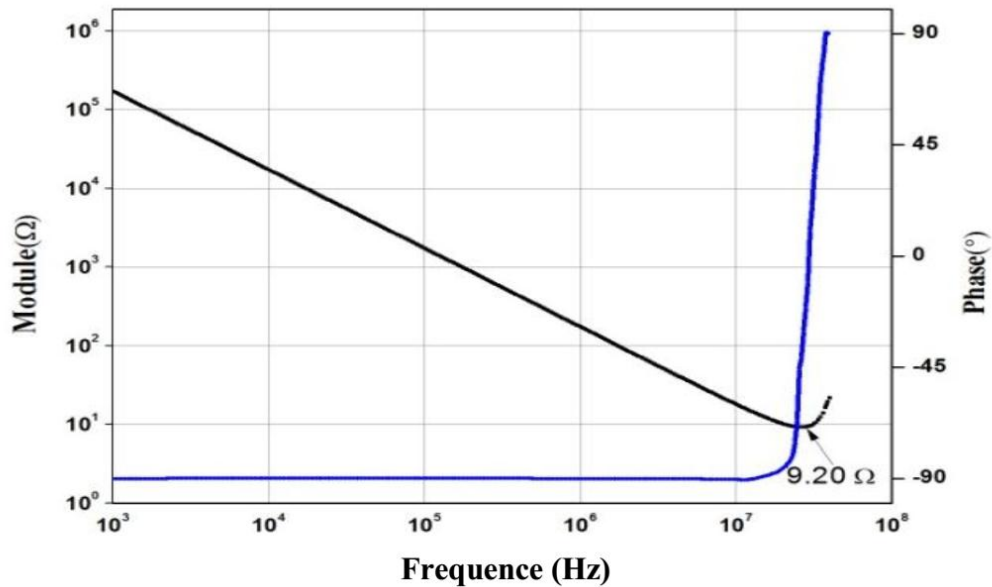


Figure III-24: Module et la phase du condensateur LTCC

Nous pouvons déterminer théoriquement l'inductance équivalente série ESL du condensateur en utilisant les résultats expérimentaux et l'expression III.9:

$$SRF = \frac{1}{2.\pi.\sqrt{ESL.C}} \quad \text{III.9}$$

Connaissant les valeurs de la capacité et de la fréquence de résonance. On peut donc déduire la valeur de ESL en utilisant l'expression III.9 : ESL=0.66nH.

On conclut donc que le condensateur multicouche réalisé présente une fréquence de résonance très élevée (SRF=26.30MHz) par rapport à la fréquence de fonctionnement du micro-convertisseur (f=1.5MHz), une résistance série et une inductance série très réduites (ESR= 9.20Ohm, ESL=0.66 nH), ceci dit que les effets parasites sont très réduits.

III.8. Conclusion

Le condensateur multicouche LTCC présenté dans ce chapitre est un condensateur plan en matériau LTCC (ESL 41020) via un procédé de coulée, laminage et frittage de la bande. Dans ce modèle, plusieurs condensateurs parallèles connectés sans fils de connexion sont réduits en un seul composant. Cette technique augmente les performances du condensateur et réduit considérablement son volume et son poids.

Le principal avantage du condensateur multicouche est la suppression des fils de connexion, ce qui a un impact positif sur plusieurs points. Le premier point positif de cette technique est la réduction de la résistance série équivalente ESR et de l'inductance série équivalente ESL. La réduction de ces deux éléments augmente la fréquence de résonance SRF, atténue les effets parasites et améliore les performances du condensateur LTCC. Le retrait des fils de connexion réduit également le volume et le poids du condensateur LTCC. Chaque plaque interne étant commune à deux condensateurs, le nombre de plaques passe de N à $(N / 2) + 1$, donc poids et volume sont réduits. Si l'on prend l'exemple du condensateur réalisé, son volume est réduit de 90,63%, par rapport au condensateur discret.

III.9. Bibliographie

- [1] S. Ghandour, "Conception de convertisseurs DC / DC à base de MEMS," *Thèse Dr. Univ. Joseph-Fourier - Grenoble I-France*, 2011.
- [2] A. Rufer and P. Barrade, *Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC*. 2001.
- [3] B. Ahmed, "Conception d'un filtre intégré pour convertisseur DC-DC abaisseur de tension," 2016.
- [4] TAIBI .F, "Intégration des composants passifs en électronique de puissance (Application : Intégration d'une inductance spirale)," *Mémoire Magister Spécialité Electron. Univ. des Sci. la Technol. d'Oran MOHAMED BOUDIAF*, 2010.
- [5] "ESL Electroscience <http://www.electroscience.com>."
- [6] R. RAMMAL, "Conception de Composants Microondes Innovants basés sur de Nouveaux Procédés Technologiques de Fabrication," *These Dr. Spécialité « Electron. des Hautes Fréquences, Photonique Systèmes » Université Limoges-France.*, 2014.
- [7] H. Naghib-Zadeh, C. Glitzky, W. Oesterle, and T. Rabe, "Low temperature sintering of barium titanate based ceramics with high dielectric constant for LTCC applications," *J. Eur. Ceram. Soc.*, vol. 31, no. 4, pp. 589–596, 2011.
- [8] N. BELAMBRI, "Conception et intégration en technologie LTCC d'un amplificateur faible bruit à structure balancée dans la bande C," *Mem. maîtrise en genie Electr. Univ. Qubec*, 2012.
- [9] V. Sunappan, A. Periannan, C. K. Meng, and W. C. Khuen, "Process issues and characterization of LTCC substrates," *Electron. Components Technol. Conf.*, vol. 2, pp. 1933–1937, 2004.
- [10] A. KHALIL, "Technologies LTCC et stéréolithographie céramique 3D appliquées à la conception de dispositifs millimétriques et sub-millimétriques," *Thèse Dr. l'Université Limoges(France)*, 2010.
- [11] R. Khodor Hussein, "Packaging of Microwave Integrated Circuits in LTCC Technology," *Thèse Dr. Electro- Magn. Télécom Bretagne, Univ. Bretagne Occident.*, 2013.

- [12] F. KAHLOUCHE, "Fabrication et Caractérisation de Micro Transformateurs Planaires à Couches Magnétiques," *Dr. l'université Jean Monnet Saint-étienne-France*, 2014.
- [13] S. Duguey, "Etude du cofrittage de matériaux diélectriques et magnétiques pour composants passifs intégrés.," *Dr. Univ. -Sciences Technol. - Bordeaux I-France*, 2008.
- [14] M. Tlili, "Modules intégrés en technologie LTCC pour des applications en bande D (110 GHz – 170 GHz)," *These Dr. l'ecole ntionale Super. Mines-Telecom Atl. Bretagne Payys la loire -IMT Atl.*, 2020.
- [15] D. Thi Bang, "Contribution à l'intégration 3D de composants passifs pour l'électronique de puissance," *Thèse Dr. Univ. Toulouse III-Paul Sabatier.France*, 2014.
- [16] Z. Yan, "Evolution de la microstructure lors du frittage de capacités céramiques multicouches : nanotomographie et simulations discrètes .," *These Dr. - Univ. Grenoble-France*, 2013.

Chapitre IV: Dimensionnement géométrique et modélisation d'une bobine intégrée pour un convertisseur DC-DC

SOMMAIRE

IV.1. Introduction	74
IV.2. Choix des matériaux.....	74
IV.2.1. Le matériau magnétique.....	74
IV.2.2. Le matériau conducteur.....	76
IV.3. Modélisation de la micro-bobine pour convertisseur DC-DC	76
IV.3.1. Méthodes de modélisation analytique d'une inductance planaire.....	77
IV.3.2. Choix de la structure à étudier	80
IV.4. Dimensionnement géométrique de l'inductance spirale circulaire.....	80
IV.4.1. Dimensionnement du noyau magnétique	80
IV.4.1.1. Stockage de l'énergie magnétique	81
IV.4.1.2. Dimensionnement du noyau magnétique	81
IV.4.2. Dimensionnement des paramètres géométriques de la micro-bobine.....	82
IV.4.2.1. Calcul du nombre de spires n	82
IV.4.2.2. Calcul de l'épaisseur « t » et la largeur « w » du conducteur	83
IV.4.2.3. Calcul de la distance inter-spires s	84
IV.4.2.4. Calcul de la longueur moyenne L_{moy} du ruban conducteur	84
IV.4.2.5. Résultats du dimensionnement géométrique.....	85
IV.5. Modélisation électrique des inductances spirales planaires.....	86
IV.5.1. Modèle électrique de l'inductance sans noyau	86
IV.5.2. Modèle électrique en « π » avec noyau magnétique.....	87
IV.6. Calcul des paramètres technologiques de la micro-bobine.	88
IV.6.1. Calcul des capacités parasites (C_s , C_{ox} , C_{sub}).	88
IV.6.2. Calcul des résistances parasites (R_s , R_{sub} , R_{mag}).	89
IV.7. Simulation électrique des différentes formes d'ondes	91
IV.7.1. Simulation du micro-convertisseur avec bobine et capacité parfaites.	92
IV.7.2. Interprétation des résultats	94
IV.7.3. Simulation du micro-convertisseur avec micro-bobine et condensateur dimensionnés	94
IV.7.4. Interprétation des résultats	98
IV.8. Conclusion.....	98
IV.9. Bibliographie	98

IV.1. Introduction

Notre quatrième chapitre porte sur l'optimisation du dimensionnement, ainsi que la modélisation géométrique des composants passifs intégrés dans le but de réduire leurs volumes tout en préservant leur bon fonctionnement et leur fiabilité. Le composant concerné dans ce chapitre c'est la bobine. Notre démarche débutera par le choix du type et de la géométrie de la bobine adéquate, ensuite nous passerons à son dimensionnement géométrique afin de l'intégrer dans un micro-convertisseur de type Buck abaisseur de tension. Ce micro-convertisseur est destiné au domaine de l'électronique portable ou embarquée nécessitant la conversion d'énergie de petite puissance.

Les contraintes liées à ce type d'intégration résident dans la mise au point d'une méthode adéquate permettant le dimensionnement de la micro-bobine, avec un minimum de pertes aux hautes et très hautes fréquences. Ils résident également dans la compatibilité des procédés technologiques contribuant à la fabrication du composant tel que le choix des matériaux, et les procédés de réalisation.

Le choix de la micro-bobine qui est de type spirale planaire circulaire, est suivi par le calcul des paramètres technologiques qui définissent son circuit électrique.

Le logiciel de simulation PSIM, nous a permis de valider le bon fonctionnement de la micro-bobine, du condensateur LTCC multicouche réalisé (chapitre III) ainsi que le micro-convertisseur.

IV.2. Choix des matériaux

IV.2.1. Le matériau magnétique

L'utilisation des matériaux magnétiques a une importance capitale dans le domaine de l'électrotechnique, et en microélectronique. Les matériaux doux sont utilisés surtout comme circuit magnétique, pour le rebouclage ou la concentration de lignes de flux magnétiques dans les bobines dont les caractéristiques optimales sont : une induction à saturation élevée, une grande résistivité électrique, une perméabilité magnétique importante et une température de curie aussi élevée que possible. Les caractéristiques des quelques grandes familles de ferrites sont présentées par le tableau IV.1 [1][2].

Paramètres typiques	MnZn	NiZn	NiFe
Fréquence d'utilisation	1KHz - 1MHz	200kHz - 200MHz	60KHz - 1MHz
Perméabilité magnétique μ_r	850 - 5000	125 - 850	600 - (+10000)
Induction à saturation (mT) à 25°C	100 - 300	150 - 450	250 - 630
Résistivité électrique ($\Omega.m$)	1- 10	$10^3 - 10^6$	$20 \times 10^{-8} - 80 \times 10^{-8}$
Température de Curie (°C)	250 - 500	200 - 400	600 - 1600

Tableau IV-1:Caractéristiques des trois grandes familles de ferrites

Le tableau IV.1 montre que les alliages NiFe ont une faible résistivité électrique qui facilite l'installation des courants de Foucault quand ils sont employés dans des champs alternatifs contrairement aux alliages NiZn. Les alliages NiZn travaillent sur une large gamme de fréquences allant de 200KHz jusqu'à 200MHz, contrairement aux alliages NiFe et MnZn dont les fréquences sont limitées à 1MHz. Ces deux critères favorisent les alliages NiZn, les autres critères (perméabilité magnétique, induction à saturation et température de Curie) sont très acceptables. Donc, notre choix porte sur la famille des alliages NiZn. La résistivité très élevée du NiZn permettra la montée en fréquence d'utilisation et évitera l'utilisation d'isolant épais nécessitant de longs procédés de développement[3]. Le ferrite NiZn retenu, c'est le matériau idéal pour les applications haute température opérant de 1 à 2 MHz à plusieurs centaines de MHz, et présentant une bonne résistivité électrique qui empêche les forts courants parasites de circuler dans le noyau. Les caractéristiques magnétiques du NiZn sont données par le tableau IV.2 [4][5].

Référence	TC [°C]	μ_r	ρ [Ω m]	B_{sat} [T]	f_{max} [Hz]
C2010	245	340	10^5	0.39	50×10^6

Tableau IV-2:Caractéristiques électriques et magnétiques du ferrite NiZn(C2010)[4][5]

IV.2.2. Le matériau conducteur

Le premier critère des matériaux conducteurs c'est la bonne conductivité électrique, suivie par un coût modique, une adhérence sur le substrat et une facilité de mise en œuvre (dépôt et gravure)[6]. Le tableau IV.3 présente les matériaux conducteur utilisés dans la réalisation des micro-bobines.

Matériau	Conductivité σ [(Ωm) ⁻¹]	Epaisseur de peau δ à 1MHz [μm]	Prix (Mai 2017) [€ Kg ⁻¹]
Argent	6.2×10^7	64	476,95
Cuivre	5.9×10^7	65	5,06
Or	4.5×10^7	75	36420,00
Aluminium	3.8×10^7	82	1,75

Tableau IV-3:Matériaux conducteur utilisés pour les microbobines [4][7]

D'après le tableau IV.3, l'argent présente une meilleur conductivité, mais, le cuivre est le meilleur choix parce qu'il présente un prix modique ,une excellente conductivité électrique et il est possible de le déposer par différentes techniques telles que : L'évaporation, l'électrodéposition (dépôt de conducteurs en couche épaisse) et la pulvérisation cathodique [8].

IV.3. Modélisation de la micro-bobine pour le convertisseur DC-DC

La réduction du volume d'un convertisseur DC/DC passe nécessairement par la réduction de ces composants passifs, à savoir : bobine et condensateur. Dans ce chapitre, nous nous intéressons uniquement à la bobine. Le choix des matériaux magnétique et conducteur étant fait, nous allons passer au dimensionnement géométrique de la bobine choisie et le calcul de ses différents paramètres technologiques. Suite à un état de l'art présenté au deuxième chapitre, nous avons opté pour une bobine de type spirale planaire qui sont les bobines les plus prometteuses, mais, il nous reste à définir la géométrie de l'enroulement spirale. Les géométries les plus connues sont : la circulaire, la carrée, et l'hexagonale ou l'octogonale présentant les mêmes paramètres géométriques comme indiqué par la figure IV.1.

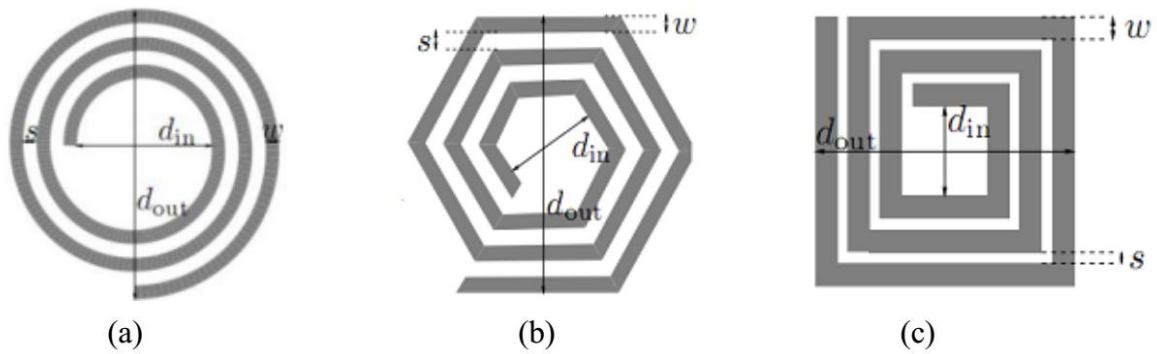


Figure IV-1: Paramètres géométriques des différentes bobines planaires spirales [9-10]

Dans le cas des bobines discrètes, l'expression IV.1 [6] permet le calcul de différents paramètres géométriques en fonction de la valeur de son inductance.

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r N^2 S}{l} \tag{IV.1}$$

Où μ_0 est la perméabilité magnétique du vide ($\mu_0=4\pi \times 10^{-7}$ H/m), μ_r est la perméabilité magnétique relative du matériau utilisé comme noyau de la bobine, l et S sont la longueur moyenne et la section du circuit magnétique, N le nombre de spires.

IV.3.1. Méthodes de modélisation analytique d'une inductance planaire

L'expression IV.1 n'est plus valable dans le cas des bobines spirales planaires, par contre on retrouve dans la littérature plusieurs méthodes de calcul analytiques qui nous permettent d'évaluer l'inductance d'une spirale planaire pour différentes géométries, ainsi que ses différents paramètres géométriques qui sont : la largeur des spires w , l'espace inter-spires s , l'épaisseur du conducteur t , le diamètre extérieur d_{out} , le diamètre intérieur d_{in} et la longueur du conducteur l_t .

Quelques-unes de ces méthodes sont énumérées ci-dessous :

IV.3.1.1. Méthode d'I.O.Voormann

Cette méthode présente l'une des plus simples expressions, mais la moins précise avec un taux d'erreur pouvant atteindre les 80% [2][9].

$$L_{voo} = 10^{-3} n^2 d_{avg} \tag{IV.2}$$

IV.3.1.2. Méthode de Bryan

La méthode de Bryan prend en compte les mêmes paramètres de l'inductance que la précédente, le diamètre moyen d_{avg} et le nombre de spires n , en plus du facteur de forme ρ . Cette méthode est plus précise que celle de Voormann [11].

$$L_{bry} = 2,4 \cdot 10^{-3} \cdot n^{5/3} d_{avg} \cdot \text{Log} \frac{4}{\rho} \quad \text{IV.3}$$

IV.3.1.3. Méthode de Terman

Terman prend en considération d'autres paramètres de l'inductance, à savoir, les diamètres interne d_i et externe d_o , l'espacement inter-spires s et la largeur de la spirale w . Mais son expression n'est valable que pour un nombre de tours $n > 10$ [12][13].

$$L_{the} = \frac{\mu_0 \cdot d_o^3}{4\pi(w+s)^2} \cdot \left[1 - \left(\frac{d_i}{d_o} \right)^2 \right] \cdot \left(1 - \frac{d_i}{d_o} \right) \cdot (0,2235\rho + 0,726 - \ln \rho) \quad \text{IV.4}$$

IV.3.1.4. Méthode de Grover

Pour une inductance spirale circulaire de n tours, de rayon interne r et de diamètre de section d , Grover conçoit une expression pour calculer la valeur de l'inductance L [14][15].

$$L_{cir} = n^2 \mu_0 r \left[\ln \left(\frac{8r}{d} \right) - 1,75 \right] \quad (\mu\text{H}) \quad \text{IV.5}$$

IV.3.1.5. Méthode de Wheeler modifiée

Wheeler a présenté plusieurs formules pour les inductances spirales planaires. Afin d'améliorer la précision de l'expression dans le cas des inductances intégrées, Mohan et al. ont modifié l'une de ses formules en prenant en compte trois géométries différentes [9][16][17].

$$L_{mw} = k_1 \mu \frac{n^2 d_{avg}}{1 + k_2 A_m} \quad \text{IV.6}$$

Où A_m est le facteur de forme, et d_{avg} , le diamètre moyen, k_1 et k_2 sont deux coefficients correspondant aux formes géométriques. Leurs valeurs sont représentées dans le tableau IV.4 :

Géométrie	k ₁	k ₂
Carrée	2,34	2,75
Hexagonale	2,33	3,82
Octogonale	2,25	3,55

Tableau IV-4: Valeurs des coefficients utilisés par Wheeler

Pour des inductances en l'air, $\mu = \mu_0$ et pour les inductances avec noyau magnétique $\mu = \mu_0 \mu_r$, sachant que μ_0 la perméabilité du vide et μ_r la perméabilité relative du matériau magnétique. Le facteur de forme (ρ ou A_m) et le diamètre moyen d_{avg} sont définis respectivement pour toute les méthodes précédentes par :

$$\rho = A_m = \frac{d_o - d_i}{d_o + d_i} \tag{IV.7}$$

$$d_{avg} = \frac{d_o + d_i}{2} \tag{IV.8}$$

IV.3.1.6. Méthode de Mohan

La formule donnée par Mohan pour le calcul de l'inductance est exprimée en fonction du diamètre moyen d_{avg} , du nombre de spires n et du facteur de forme ρ pour quatre géométries d'inductances différentes. Elle est donnée par la relation (IV.9)[18].

$$L \cong \frac{\mu n^2 d_{avg} c_1}{2} \left(\ln \left(\frac{c_2}{\rho} \right) + c_3 \rho + c_4 \rho^2 \right) \tag{IV.9}$$

Les coefficients C_1, C_2, C_3 et C_4 varient selon la géométrie de l'inductance. Leurs valeurs sont données (Tableau IV.5).

Géométrie	c ₁	c ₂	c ₃	c ₄
Carrée	1.27	2.07	0.18	0.13
Hexagonale	1.09	2.23	0	0.17
Octogonale	1.07	2.29	0	0.19
Circulaire	1	2.46	0	0.20

Tableau IV-5: Valeurs des coefficients utilisés par Mohan

IV.3.2. Choix de la structure à étudier

Les inductances spirales planaires peuvent occuper un volume très réduit, car il est possible de jouer sur la géométrie de chacune des couches afin de réduire le volume tout en minimisant les pertes. A titre d'exemple, le conducteur peut prendre la forme d'une spirale circulaire, carrée, octogonale ou encore hexagonale. Le noyau peut également être placé en dessous de la spirale, ou bien prendre cette dernière en sandwich. Maintenant, il nous reste à justifier le choix de la géométrie.

Les spirales carrées sont très utilisées car elles sont faciles à dessiner à l'aide des méthodes de conception assistée par ordinateur (CAO), ainsi que leurs masques optiques à cause de leurs angles droits, seulement, elles présentent des effets de pointes qui peuvent augmenter la résistance série et mener vers l'échauffement de l'inductance, en particulier pour les densités de courant importantes. Pour résoudre le problème des effets de pointes, les spirales octogonales et hexagonales ont été conçues. Les concepteurs de bobines apprécient les formes polygonales car elles présentent des facteurs de qualité meilleurs et des fréquences de résonance de 10% à 20% supérieures aux inductances.

Par ailleurs, les travaux de recherche [8][16] ont montré que la circulation du courant est facilitée par la suppression des angles ce qui fait que la résistance série associée à l'inductance spirale circulaire est plus basse en la comparant à celle des inductances carrées et polygonales et son facteur de qualité est plus élevé. Pour ces raisons, nous optons pour une micro-bobine de type planaire spirale circulaire.

IV.4. Dimensionnement géométrique de l'inductance spirale circulaire

Notre choix de bobine étant fait, nous nous intéressons maintenant à son dimensionnement géométrique afin de l'intégrer dans un convertisseur DC-DC de type Buck dédié pour les petites puissances et sous faibles tensions. Le dimensionnement géométrique de l'inductance spirale circulaire se fait selon deux étapes : le dimensionnement du noyau magnétique et le dimensionnement de la spirale conductrice (l'enroulement), tout en se référant au cahier des charges du convertisseur présenté au chapitre III.

IV.4.1. Dimensionnement du noyau magnétique

Le dimensionnement géométrique du noyau magnétique de l'inductance se fait en tenant compte des données du cahier des charges. Le volume du noyau magnétique nous permet de

définir la section sur laquelle sera posé le circuit électrique de forme spirale. Le volume du noyau est fixé par l'énergie emmagasinée par la micro-bobine.

IV.4.1.1. Stockage de l'énergie magnétique

L'énergie maximale emmagasinée est déterminée à partir de la valeur d'inductance de la micro-bobine (calculée au chapitre III) et du courant maximal (Equation IV.15).

$$W = \frac{1}{2} L I_{L_{\max}}^2 \quad \text{IV.15}$$

Pour une valeur d'inductance de $2.27\mu\text{H}$ traversée par un courant moyen $I_{L_{\max}} = 0.6\text{A}$, la micro-bobine peut stocker une quantité d'énergie maximale $W = 0.40 \mu\text{j}$

IV.4.1.2. Dimensionnement du noyau magnétique

Le dimensionnement du noyau ferromagnétique (NiZn)[5] se fait en fonction du volume nécessaire au stockage de la quantité d'énergie maximale. Pour calculer ce volume, nous devons connaître la densité volumique d'énergie caractérisant le ferrite NiZn. Cette densité est donnée par l'expression (IV.16) [14[20]].

$$W_{v_{\max}} = \frac{B_{\max}^2}{2\mu_0\mu_r} \quad \text{IV.16}$$

Le volume nécessaire va donc être fixé par l'induction magnétique maximale B_{\max} que peut supporter le matériau NiZn et sa perméabilité relative μ_r . Avec une perméabilité relative $\mu_r = 340$ et une induction à saturation $B_{\max} = 0.39\text{T}$, nous aurons : $W_{v_{\max}} = 178 \text{ j/m}^3$.

La relation (IV.17) nous permet de déterminer le volume du ferrite NiZn nécessaire pour une valeur de l'inductance $L = 2.27\mu\text{H}$.

$$V_{\text{NiZn}} = \frac{W}{W_{v_{\max}}} \quad \text{IV.17}$$

Après calcul, on trouve un volume $V_{\text{NiZn}} = 2.29 \times 10^{-9} \text{ m}^3$, c'est le volume du noyau ferromagnétique nécessaire pour stoker une énergie de $0,40 \mu\text{J}$. Si on ajoute 20% pour les pertes on aura un volume total de $2.76 \times 10^{-9} \text{ m}^3$. Nous considérerons ce volume comme un bloc cubique, et nous prenons comme jeu de dimensions, une épaisseur $e = 0.5\text{mm}$, ce qui donne une section carrée $A_{\text{noy}} = 5.52 \text{ mm}^2$ de côté $L = 2.35 \text{ mm}$. A_{noy} est la section sur laquelle

nous allons poser notre spirale circulaire représentant le circuit électrique de la micro-bobine (Figure IV.2).

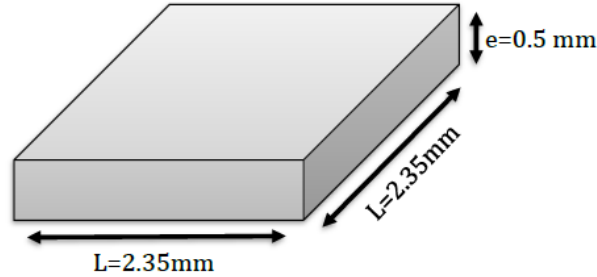


Figure IV-2: Modèle physique du noyau magnétique de la micro-bobine

IV.4.2. Dimensionnement des paramètres géométriques de la micro-bobine

A l'exception de l'épaisseur du conducteur, tous les paramètres géométriques dépendent des diamètres interne et externe de la micro-bobine. Vu que la section sur laquelle sera posée la micro bobine vaut 5.52 mm², on peut opter pour un diamètre externe $d_{ex}=2$ mm et un diamètre interne $d_{in}= 0.2$ mm.

IV.4.2.1. Calcul du nombre de spires n

La méthode de Mohan est validée pour toutes les formes géométriques, à savoir : les formes, circulaire, carrée, hexagonal et orthogonal, on va donc utiliser la formule de Mohan donnée par l'expression (IV.18), pour calculer le nombre de spires n.

$$n \cong \sqrt{\frac{2L}{\mu_0 \mu_r d_{moy} c_1 \left(\ln \left(\frac{c_2}{\rho} \right) + c_3 \rho + c_4 \rho^2 \right)}} \tag{IV.18}$$

Le facteur de forme ρ et le diamètre moyen d_{moy} sont définis respectivement pour toute les méthodes précédentes par :

$$\rho = \frac{d_{ex} - d_{in}}{d_{ex} + d_{in}} \tag{IV.19}$$

$$d_{moy} = \frac{d_{ex} + d_{in}}{2} \tag{IV.20}$$

Avec une valeur de l'inductance $L= 2,27\mu\text{F}$, un diamètre externe $d_{\text{ex}}=2\text{mm}$ et un diamètre interne $d_{\text{in}}= 0.2\text{mm}$, on trouve après calcul : $d_{\text{moy}}=1,1 \text{ mm}$, $\rho = 0,81$ et un nombre de tour $n=3$.

IV.4.2.2. Calcul de l'épaisseur « t » et la largeur « w » du conducteur

Le calcul de l'épaisseur t et la largeur w du conducteur se fait en fonction de l'épaisseur de peau et de la densité de courant admissible par le conducteur (figure IV.3). L'épaisseur de peau est donnée par l'expression (IV.21) [14][21].

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu_0\mu_r f}} \tag{IV.21}$$

Où ρ désigne la résistivité du matériau conducteur, μ_r sa perméabilité magnétique, f la fréquence de fonctionnement et μ_0 la perméabilité du vide.

Avec une résistivité du cuivre à température ambiante $\rho=1,7.10^{-8}\Omega\text{m}$, et une perméabilité magnétique $\mu_r = 1$ avec $\mu = \mu_0\mu_r$, et $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{H/m}$, et une fréquence $f = 1,5 \text{ MHz}$ on obtient après calcul : $\delta = 53,61\mu\text{m}$

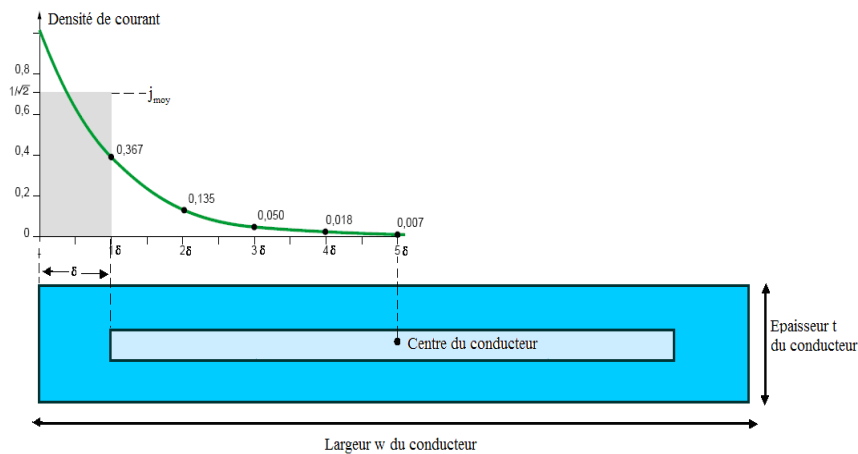


Figure IV-3: Décroissance de la densité de courant à l'intérieur d'un conducteur rectangulaire.[22][23]

La densité de courant dans un conducteur dont la section est rectangulaire, s'exprime par les relations (IV.22) [24].

$$\|j(x)\| = j_0 e^{-\frac{x}{\delta}} \tag{IV.22}$$

La valeur moyenne de la densité du courant sera décrite par l'équation IV.23 :[25]

$$\|J_{\text{moy}}\| = j_0 \frac{e^{\frac{-t}{2\delta}} + 1}{2} \quad \text{IV.23}$$

Pour que l'effet de peau soit totalement contourné, il faut que l'une des conditions suivantes soit satisfaite : $w \leq 2\delta$ ou $t \leq 2\delta$. Nous pouvons attribuer une valeur arbitraire à l'épaisseur t ou la largeur w . Il est préférable de poser la valeur de t , car w influe sur plusieurs paramètres technologiques. En posant par exemple $t = 50\mu\text{m}$, nous pouvons calculer la largeur w en utilisant l'expression (IV.24) qui est donnée en fonction de la section du conducteur A et de la densité de courant moyenne j_{moy} .

$$I_{L\text{moy}} = A \cdot j_{\text{moy}} \quad \text{IV.24}$$

$$A = w \cdot t \quad \text{IV.25}$$

Généralement, les inductances spirales planaires sont dotées d'un substrat semi-conducteur ayant des bonnes propriétés de conduction thermique, ce qui nous permet de poser comme conditions aux limites $J_0 = 10^8 \text{ A/m}^2$ [8], d'où la densité de courant moyenne : $J_{\text{moy}} = 8.13 \times 10^7 \text{ A/m}^2$. Avec un courant maximal $I_{L\text{max}} = 0.60 \text{ A}$, nous aurons une section $A = 7.37 \times 10^{-9} \text{ m}^2$. En appliquant l'équation (IV.25), on obtient une largeur $w = 147.5 \mu\text{m}$.

IV.4.2.3. Calcul de la distance inter-spires s

La formule (IV.26) a été établie pour calculer la distance inter-spires dans une inductance de géométrie spirale circulaire [22].

$$s = \frac{d_{\text{ex}} - d_{\text{in}} - (2n + 1)w}{(2n - 1)} \quad \text{IV.26}$$

Alors, après calcul on trouve la valeur de $s = 153.5 \mu\text{m}$

IV.4.2.4. Calcul de la longueur moyenne L_{moy} du ruban conducteur

La longueur moyenne L_{moy} du conducteur dans une inductance spirale circulaire est calculée à partir de l'expression IV.27. (voir annexe)

$$L_{\text{moy}} = \frac{\pi}{2} [2nd_{\text{in}} + n(2n + 1)w + n(2n - 1)s] \quad \text{IV.27}$$

Après calcul, on trouve une longueur moyenne $L_{\text{moy}} = 10367 \mu\text{m}$.

IV.4.2.5. Résultats du dimensionnement géométrique

Les résultats du dimensionnement géométrique, sont regroupés dans le tableau (IV.6).

Paramètres géométriques	Résultats du dimensionnement
Le nombre de spire n	3
La longueur moyenne du conducteur L_{moy}	10,367mm
Largeur du conducteur w	147.5 μm
Epaisseur du conducteur t	50 μm
Espacement inter-spices s	153.5 μm
Diamètre externe de la spirale d_{ex}	2000 μm
Diamètre interne de la spirale d_{in}	200 μm

Tableau IV-6: Résultat du dimensionnement géométrique de la micro-bobine

L'inductance étudiée est une structure spirale circulaire de trois tours, intégrée sur un substrat en silicium avec un noyau magnétique de ferrite NiZn. La figure IV.4 représente une vue sur le modèle physique du circuit électrique de cette inductance après dimensionnement. En attente de la confirmation via logiciel de simulation COMSOL, Les résultats obtenus sont provisoirement cohérents avec le processus de l'intégration, car les valeurs des différents paramètres géométriques se situent dans l'échelle des paramètres dimensionnels recommandés dans l'intégration électronique.

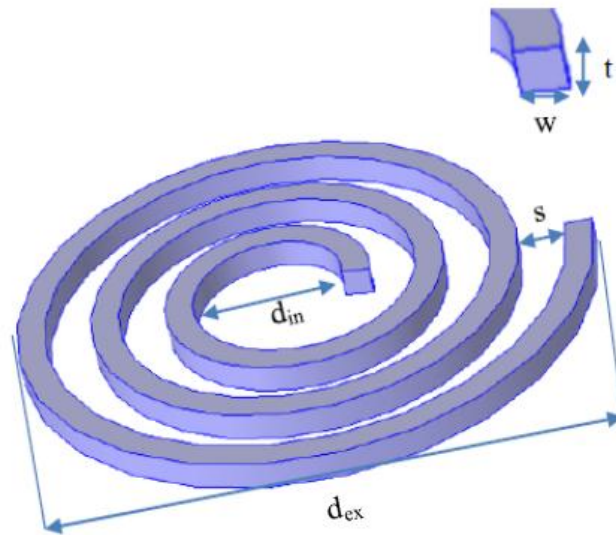


Figure IV-4: Modèle physique du circuit électrique dimensionné

IV.5. Modélisation électrique des inductances spirales planaires

IV.5.1. Modèle électrique de l'inductance sans noyau

En 1990 Nguyen et Meyer [26] ont développé une inductance planaire intégrée sur silicium en utilisant la technologie interconnexions. Ils ont proposé un modèle en « π » simple pour décrire le comportement de l'inductance. Un modèle amélioré a été développé plus tard par Ashby et al [27]. Ce modèle prend en compte plus de mécanismes physiques apparaissant dans l'inductance. Les paramètres du modèle amélioré avaient besoin d'être ajustés à partir des courbes expérimentales plutôt que d'avoir une signification physique.

Quelques années plus tard, Yue et Yong [28] ont rapporté un modèle similaire (Figure IV.5) mais avec des paramètres plus adaptés à la géométrie de l'inductance. Nous allons considérer l'inductance planaire circulaire et le modèle de Yue et Yong comme un repère pour discuter des questions importantes associées à un tel dispositif incluant l'inductance série propre (L_s), les résistances (R_s , et R_{sub}), les capacités (C_s , C_{sub1} , C_{sub2} , C_{ox1} , C_{ox2}).

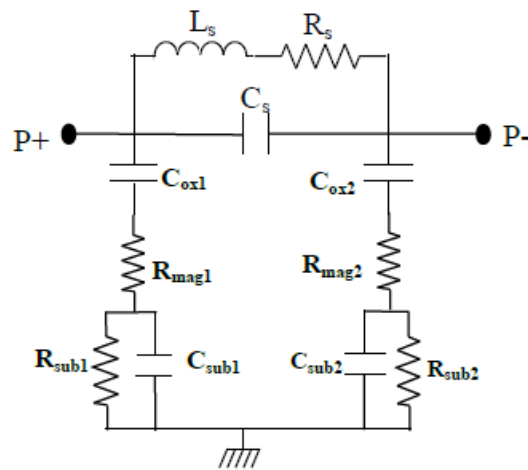


Figure IV-5: Modèle électrique en " π " d'une inductance spirale plane développée par Yue et Yong

IV.5.2. Modèle électrique en « π » avec noyau magnétique

La figure IV.6 représente le modèle de l'inductance spirale plane avec un noyau magnétique. Il représente un circuit en π symétrique avec deux pôles dans lequel L_s est l'inductance de la spirale, C_s est la capacité parasite inter-spires, R_s représente la résistance série totale du métal formant la spire de l'inductance et est composée d'une résistance continue R_{dc} calculée à partir de la résistivité du matériau utilisé ainsi que d'une résistance R_{ac} qui dépend de la fréquence caractérisant les pertes par effet de peau. La capacité C_{ox} est la capacité d'oxyde entre la piste métallique et le noyau. R_{sub} est la résistance due aux pertes ohmiques du substrat, et C_{sub} présente la capacité de substrat.

Lorsqu'on insère un noyau entre l'isolant et le substrat (figure IV.6), les résistances R_{mag1} et R_{mag2} sont rajoutées. Ces résistances présentent les pertes par effets Joule dans le noyau magnétique et s'opposent au passage des courants induits par effet capacitif [2].

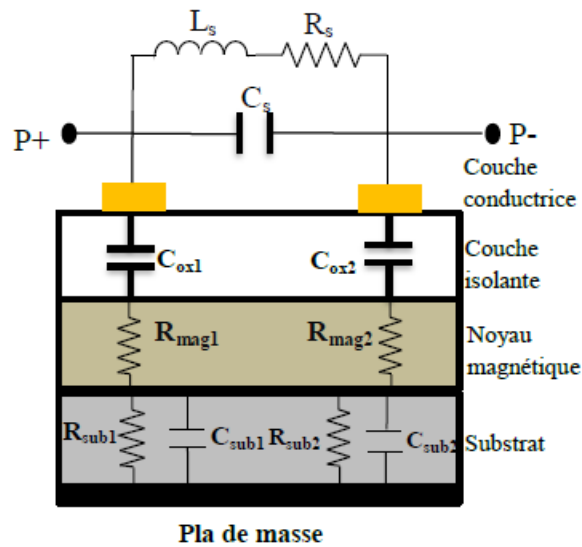


Figure IV-6: Circuit électrique équivalent issu de la coupe transversale d'une inductance planaire spirale avec noyau.

IV.6. Calcul des paramètres technologiques de la micro-bobine.

La réalisation d'une micro-bobine se fait après un bon dimensionnement des paramètres géométriques et un bon ajustement des paramètres électriques, n'empêche que d'autres éléments doivent être pris en compte afin de s'assurer que les résultats obtenus sont en faveur d'un comportement fréquentiel correct du composant. Pour cela nous nous intéressons aux différents effets parasites qui peuvent apparaître lors du fonctionnement de la micro-bobine.

IV.6.1. Calcul des capacités parasites (C_s , C_{ox} , C_{sub}).

La modélisation des capacités dans une bobine planaire se fait selon le concept capacités à plaques parallèles. Dans notre modèle on distingue trois types de capacités :

- a) La capacité parasite de couplage entre les spires C_s exprimée par la relation (IV.28):

$$C_s = \epsilon_0 \frac{t \cdot l_{moy}}{s} \tag{IV.28}$$

Où : ϵ_0 est la permittivité du vide, t est l'épaisseur du conducteur, l_{moy} est la longueur moyenne de l'enroulement spirale et s est la distances inter-spires.

- b) L'isolant placé entre le ruban conducteur en cuivre et le noyau en NiZn crée une capacité parasite C_{ox} qui est due à la différence de potentiel entre ces deux conducteurs. Cette capacité est calculée en utilisant l'expression IV.29 :

$$C_{ox} = \epsilon_0 \epsilon_{ox} \frac{A}{t_{ox}} \quad \text{IV.29}$$

Avec ϵ_{ox} est la permittivité relative de la couche isolante (oxyde de silicium), A est la section du ruban conducteur en spirale qui est en contact avec l'isolant ($A=l_{moy} \times w$), t_{ox} est l'épaisseur de la couche isolante d'oxyde.

c) La différence de potentiel entre la jonction silicium-ferrite et le plan de masse, se traduit par une capacité C_{sub} donnée par l'équation IV.30

$$C_{sub} = \epsilon_0 \epsilon_{sub} \frac{A}{h_{sub}} \quad \text{IV.30}$$

Où : ϵ_{sub} est la permittivité relative du substrat en silicium, h_{sub} est l'épaisseur du substrat.

IV.6.2. Calcul des résistances parasites (R_s , R_{sub} , R_{mag}).

a) La résistance série R_s qui apparait le long du conducteur est due aux pertes par effets joules. En régime dynamique le ruban conducteur souffre des effets de peau et de proximité. En première approximation R_s peut être exprimée à partir de la résistivité du conducteur ρ et de sa longueur moyenne l_{moy} par la relation suivante :

$$R_s = \rho \frac{l_{moy}}{w.t} \quad \text{IV.31}$$

Où : w , t sont respectivement la largeur et l'épaisseur du ruban conducteur en spirale, et ρ sa résistivité. Si l'une des conditions ($t \leq 2\delta$) ou ($w \leq 2\delta$) est vérifiée, alors, R_s s'exprime par la relation (IV.32)[29].

$$R_s = \rho \frac{l_{moy}}{w.t_{eff}} \quad \text{IV.32}$$

Avec t_{eff} est l'épaisseur efficace du conducteur dépendant de l'épaisseur t et de l'épaisseur de peau δ (équation IV.33).

$$t_{eff} = \delta(1 - e^{-t/\delta}) \quad \text{IV.33}$$

b) Les résistances du substrat R_{sub} et du noyau magnétique R_{mag} représentent respectivement les pertes ohmiques dans le substrat semi-conducteur et dans le noyau en ferrite. Elles sont présentées par les expressions suivantes [29].

$$R_{sub} = \rho_{Si} \frac{h_{sub}}{A} \tag{IV.34}$$

$$R_{mag} = \rho_{NiZn} \frac{h_{mag}}{A} \tag{IV.35}$$

Où : h_{sub} représente l'épaisseur du substrat, h_{mag} l'épaisseur du noyau ferromagnétique, ρ_{si} , ρ_{NiZn} sont respectivement les résistivités électriques respectives du cuivre, de ferrite NiZn.

Du fait de l'hypothèse de symétrie du circuit électrique en π de la figure IV-6, les éléments parasites C_{ox} , R_{sub} , C_{sub} et R_{mag} sont divisés en deux parties égales et placées de chaque côté des pôles. Ils sont exprimés par les relations suivantes:

$$C_{ox1} = C_{ox2} = \frac{C_{ox}}{2} \tag{IV.36}$$

$$C_{sub1} = C_{sub2} = \frac{C_{sub}}{2} \tag{IV.37}$$

$$R_{mag1} = R_{mag2} = 2.R_{mag} \tag{IV.38}$$

$$R_{sub1} = R_{sub2} = 2.R_{sub} \tag{IV.39}$$

Pour calculer les valeurs des paramètres électriques, nous utilisons les résultats de dimensionnement géométrique ainsi que le tableau de caractéristiques des matériaux utilisés (Tableau IV.7). Nous avons regroupé les résultats de calcul dans le tableau (IV.8).

Les différentes couches	Epaisseur (μ.m)	Permittivités relative électriques	Résistivité électriques (Ω.m)
La couche conductrice (cuivre)	50	/	1.7×10^{-8}
La couche isolante (oxyde)	10	3.9	/
La couche magnétique(NiZn)	500	/	10^5
La couche substrat (si)	100	11.8	18.5

Tableau IV-7:Caractéristiques électriques des matériaux utilisés [2]

Les paramètres électriques	Les valeurs calculées
C_s	2.99E-14 (F)
$C_{ox1} = C_{ox2} = C_{ox} / 2$	2.64E-12 (F)
$C_{sub1} = C_{sub2} = C_{sub} / 2$	2.77E-12 (F)
R_s	3.68E-02 (Ω)
$R_{mag1} = R_{mag2} = 2 * R_{mag}$	1.88E+07(Ω)
$R_{sub1} = R_{sub2} = 2 * R_{sub}$	6.97E+02(Ω)

Tableau IV-8: Résultats de calcul des paramètres technologiques de la micro-bobine planaire circulaire dimensionnée

Les valeurs calculées des paramètres technologie issus du modèle géométrique planaire de la micro-bobine dimensionnée, présentent des résultats qui concordent avec notre objectif :

- ✚ Les capacités C_{ox} , C_{sub} , C_s ont de très faibles valeurs, ceci implique que les courants induits par effet capacitif dans le substrat et le noyau sont négligeables, et il n'y a pas de risque de court-circuit entre les spires.
- ✚ La faible valeur de la résistance R_s limite les pertes par effet joule et évite l'échauffement de la micro-bobine.
- ✚ Les résistances R_{mag} et R_{sub} , sont suffisamment grandes (1.88E+07 Ω , 6.97E+02 Ω) pour s'opposer aux courants induits par effet capacitif et par courant de Foucault.

On déduit donc que les résultats sont assez encourageants.

IV.7. Simulation électrique des différentes formes d'ondes

Pour valider le bon fonctionnement de notre modèle d'inductance ainsi que le condensateur réalisé et nous assurer que le dimensionnement géométrique est correctement effectué et que les effets parasites issus de l'intégration sont fortement atténués, nous allons nous en servir du logiciel de simulation PSIM 9.0.3. A cet effet, nous simulons dans un premier temps, les différentes formes d'ondes des courants et tensions du micro-convertisseur Buck DC-DC contenant un condensateur et une bobine parfaits. Cette simulation sera l'outil

de validation du bon fonctionnement du micro-convertisseur contenant le condensateur multicouches LTCC et la micro-bobine spirale plane dimensionnée.

IV.7.1. Simulation du micro-convertisseur avec bobine et condensateur parfaits.

La figure IV.7 présente le circuit électrique équivalent du micro-convertisseur Buck DC-DC contenant une bobine et un condensateur parfaits sous une fréquence de 1.5Mhz.

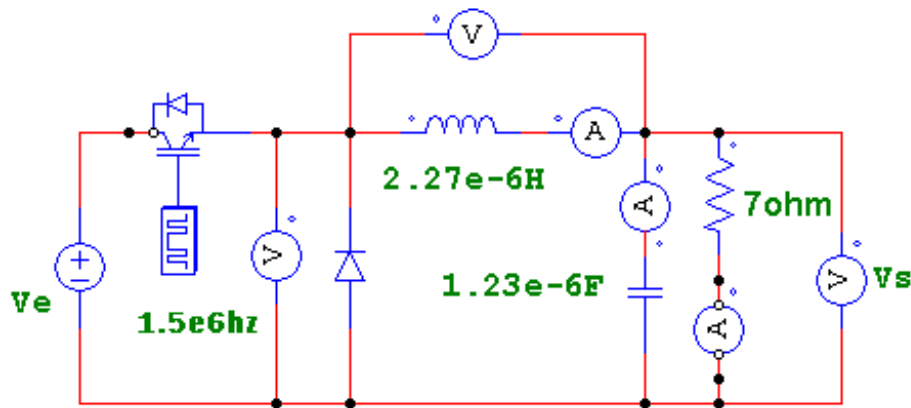


Figure IV-7: Circuit électrique du convertisseur contenant bobine et condensateur parfaits

Les formes d'ondes présentées dans les figures suivantes sont les courbes des tensions d'entrée et de sortie ainsi que les tensions aux bornes du condensateur et de la bobine.

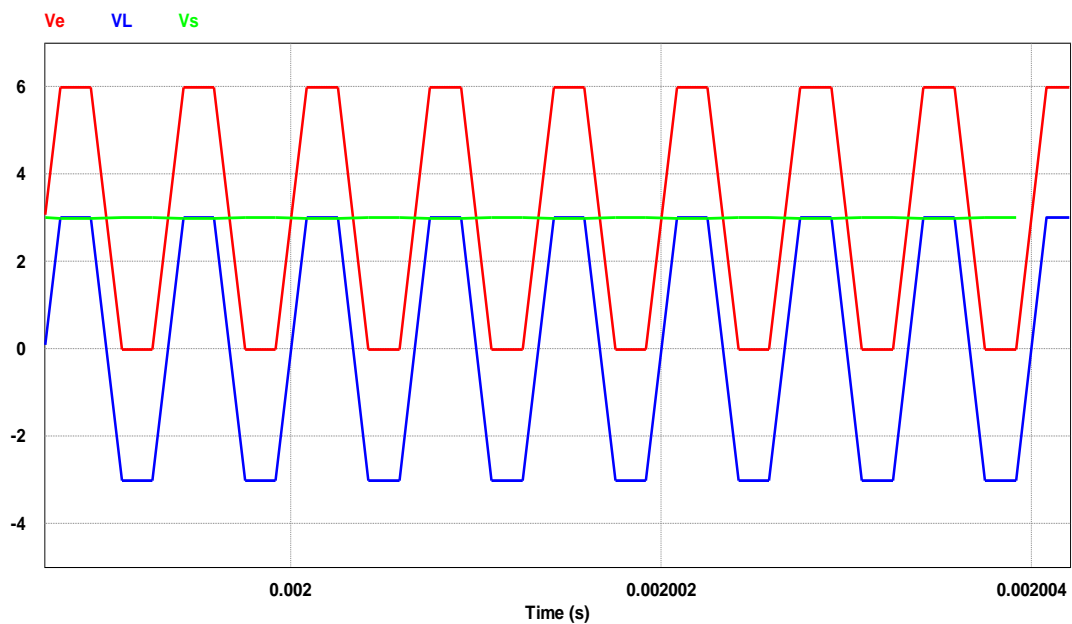


Figure IV-8: Les différentes formes d'ondes des tensions

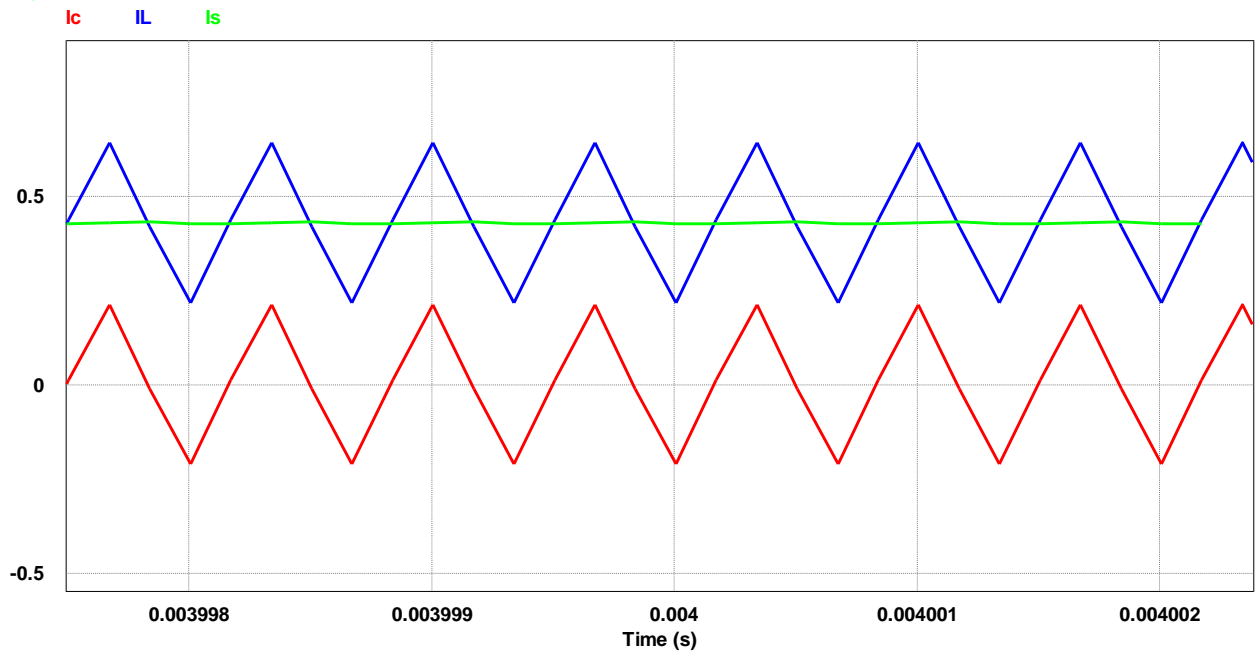


Figure IV-9: Les différentes formes d'ondes des courants

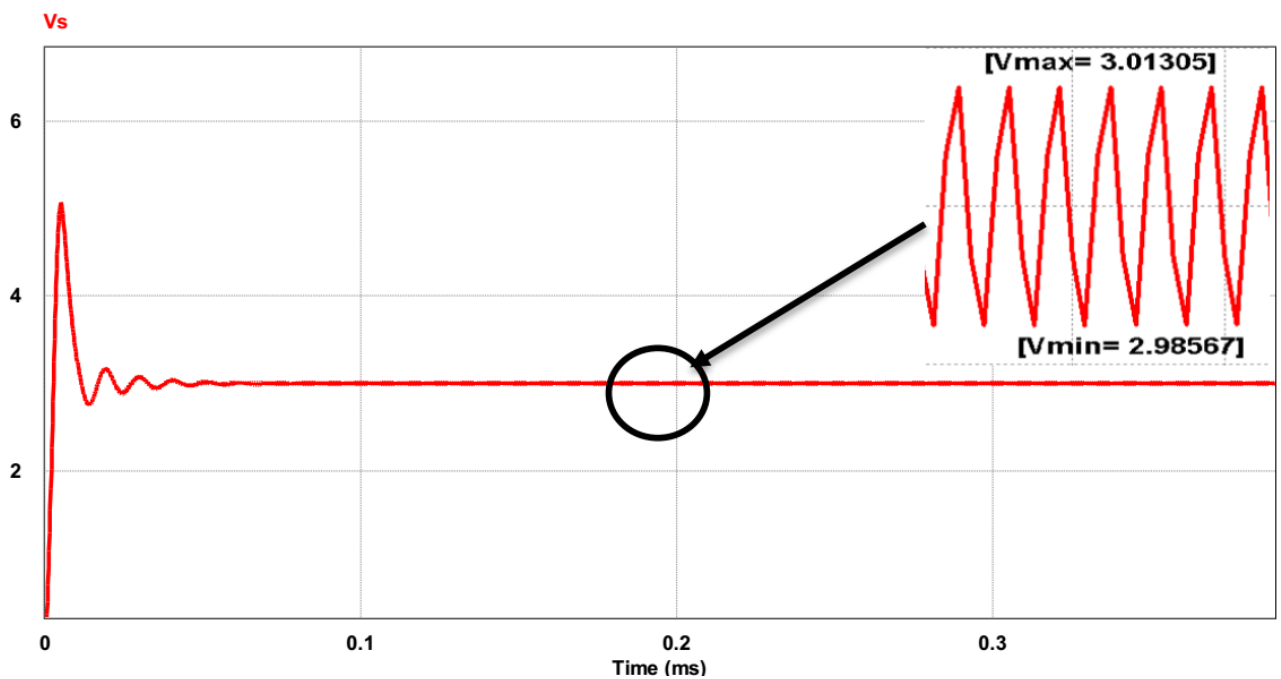


Figure IV-10: Les ondulations de la tension de sortie

Mesures	Valeur minimum	Valeur maximum
$V_e(V)$	0	6
$V_s(V)$	+2.985	+3.013
$V_L(V)$	-3.014	+3.014
$I_s(A)$	+0.426	+0.430
$I_c(A)$	-0.210	+0.210
$I_L(A)$	+0.216	+0.640

Tableau IV.10: Les valeurs maximales et minimales mesurées

IV.7.2. Interprétation des résultats

La figure IV.8 représente les différentes formes de tensions du convertisseur Buck DC-DC. On remarque que la tension de sortie V_s est continue avec une valeur moyenne de (3V), et une légère ondulation de 0.03 (1% V_s) (Figure IV-10) qui est la valeur exigée par le cahier des charges. La tension d'entrée V_e varie entre 0V et 6V suivant l'état de l'interrupteur (bloqué-passant), de même, la tension aux bornes de la bobine varie entre +3.014V et -3.014V. Quand l'interrupteur est fermé $V_L = V_e - V_s = 3.014$, et lorsqu'il est ouvert $V_L = -V_s = -3.014V$.

La figure IV.9 montre les courbes des courants, le courant I_L circulant dans la bobine varie entre 0.216A et 0.640A. IL ne s'annule jamais, ceci confirme le respect du mode de conduction continue. Donc, on conclut que les valeurs des courants et tensions sont très en accord avec celles du cahier des charges et le principe de fonctionnement d'un convertisseur Buck.

IV.7.3. Simulation du micro-convertisseur avec micro-bobine et condensateur dimensionnés

La figure IV.11 présente les modèles électriques de la micro-bobine spirale planaire dimensionnée, ainsi que le condensateur multicouche réalisé par la technique LTCC.

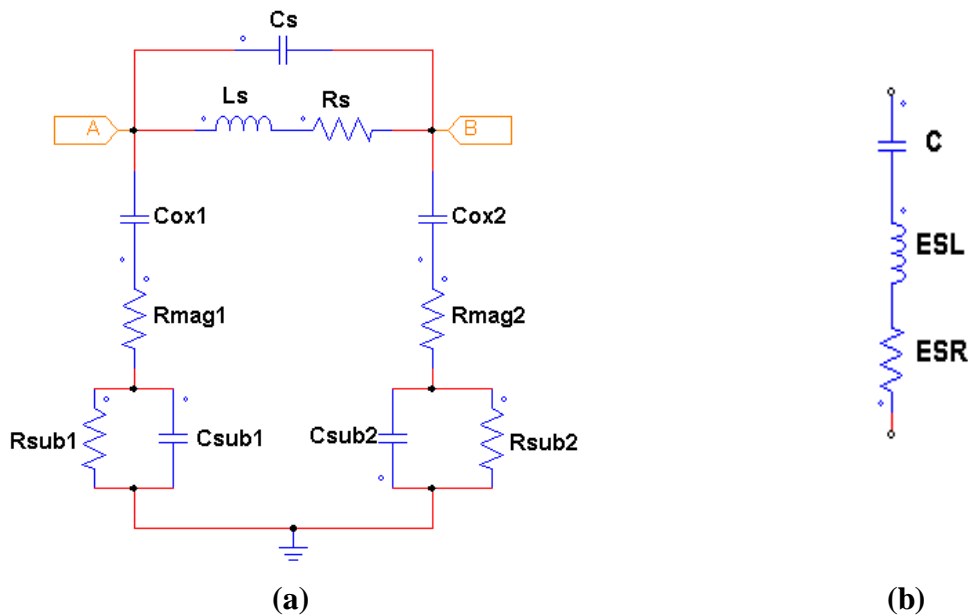


Figure IV-11:(a) Modèle électrique en(π) de l'inductance spirale planaire, (b) Modèle électrique du condensateur LTCC

La figure IV.12 montre le circuit électrique global du micro-convertisseur DC-DC abaisseur de tension contenant la micro-bobine dimensionnée et le condensateur réalisé par la technique LTCC (Chap. III). Les valeurs des éléments (\$C\$, \$ESL\$, \$ESR\$) du condensateur réalisé sont respectivement sont : $C=1.23 \times 10^{-6}F$, $ESL=2.98 \times 10^{-11}H$, $ESR=9.2\Omega$.

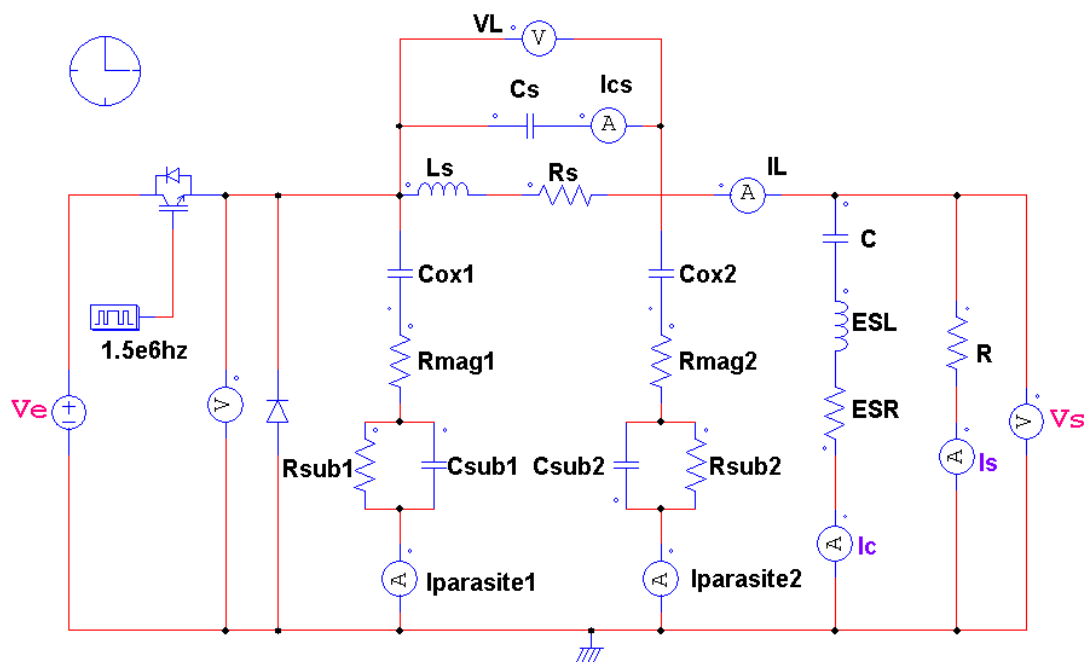


Figure IV-12:Circuit électrique du convertisseur contenant les éléments (L-C) dimensionnés

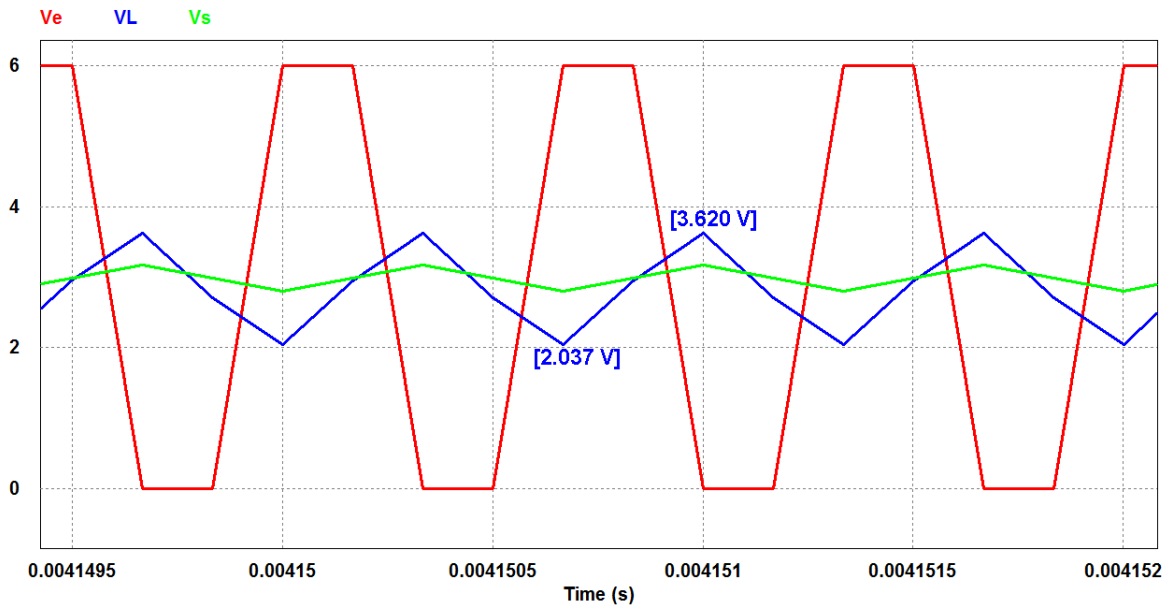


Figure IV-13: Formes d'ondes des tensions d'entrée-sortie et de la tension aux bornes de la micro-bobine

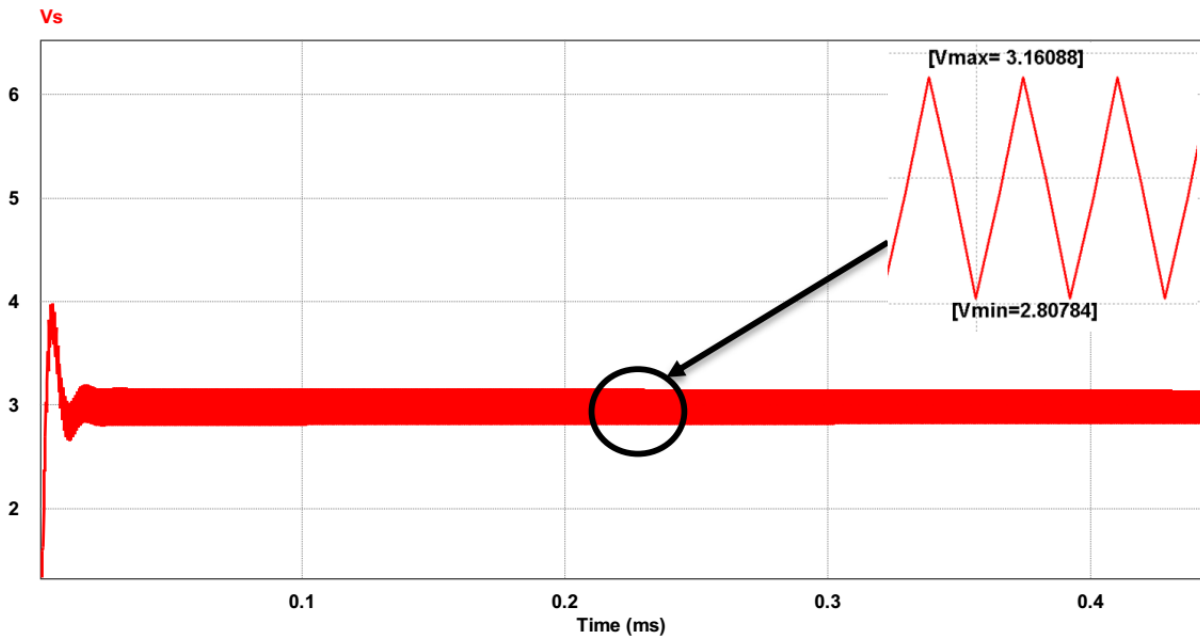


Figure IV-14: Ondulations de la tension de sortie

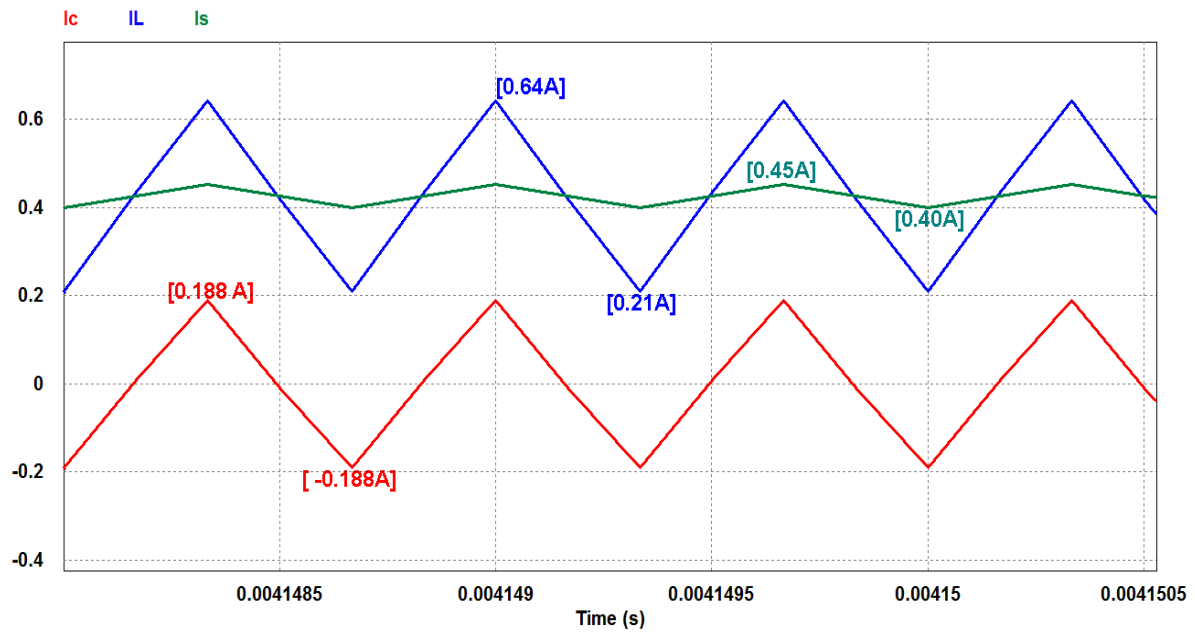


Figure IV-15: Formes d'ondes des différents courants

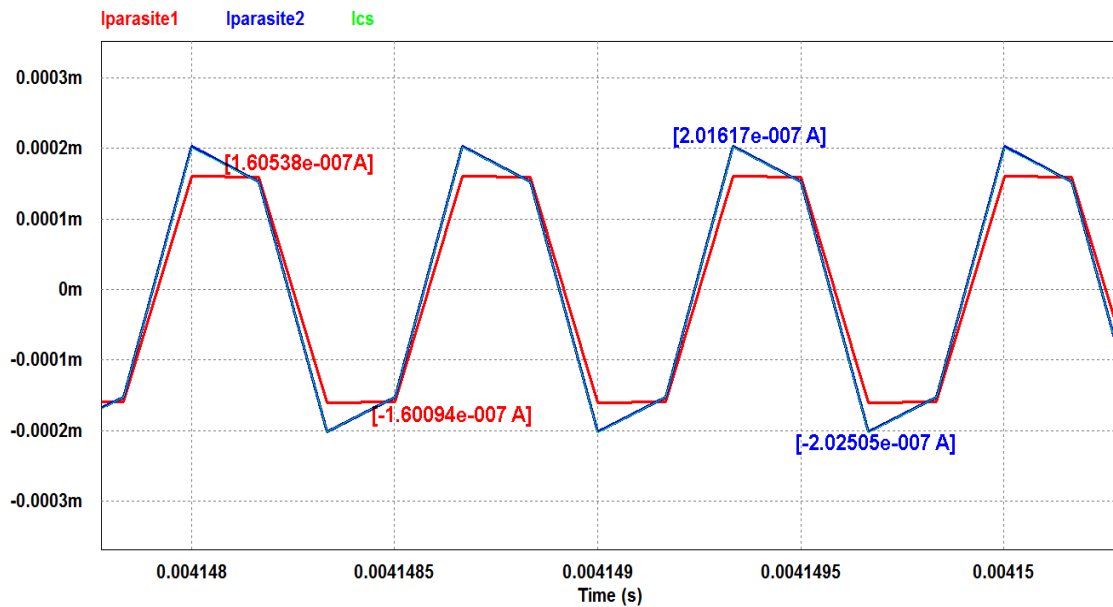


Figure IV-16: Formes d'ondes des courants parasites

Mesures	Valeur minimum	Valeur maximum
$V_e(V)$	0	6
$V_s(V)$	2.80	3.16
$V_L(V)$	2.037	3.620
$I_s(A)$	0.40	0.45
$I_L(A)$	0.21	0.64
$I_{parasite1}(A)$	-1.6×10^{-7}	1.6×10^{-7}
$I_{parasite2}(A)$	-2.02×10^{-7}	2.016×10^{-7}
$I_{CS}(A)$	-2.02×10^{-7}	2.016×10^{-7}

Tableau IV-9: Tableau des valeurs max et min mesurée

IV.7.4. Interprétation des résultats

Les figures IV.13 représente les différentes formes d'ondes des tensions dans le micro-convertisseur DC-DC contenant la micro-bobine planaire spirale circulaire et le condensateur multicouche réalisé par la technique LTCC. Le mode de conduction continue est bien respecté et la tension de sortie V_s est continue avec une ondulation $\Delta V_s = 0.36V$ (cette valeur représente 12% de V_s), mais avec une valeur moyenne de 2.98V (une chute de tension de 0.02V, due aux effets parasites). La chute de la tension de sortie peut être également causée par la modification des propriétés des matériaux, qui dépendent de certains facteurs tels que la température et l'humidité ainsi que les procédés de fabrication.

La figure IV.15 montre que la valeur du courant de sortie varie de 0.40A à 0.45A avec une ondulation de 0.05A. La figure IV.16, ainsi que les valeurs du tableau IV.11, montrent que les courants parasites dans la micro-bobine sont négligeables. Le courant parasite I_{cs} (inter-spires), ainsi que les courants parasites qui circulent dans le noyau et dans le substrat ($I_{parasite1}$, $I_{parasite2}$) sont de l'ordre du micro-ampère.

IV.8. Conclusion

Ce chapitre IV était consacré au dimensionnement géométrique et à la modélisation électrique d'une micro-bobine de type spirale planaire circulaire afin de l'intégrer dans notre convertisseur Buck DC-DC. Le dimensionnement géométrique est effectué de façon à atténuer les différents effets parasites qui peuvent dégrader les performances de la micro-

bobine, tels que les effets capacitifs, résistifs et l'effet de peau. Les résultats du dimensionnement étaient dans les normes de l'intégration.

Le circuit électrique issu de la coupe transversale de la micro-bobine, nous a facilité l'extraction des paramètres technologiques. Les valeurs calculées de ces paramètres ont confirmé le bon dimensionnement géométrique, car ces valeurs ont montré que les pertes étaient minimisées.

Les dimensionnements géométriques de notre micro-bobine et notre condensateur LTCC (chapitre III) étant validés, il fallait dans un deuxième temps, nous assurer du bon fonctionnement de notre convertisseur Buck, pour cela, nous avons procédé comme suit :

Nous avons inséré notre micro-bobine dimensionnée et notre condensateur LTCC dans le convertisseur Buck, et en utilisant le logiciel de simulation PSIM9.0.3 nous avons visualisé les différentes formes d'ondes des courants et tensions. Les résultats obtenus étaient très proches de ceux issus de la simulation des formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur contenant une bobine et un condensateur parfaits. Les valeurs des tensions et des courants mesurées étaient en accord avec le cahier des charges.

Suite aux bons résultats obtenus, nous avons conclu que le dimensionnement géométrique de la micro-bobine était correctement effectué et a permis de réduire fortement les effets parasites, de même la technologie LTCC adoptée pour la conception du condensateur est conforme à l'intégration pour l'électronique de puissance.

IV.9. Bibliographie

- [1] S. Coulibaly, D. Malec, V. Bley, D. Mary, and B. Schlegel, "New Use of Mn-Zn Ferrite Material in Power Electronics Integrated LC Filters," *Engineering*, vol. 09, no. 12, pp. 993–1007, 2017.
- [2] M. Rabia, "Conception d'un nouveau modèle d'inductance intégrée," *Thèse Dr. Univ. des Sci. Technol. d'Oran Mohamed*, 2013.
- [3] M. Brunet, "Composants passifs intégrés dédiés à la conversion et au stockage de l'énergie. Micro and nanotechnologies/Microelectronics.," *Univ. Paul Sabatier - Toulouse III.*, 2013.
- [4] M. Semard, "Conception et réalisation de transformateurs intégrés pour les alimentations de faible puissance.," *Energ. électrique. Univ. Lyon*, 2019.
- [5] "[https://www.magneticsgroup.com/material/nickel-zinc-ferrite.](https://www.magneticsgroup.com/material/nickel-zinc-ferrite)"
- [6] G. Troussier, "Intégration de bobines sur silicium pour la conversion d'énergie.," *These Dr. - l'Institut Natl. des Sci. Appliquées Toulouse.*, 2004.

- [7] H. B. Mahamat, "Modélisation des inductances planaires intégrées.," *These Dr. Univ. Jean Monnet - Saint-Etienne-France.*, 2015.
- [8] J. Boggetto, "Contribution à l'intégration d'une inductance sur silicium et étude de son convertisseur synchrone associé.," *These Dr. Sci. l'ingénieur [physics]. Univ. Joseph-Fourier - Grenoble I*, 2003.
- [9] S. S. Mohan, M. D. M. Hershenson, S. P. Boyd, and T. H. Lee, "Simple accurate expressions for planar spiral inductances," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 10, pp. 1419–1420, 1999.
- [10] J. Zhao, "A new calculation for designing multilayer planar spiral inductors," *Edn*, vol. 55, no. 14, pp. 37–40, 2010.
- [11] H. Greenhouse, "Design of planar rectangular microelectronic inductors," *IEEE Trans. Parts, Hybrids, Packag.*, vol. 10, no. 2, pp. 101–109, 1974.
- [12] S. Salimy, "Développement, intégration et modélisation de composants passifs intégrés en couches minces dans une filière CMOS," *Thèse Dr. à l'Ecole Polytech. l'université Nantes-France*, 2010.
- [13] H.Kharbouch, "Modélisation d'un composant passif par des méthodes non conventionnelles Application : Inductances classiques et Inductances à largeur variable," *These Dr. - Univ. des Sci. la Technol. d'Oran Mohamed-Boudiaf*, 2017.
- [14] F. Z. Medjaoui, "Conception d'une inductance planaire sur NiFe Application : Micro convertisseur abaisseur DC/DC Faculté," *These Dr. - Univ. des Sci. la Technol. d'Oran Mohamed-Boudiaf*, 2019.
- [15] A. Désiré, "Contribution à la réalisation d'une micro -inductance planaire," *Thèse Dr. l'université Jean Monnet Saint-Etienne-France*, 2010.
- [16] S. Alain, "Conception d'éléments passifs magnétiques pour convertisseurs de faible puissance.," *Micro nanotechnologies/Microelectronics. Univ. Paul Sabatier - Toulouse III-France*, 2008.
- [17] H. A. Wheeler, "Simple inductance formulas for radio coils.," *Proc. IRE*, vol. 16, no. 10, pp. 1398–1400, 1928.
- [18] S. S. Mohan, "The Design , Modeling and Optimization of on-Chip Inductor and Transformer Circuits.," *These Dr. - STANFORD Univ.*, 1999.
- [19] A. Rufer and P. Barrade, *Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC*. 2001.
- [20] F. Gaëlla, G. Delette, C. Rado, H. Chazal, P. Perichon, and E. Al., "Dimensionnement et mise en forme d'inductances pour convertisseurs de puissance," *Symp. GENIE Electr. (SGE 2016) EF-EPF-MGE -gr. Fr.*, 2016.
- [21] A. Bensaci, A. Hamid, A. Flitti, T. Lebey, V. Bley, and F. Z. Medjaoui, "Design of a new electrical model of integrated LC filter in DC-DC converter," *J. Low Power Electron.*, vol. 12, pp. 1–10, 2016.
- [22] A. Allaoui, A. Hamid, P. Spiteri, V. Bley, and T. Lebey, "Thermal modeling of an integrated inductor in a micro-converter," *J. Low Power Electron.*, vol. 11, pp. 1–11, 2015.
- [23] Y. BENHADDA, "Modélisation thermique des composants magnétiques intégrés dans

- les microsystèmes,” *These Dr. Univ. des Sci. la Technol. d’Oran Mohamed Boudiaf*, 2016.
- [24] D. ALLASSEM, “Contribution à la réalisation d’une micro-inductance planaire.,” *These Dr. -d’Université Jean Monnet Saint-étienne-France .*, 2010.
- [25] M. Derkaoui, A. Hamid, T. Lebey, and R. Melati, “Design and modeling of an integrated micro-transformer in a flyback converter.,” *Telkonnika*, vol. 11, no. 4, pp. 669–682, 2013.
- [26] N. M. Nguyen and R. GMeyer, “Si IC-compatible inductors and LC passive filters.,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 25, no. 4, pp. 1028–1031, 1990.
- [27] K. B. Ashby, I. A. Koullias, W. C. Finley, J. J. Bastek, and S. Moinian, “High Q Inductors for Wireless Application in a Complementary Silicon Bipolar Process,” *IEEE J. SOLID-STATE CIRCUITS.*, vol. 31, no. 1, pp. 4–9, 1996.
- [28] C. Patrick Yue and S. Simon Wong, “Physical modeling of spiral inductors on silicon,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 47, no. 3, pp. 560–568, 2000.
- [29] C. P. Yue, “On-chip spiral inductors for silicon-based radio-frequency integrated circuits,” *Stanford Univ.*, p. 122, 1998.

**Chapitre V:Etude électrostatique et magnétothermique des
composants passifs du convertisseur**

SOMMAIRE

V.1. Introduction.....	103
V.2. Etude électrostatique et thermique du condensateur LTCC réalisé.....	103
V.2.1. Modèle physique.....	104
V.2.2. Modèle Mathématique.....	104
V.2.3. Conditions initiales et conditions aux limites.....	105
V.2.4. Simulation des grandeurs électrostatiques.....	105
V.2.4.1. Le potentiel électrique.....	105
V.2.4.2. Le champ électrique.....	108
V.2.4.3. La densité du courant.....	110
V.2.5. Simulation des phénomènes thermiques.....	112
V.3. Etude électromagnétique et thermique de la micro-bobine.....	116
V.3.1. Le modèle physique.....	117
V.3.2. Le maillage et les conditions aux limites.....	117
V.3.3. Simulation des paramètres électromagnétique de la micro-bobine.....	118
V.3.3.1. Distribution des lignes de champ magnétique.....	119
V.3.3.2. Le flux magnétique.....	120
V.3.3.3. La densité de courant.....	121
V.3.4. Simulation des effets thermique de la micro-bobine.....	123
V.4. Conclusion.....	127
V.5. Bibliographie.....	128

V.1. Introduction

L'étude des comportements électromagnétique et thermique est une opération incontournable dans la conception des composants passifs intégrés. Car la réduction du volume enchaîne une multitude de problèmes qui nécessitent d'être résolus afin de garantir le bon fonctionnement et la fiabilité du composant. Les problèmes générés lors de la réduction du volume se manifestent par un flux magnétique important qui peut saturer le noyau d'un composant magnétique ou bien générer des courants parasites augmentant la température du composant et dégradant ses performances. Nous avons également les problèmes liés à la dissipation thermique qui revêtent une grande importance. Les effets thermiques peuvent se manifester de différentes manières, soit par une dérive en température des composants qui entraîne des variations importantes des performances électriques, ou bien par une augmentation de la température qui peut conduire vers un changement d'état des matériaux qui rentrent dans la fabrication du composant, et bien d'autres problèmes. Donc l'étude électromagnétique et thermique vient en appui à un dimensionnement adéquat pour la conception d'un composant électronique.

La simulation numérique représente un outil puissant permettant de mieux comprendre le comportement électromagnétique et thermique. Le logiciel de simulation numérique que nous avons utilisé dans ce travail est le COMSOL Multiphysics.

L'étude électromagnétique réalisée, consiste à visualiser la distribution des lignes de champ électrique, du potentiel électrique et de la densité du courant du condensateur multicouches LTCC, ainsi que la distribution des lignes de champ magnétique, et la répartition de flux magnétique et de la densité de courant de la micro-bobine.

Pour le volet thermique, il s'agit de visualiser la distribution de la température dans les différentes régions des deux composants électroniques cités.

V.2. Etude électrostatique et thermique du condensateur LTCC réalisé

Dans un condensateur multicouche, il est important de considérer les différentes grandeurs physiques : champ électrique, potentiel électrique, densité de courant ainsi que l'influence des propriétés électriques et thermiques des matériaux constituant le condensateur sur ces grandeurs. Il ne faut pas aussi négliger la température de fonctionnement qui est un paramètre très important dans la conception des composants et dispositifs d'électronique.

Toutes ces grandeurs sont visualisées à l'aide du logiciel de simulation COMSOL Multiphysics. La simulation de ces grandeurs électrostatiques et thermique, requiert plusieurs étapes telles que : la prise en compte de la géométrie et des dimensions du condensateur, le choix des matériaux qui sont identifiés par leurs propriétés physiques; dans notre cas, il s'agit de l'encre d'argent pour les armatures, et ESL 41020-T (céramique sous forme d'une pellicule coulée flexible) comme diélectrique, ainsi que les conditions aux limites.

V.2.1. Modèle physique

Nous présentons dans la figure V.1 le modèle physique du condensateur multicouche LTCC dont nous souhaitons visualiser les comportements électrostatique et thermique. Ce condensateur est composé de 9 couches de diélectrique ESL41020 intercalés par des couches conductrices d'argent, ainsi deux connexions (A&B).

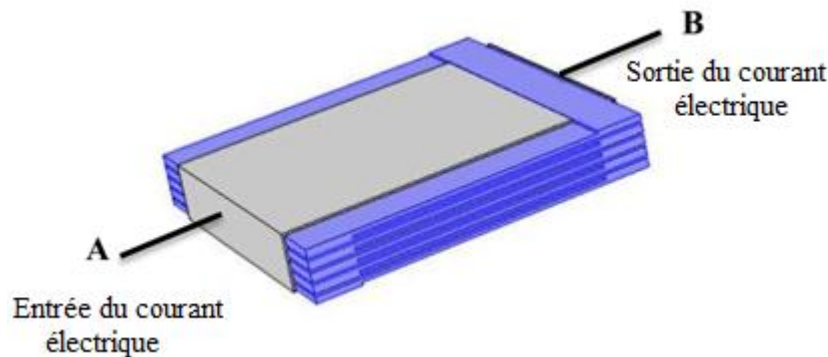


Figure V-1: Modèle physique du condensateur multicouche LTCC réalisé

V.2.2. Modèle Mathématique

Les résultats de la simulation sont obtenus en résolvant les équations de Maxwell à partir desquelles le modèle mathématique est dérivé. Ces équations permettent de simuler la distribution de la densité de courant électrique, des lignes de champ électrique et du potentiel électrique. Le processus de résolution donne des solutions à la fréquence de fonctionnement choisie. La résolution des équations mathématiques dans COMSOL Multiphysics est effectuée par la méthode des éléments finis. Les équations utilisées par le logiciel COMSOL sont les suivantes[1]:

$$\vec{E} = -\nabla V \quad \text{V.1}$$

$$\nabla D = \rho_v \quad \text{V.2}$$

$$\vec{D} = \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E} \tag{V.3}$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \tag{V.4}$$

Où: D est le champ de déplacement électrique, V est le potentiel électrique, ρ_V est la densité de charge, E est le champ électrique, J est la densité de courant et σ la conductivité du milieu.

V.2.3. Conditions initiales et conditions aux limites

La simulation nécessite également des conditions initiales pour notre domaine d'étude. Les points (A, B) représentent respectivement l'entrée et la sortie du courant montré sur la figure V.1: A ($V = 3V$) et B ($V = 0$). Les conditions aux limites pour le domaine d'études présentées dans la figure V.2 sont les suivantes:

$$\vec{n} \cdot \vec{J} = 0 \tag{V.5}$$

$$\vec{n} \cdot \vec{D} = 0 \tag{V.6}$$

Où : n est le vecteur normal à la frontière.

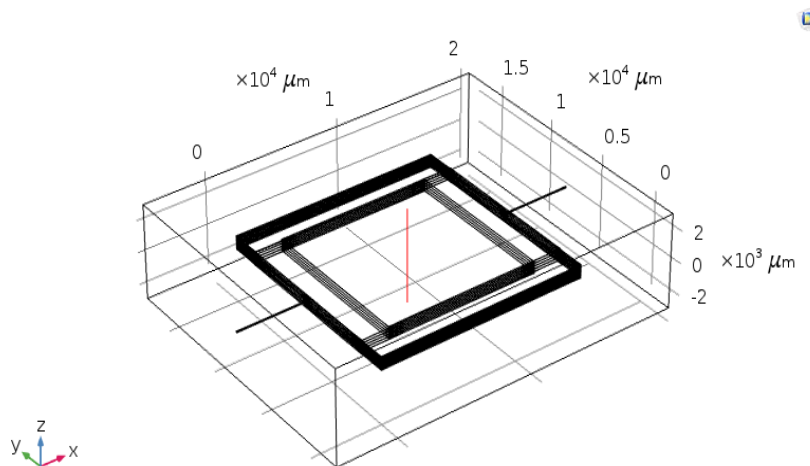


Figure V-2:L'axe du domaine d'étude

V.2.4. Simulation des grandeurs électrostatiques

V.2.4.1. Le potentiel électrique

La figure V.3 est le résultat de simulation du potentiel électrique du condensateur LTCC qui est composé de 9 condensateurs en parallèles. Elle présente une différence de potentiel de

3Volts aux bornes du condensateur, cette tension est égale à la tension de sortie du convertisseur DC-DC. Le résultat obtenu est conforme au cahier des charges.

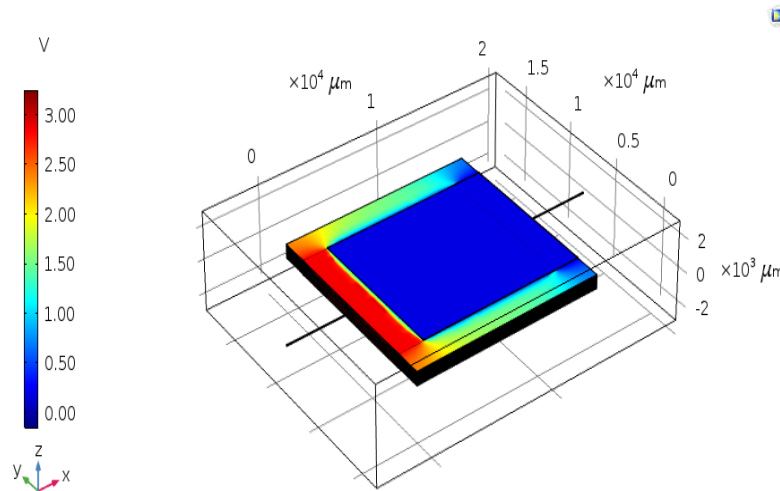


Figure V-3: Potentiel électrique dans le condensateur multicouches LTCC réalisé

La figure V.4 montre une tension alternée entre 3V et 0V au niveau des couches conductrices, ceci confirme la mise en parallèles des 9 condensateurs internes et l'architecture multicouches du condensateur LTCC.

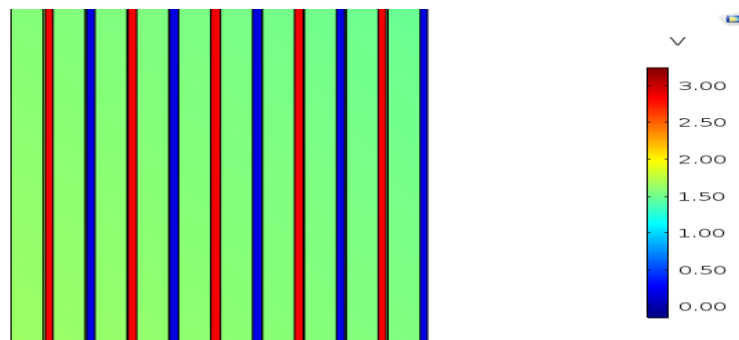


Figure V-4: Visualisation du potentiel des couches conductrices (Vue de face)

Pour mieux voir le comportement du potentiel électrique à l'intérieur de notre condensateur LTCC, nous présentons la variation de ce dernier suivant l'axe verticale du domaine d'étude (figure V.5).

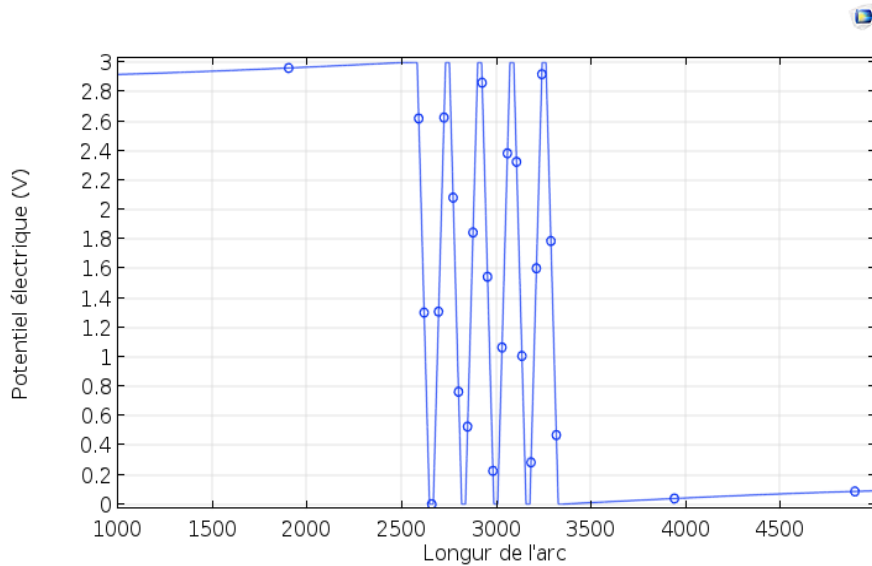


Figure V-5: Variation du potentiel électrique suivant l'axe verticale du domaine d'étude

Afin de valider le comportement linéaire du potentiel électrique, nous présentons un autre script de l'équation V.7.

$$\vec{E} = -\overrightarrow{\text{grad}V} = -\frac{dV}{dz} \vec{e}_z \tag{V.7}$$

En intégrant l'équation V.7, on obtient l'équation du potentiel électrique selon les valeurs du champ électrique.

D'après le théorème de superposition dans un condensateur plan, la somme vectorielle des champs électriques donne un champ nul ($E = 0$) à l'extérieur des plaques et un champ de valeur algébrique $E = \pm\sigma/\epsilon_0\epsilon_r$ à l'intérieur (Figure V.6), ce qui aboutit à deux solutions du potentiel électrique V présentées par l'expression V.8.

$$E = \pm \frac{\sigma}{\epsilon_0\epsilon_r} \Rightarrow \pm \frac{dV}{dz} = \pm \frac{\sigma}{\epsilon_0\epsilon_r} \Rightarrow V(z) = \pm \frac{\sigma}{\epsilon_0\epsilon_r} z + C_i \tag{V.8}$$

Où: C_i est constant

Les équations linéaires du premier ordre données par l'expression V.8 expliquent les courbes linéaires du potentiel électrique (entre les plaques) qui décroissent de 3 volts à 0 volts quand $E = +\sigma/\epsilon_0\epsilon_r$; puis augmentant de 0volts à 3volts quand $E = -\sigma/\epsilon_0\epsilon_r$. (Figure V.5)

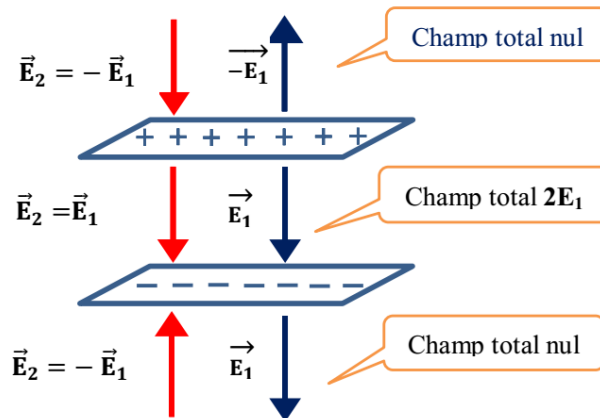


Figure V-6: Principe du champ électrostatique dans un condensateur plan

V.2.4.2. Le champ électrique

La figure V.7 montre la distribution des lignes du champ ainsi que le potentiel électrique de notre modèle développé. Ce champ électrique est la superposition de plusieurs lignes de champ car nous avons introduit un modèle de capacité à 9 couches diélectriques et 10 couches conductrices. Les dimensions finies du condensateur LTCC favorisent l'apparition de l'effet de bord. Les condensateurs internes étant identiques, chacune des plaques génère deux champs électriques de mêmes valeurs et de sens opposés (Figure V.6).

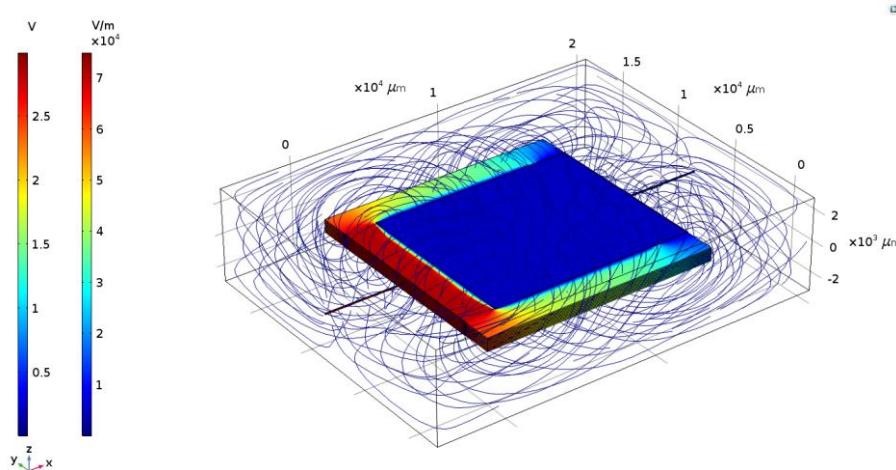


Figure V-7: Distribution des lignes de champ électrique et du potentiel

La figure V.8 nous renseigne sur la variation de la norme du champ électrique à l'intérieur des 9 condensateurs parallèles qui forment le condensateur LTCC réalisé. Nous présentons cette variation suivant l'axe verticale du domaine d'étude.

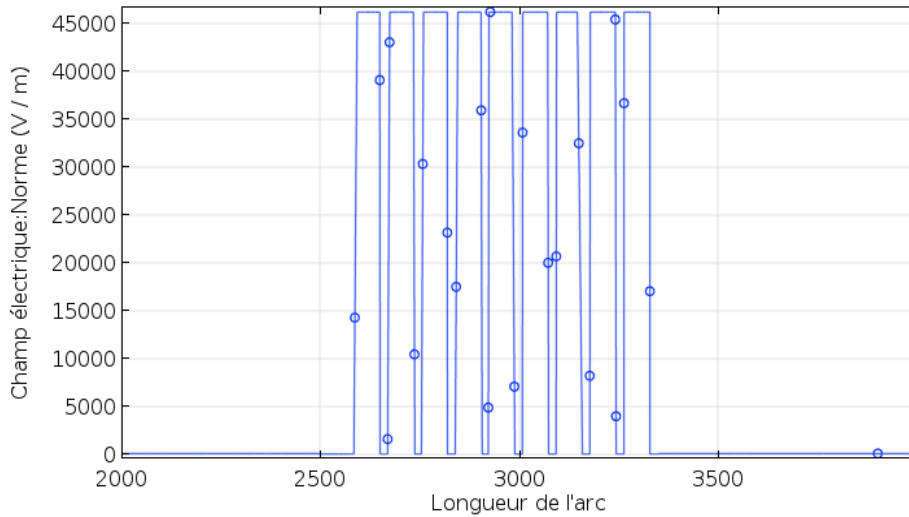


Figure V-8: Variation de la norme du champ électrique suivant l'axe du domaine

L'explication physique de ce graphique est basée sur l'effet de la densité de charge alternée entre $-\sigma$ et $+\sigma$ dans les 10 électrodes des 9 condensateurs parallèles. Pour les électrodes chargées positivement le champ électrique se dirige vers l'extérieur, et vers l'intérieur pour les électrodes chargées négativement. Si on suit le principe du théorème de superposition, les sommes des valeurs algébriques des champs internes aux 10 électrodes $(E_i)_{i=1,9}$ s'alternent entre $+\sigma/\epsilon_0\epsilon_r$ et $-\sigma/\epsilon_0\epsilon_r$, ce qui explique la représentation graphique de leurs normes donnée par la figure V.8.

$|E| \approx 46000 \text{ V/m}$: est la valeur mesurée de la norme de chacun des champs $(E_i)_{i=1,9}$ internes aux électrodes. Nous avons également calculé théoriquement la valeur du champ en utilisant l'équation V.9.

$$E_{\text{Calculated}} = \frac{V_C}{d} = \frac{V_{\text{out}}}{d} = 42857 \text{ V / m} \tag{V.9}$$

Où V_C est la tension de polarisation du condensateur et d l'épaisseur du matériau diélectrique (ESL 41020). En comparant les résultats du calcul, on constate que la valeur du champ calculé est proche de la valeur mesurée, avec un écart de 3143 (=6.83%).

V.2.4.3. La densité du courant

La résolution des équations de Maxwell par l'utilisation de la méthode des éléments finis nous a permis de visualiser en 3D la répartition de la densité surfacique du courant électrique dans le condensateur multicouche LTCC.

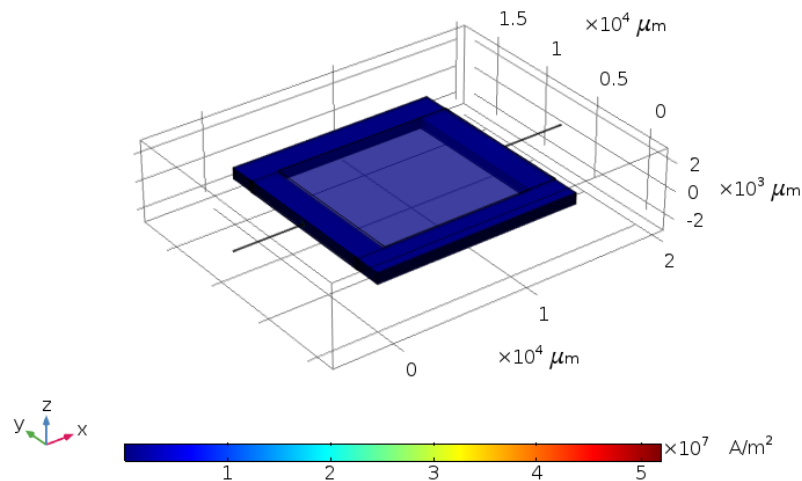


Figure V-9: Répartition de la densité surfacique du courant électrique

La figure V.9 montre la répartition de la densité du courant surfacique dans les électrodes du condensateur LTCC qui est de l'ordre de 10^7 A/m², une densité acceptable. On remarque que la densité de courant est uniformément répartie sur les armatures ; par contre la figure V.10 montre une densité maximale au niveau des fils de connexions reliant le condensateur. Ce résultat est logique car la section des fils de connexions et la section des armatures du condensateur sont traversées par le même courant.

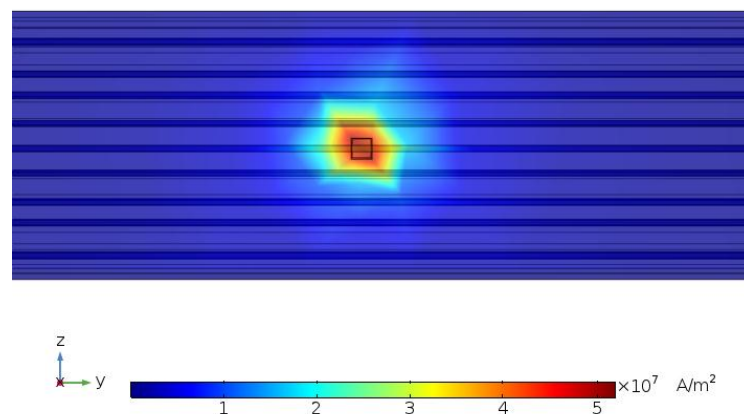


Figure V-10: Densité de courant au niveau des vias du condensateur LTCC

Afin de voir la répartition de la densité de courant surfacique (FigureV.11) au niveau de chacun des 10 électrodes constituant le condensateur LTCC, nous traçons le graphe de la norme de la densité de courant surfacique suivant l'axe du domaine (OZ).

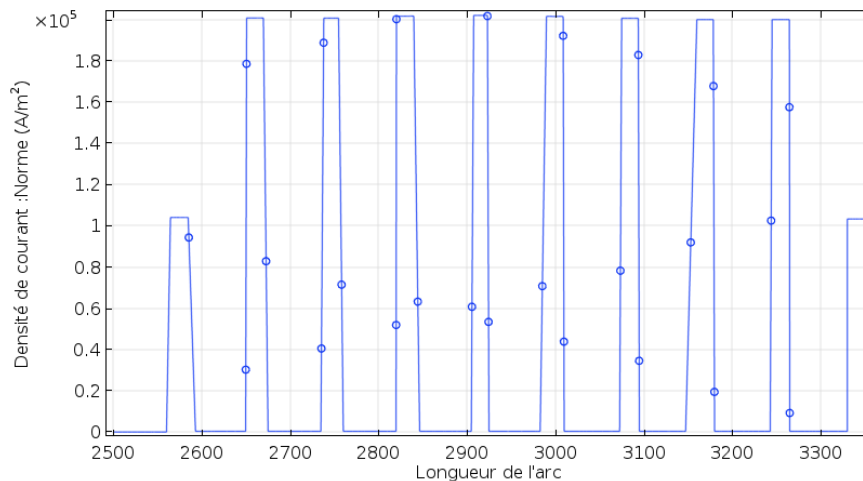


Figure V-11: La densité surfacique du courant suivant l'axe du domaine OZ

Le graphe de la figure V.11 montre une densité de courant nulle dans les diélectriques qui se trouvent entre les électrodes, et une valeur différente de zéro au niveau des électrodes. Ce résultat est logique, car dans un condensateur les charges se concentrent au niveau des électrodes. Nous remarquons également que la densité de courant atteint sa valeur maximale dans les huit électrodes internes et la moitié de cette valeur au niveau des deux électrodes externes. Ceci s'explique par le fait que chacune des huit armatures internes est commune à deux condensateurs, donc chacune d'elle joue le rôle d'une double électrode, une électrode du condensateur se trouvant au-dessus, et du condensateur de dessous, ce qui fait que la densité de charge de chaque armature interne est la somme des densités de chacune des deux faces. Contrairement aux armatures internes, chacune des deux armatures externes (1ère et 10ème) représente l'électrode d'un seul condensateur, de ce fait leur densité de charge vaut la moitié, il en est de même pour la densité de courant.

La figure V.11 montre une valeur maximale de la densité de courant mesurée qui est légèrement supérieure à 2.10^5 A/m². Par ailleurs, pour calculer cette grandeur théoriquement, on utilise les expressions (V.10) et (V.11)

$$J_C = \frac{I_{C_{\max}}}{S} \quad \text{V.10}$$

$$I_{C_{\max}} = I_{L_{\max}} - I_{S_{\text{moy}}} \quad \text{V.11}$$

Après calcul, on obtient : $I_{C_{\max}} = 0.22\text{A}$ et $J_C = 2.2 \times 10^5 \text{A/m}^2$. Les valeurs mesurée et calculée de la densité de courant sont très proches.

V.2.5. Simulation des phénomènes thermiques

En électronique de puissance, la thermique intervient comme la contrainte principale à l'intégration des systèmes électroniques. De ce fait, L'étude du comportement thermique des composants électroniques devient un besoin primordial lors de leur dimensionnement géométrique. Dans cette section, nous allons visualiser la distribution de la température dans le condensateur LTCC réalisé. L'effet thermique se manifeste par la génération d'un flux thermique qui est dû aux pertes par effet Joule dans les plaques conductrices. L'élaboration du modèle thermique du condensateur LTCC repose sur des hypothèses simplificatrices suivantes :

1. Les différentes couches constituant le condensateur LTCC sont comprimées et ne contiennent aucun fluide, ceci nous permet d'éliminer la possibilité d'un transfert de chaleur par convection.
2. Le transfert de chaleur rayonnante est supposé négligeable.
3. Le transfert de chaleur en mode conduction est le plus dominant.
4. Nous supposons que le transfert thermique par conduction est unidirectionnel.

La simulation COMSOL Multiphysics utilise l'équation thermique suivante[1]

$$\rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} - \nabla(k \nabla T) = q \quad \text{V.12}$$

Où: q est le terme source correspondant à une génération d'un flux de chaleur interne [W/m³], k est la conductivité thermique du matériau [W /mk], C_p est la capacité calorifique du matériau [J / Kg.K], ρ est la densité du matériau [Kg / m³], T est la température [K] et t est le temps [S].

La figure V.12 présente la répartition de la température en 3D dans le condensateur multicouche LTCC. La température de l'ordre de 21.3°C est uniformément répartie sur les armatures externes. Afin d'avoir plus de précision sur la répartition de la température à

l'intérieur du condensateur LTCC, nous considérons les isothermes de la figure V.13 pour visualiser les températures des différentes coupes suivant le plan OYZ (figure V.14).

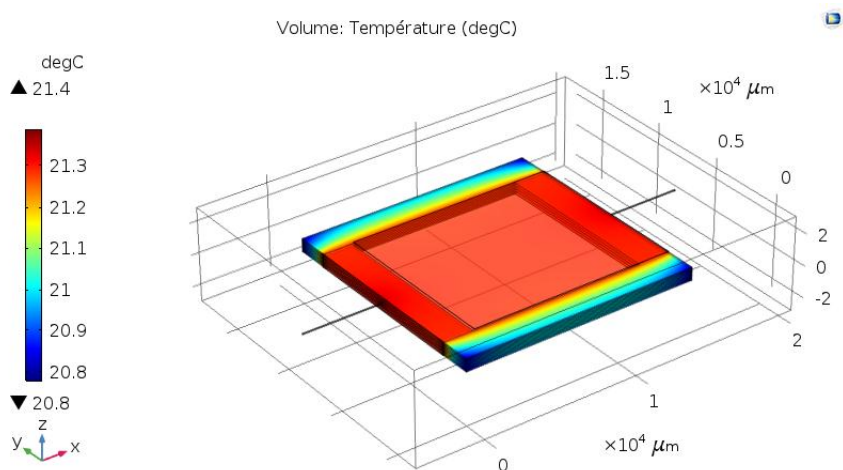


Figure V-12: Distribution de la température (Vue 3D du condensateur LTCC).

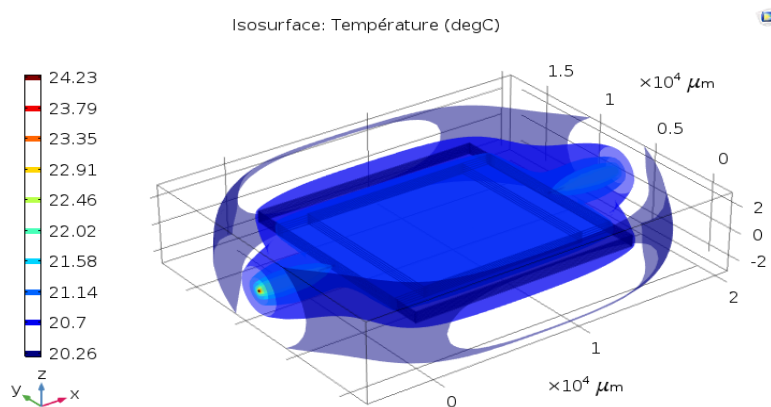


Figure V-13: Les isothermes

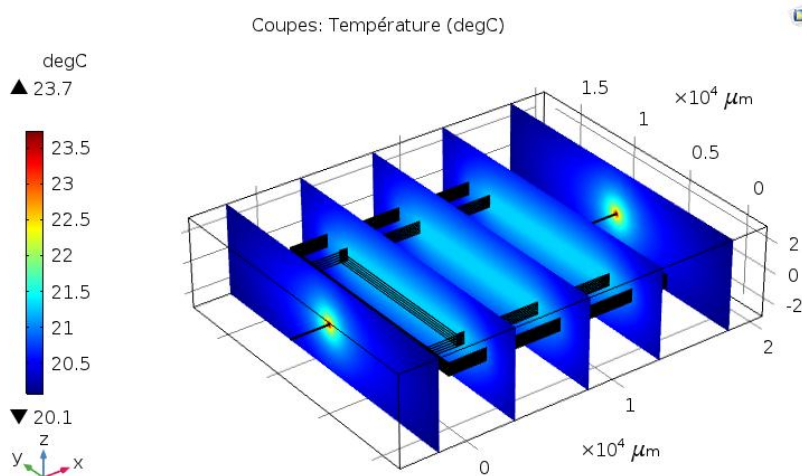


Figure V-14: Les coupes de la température suivant l'axe OYZ

La figure V.14 présente une simulation thermique, montrant des coupes suivant le plan YOZ .Cette simulation nous permet de voir la distribution du flux thermique à l'intérieur du condensateur LTCC suivant le plan des armatures. Nous constatons une température de l'ordre de 21.5 °C uniformément répartie sur les couches internes du condensateur, Les couches externes qui sont en contact avec l'air, ont une température légèrement faible qui est de l'ordre de 20.5 °C. La température la plus élevée est enregistrée sur les au vias (22.5°), ceci est dû à la densité de courant qui est très intense dans ces régions. Ces résultats sont confirmés par la simulation de la figure V.15.

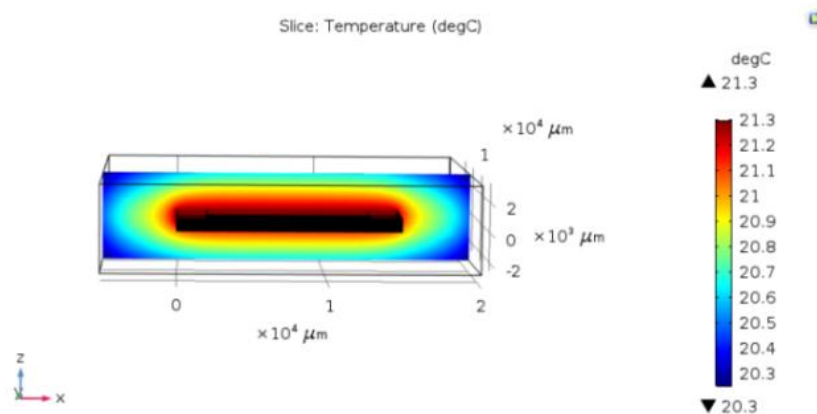


Figure V-15: Distribution de la température suivant la coupe OXZ

Ces simulations nous ont permis de constater que la suppression des fils de connexions reliant les neufs condensateurs en parallèles a un effet positif sur la thermique. En effet, la présence des fils de connexions introduit des pertes par effet joules, et des courants de

Foucault dans les armatures qui augmentent la température interne du condensateur global. Les résultats de ces simulations sont convertis en un graphe présenté par la figure V.16.

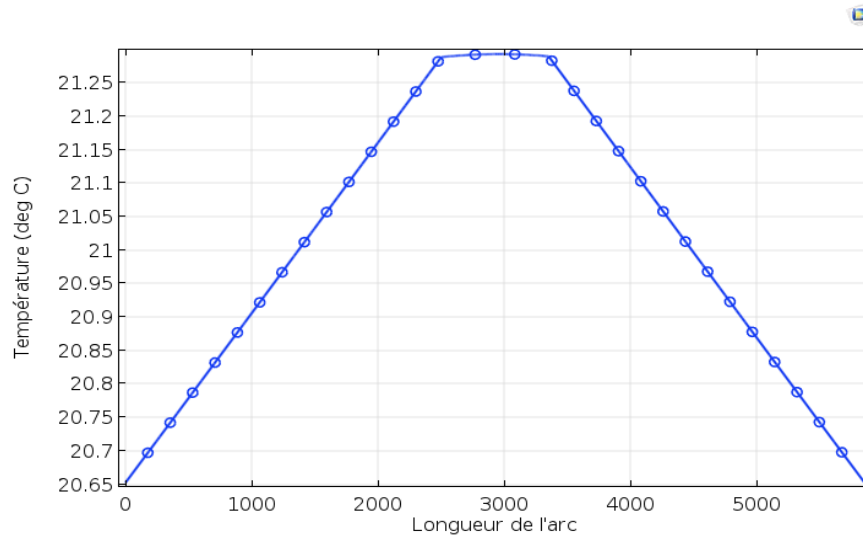


Figure V-16: Distribution de la température suivant l'axe du domaine

Si on veut bien préciser les valeurs de la température à l'intérieur de condensateur LTCC, Le graphe de la figure V.17 montre une température de 20.65 °C au niveau des couches périphériques qui augmente linéairement vers le centre pour atteindre la valeur 21.293 °C, cette valeur est confirmée par la figure V.17. Si on calcule la différence de température entre les points les plus chauds et les points les plus froids dans le condensateur LTCC, on trouve 0.643C, on peut donc conclure que la température est uniformément répartie dans tout le condensateur.

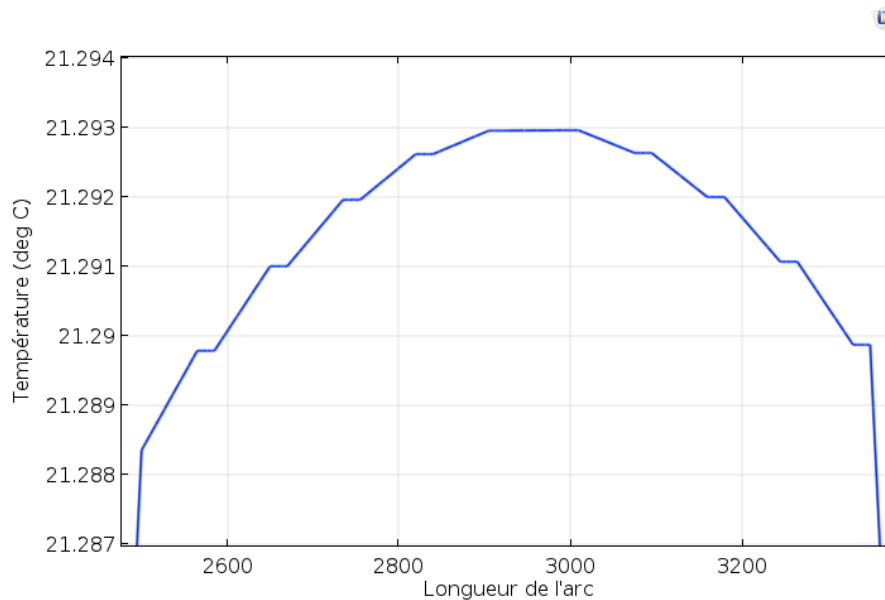


Figure V-17: Visualisation de la partie active

V.3. Etude électromagnétique et thermique de la micro-bobine

La modélisation physique des inductances planaires spirales, nécessite impérativement de résoudre des équations électromagnétiques. Dans la littérature, on retrouve souvent les méthodes d'analyse numérique de ces équations car certaines d'entre elles ne s'appliquent pas aux inductances planaire spirale en raison du milieu non homogène entourant ces inducteurs.[2]

Pour étudier le comportement magnétothermique de la micro-bobine, nous utilisons le logiciel COMSOL Multiphysics car cette étape présente une opération incontournable dans la conception d'une bobine planaire. En effet, elle vient en appui à un dimensionnement adéquat pour la conception et la réalisation pratique d'une bobine intégrée.

L'objectif de cette étude est de visualiser premièrement pour le volet magnétique, la distribution de toutes les grandeurs telles que, la densité de courant à l'intérieur des spires, la distribution des lignes de champ magnétique et du potentiel électrique. Pour le volet thermique, il s'agit de visualiser la distribution de la température de l'ensemble, conducteur, noyau et substrat. Les résultats de la simulation numérique représente un outil puissant permettant de mieux comprendre le comportement magnétothermique et valider les paramètres géométriques et électriques de la micro-bobine dimensionnée.

La simulation par le logiciel COMSOL Multiphysics nécessite plusieurs étapes, telles que la prise en compte de la géométrie (le modèle physique) et le choix des matériaux utilisés

pour la conception, car ce logiciel exige les données qui caractérisent les propriétés magnétiques, thermiques et électriques de ces matériaux. Notre micro-bobine est composé d'un substrat en silicium qui favorise l'évacuation du flux thermique, un noyau en ferrite de type NiZn qui possède des propriétés intéressantes présentées dans le tableau IV.1, le dioxyde de silicium (SiO₂) pour la couche isolante entre le noyau et l'enroulement spirale en cuivre.

V.3.1. Le modèle physique

La figure V.18 présente le modèle physique de la bobine planaire circulaire, dont les dimensions sont : un nombre de tours « $n=3$ », un diamètre interne « d_{in} » de 0.2mm, un diamètre externe « d_{ex} » de 2.0mm, une distance inter-spire « s » de 147 μ m, et la largeur « w », l'épaisseur « t » et la longueur moyenne « l_{moy} » du ruban conducteur qui valent respectivement 153 μ m, 50 μ m et 10,367mm. La fréquence de fonctionnement vaut 1.5Mhz

Pour l'entrée du courant est notée par A et la sortie par B, la valeur du courant initial est 0.6A et la tension d'entrée est 6V.

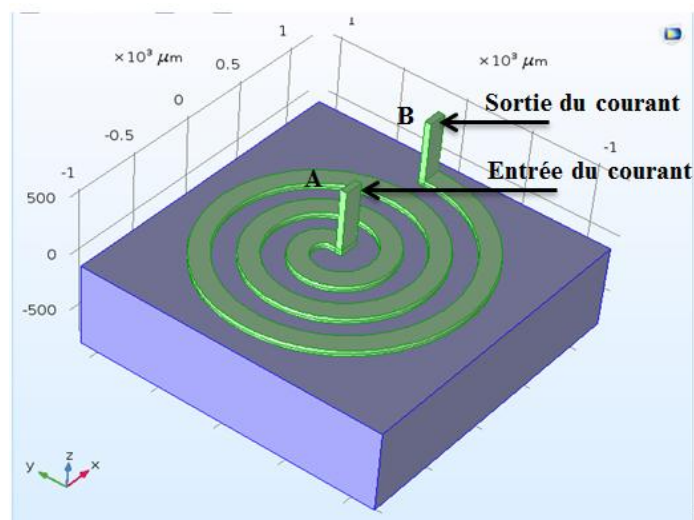


Figure V-18: Le modèle physique de la micro-bobine

V.3.2. Le maillage et les conditions aux limites

Le principe du maillage consiste à découper le modèle géométrique en plusieurs triangles (Figure V.19), c'est une technique raffinée de discrétisation largement utilisée pour une variété de problèmes. La fréquence de fonctionnement est imposée pour le processus de résolution. Plus

le maillage est fin, plus les résultats de calcul sont précis, en revanche le temps de calcul devient plus important et la taille des données sera plus grande.

La valeur du champ électromagnétique est imposé sur les frontières, il peut être égal à une constante nulle ou non nulle ou à une expression mathématique qui gère le flux d'énergie. Les conditions aux limites imposées sont ceux de Dirichlet, sans oublier que nous avons trois régions importantes (l'air, le cuivre, le substrat).

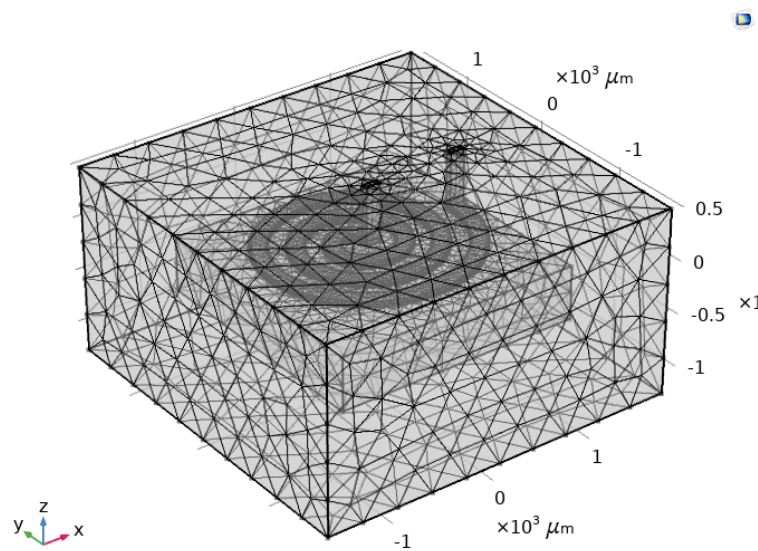


Figure V-19:Le maillage du domaine d'étude

V.3.3. Simulation des paramètres électromagnétique de la micro-bobine

Dans ce paragraphe, nous présentons les résultats de simulation des différents effets électromagnétiques tels que, la densité de courant électrique dans l'enroulement conducteur, la distribution des lignes de champ magnétique ainsi que la répartition de la densité du flux magnétique.

Pour nous assurer que la valeur mesurée de l'inductance concorde avec la valeur calculée analytiquement, nous avons tracé le graphe de la figure V.20 qui montre la variation de l'inductance en fonction de la fréquence. Pour une fréquence de 1.5 MHz qui est la fréquence de fonctionnement du convertisseur Buck, nous lisons une valeur d'inductance égale à $7.56 \times 10^{-9} \text{H}$. Cette valeur est proche de la valeur théorique de notre bobine sans noyau magnétique qui est de l'ordre de $6.67 \times 10^{-9} \text{H}$. Donc notre géométrie est acceptable en termes de valeur de l'inductance.

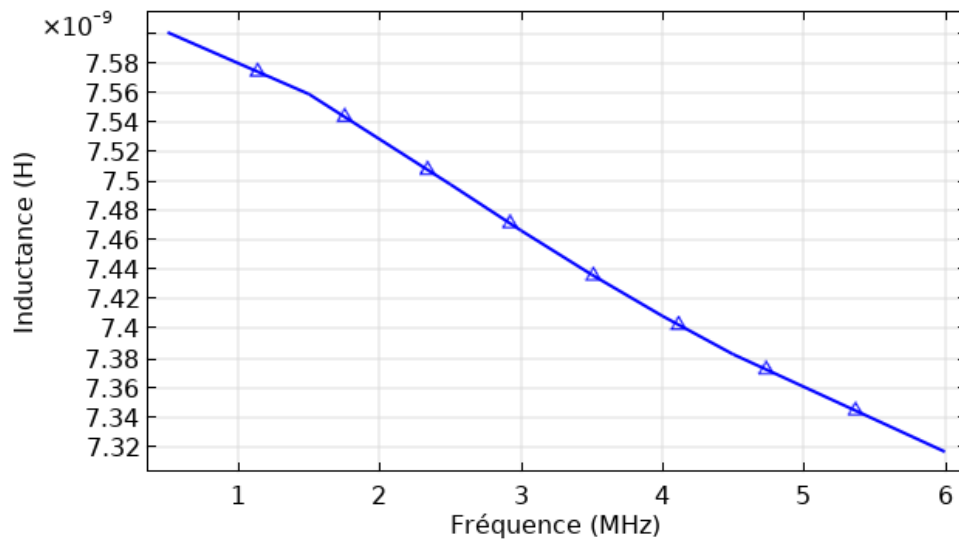


Figure V-20: Variation de l'inductance en fonction de fréquence

V.3.3.1. Distribution des lignes de champ magnétique

La distribution correcte des lignes de champ magnétique est très importante. De ce fait la simulation des lignes de champs magnétique de notre micro-bobine est indispensable. La figure V.21 montre une propagation des lignes de champ magnétique dans toutes les directions enveloppant toute la micro-bobine et concentrées en son centre. Cette distribution du champ magnétique est semblable à celle des bobines discrètes. Nous pouvons donc affirmer que le modèle planaire fonctionne correctement. Nous remarquons également sur cette figure que la valeur du champ magnétique est inférieure à 7.64×10^{-3} Tesla. Cette valeur est très faible par rapport à la valeur $B_{\max} = 0.39\text{T}$ qui est l'induction de saturation du noyau en NiZn. On conclut donc, que le risque de saturation du noyau ne peut être atteint.

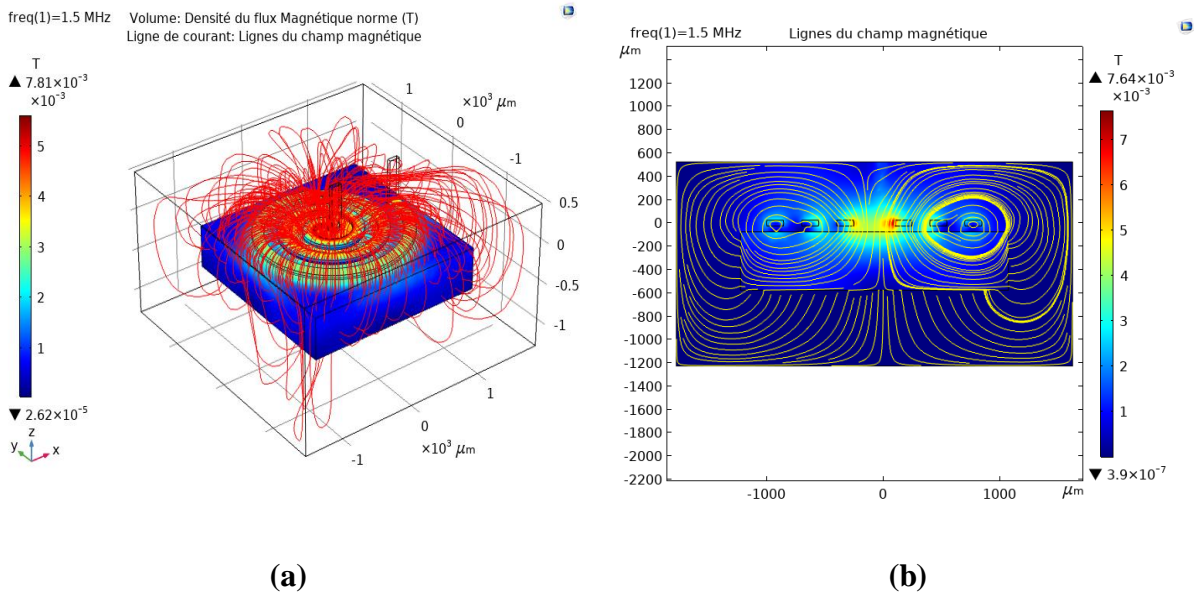


Figure V-21: Distribution des lignes de champs magnétiques: (a) Vue en 2D ; (b) Coupe transversale suivant l'axe OZ

V.3.3.2. Le flux magnétique

La Figure V.22 présente la distribution de la densité du flux magnétique dans la micro-bobine. On observe que le centre de la micro-bobine enregistre une valeur maximale du flux magnétique (Figure V.22(a)). Ce flux est maximal au centre suite à la concentration des lignes de champ magnétique dans cette région. Pour consolider nos observations, les figures V.22 (b) et (c) montrent une répartition plus claire de la densité de flux magnétique. Ces deux figures confirment la concentration du flux magnétique au centre de la micro-bobine avec une valeur maximale exacte de 7.64×10^{-3} Tesla.

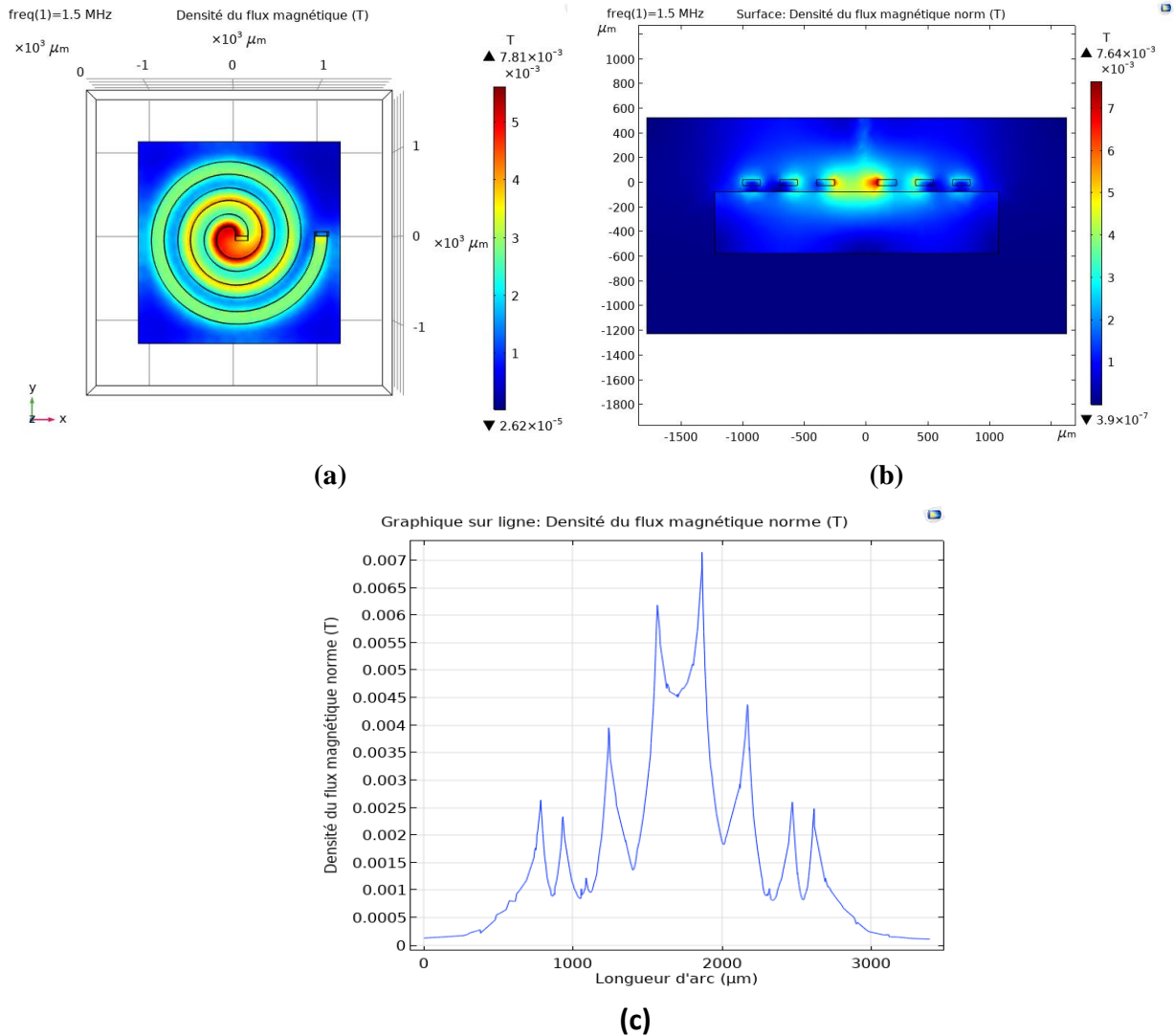


Figure V-22: Répartition de flux magnétique: (a) Vue en 2D ; (b) Coupe transversale suivant l'axe OZ, (c) Evolution de la densité de flux suivant la longueur d'arc

V.3.3.3. La densité de courant

Afin de valider le bon dimensionnement de la section du conducteur, nous allons visualiser la répartition de la densité du courant électrique à l'intérieur du ruban conducteur. Pour la réalisation de cette simulation, le logiciel COMSOL Multiphysics utilise le modèle mathématique régi par les des équations de Maxwell (Equations V.13-14). La résolution de ces équations se fait par la méthode des éléments finis.

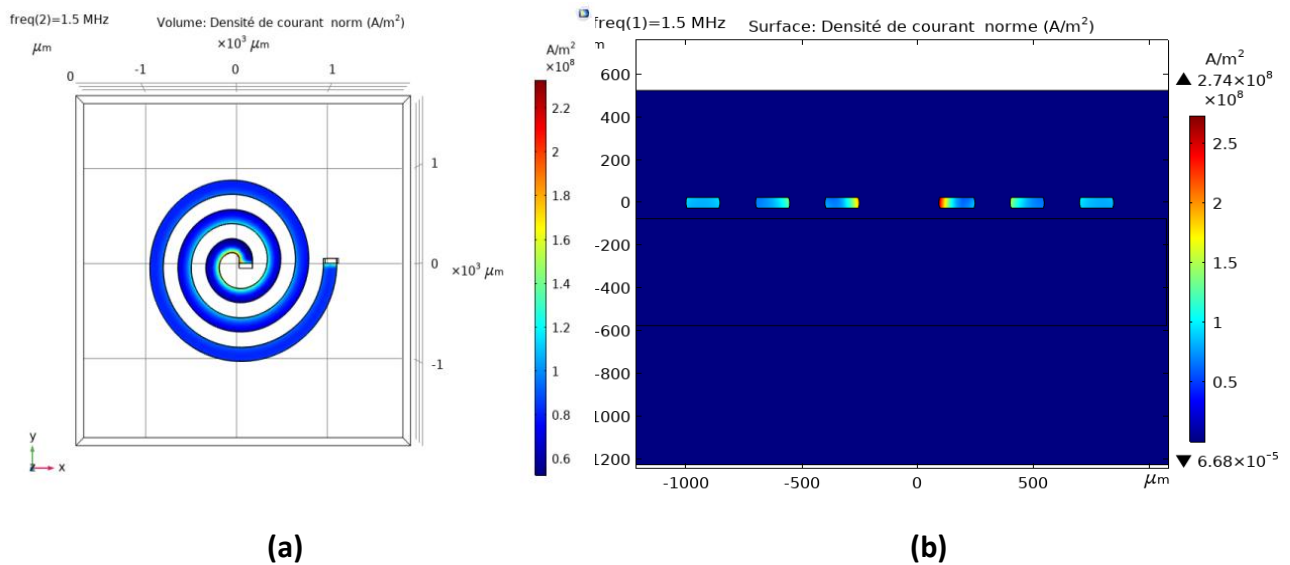
$$\vec{j} = \sigma \vec{E} + j\omega D + J_e \quad \text{V.13}$$

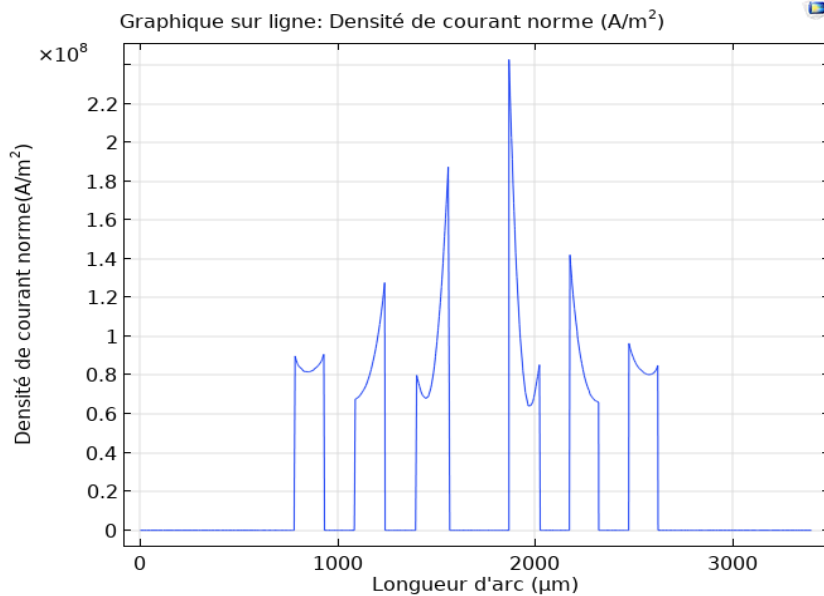
$$\vec{E} = -\vec{\nabla}V \quad \text{V.14}$$

La figure V.23 (a) présentée en 2D, montre une densité de courant homogène et uniformément répartie le long de la spirale. Les valeurs plus précises de la densité de courant sont présentées dans la figure V.23 (c), elles sont comprises entre $2.61 \times 10^7 \text{ A/m}^2$, et $4.28 \times 10^8 \text{ A/m}^2$. La valeur de la densité de courant est maximale au centre de la bobine, plus exactement dans les frontières intérieures de la spire interne, ce phénomène est dû au champ magnétique qui est plus intense au centre de la bobine et à l'effet de proximité inverse.

Pour voir la distribution de la densité de courant à l'intérieur des spires de la micro-bobine, on est passé par la coupe transversale de cette dernière (Figure V.23 (b)) qui nous a permis d'étudier la répartition à l'intérieur du conducteur. Cette figure confirme l'absence de l'effet de peau. Ce phénomène a été éliminé suite au dimensionnement géométrique (voir chapitre VI). Par contre on remarque un effet de proximité accentué dans la spirale interne, comme il a été cité auparavant. La figure V.23 confirme que le dimensionnement géométrique du conducteur a été correctement effectué.

Entre les spires, on lit sur la figure V.23 (c), des densités de courant nulles, ceci confirme l'absence des courants parasites dans ces régions, d'où le bon dimensionnement de la distance inter-spires.





(c)

Figure V-23: Répartition de la densité de courant ;(a) Vue en 2D de la micro-bobine ,(b) coupe transversale suivant l'axe OZ, (c) Evolution de la densité de courant suivant la longueur d'arc

V.3.4. Simulation des effets thermique de la micro-bobine

Actuellement, le développement des systèmes électroniques requiert des composants passifs moins volumineux. Ainsi, la miniaturisation de ces composants favorise l'augmentation de la température, car la réduction du volume se traduit par une augmentation permanente du flux thermique émis par ces systèmes. Pour résoudre ce problème, lors de la conception, l'étude du phénomène thermique est vivement conseillée. Notre objectif principal dans cette partie, est d'étudier la distribution de la température dans le conducteur en spirale de la micro-bobine, ainsi que le transfert thermique dans les différents matériaux empilés au-dessous de ce dernier.

La figure V.24 nous donne une idée très claire sur la distribution de la température dans la micro-bobine, En se référant à, la barre des températures, on remarque que cette dernière est presque uniforme, elle varie approximativement entre 34.2°C et 34.4°C. Cette uniformité est obtenue grâce au dimensionnement géométrique de la section du conducteur qui a permis de contourner l'effet de peau et réduire fortement les pertes par effet joule. La plus grande valeur de la température 34.4°C est marquée dans la spire interne, ceci est dû au flux

magnétique qui est plus intense dans cette région. La spire externe étant en contact avec l'air, présente la température la plus faible.

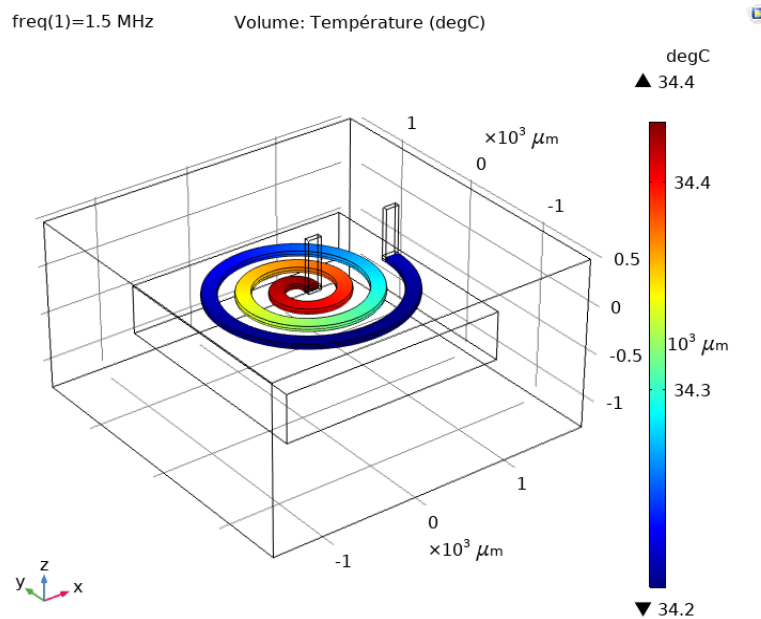


Figure V-24: Répartition de de la température dans la micro-bobine (vue 2D)

La variation de la température dans le conducteur suivant la longueur d'arc présenté dans la figure V.25, nous donne les valeurs exactes des températures dans chacune des spires et dans les espaces inter-spires. On constate une légère augmentation de l'ordre de 0.1°C par spire en allant des spires externes vers les spires internes. Le flux de chaleur provenant des spires est véhiculé par convection dans les espaces inter-spires, ce qui marque une température de 33.4°C dans les espaces inter-spires externes et 33.5°C dans ceux qui sont internes. La température du conducteur qui représente la zone active de notre micro-bobine ne dépasse pas 34.4°C , ces résultats sont très encourageants.

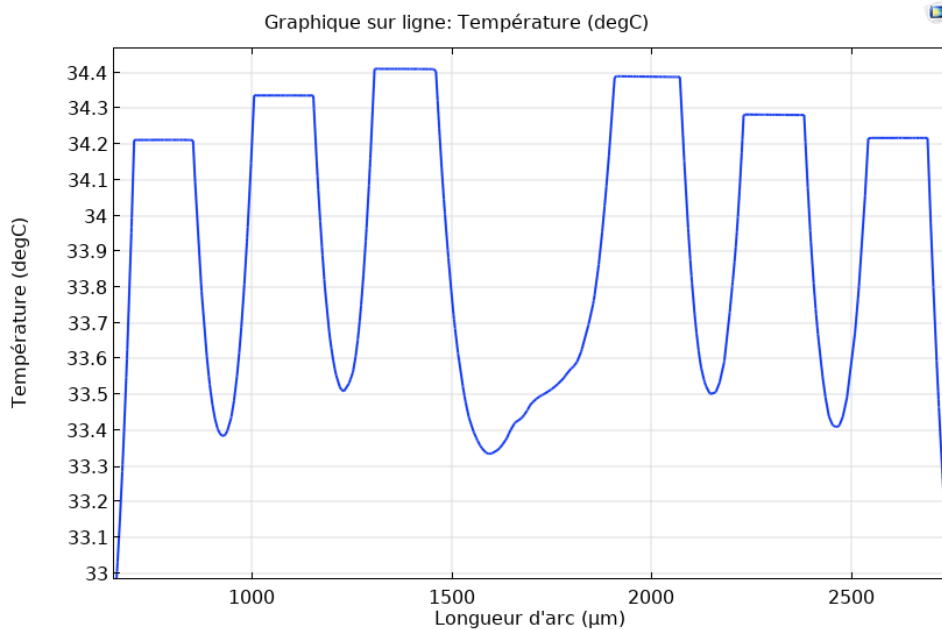


Figure V-25: Evolution de la température dans la micro-bobine suivant la longueur d'arc.

La micro-bobine est composée de plusieurs couches superposées : la couche active qui représente l'enroulement conducteur en cuivre est posée sur la couche isolante (SiO_2), qui est à son tour posée sur le noyau ferromagnétique (NiZn). Le transfert de chaleur se fait par conduction à partir de la source de chaleur qui est le conducteur, vers les autres couches en dessous. La couche isolante (SiO_2) empêche l'échauffement du noyau, car les isolants électriques sont des mauvais conducteurs thermiques, c'est ce qui est confirmé par la figure V.26. Cette figure montre que la température du noyau est plus faible que celle de l'enroulement conducteur.

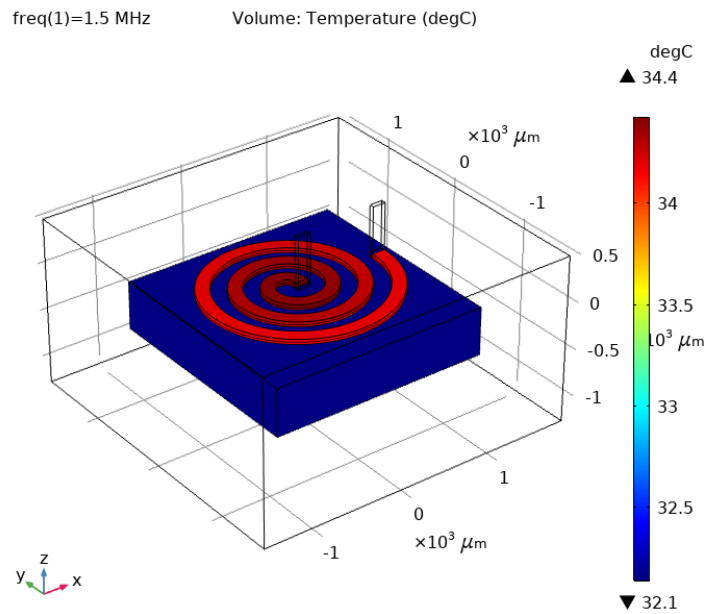


Figure V-26: Répartition de la température dans la micro-bobine et le noyau ferromagnétique

Pour nous assurer que la température de notre micro-bobine ne peut pas perturber les composants du voisinage, nous avons visualisé dans figure V.27 la température à l'intérieur du domaine d'étude. La figure V.27 montre que la température atteint son maximum (34.4°C) autour des vias, puis se dégrade en allant vers l'extérieur jusqu'aux frontières de notre domaine d'étude ou la température décroît jusqu'à 26.45°C qui est une température presque ambiante. On conclut donc que notre micro-bobine ne peut pas perturber le fonctionnement des composants de proximité.

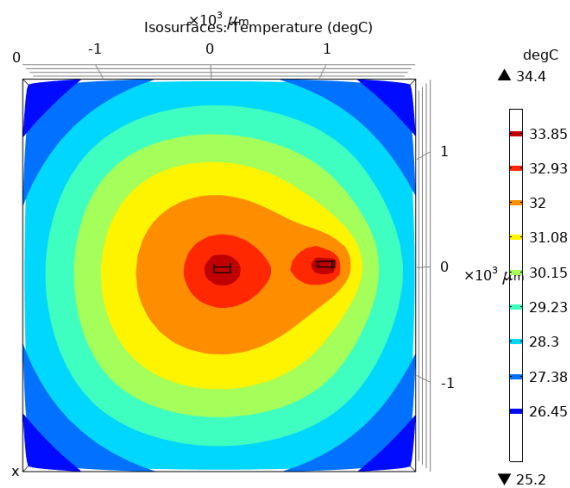


Figure V-27: Distribution de la température dans le domaine d'étude

V.4. Conclusion

Ce chapitre comprend deux parties, la première partie concerne la simulation des effets électrostatiques et thermiques du condensateur multicouche LTCC, tandis que la deuxième partie est consacrée à l'étude des effets magnétothermique de la micro-bobine spirale planaire circulaire.

Le principal avantage du condensateur LTCC est le retrait des fils de connexion reliant les condensateurs internes qui a un impact positif sur plusieurs points, tels que la réduction du poids, du volume, des pertes énergétiques...etc. Dans cette partie nous avons essayé de voir l'effet de cette technique sur le comportement électrostatique et thermique du condensateur LTCC.

A l'aide du logiciel de simulation COMSOL Multiphysics, nous avons simulé les différentes grandeurs électrostatiques telles que le potentiel électrique, la densité de courant ainsi le champ électrique. La simulation de ces phénomènes a montré que le retrait des fils de connexion n'a pas d'effet gênant sur le comportement du potentiel électrique ou du champ, que ce soit au niveau des condensateurs internes ou au niveau des condensateur global et a montré leur comportement très correct. Cette simulation nous a permis aussi de mesurer les valeurs de ces grandeurs qui sont très proches des valeurs calculées analytiquement.

La simulation des effets thermiques a montré également que la suppression des fils de connexions a un impact bénéfique sur la température. La suppression de ces fils a réduit fortement les pertes par effets joule et a supprimé la possibilité de l'existence des courants de Foucault dans les plaques conductrices. Les pertes par effet joule augmentent la température à l'intérieur du condensateur tandis que les courants de Foucault conduisent à l'échauffement des armatures.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons étudié les effets magnétothermiques générés par la micro-bobine. Parmi les contraintes de la réduction du volume d'un composant électronique, il y a le problème de l'augmentation des pertes de puissance et la génération de chaleur qui résulte de l'augmentation du flux magnétique dégagé par le composant, la raison pour laquelle nous nous sommes intéressés à l'étude des phénomènes magnétothermiques.

La simulation des lignes de champ magnétique généré par notre micro-bobine spirale planaire circulaire, a montré une distribution très correcte et semblable à celle des bobines

discrètes. La simulation du flux magnétique a affiché une valeur maximale de 7.10^{-3} Tesla qui est loin d'atteindre la valeur de saturation du noyau (NiZn) qui est de 0.39T. La simulation de la densité de courant a montré que l'effet de peau est totalement contourné suite au bon dimensionnement géométrique de la section du conducteur.

Enfin, la simulation des effets thermiques a montré une température ne dépassant pas 34.4° C dans sa partie la plus active. Les faibles températures sont obtenues suite au bon dimensionnement géométrique de la micro-bobine qui a permis de réduire fortement les pertes par effets joules dans le conducteur et les pertes par effet capacitif. En conclusion, on peut dire que les condensateurs LTCC et les bobines planaires sont en faveur de l'intégration complète du convertisseur Buck.

V.5. Bibliographie

- [1] “<https://www.comsol.com/multiphysics/electrostatics-theory>No Title.”
- [2] S. Nistrine, “Conception et réalisation d'un filtre passif planaire du second ordre sur PCB,” *These Dr. - Univ. des Sci. la Technol. d'Oran Mohamed-Boudiaf*, 2020.

Conclusion générale

Le développement de l'électronique des semi-conducteurs a déclenché le début de la miniaturisation des composants actifs. L'invention du transistor en 1947, suivie par l'invention des circuits intégrés en 1959 ont marqué l'ouverture d'une nouvelle époque, et depuis a commencé la ruée vers la miniaturisation. Des efforts considérables ont été entrepris pour minimiser l'espace occupé par les circuits actifs sur les puces afin de réaliser des systèmes très complexes tels que les microprocesseurs, microcontrôleurs et bien d'autres. Malheureusement, les composants passifs n'ont pas suivis le même sort. A titre d'exemple, un microprocesseur classique est entouré par un grand nombre de composants passifs (inductances, résistances et condensateurs) occupant un espace important et qui sont utilisés pour des circuits de polarisation, d'initialisation ou de découplage de BUS. La résolution de ce problème est devenue donc indispensable, de ce fait, des recherches de grande ampleur menées dans un nombre croissant de laboratoires s'ouvrent aujourd'hui pour aboutir à l'intégration complète des composants passifs.

Nous avons présenté dans cette thèse notre contribution à l'avancement des travaux menés sur l'intégration des composants passifs dans les quatre coins du monde, cernant les problèmes du dimensionnement géométrique, et de la modélisation électromagnétique et thermique, de deux composants passifs indispensables au fonctionnement des convertisseurs statiques, à savoir : le condensateur et la bobine.

Notre objectif dans ce travail était basé sur la conception, le dimensionnement et la réalisation d'un condensateur intégré en utilisant la technique LTCC, ainsi que la modélisation et le dimensionnement d'une micro-bobine planaire afin d'associer ces deux composants pour former le filtre LC du convertisseur de puissance DD-DC de type Buck. Le condensateur LTCC était réalisé au laboratoire LAPLACE de l'Université Paul Sabatier (France).

Pour mener à bien les travaux de cette thèse, nous avons produit cinq chapitres. Le premier intitulé « *Généralités sur l'intégration des composants passifs* » commence par un aperçu bibliographique sur les composants passifs et les domaines de leurs applications, suivi par des généralités sur les concepts de base de diverses techniques d'intégration. Les développements les plus récents des technologies d'intégration en électronique de puissance montrent plusieurs techniques d'intégration, chacune d'elles est utilisée selon l'application visée et la plage d'énergie ciblée. Nous distinguons deux principaux modes d'intégration : l'intégration hybride et l'intégration monolithique.

Nous avons clôturé ce chapitre par la présentation des différents matériaux utilisés dans le domaine de l'intégration qui jouent un rôle crucial dans la réalisation des composants passifs.

Dans le second chapitre intitulé « *Etat de l'art sur les bobines et les condensateurs intégrés* », l'étude de la littérature, nous a permis de présenter les différents travaux traitant les problèmes de l'intégration des bobines et des condensateurs, ainsi que leurs procédés de fabrication. Un survol bibliographique sur les techniques utilisées dans l'intégration de ces deux composants passifs, ainsi que les topologies de quelques structures récentes ont également été présentés dans ce deuxième chapitre. Cet état de l'art nous a aidé à faire le choix de la bobine que nous souhaitons intégrer dans le convertisseur, c'est une bobine de type spirale planaire.

La réalisation des condensateurs de petites tailles et de valeurs de capacité importantes est un domaine de recherche ouvert qui nécessite des efforts techniques importants, en termes de structure et de matériaux. Nous avons présenté dans le troisième chapitre intitulé « *Conception, dimensionnement et réalisation d'un condensateur intégré par la technique LTCC* », la conception, le dimensionnement et le procédé de réalisation d'un condensateur intégré multicouche. Le point de départ pour le dimensionnement de notre condensateur est la spécification du convertisseur Buck DC-DC dans lequel il sera inséré. A partir du cahier des charges du convertisseur Buck, nous avons calculé les valeurs du courant et de la tension qui sont nécessaires pour le dimensionnement géométrique du condensateur et de la bobine.

Un volume très réduit, une capacité élevée, de faibles valeurs de l'inductance série ESL (Equivalent Series Inductances) et de la résistance série ESR (Equivalent Series Resistance) et une fréquence de résonance assez élevée, sont les objectifs visés pour la réalisation de notre

condensateur. La technologie la plus adaptée pour réaliser un condensateur qui répond à ces objectifs est la technologie LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics), c'est une méthode pratique pour augmenter la densité d'intégration des circuits électroniques. L'idée de base de cette technologie est d'utiliser un matériau diélectrique à permittivité élevée ou moyenne et de le combiner sous la forme d'un film épais sérigraphique ou d'un ruban vert dans la structure multicouche des bandes LTCC. L'étape qui a suivi la réalisation de notre condensateur LTCC est sa caractérisation par un RLC mètre. La technologie LTCC nous a permis de réduire la section du condensateur de 19376.71 mm² à 121mm² et les résultats de la caractérisation ont affiché une fréquence de résonance SRF (Self Resonant Frequency) d'environ 26,30 MHz, qui est très grande par rapport à la fréquence de fonctionnement (1.5 MHz), ce qui confirme le comportement purement capacitif de notre condensateur. La valeur de la résistance série ESR = 9,20 Ω est très faible, ce qui rend les pertes par effets joules négligeables.

Dans le quatrième chapitre intitulé « *Dimensionnement géométrique et modélisation d'une bobine intégrée pour un convertisseur DC-DC* », notre réoccupation était la bobine. Pour dimensionner géométriquement notre bobine, nous avons dans un premier temps calculé la valeur de son inductance en se servant des données du cahier des charges. Cette valeur nous a permis de calculer l'énergie emmagasinée par la bobine lors de son fonctionnement, et en fonction de cette énergie, nous avons calculé le volume du noyau capable de la stocker. Le volume nous a aidé à évaluer la section sur laquelle sera posé notre bobine en spirale et en tenant compte des différents effets parasites pouvant survenir pendant le fonctionnement de la bobine, nous avons déterminé les paramètres géométriques de notre micro-bobine définis par: le diamètre intérieur et extérieur, le nombre de spires, la largeur, l'épaisseur et la longueur du conducteur. Suite aux dimensions très petites, nous avons préféré parler de micro-bobine au lieu de bobine. La conception du circuit électrique et le calcul des paramètres technologiques de la micro-bobine étaient indispensables pour valider son bon fonctionnement. Pour cela, nous avons utilisé le logiciel PSIM. Nous avons visualiser dans un premier temps, les différentes formes d'onde des courants et des tensions du convertisseur Buck contenant une bobine et un condensateur parfaits. Nous avons, ensuite, remplacé la bobine et le condensateur parfaits par la micro-bobine dimensionnée et le condensateur LTCC afin de simuler les différentes formes d'ondes des courants et tensions et en faire une comparaison avec les simulations précédentes. Les courbes obtenues étaient cohérentes avec celles de la littérature et les valeurs mesurées étaient très proches de celles du cahier des charges. En

Conclusion générale

conclusion, les résultats du dimensionnement géométriques de la micro-bobine et du condensateur LTCC étaient très encourageants.

Le cinquième chapitre intitulé « *Etude électrostatique et magnétothermique des composants passifs du convertisseur* » était consacré à la simulation des effets électromagnétiques, électrostatiques et thermiques des deux composants dimensionnés.

Dans une première partie de ce chapitre, nous avons essayé de voir l'impact de la suppression des fils de connexion dans le condensateur LTCC sur son comportement électrostatique et thermique. Tandis que la deuxième partie nous a permis de voir l'effet de la miniaturisation des paramètres géométriques sur le comportement magnétothermique de la micro-bobine. Toutes les simulations étaient réalisées par le logiciel COMSOL Multiphysics.

La simulation des différentes grandeurs électrostatiques dans le condensateur LTCC telles que le potentiel et le champ électriques, ainsi que la densité de courant a montré que le comportement électrostatique était très correct. La simulation des effets thermiques a également montré que la suppression des fils de connexions a un effet bénéfique sur la température. La suppression de ces fils a réduit fortement les facteurs de risque d'échauffement par effets joule et par les courants de Foucault dans les plaques conductrices.

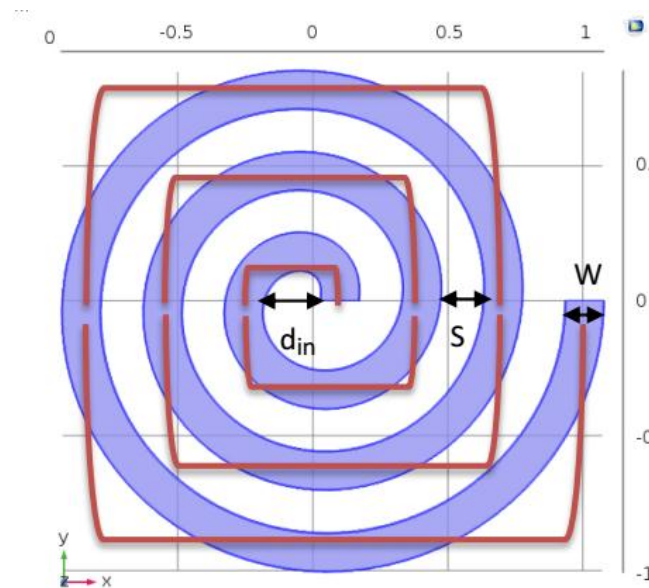
Dans la deuxième partie de ce chapitre la simulation par COMSOL Multiphysics a également montré un comportement très correct des champs électrique et magnétique et de la densité de courant dans la micro-bobine dimensionnée. La densité de courant était dans les normes, et le flux de chaleur étaient uniformément répartis dans toutes les couches avec une température ne dépassant pas 34.4° C dans sa partie la plus active. Ces résultats trouvés sont très encourageants et reflètent un dimensionnement géométrique correctement effectué.

Enfin, nous concluons que les condensateurs LTCC et les bobines planaires sont en faveur de l'intégration complète du convertisseur Buck DC-DC.

Comme perspective, Nous souhaitons compléter cette étude par la réalisation de la micro-bobine dimensionnée, ainsi que le filtre de sortie du convertisseur Buck.

Annexel

Calcul de la longueur moyenne d'une spirale circulaire



$d_{n.moy}$: Le diamètre moyenne, w : la largeur du spirale du cercle, s : la distance inter-spires

$$d_{1.moy} = d_{in} + w$$

$$d_{2.moy} = d_{in} + 2w + s$$

$$d_{3.moy} = d_{in} + 3w + 2s$$

$$d_{4.moy} = d_{in} + 4w + 3s$$

⋮

$$D_{n.moy} = d_{in} + nw + (n-1)s$$

Pour n tours, nous avons $2n$ demi-cercles avec $2n$ de diamètres.

$$D_{2n.moy} = d_{in} + 2nw + (2n-1)s$$

$$L_{moy} = \pi \frac{D_{1.moy}}{2} + \pi \frac{D_{2.moy}}{2} + \dots + \pi \frac{D_{2n.moy}}{2}$$

$$L_{moy} = \frac{\pi}{2} [(d_{in} + w) + (d_{in} + 2w + s) + (d_{in} + 3w + 2s) + \dots + (d_{in} + 2nw + (2n-1)s)]$$

$$L_{moy} = \frac{\pi}{2} \left[\underbrace{(d_{in} + d_{in} + d_{in} + \dots)}_A + \underbrace{(w + 2w + 3w + \dots + 2nw)}_B + \underbrace{(s + 2s + 3s + \dots + (2n-1)s)}_C \right]$$

A

B

C

A : C'est un somme de $2n$ fois de terme $d_{in} \Rightarrow A = 2nd_{in}$

B : Est la somme des termes d'une suite arithmétique de 1^{er} terme w , dernier terme $2nw$ et le nombre de terme est $2n \Rightarrow B = n(2n + 1)w$

C : Est la somme des termes d'une suite arithmétique de 1^{er} terme s , dernier terme $(2n-1)s$ et le nombre de terme est $(2n-1) \Rightarrow C = n(2n - 1)s$

Finalement l'expression totale pour calculer la longueur moyenne :

$$L_{\text{moy}} = \frac{\pi}{2} [2nd_{in} + n(2n + 1)w + n(2n - 1)s]$$

Pour le cas $n=3$:

$$L_{\text{moy}} = \frac{\pi}{2} [6d_{in} + 21w + 15s]$$

Annexell



ESL Electro-Science

416 East Church Road • King of Prussia, PA 19406-2625, USA
610-272-8000 • Fax: 610-272-6759 • www.ElectroScience.com • Sales@ElectroScience.com

MAGNETIC TAPE

40012

Lo-Fire Tape for Multilayer and High Frequency Applications Requiring > 400 Permeability

ESL 40012 is a flexible cast film of magnetic powder dispersed in an organic matrix. It is designed to be fired at 885°C to give a dense body. Multilayer parts can be formed by laminating metallized sheets of the tape into a monolithic structure prior to firing. A pressure/temperature combination of 14 MPa and 70°C works well for laminating this tape. Magnetic tape is provided on a silicone-coated polyester film to minimize environmental contamination, to protect it from mechanical damage, and to aid in handling. This material is useful in high frequency applications that require high permeability.

PROCESSING PARAMETERS

LAMINATING:	14 MPa at 70°C
FIRING TEMPERATURE:	885°C
TIME AT PEAK TEMPERATURE:	180 minutes

TAPE CHARACTERISTICS

TAPE THICKNESS:	65-75 µm
COLOR:	brown
SHELF LIFE:	6 months

40012 0402-B

ESL Affiliates

ESL China • Rm#1707, Tower A • City Center of Shanghai • 100 Zunyi Road • Shanghai, China 200051 Tel: (011-86)-21-62370336 • Fax: (011-86)-21-62370338 • eslchina@guomai.sh.cn

ESL Europe • 8 Commercial Road • Reading, Berkshire, England RG2 0QZ • Tel: (011-44)-118-918-2400 • Fax: (011-44)-118-986-7331 • Sales@ESLEurope.co.uk

ESL NIPPON • Sukegawa Bldg • 6th floor • 3-4 Yanagibashi 1-chome • Taito-ku • Tokyo 111, Japan • Tel: (011-81)-3-3864-8521 • Fax: (011-81)-3-3864-9270 • NipponSales@ESLNippon.com

See Caution and Disclaimer on other side

FIRED TAPE PROPERTIES (Using co-fired ESL 903-A silver conductor)

PERMEABILITY:

(100 KHz) ≥ 450

INSULATION RESISTANCE:

(100 VDC) ≥ 10⁸ Ω

Thermal Coefficient of Expansion:

(25°C to 300°C) 9.4 ppm/°C

BREAKDOWN VOLTAGE:

> 1000 V/25 μm

FIRED SHRINKAGE:

(Using recommended processing parameters)	X and Y	17.0%±1.0%
	Z	16.5%±1.0%

FIRED DENSITY:

(Theoretical) 5.35 g/cm³

COMPATIBLE CONDUCTORS:

ESL 903-A, 903-B, 902

40012 0402-B

CAUTION: Proper industrial safety precautions should be exercised in using these products. Use with adequate ventilation. Avoid prolonged contact with skin or inhalation of any vapors emitted during use or heating of these compositions. The use of safety eye goggles, gloves or hand protection creams is recommended. Wash hands or skin thoroughly with soap and water after using these products. Do not eat or smoke in areas where these materials are used. Refer to appropriate MSDS sheet.

DISCLAIMER: The product information and recommendations contained herein are based on data obtained by tests we believe to be accurate, but the accuracy and completeness thereof is not guaranteed. No warranty is expressed or implied regarding the accuracy of these data, the results obtained from the use hereof, or that any such use will not infringe any patent. Electro-Science assumes no liability for any injury, loss, direct or consequential arising out of its use by others. This information is furnished upon the condition that the person receiving it shall make their own tests to determine the suitability thereof for their particular use. User assumes all risk and liability whatsoever in connection with their intended use. Electro-Science's only obligation shall be to replace such quantity of the product proved defective.



Ceramic Magnetics, Inc.
a Division of National Magnetics Group

C2010

High Frequency Ni-Zn Ferrite

C2010 is suitable for broadband transformers, power supplies, and linear amplifiers operating from 10 MHz to over 500 MHz.

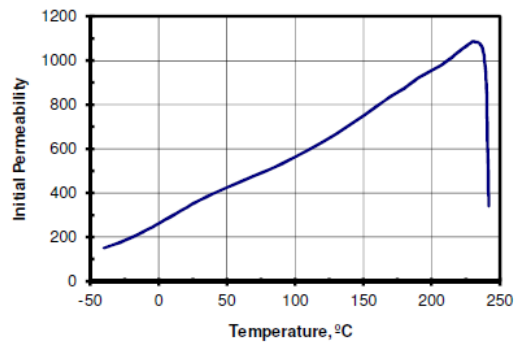
Typical Properties

Initial Permeability	340
Maximum Permeability	1500
Saturation Flux Density	3900 Gauss
Remanent Flux Density	2800 Gauss
Coercive Force	0.7 Oersted
Curie Temperature	245°C
dc Volume Resistivity	10 ⁷ ohm-cm
Bulk Density	5.0 g/cc

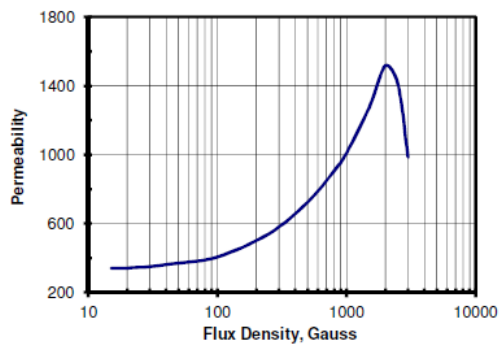
Unless otherwise specified, all tests were performed at 10 KHz, 22°C

Bs tested at 1 KHz, 40 Oersted • Br, Hc at 1 KHz, 5 Oersted

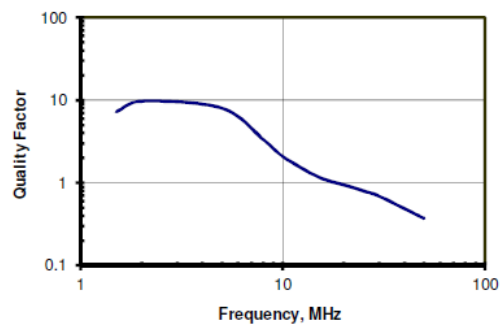
Initial Permeability vs. Temperature



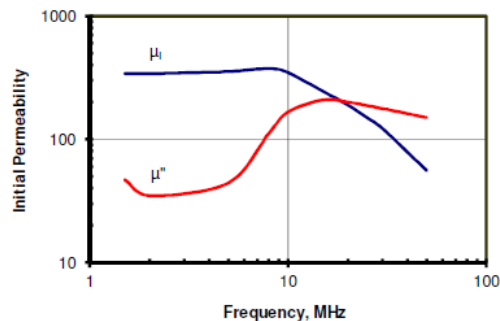
Permeability vs. Flux Density



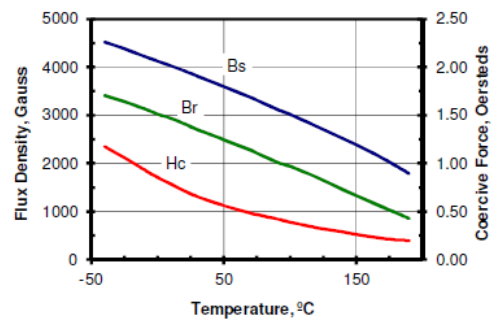
Quality Factor vs. Frequency



Complex Permeability & μ_i vs. Frequency



BH Loop Parameters vs. Temperature





ESL ELECTROSCIENCE

CERAMIC TAPES &
THICK-FILM MATERIALS

416 EAST CHURCH ROAD
KING OF PRUSSIA, PA 19406-2625 USA

T: 610.272.8000
F: 610.272.6759

www.electroscience.com

CO-FIRE CERAMIC TAPE

41020

RoHS Compliant Ceramic Tape for Multilayer and Microwave Applications Requiring Dielectric Constant ~ 8

The 41020 is a flexible cast film of inorganic dielectric powder dispersed in an organic matrix. It is designed to be fired at 875°C to give a dense body. Multilayer parts can be formed by laminating metallized sheets of the tape into a monolithic structure prior to firing. A pressure/temperature combination of 21 MPa and 70°C works well for laminating this tape. Ceramic tape is provided on a silicone coated polyester film to minimize environmental contamination, to protect it from mechanical damage, and to aid in handling. This material is useful in microwave applications that require low dielectric constant.

PROCESSING PARAMETERS

LAMINATING:	21 MPa at 70°C
FIRING TEMPERATURE:	875°C
TIME AT PEAK TEMPERATURE:	10 minutes

TAPE CHARACTERISTICS

TAPE THICKNESS:	100-130 µm
COLOR:	blue
SHELF LIFE:	6 months

41020 0711-B

ESL Affiliates

ESL China • Rm#1707, Tower A • City Center of Shanghai • 100 Zunyi Road • Shanghai, China 200051 Tel: (011-86)-21-62370336 • Fax: (011-86)-21-62370338 • eslchina@eslshanghai.net

ESL Europe • 8 Commercial Road • Reading, Berkshire, England RG2 0QZ • Tel: (011-44)-118-918-2400 • Fax: (011-44)-118-986-7331 • Sales@ESLEurope.co.uk

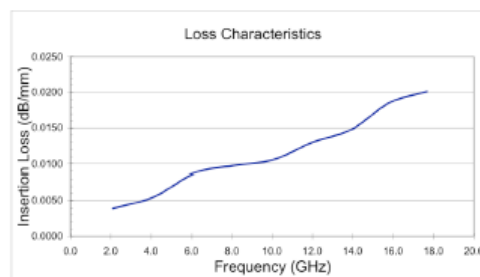
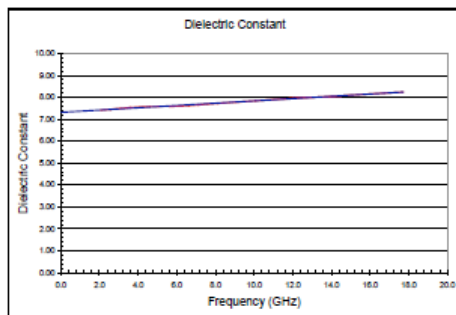
ESL Nippon • Sukegawa Bldg • 6th floor • 3-4 Yanagibashi 1-chome • Taito-ku • Tokyo 111, Japan • Tel: (011-81)-3-3864-8521 • Fax: (011-81)-3-3864-9270 • Sales@ESL-Nippon.co.jp

See Caution and Disclaimer on other side.

FIRED TAPE PROPERTIES (Tested with ESL 903-A post-fired silver conductor.)

DIELECTRIC CONSTANT: (1 MHz)		7.0-8.5
DIELECTRIC CONSTANT: (GHz, cofired with 903-A silver conductor, see microwave properties below)		7.0-7.5
DISSIPATION FACTOR: (1 MHz)		≤ 0.5%
INSULATION RESISTANCE: (at 100 VDC)		≥ 10 ¹² Ω
THERMAL CONDUCTIVITY:		2.5-3.0 W/(m·K)
TCE: (25°C to 300°C)		7.4 ppm/°C
BREAKDOWN VOLTAGE:		> 1000 V/25 μm
PRESSURE COOKER: (Insulation resistance after 15 minutes at 2 atmospheres)		≥ 10 ¹² Ω
FIRED SHRINKAGE: (Using recommended processing parameters)	X and Y	14 ± 1%
	Z	14 ± 2%
FIRED DENSITY: (Theoretical)		3.16 g/cm ³
COMPATIBLE CONDUCTORS:	ESL 803, 902, 903-A, 903-B, 903-D 963	

MICROWAVE PROPERTIES *



* Data obtained from measurements on ring resonators. Metallization is co-fired ESL 903-A.

41020 0711-B

*Complies with RoHS, ELV, WEEE and CHIP 3 EC directives

CAUTION: Proper industrial safety precautions should be exercised in using these products. Use with adequate ventilation. Avoid prolonged contact with skin or inhalation of any vapors emitted during use or heating of these compositions. The use of safety eye goggles, gloves or hand protection creams is recommended. Wash hands or skin thoroughly with soap and water after using these products. Do not eat or smoke in areas where these materials are used. Refer to appropriate MSDS sheet.

DISCLAIMER: The product information and recommendations contained herein are based on data obtained by tests we believe to be accurate, but the accuracy and completeness thereof is not guaranteed. No warranty is expressed or implied regarding the accuracy of these data, the results obtained from the use hereof, or that any such use will not infringe any patent. Electro-Science assumes no liability for any injury, loss, or damage, direct or consequential arising out of its use by others. This information is furnished upon the condition that the person receiving it shall make their own tests to determine the suitability thereof for their particular use, before using it. User assumes all risk and liability whatsoever in connection with their intended use. Electro-Science's only obligation shall be to replace such quantity of the product proved defective.



ESL Electro-Science

416 East Church Road • King of Prussia, PA 19406-2625, USA
610-272-8000 • Fax: 610-272-6759 • www.ElectroScience.com • Sales@ElectroScience.com

CO-FIRE CERAMIC TAPE

41010

Co-Fire Ceramic Tape For Multilayer and Microwave Applications Requiring Dielectric Constant ~ 7

A flexible cast film of inorganic dielectric powder dispersed in an organic matrix, is designed to be fired at 850°C to 875°C to give a dense body. Multilayer parts can be formed by laminating metallized sheets of the tape into a monolithic structure prior to firing. A pressure/temperature combination of 21 MPa and 70°C works well for laminating this tape. Ceramic tape is provided on a silicone-coated polyester film to minimize environmental contamination, to protect it from mechanical damage, and to aid in handling. This material is useful in microwave applications that require a low dielectric constant.

PROCESSING PARAMETERS

LAMINATING:	21 MPa at 70°C
FIRING TEMPERATURE:	850°C-875°C
TIME AT PEAK TEMPERATURE:	10 minutes

TAPE CHARACTERISTICS

TAPE THICKNESS:	100-130 µm
COLOR:	off white
SHELF LIFE:	6 months

41010 0403-I

ESL Affiliates

ESL China • Rm#1707, Tower A • City Center of Shanghai • 100 Zunyi Road • Shanghai, China 200051 Tel: (011-86)-21-62370336 • Fax: (011-86)-21-62370338 • eslchina@guomai.sh.cn

ESL Europe • 8 Commercial Road • Reading, Berkshire, England RG2 0QZ • Tel: (011-44)-118-918-2400 • Fax: (011-44)-118-998-7331 • Sales@ESLEurope.co.uk

ESL Nippon • Sukegawa Bldg • 6th floor • 3-4 Yanagibashi 1-chome • Taito-ku • Tokyo 111, Japan • Tel: (011-81)-3-3884-8521 • Fax: (011-81)-3-3884-9270 • NipponSales@ESLNippon.com

See Caution and Disclaimer on other side

FIRED TAPE PROPERTIES

DIELECTRIC CONSTANT: (1 MHz)		7.0-8.0
DISSIPATION FACTOR: (1 MHz)		≤ 0.5%
INSULATION RESISTANCE: (at 100 VDC)		≥ 10 ¹² Ω
THERMAL CONDUCTIVITY:		2.5-3.0 W/(m·K)
TCE: (25°C to 300°C)		7.0 ppm/°C
BREAKDOWN VOLTAGE:		> 1800 V/25 μm
PRESSURE COOKER: (Insulation resistance after 15 minutes at 2 atmospheres)		≥ 10 ¹² Ω
FIRED SHRINKAGE: (Using recommended processing parameters)	X and Y	13%±0.5%
	Z	17%±1%
FIRED DENSITY: (Theoretical)		3.16 g/cm ³
COMPATIBLE CONDUCTORS:		803, 902, 903-E, 903-A, 903-D, 963