



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique

جامعة وهران 2 محمد بن أحمد
Université d'Oran 2 Mohamed Ben Ahmed

معهد الصيانة و الأمن الصناعي
Institut de Maintenance et de Sécurité Industrielle

Département de Maintenance en Electromécanique

MÉMOIRE

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electromécanique
Spécialité : Electromécanique industriel

Thème

**Modélisation thermique d'une micro-inductance
intégrée dans un micro-convertisseur DC/DC**

Présenté et soutenu publiquement par :

Nom : TAZI

Prénom : ABDELHAK

Nom : AMIR

Prénom : ASSAM

Devant le jury composé de :

Nom et Prénom	Grade	Etablissement	Qualité
Mr. BOUHAMRI.N	MAA	UNIV 2 (IMSI)	Président
Mme. GUENDOZ.D	MCA	UNIV 2 (IMSI)	Encadreur
Mr. BELKACEM.B	MAA	UNIV 2 (IMSI)	Examineur

Juin 2017



REMERCIEMENT

Nous remercier, en premier lieu, ALLAH qui m'a donné ce bien pour que Nous vivons ce jour, ALLAH qui m'a donné la patience, le courage et la force pour terminer ce travail, ALLAH qui m'a plu toute les obstacles et les difficultés que non recentrés durant nos années d'études.

Je tiens à exprimer nos profonds remerciements et nos gratitude à notre encadreur Mme. GUENDOZ pour son soutien, son motivation, ses conseils judicieux, sa patience, sa gentillesse et son savoir faire, m'ont permit de réaliser nos rêve et de mener à bien ce travail.

Nos chaleureux remerciements vont également à notre jury pour le temps qu'ils vont consacré à évaluer ce modeste travail.

Nous tenons à présenter nos vif remerciements à tous les professeurs, étudiant(es) et du département de L'ELECTROMECANIQUE.

Nos parents, nos oncles et tantes, nos cousins(es) et à tous nos amis.

J'associer à nos remerciements tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin, Bourbia Hossem, Bilel Merabat, Amine benzaoui son oublier mes collègues à l'Institut, pour leur soutien ce travail.



SOMMAIRE

Dédicace

Remerciement

Table de matière

Table des figures

Table d'abréviation générale

Liste des tableaux

I.1 INTRODUCTION	1
I.2 OBJECTIF	2
I.3 LES THECNIQUES D'INTEGRATIONS.....	2
I.3.1 Intégration hybride.....	3
I.3.1.1 Structure des composants passifs hybrides	3
I.3.2 Intégration monolithique.....	6
I.3.2.1 Introduction a l'intégration	6
I.3.2.2 Réalisation monolithique	7
I.4 MATERIEUX.....	8
I.4.1 Matériaux conducteurs.....	8
I.4.2 Matériaux isolants ou diélectrique.....	9
I.4.3 Matériaux magnétiques	10
I.5 LES LIMITE D'NTEGRATIONDES COMPOSANTS PASSIFS	11
I.6 LES COMPOSANTS PASSIFS	11
I.6.1 Resistance	12
I.6.2 Condensateur.....	15
I.6.3 Bobine	15

I.7 CONCLUSION.....	20
---------------------	----

CHAPITRE II : LE MICRO6CONVERTISSEUR ET LE DIMONSSIONEMET DE LA BOBINE

II.1 INTRODUCTION.....	21
II.2 APPLICATION.....	21
II.2.1 Stockage d'énergie.....	21
II.2.2 Traitement du signal.....	22
II.3 PRESENTATION DU MICRO-CONVERTISSEUR.....	23
II.3.1 Le montage du micro-convertisseur abaisseur de tension.....	23
II.3.2 Le cahier de charge du micro-convertisseur.....	24
II.4 DIFFERENTS DE CALCUL D'UNE INDUCTANCE INTEGREE.....	25
II.4.1 Méthode de Wheeler.....	26
II.4.2 Méthode de Monomial.....	26
II.4.3 Méthode de Mohan.....	27
II.4.4 Méthode de Grover.....	28
II.4.5 Méthode de Brayan.....	28
II.5. Choix des matériaux.....	28
II.6 DIMONTIONNEMENT DE LA BOBINE.....	29
II.6.1 Calcul du rapport cyclique.....	30
II.6.2 Calcul de l'ondulation de courant dans la bobine.....	30
II.6.3 Calcul de la valeur d'inductance.....	31
II.6.4 stockage d'énergie magnétique.....	31
II.7 Paramètres géométriques de la micro-bobine.....	32
II.7.1 Nombre de spires de la bobine.....	33
II.7.2. La largeur et l'épaisseur du conducteur.....	33

II.7.3 L'espace inter spires	34
II.7.4 Calcul de la longueur totale du conducteur	34
II.7 CONCLUSION	35

CHAPITRE III: MODELE ELECTRIQUE D'UN BOBINE INTEGREE

III.1.CONCEPTION D'UNE INDUCTANCE ITNEGREE.....	36
III.1.1.Présentation des éléments parasites.....	37
III.1.2.Modèle équivalent d'une inductance.....	38
III.2.PARAMETRES ELECTRIQUE D'UNE INDUCTANCE SPIRALE PLANAIRE CAREE.....	39
III.2.1.Inductance série.....	39
III.2.2.Résistance de la spire intégrée	42
III.2.3.Capacités	43
III.3 Influence des paramètres géométriques sur le comportement inductif de l'inductance spirale planaire	45
III.3.1 Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série.....	45
III.3.2 Influence de l'espacement inter- spires sur la résistance du conducteur.....	46
III.3.3 Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série pour différentes valeur de la largeur de conducteur	47
III.3.4 Influence de la fréquence sur la valeur de l'inductance série	48
III.3.5 Influence de la fréquence sur la valeur de l'inductance pour différentes valeurs de la largeur de conducteur	49
III.3.6 Influence du nombre de tours sur la valeur de l'inductance	50
III.3.7 Influence du nombre de tours pour différentes valeur de l'espace inter spire sur L_s	51
III.4.Le facteur de qualité.....	51
III.4.1.Influence de la fréquence sur le facteur de qualité.....	53

III.5 SIMULATION DU MODELE ELECTRIQUE DU MICRO-CONVERTISSEUR	54
III.5.1 Calcul des éléments de sortie de micro-convertisseur	54
III.5.2 Simulation du modèle électrique avec une inductance simple.....	54
III.5.3.Simulation du modèle électrique avec l'inductance intégrée.....	55
III.6. CONCLUSION	56

CHAPITRE IV: MODELISATION THERMIQUE D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE.

IV.1 Introduction	57
IV.2 DEFIRRENTS MODE DE TRANSFER DE CHALEUR.....	57
IV.2.1 Mode conduction.....	58
IV.2.2 Mode convection.....	58
IV.2.3Mode rayonnement	59
IV.3 TRANSFER THERMIQUE DANS LES MICROS STRUCTURES.....	59
IV.3.1 Electro-migration	60
IV.3.2 Conduction aux interfaces solide-solide	61
IV.4 MODELISATION THERMIQUE.....	62
IV.5 DIFFERNTS METHODE DE MODELISATION	63
IV.5.1 Méthodes analytiques conventionnelles.....	63
IV.5.2 Méthodes numériques	64
IV.5.2.1 Méthode nodale.....	64
IV.6 MODELE THERMIQUE D'UN COMPOSANT MAGNETIQUE	65
IV.7 MODULISATION THERMIQUE DE L'INDUCATANCE	66
IV.7.1 Circuit thermique de l'inductance.....	67
IV.8 CALCUL DES RESISTANCES THERMIQUES.....	70
IV.8.1 Calcul des sections	71
IV.8.2 les résistances thermiques du ruban de cuivre	72

IV.8.3 les résistances thermiques de la silice	72
IV.8.4 Les résistances thermiques du permalloy.....	73
IV.8.5 résistances thermiques du silicium.....	73
IV.9 CALCUL DES TEMPERATURES DES MATERIAUX	74
IV.9.1 Calcul des flux thermique	77
IV.9.2 Les différentes résistances thermiques de l'inductance	79
IV.9.3 Différences des températures entre les nœuds A_i, K et A_{i+1}, K	80
IV.10 CALCUL DES FONCTIONNEMENT DE TEMPURATURE DE L'INDUCTANCE	81
IV.11 INTERPRITATION DU RESULTAT	83
IV.12 Conclusion	84

LISTE DE FIGURE

Figure I.1: Exemples d'intégration hybride	3
Figure I.2: Composant passif hybride bobiné ou planaire avec circuit magnétique central	4
Figure I.3: Composants passifs hybrides à base de condensateurs bobinés ou parallélépipédiques et connexions rajoutées	5
Figure I.4: Composants passifs hybrides associant des lignes de transmission d'impédances caractéristiques très différentes	6
Figure I.5: Intégration monolithique d'une inductance	7
Figure I.6: Exemple d'intégration monolithique	8
Figure I.7: Schéma électrique d'une résistance	12
Figure I.8: Schéma équivalent en haute fréquence	14
Figure I.9: Schéma de condensateur	14
Figure I.10: Schéma équivalent en haute fréquence	15
Figure I.11: Schéma d'une bobine réelle	16
Figure I.12: Schéma équivalent en haute fréquence	17
Figure. II.1 : Diagramme d'une alimentation à répartition de puissance	22
Figure II.2 : Schémas de principe d'un micro-convertisseur continu-continu Buck	23
Figure II.3 : Les deux configurations d'un convertisseur Buck suivant l'état de l'interrupteur T	24
Figure II.4 : Micro-bobine planaire spirale carrée	25
Figure II.5 : Les niveaux de métallisation (spires et underpass) ainsi que deux vias	25
Figure II.6 : les différents paramètres constituant la micro-bobine spirale planaire carrée....	30
Figure II.7: Formes d'ondes du courant dans la bobine en limite de conduction continue	31
Figure II.8: Définition des paramètres géométriques décrivant une inductance planaire spirale	32
Figure III.1: Modèles en « π » pour des inductances planaires développés par Nguyen et Meyer (a), Ashby et al (b) et Yue et Wong (c).	36
Figure III.2 Les effets de parasites d'une inductance spirale sur le substrat	37
Figure.III.3 : Représentation spatiale des éléments parasites d'une inductance intégrée.....	38

Figure.III.4: Le modèle électrique équivalent, d'une inductance intégrée plane carrée	39
Figure III.5 : Couplage mutuel positive et négative dans une spirale de 4-tours	41
Figure III.6: La distance moyenne entre deux segments parallèles de mêmes dimensions ...	41
Figure III.7 : Géométrie d'une inductance spirale carrée	41
Figure III.8: Inductance de 3-tours	44
Figure III.9 : Variation de la résistance série en fonction de la fréquence de fonctionnement.....	45
Figure III.10 : Variation de la résistance série en fonction de la fréquence pour différents valeurs de l'espacement inter-spires	46
Figure III.11 : Variation de la résistance série en fonction de la fréquence pour différents valeurs de largeur du conducteur	47
Figure III.12 : Variation de l'inductance en fonction de la fréquence $L=f(h)$	48
Figure III.13 : Variation de l'inductance en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur du conducteur	49
Figure III.14 : Variation de l'inductance en fonction du nombre de tours	50
Figure III.15 : Variation de l'inductance série en fonction du nombre de tours pour différentes valeurs de l'espace inter spires.....	51
Figure III.16 : Modèle équivalent d'une inductance intégrée dont une extrémité est à la masse.	53
Figure III.17 Variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence et nombre de Spire	53
Figure III.18 : Schémas du micro -convertisseur à simple inductance.....	54
Figure III.19 : Tension de sortie du micro- convertisseur à simple inductance	55
Figure III.20 : Schéma du micro- convertisseur à inductance intégrée	55
Figure III.21 : La tension d'entrée et de sortie du micro-convertisseur à inductance intégrée	56
Figure IV.1 : Différents modes de propagation de la chaleur dans un composant Electronique	57
Figure IV.2 : Phénomène de nucléation.	60
Figure IV.3 : croissance de cavité.	61
Figure IV.4: Défauts dans les interfaces solide- solide.....	62
Figure IV.5 : Méthode nodale.	65
Figure IV.6: Démonstrateur utilisé.	66
Figure IV.7: Les différents sections de la spire (Vue 3D)	67

Figure IV.8 : schéma montrant les différentes résistances et capacité thermiques liées à un nœud.....	68
Figure IV.9 : Circuit thermique globale de l'inductance.....	69
Figure IV.10 : Circuit thermique en (π) de l'inductance	69
Figure IV.11 : Différents résistances thermique et températures dans un volume V_k	75
Figure IV.12 : Procédures de calcul des températures.....	77
Figure IV.13 : différents résistances thermique entre les nœuds	79
Figure IV.14: simulation de l'effet thermique dans la spirale traversée par le courant avant sont évacuation (coupes transversales)	83

NOMOCALATURE

$U(t)$:	La valeur instantanée de la tension aux bornes du composant.
R :	La valeur de la Résistance [Ω].
$i(t)$:	La valeur instantanée du courant traversant le composant.
ρ :	La résistivité [$\Omega \cdot m$].
σ :	La conductivité [$\Omega \cdot m$] ⁻¹ .
l :	La longueur [m].
s :	La section [m^2].
Q :	Quantité d'électricité déplacée.
U :	Tension à ses bornes.
ε :	Permittivité absolue [F/m]
s :	Surface commune aux deux électrodes conductrices [m ²]
d :	Distance séparant les électrodes [m] (épaisseur du diélectrique)
ε_0 :	Permittivité du vide (ou air) 8,86 e-12 [F/m]
ε_r :	Permittivité relative du diélectrique [sans unité]
L :	Inductance en Henry [H]
μ_0 :	Constante magnétique [Hm-1]
μ_r :	Perméabilité relative effective du matériau magnétique
n :	Nombre de spires
$\text{Imag}(Z)$:	Energie stockée
$\text{Réel}(Z)$:	Energie dissipée
L :	L'inductance propre du circuit ou composant
e :	La tension force électromotrice d'induction
$\frac{di}{dt}$:	La variation du courant qui traverse le circuit avec le temps [A/S]
n :	Le nombre de tours
w :	La largeur du conducteur
s :	L'espacement entre deux conducteurs
d_{in} :	Le diamètre intérieur

d_{out} :	Le diamètre extérieur
d_{avg} :	Le diamètre moyen
$k_1 k_2$:	Deux coefficients fonctions de la forme
t :	L'épaisseur du conducteur
l :	La longueur du conducteur
DC/DC :	Convertisseur continu/continu
ρ :	Le facteur de forme
W :	Energie stocké
$P_{s.moy}$:	Puissance moyenne
$V_{s.moy}$:	Tension de sortie moyenne
$I_{s.moy}$:	Courant de sortie moyenne
IC moy:	Courant moyen traversant le condensateur
IL moy:	Courant moyen traversant l'inductance
α :	L'ondulation en courant est maximale pour
f :	Fréquence
V_e :	Tension de sortie
δ :	L'épaisseur de peau du conducteur
$j(x)$:	La densité de courant surfacique
c :	Capacité
$M+$:	La mutuelle inductance positive.
M :	La mutuelle inductance et négatives
μ_0 :	La perméabilité du vide.
C_x :	Le paramètre d'inductance mutuel
GMD :	Le coefficient correspond à la distance géométrique moyenne entre deux conducteurs
d' :	La distance moyenne entre les segments
δ :	L'épaisseur de peau
μ :	La perméabilité du matériau
l_T :	La longueur totale de tous les segments
G_{sub} :	La conductance par unité d'aire du substrat.
C_{sub} :	La capacité de couplage associée au substrat
ϵ_{ox} :	La permittivité de la couche d'isolation entre les spires et entre l'inductance et le substrat

tox :	L'épaisseur d'oxyde sous le métal.
Q :	Le facteur de qualité
λ_{th} :	Représente la conductivité thermique du matériau
h :	Le coefficient d'échange par convection
ΔT :	La différence de température entre les deux milieux
σ :	Constante de Boltzmann
ε_{12} :	L'émissivité équivalente de la surface
d :	Représente la distance le nœud et l'interface.
λ_{th} :	La conductivité thermique du matériau.
λ_{cu} :	La conductivité thermique du cuivre
d_{cu} :	La distance entre le nœud et la jonction cuivre-silice
λ_{iso} :	La conductivité thermique de l'isolant Sio_2
d_{iso} :	L'épaisseur de la couche isolante
λ_{per} :	La conductivité thermique du permalloy NiFe
d_{per} :	L'épaisseur de la couche permalloy prise entre la couche isolante et la couche de silicium.
λ_{Si} :	La conductivité thermique du silicium
d_{si} :	L'épaisseur de la couche de silicium
T_1 et T_2 :	Sont les températures des deux isothermes T_1 et T_2 .
Φ :	Le flux de chaleur entre les deux isothermes exprimées en Watt.
P_i ;	Valeur quadratique moyenne du signal $I_L(t)$.
I_{Leff} :	Le courant effectif
Vg :	Représente le volume globale du ruban conducteur dissipateur de chaleur.
$R_{i,K}$:	Les résistances thermiques notées

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I .1 : Propriétés et méthode de dépôts des métaux	9
Tableau II-1 : Valeurs des coefficients k_1 et k_2 utilisés dans la méthode de Wheeler	26
Tableau II-2 : Valeurs des coefficients utilisés dans l'expression du Monomial.....	27
Tableau II-3 : Paramètres géométriques utilisés par Mohan	27
Tableau II.4 : Coefficients k_1 et k_2 de Wheeler pour la forme carrée.....	33
Tableau II-5 : Valeurs géométriques de la bobine intégré.....	35
Tableau III.1 : Paramètres électriques de la bobine intégrée.....	53
Tableau IV.1 : Equations et valeurs des sections traversées perpendiculairement parle flux	71
Tableau IV.2 : valeurs des résistances thermiques entre le cuivre et la jonction cuivre-silice	72
Tableau IV.3 : valeurs des résistances thermiques entre la jonction cuivre silice et la jonction silice-permalloy.....	72
Tableau IV.4 : valeurs des résistances thermiques entre la jonction silice-permalloy et la jonction permalloy-silicium	73
Tableau IV.5 : valeurs des résistances thermiques entre la jonction permalloy-silicium.et plan masse.	73
Tableau IV.6 : valeurs des flux thermiques dans un volumes v_1, k	78
Tableau IV.7 . Différents résistances thermique R_i, k de l'inductance.	83
Tableau IV.8 : Valeurs des différentes résistances thermiques R_i, k entre les nœuds de l'inductance	80
Tableau IV.9 : valeurs des différentes températures dans l'inductance à double noyau.....	82

RESUME

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le contexte de l'étude thermique d'une structure de électronique de puissance et leurs effets, ainsi que la modélisation géométrique des composants passifs intégrés dans le but d'une réduction du volume tout en préservant le bon fonctionnement et la fiabilité du dispositif concerné.

Dans la première partie de ce mémoire nous avons donné une description générale de l'intégration des composants passifs en outre leurs 3 catégories importantes, et un bref sur les matériaux, ainsi que la présentation de leurs 3 types essentiels (conducteurs, magnétiques et isolants).

Dans la deuxième partie nous conduirons aux spécifications d'un micro convertisseur DC/DC qui sera notre point de départ pour l'étude d'une micro bobine, ainsi une étude géométrique et les caractéristiques d'une micro-bobine (la fréquence de fonctionnement, la longueur, la section et le volume du noyau magnétique, le nombre de spires, la longueur

Dans la troisième partie nous avons présenté une explication détaillée modèle électrique d'une bobine intégrée et les paramètres (la fréquence, nombre de spire, la largeur...) affectant sur l'inductance en outre conception d'un nouveau modèle d'inductance.

Finalement une modalisation thermique d'une micro-bobine et les calculs des plusieurs de leurs paramètres (la température, résistance thermique de différents points...).

الملخص

العمل المقدم في هذه الأطروحة يركز على الدراسة الحرارية وتأثيرها على الهياكل الإلكترونية كذلك النمذجة الهندسية للمكونات السلبية المصغرة بهدف تقليص حجمها والحفاظ على حسن عملها وجودتها .

في الفصل الأول ذكر أنواع الاندماج بالتفصيل واستعمالها في ميدان الإلكترونيك الاستطاعة كذلك وأنواع المكونات السلبية (المقاومة ، المكثفات، الو شيعية) أيضا نبذة مختصرة حول المواد (العازلة ، المغناطيسية).

في الفصل الثاني نظرة شاملة حول محول الطاقة الكهربائية مستمر مستمر التي من شأنها أن تكون نقطة انطلاق لدراسة الو شيعية المصغرة ودراستها هندسيا (الطول الحجم عدد الدورات ، السمك ، المساحة...).

و في الفصل الثالث تقديم شرح مفصل يتضمن النموذج الكهربائي والعناصر المؤثرة على الو شيعية المصغرة التردد ، وعدد المنعطفات عرض ...) . وأخيرا دراسة الو شيعية المصغرة حراريا مع حساب عدة معلماته (درجة الحرارة ، المقاومة الحرارية في عدة عقد....).

Abstract

The work presented in this paper is in the context of the thermal study of a power electronics structure and their effects, as well as the geometrical modeling of the integrated passive components in order to reduce the volume while preserving the correct operation and reliability of the positive device concerned.

In the first part of this thesis, we have given a general description of the integration of passive components in addition to their 3 important categories, and a brief on the materials, as well as the presentation of their 3 essential types (conductors, magnetic and insulation) .

In the second part we will lead to the specifications of a micro DC / DC converter which will be our starting point for the study of a micro coil, thus a geometric study and the characteristics of a micro-coil (frequency of operation, The length, the cross-section and the volume of the magnetic core, the number of turns, the length...).

In the third part we presented a detailed explanation electric model of an integral coil and the parameters (frequency, number of turn, width ...) affecting the inductance additionally design a nephew inductance model.

Finally, a thermal modalization of a micro-coil and the calculations of several parameters (temperature, thermal resistance of different points ...).

INTRODUCTION GENERALE

Ces dernières années, les recherches en électronique de puissance se sont focalisées pour une grande part sur l'intégration en vue d'améliorer les performances des convertisseurs en termes de rendement, compacité et fiabilité. D'autre part, dans le même temps, les champs d'applications de l'électronique de puissance n'ont cessé de se diversifier faisant que son utilisation s'avère aujourd'hui indispensable dans une large plage de puissance allant de quelques Watts à plusieurs centaines de KW. Ils couvrent également une large gamme de fréquence dont la limite supérieure tend à augmenter de manière à gagner en volume mais bien souvent au détriment d'une amélioration du rendement. Cette diversité de puissances implique des approches et des technologies à maîtriser se présentant sous des formes différentes, ce qui amène à séparer l'électronique de puissance dans deux catégories distinctes à savoir les faibles et les fortes puissances selon l'environnement, l'étude de l'intégration ne sera pas similaire.

L'intégration des divers éléments composant un convertisseur statique est un des principaux enjeux aujourd'hui dans le domaine de l'électronique de puissance, car les convertisseurs comportent des composants actifs tels que les transistors, et des composants passifs associés telles que les inductances et les capacités. Les composants passifs représentant les 80% de l'encombrement dans un convertisseur faible puissance ont divers rôle, comme, le stockage temporaire de l'énergie électrique, le filtrage, l'isolation galvanique, le transfert énergétique ainsi que l'adaptation d'impédance.

La réduction des tailles et des volumes de plus en plus poussée des composants électroniques permet de plus en plus de fonctions dans les équipements et accessoires portables de grande consommation, tels que lecteurs MP4, les caméras, etc... Ces derniers deviennent multifonctionnels. Ces accroissements du nombre de fonctions telles que les transmissions de données, la saisie et le traitement d'images, la reconnaissance vocale, etc ... s'accompagne aujourd'hui d'un grand besoin en sources d'énergie miniaturisées et performantes.

Ainsi, il faudra dans un avenir proche, systématiquement concevoir des composants passifs miniaturisés et performants, pour satisfaire les spécifications de la nouvelle génération de fonction basées entre autre sur les microsystemes.

Face à la demande d'augmentation de la densité de puissance des convertisseurs statiques et leur miniaturisation, un autre problème en dehors de l'intégration des composants passifs surgit, c'est la thermique intervient comme un obstacle majeur au dimensionnement et à la conception des composants qu'ils soient actifs ou passifs. Pour cela on étudiera ce problème thermique dans ce mémoire qui se décompose en quatre chapitres décrit ci-dessous.

Le premier chapitre intitulé «Intégration des composants passifs appliquée à l'électronique de puissances» débute par une présentation des différents composants passifs suivis d'un aperçu général sur l'intégration muni de quelques exemples.

Dans le deuxième chapitre, nous allons présenter le micro-convertisseur de type Buck, son principe de fonctionnement et le dimensionnement de la bobine en fonction du cahier de charge du micro convertisseur.

Dans le troisième chapitre, nous allons présenter le modèle électrique d'une bobine intégrée pour dégager ses paramètres électriques et étudier leurs influences sur les caractéristiques principales de la bobine (inductance et résistance série). Ensuite nous proposons un nouveau modèle simplifié de l'inductance intégrée pour déduire son facteur de qualité. La simulation du circuit global du micro-convertisseur avec l'inductance calculée permettra de dégager les performances du micro convertisseur ainsi conçu.

Enfin, nous terminons ce mémoire avec une conclusion générale dans laquelle sont incluses les perspectives de ce travail.

I.1 Introduction :

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

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

Le progrès rapide qu'a connu le domaine de la microélectronique a ouvert le champ à une foule de nouvelles applications et a aussi marqué une nouvelle tendance vers la très haute intégration des systèmes. Depuis une quinzaine d'années nous observons une tendance à

L'intégration totale des systèmes de conversion statique dans tous les domaines d'application et à tous les niveaux de puissance. Cette évolution s'effectue à des degrés divers selon que l'on s'intéresse à des micro-convertisseurs de quelques Watts ou à des convertisseurs de plusieurs Mégawatts, des micro-convertisseurs semi intégrés ou totalement intégrés. Seulement l'intégration de tels dispositifs dépend fortement des matériaux qui les composent, en particulier les matériaux magnétiques qui constituent les composants passifs bloquant le passage des convertisseurs de puissance vers une totale intégration.

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

Dans ce chapitre, nous présentons un bref panorama sur l'intégration en électronique de puissance, et un bref sur les matériaux, ainsi que la présentation de leurs 3 types essentiels (conducteurs, magnétiques et isolants). L'intégration des composants passifs étant l'élément fondamental dans cette étude, sa présentation a pris la part du lion dans ce chapitre.

I.2 Objectif

Les objectifs souhaités dans l'intégration des composants passifs sont les suivants :

- Une forte réduction du volume occupé par les composants passifs.
- La simplification du câblage par la limitation et la réduction du nombre d'interconnexions externes. Ce qui favorise la diminution de l'une des causes de défaillance et donc l'augmentation de la fiabilité du système.
- La modularité et la standardisation: On constate, en effet, qu'un certain nombre de fonctions élémentaires se retrouve dans chaque système de conversion de l'énergie électrique. L'objectif est d'arriver à proposer des briques élémentaires, ou des modules, réalisant une fonction complète regroupant plusieurs fonctions élémentaires, qu'il suffit d'assembler pour obtenir le système désiré. Il est nécessaire que chaque brique soit en quelque sorte autonome et puisse être reliée sans souci aux autres constituants. La complexité du circuit est rapportée à l'intérieur des modules.
- Une plus grande compacité: Une intégration réussie des composants passifs ne se mesure pas uniquement par la diminution de leur volume propre, mais aussi par leur disposition thermique qui peut faciliter le refroidissement. En effet, contrairement aux composants passifs discrets, qui nécessitent un dissipateur de chaleur, dans les structures de composants intégrés (de type planaire, par exemple) les phénomènes d'échauffement peuvent être atténués grâce à une géométrie simplifiée et une stratégie de dimensionnement bien étudiée. Sinon, tout le module des composants passifs intégrés peut être implanté directement sur un dissipateur thermique.
- Le dernier L'objectif concerne le coût de fabrication des convertisseurs. Les nouveaux types de composants passifs intégrés impliquent la mise en place de nouveaux processus de fabrication collective qui seraient susceptibles de diminuer les coûts.

I.3 Les techniques de l'intégration

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

I.3.1 Intégration hybride

Dans l'approche hybride, le convertisseur résultera de l'association d'un bloc intégré de composants actifs et d'un bloc intégré de composants passifs réalisés à partir de matériaux conducteurs, magnétiques, diélectrique et isolants. Le support hybride (le substrat) doit à la fois assurer des fonctions d'isolation électrique et avoir une bonne conductibilité.

Ce mode d'intégration est adapté aux applications fonctionnant dans des gammes en puissance supérieures, typiquement pour des courants supérieurs à 30 A et des tensions se situant dans la fourchette 600 V / 1200 V. Dans ces gammes de puissance, il est avant tout nécessaire de recourir à un mode d'intégration conduisant à une bonne évacuation de la chaleur et à une isolation galvanique parfaite entre les différents éléments.

Les avantages de ce mode d'intégration sont nombreux : ils concernent principalement la réduction des coûts, la réduction des dimensions, un montage plus simple, la réduction des inductances et la réduction de la résistance thermique. L'intégration hybride, qui se situe à mi-chemin entre l'intégration monolithique et le discret, permet d'associer sur un même substrat les divers composants mis en jeu dans la réalisation d'une fonction de puissance "intelligente" grâce à l'utilisation simultanée de matériaux adéquats et de méthodes d'assemblages adaptées.

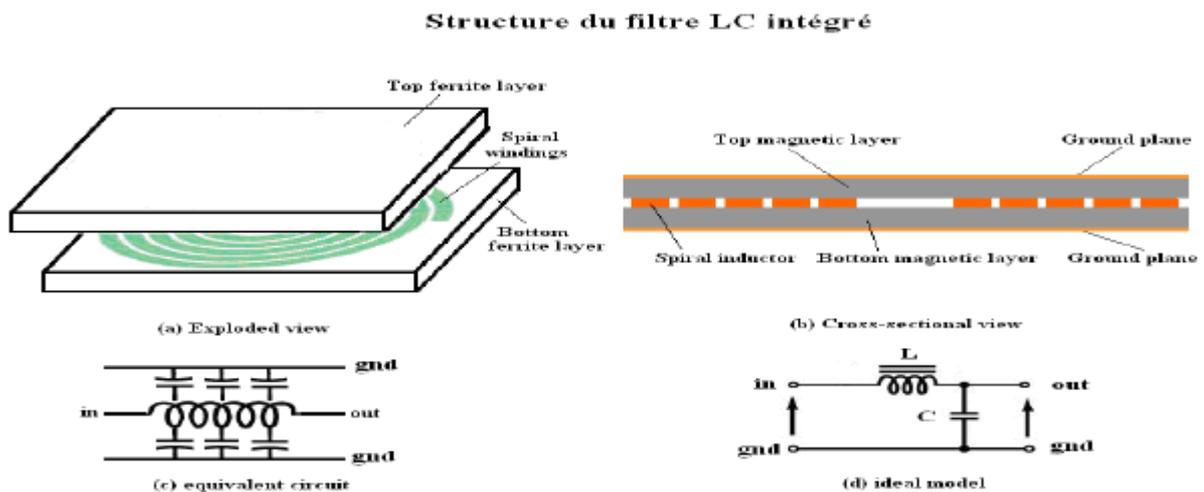


Figure I.1: Exemples d'intégration hybride.

I.3.1.1 Structure des composants passifs hybrides

Les figures suivantes présentent trois familles de composants passifs hybrides qui ont été proposées par différents auteurs.

I.3.1.1.1 : 1ère famille

La structure représentée sur la Figure (I.2) comprend deux conducteurs parallèles placés autour d'un circuit magnétique. La capacité existant entre les deux conducteurs, due à une couche diélectrique, est volontairement élevée afin d'obtenir justement un comportement hybride.

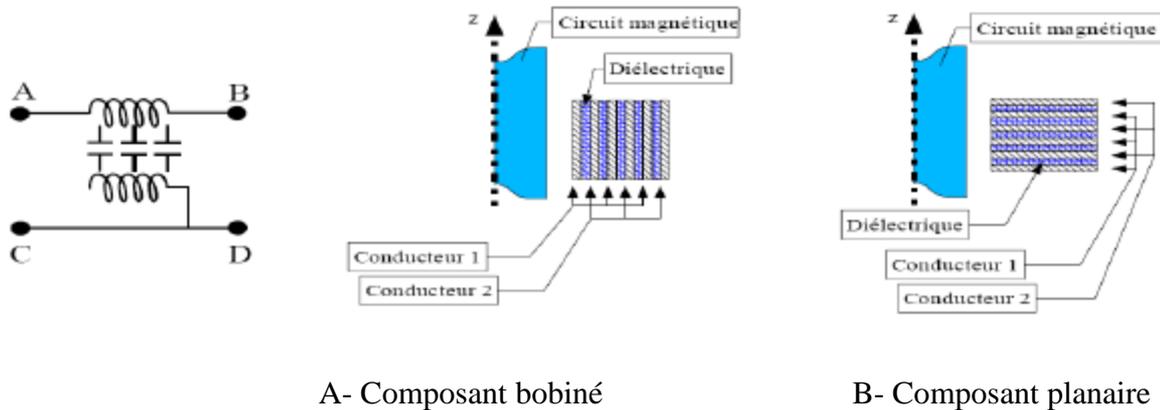


Figure I.2 : Composant passif hybride bobiné ou planaire avec circuit magnétique central.

(Le conducteur 1 relie les points A et B, le conducteur 2, les points C et D).

Les deux conducteurs peuvent être bobinés, le diélectrique étant constitué d'un film de polymère [01] [02] ou d'une couche d'alumine [03] (Figure I.2-A). Cependant, l'assemblage entre conducteurs et diélectrique peut également être de type planaire (Figure I.2-B) [04] [05] [06], ce qui permet d'utiliser un diélectrique céramique de haute permittivité et de faciliter l'évacuation de la chaleur. On peut concevoir ce type de composant hybride comme un composant magnétique pour lequel on a renforcé l'effet capacitif. Remarquons aussi que les conducteurs remplissent manifestement deux, fonctions : éléments de bobinage de transformateur et armatures de condensateur.

Ces composants, dont le comportement s'apparente à celui d'une ligne de transmission, peuvent être utilisés comme circuits résonnants ou comme filtres selon le mode de connexion choisi. L'inconvénient de ces structures réside dans la longueur importante de la ligne nécessaire à l'obtention d'une fréquence de coupure ou de résonance faible. Malgré l'utilisation de matériaux à forte permittivité ou forte perméabilité, ceci peut conduire à un volume élevé du dispositif.

I.3.1.1.2 2ème famille

Les composants hybrides de la Figure (I.3) sont inversement des condensateurs (bobinés ou parallélépipédiques) pour lesquels on exploite les phénomènes liés à la présence de champ

magnétique, modification de la répartition du courant et résonances, afin de réaliser des filtres. [07] [08].

Si les courants injectés entre les connexions A et C sont à basse fréquence, la tension entre les bornes B et D est la même que celle entre A et C. Lorsque la fréquence des courants augmente, l'effet de propagation apparaît et on observe alors des fréquences de résonance. Enfin, à des fréquences encore plus élevées, les pertes dans la ligne sont suffisantes pour atténuer fortement l'onde avant qu'elle n'atteigne la sortie (points B et D).

On obtient alors des taux d'atténuation de plusieurs dizaines de décibels, même pour des fréquences de plusieurs centaines de mégahertz et des condensateurs de plusieurs microfarads [09]. Ce concept peut également se retrouver pour des structures planaire [10].

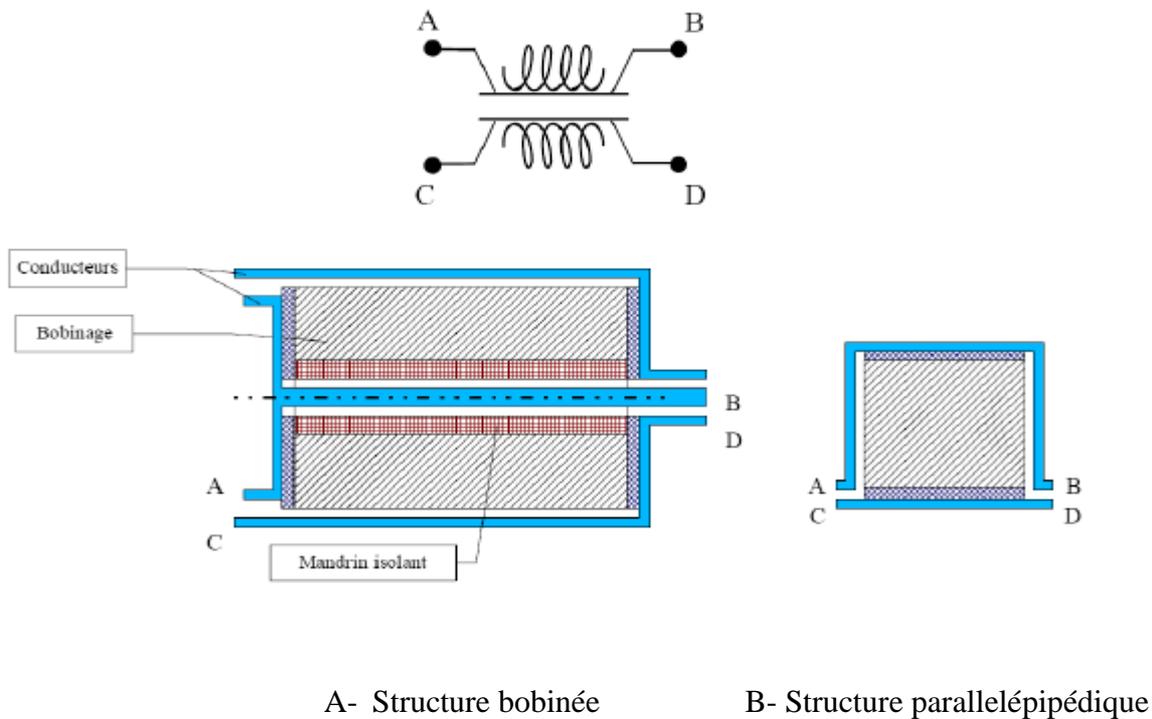


Figure I.3 : Composants passifs hybrides à base de condensateurs bobinés ou parallélépipédiques et connexions rajoutées.

I.3.1.1.3 3ème famille

Un dernier type de composants passifs hybrides est représenté à la Figure (I.4). Si l'on adopte le vocabulaire des hyperfréquences, il s'agit d'associer une ligne à haute impédance caractéristique - fort effet inductif - à une ligne à faible impédance caractéristique - fort effet capacitif Figure (I.4-

A). Comme l'ont fait remarquer certains auteurs [11] [12] [13], cela permet d'obtenir un effet de filtre pour des dimensions de lignes petites devant la longueur d'onde et constitue donc un moyen ingénieux de diminuer le volume des composants.

Une topologie plus intéressante, bien que fondée sur le même principe est présentée Figure (I.4-B). Elle est constituée de deux sous-structures: la partie supérieure est à dominante inductive et la partie inférieure à dominante capacitive.

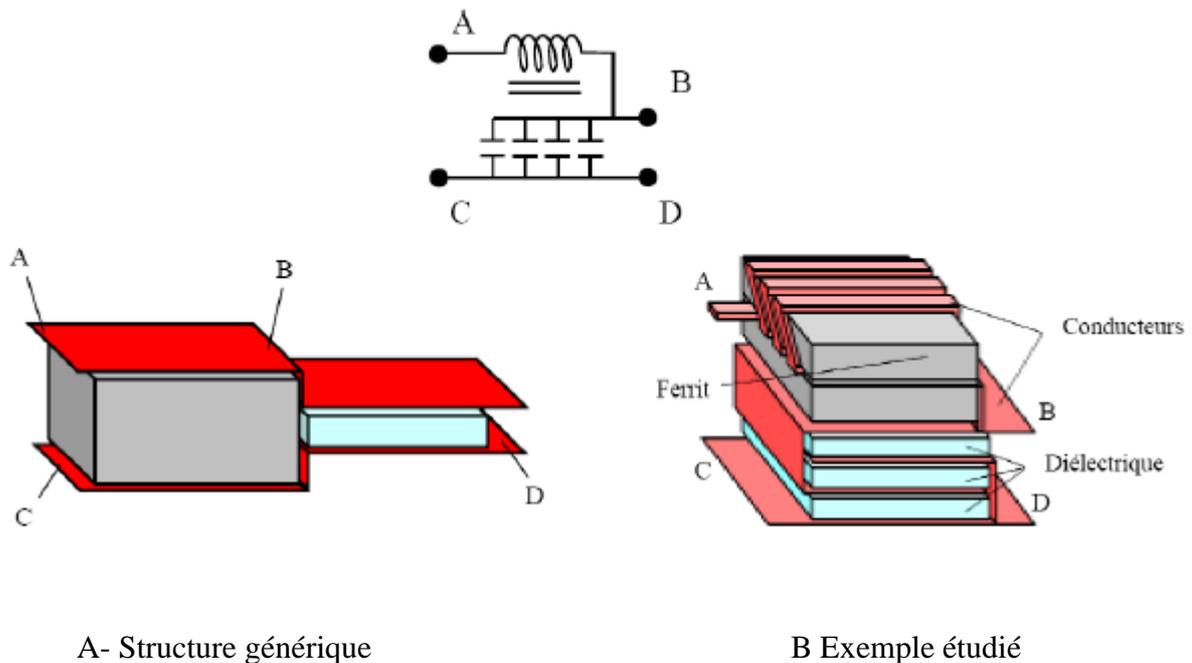


Figure I.4 : Composants passifs hybrides associant des lignes de transmission d'impédances caractéristiques très différentes.

I.3.2 Intégration monolithique

I.3.2.1 Introduction à l'intégration

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

L'intégration monolithique consiste à faire réaliser sur un même substrat diélectrique semi-conducteur des fonctions spécifiques de puissance (bras d'onduleur par exemple) et des circuits ou

systèmes classiques qui réalisent les fonctions de filtrage, de protection et même de commande ainsi que leurs interconnexions.

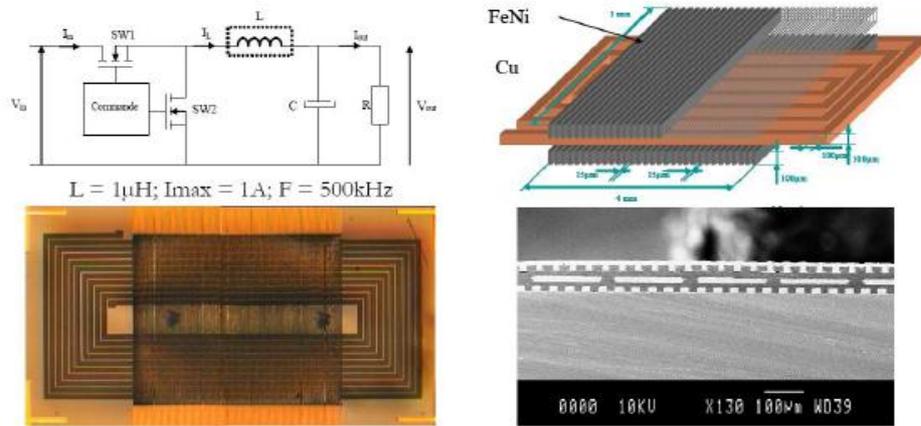


Figure I.5: Intégration monolithique d'une inductance.

I.3.2.2 Réalisation monolithique

Pour la miniaturisation des composants magnétiques de puissance [14], nous pouvons ainsi envisager aujourd'hui la réalisation de noyaux et de spires de quelques dizaines à quelques centaines de microns d'épaisseur et de largeur. De plus, les techniques de fabrication utilisent des procédés à basse température les rendant ainsi compatibles avec des technologies conventionnelles de production de composants actifs. Cela permet d'envisager l'intégration mono lithique de dispositifs associant semi-conducteurs composants passifs comme c'est le cas dans les micros convertisseurs.

Les différentes topologies de bobines et de transformateurs rencontrées dans la littérature pour des applications de conversion DC-DC, peuvent être classées en trois grandes familles : les spirales, les structures toroïdales (dites aussi solénoïdales ou "en barreau"), et les structures en forme de serpent (ou "en méandre"). Nous allons donner quelques exemples relatifs à chaque famille, et décrire les principales étapes des procédés de fabrication. Notons que, particulièrement pour les applications de l'électronique de puissance, il est impératif de réduire la résistance des conducteurs, d'augmenter la valeur de l'inductance pour une surface donnée, et de canaliser les lignes de champ pour limiter les perturbations sur les composants voisins.

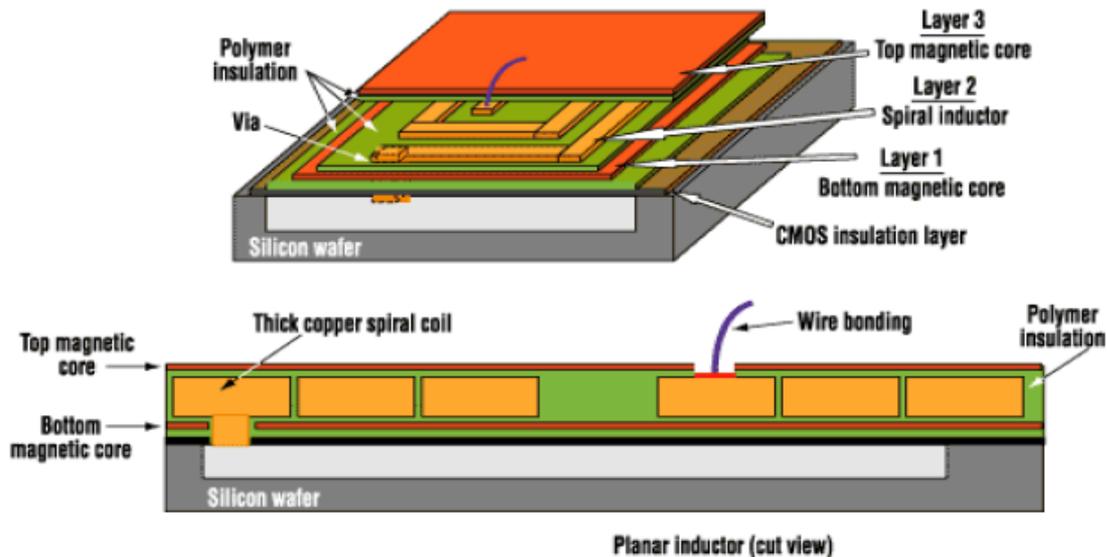


Figure I.6: Exemple d'intégration monolithique.

I.4 Matériaux

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

I.4.1 Matériaux conducteurs

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

Métal	Cuivre	Or	Aluminium
Résistivité ($\mu\Omega.cm^{21}$)	1.75	2.3	2.9
Méthode de Déposition	Dépôt électrochimique	Dépôt Electrochimique	Pulvérisation en courant continu
Référence	[12]	[39]	[1]

Tableau 1 : Propriétés et méthode de dépôts des métaux

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

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

I.4.2 Matériaux isolants ou diélectrique

Les isolants permettent de dissocier électriquement le bobinage du substrat ou du noyau magnétique dans le cas d'une bobine avec noyau. Les matériaux isolants couramment utilisés sont : l'oxyde de silicium (SiO_2), des polymères de type résines photosensibles ou polyamides, les nitrures de silicium et l'oxyde d'aluminium (Al_2O_3). L'utilisation de chacun de ces isolants dépend des procédés de fabrication ainsi que des objectifs à atteindre. Ce choix peut être fait dépendamment des éléments de la bobine que l'on désire isoler, sans aller jusqu'à la prise en compte de la permittivité du diélectrique. Dans la plupart des cas, les oxydes et nitrures de silicium sont utilisés pour isoler le substrat du composant. Dans ce cas, cette couche d'isolation sera la première étape de fabrication de la micro-bobine [15], [16]. Les oxydes sont aussi utilisés comme

isolant entre le bobinage et le noyau dans certaines exceptions, comme c'est le cas des travaux de Wende *et al* [17]. Cette technique est utilisée lors de la fabrication de leurs capteurs magnétiques.

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

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

Les polyamides sont réputés dans la réalisation des dispositifs inductifs de puissance, de MEMS (Micro Electromécanique System) ou encore d'actionneurs [18]. Ces polyamides possèdent des propriétés chimiques intéressantes, comme par exemple de bonnes tenues dans le temps et en température. Il est à noter aussi que ces derniers offrent une facilité d'utilisation comparable à celles des résines classiques. Après leur dépôt sur la gaufre, les polyamides sont traités par gravure isotopique au travers d'un masque métallique de protection pour former les moules. Certaines sortes de polyamides possèdent des propriétés photosensibles leur permettant d'être mis en œuvre comme les résines photosensibles courantes.

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

Les travaux de Basset et Buchaillet montrent la possibilité que ce polymère (la famille SU) soit utilisé comme isolant et moule [19]. En effet, les polyamides, comme les résines, permettent également, en plus du rôle d'isolant, de structurer la croissance des matériaux déposés par électrochimie en faisant office de moule. Enfin, Tolmans *et al* aménagent une cavité d'air entre le substrat et le conducteur de leur bobine [20]. Cette technique utilise une résine photosensible positive pour croître les dépôts métalliques, par la suite la résine est enlevée en ayant recours à un solvant, laissant ainsi le bobinage en suspension dans l'air.

I.4.3 Matériaux magnétiques

L'utilisation d'un noyau magnétique dans une bobine permet d'augmenter la valeur de son inductance, d'emmagasiner de l'énergie ou de la transmettre, et de canaliser le flux magnétique. Les caractéristiques recherchées dans le matériau pour le rôle de noyau sont: une perméabilité relative élevée, ainsi qu'une résistivité électrique élevée pour limiter les pertes fer par courants de Foucault.

L'autre problème qui se pose est que dans les applications biomédicales, certains matériaux ne peuvent être utilisés à cause des problèmes de biocompatibilité.

Les ferrites sont les matériaux magnétiques les plus utilisés dans la réalisation des liens inductifs et des transformateurs fonctionnant à hautes fréquences du fait de leur résistivité élevée. Par contre, elles sont difficilement compatibles avec les procédés de fabrication de la microélectronique. En effet, ces matériaux requièrent des recuits à haute température qui ne sont pas conciliables avec les technologies à base de silicium [21].

Les matériaux couramment utilisés sont :

NiFe par électrochimie μ_r de 100 à 5000 en fonction des conditions de dépôt [22].

NiFe/SiO₂ dépôt par pulvérisation μ_r de 2000 [23].

μ_r : étant la perméabilité relative.

I.5 Les limites d'intégration des composants passifs

Si l'intégration des composants passifs présente les atouts d'un encombrement moindre et des performances au moins égales voire meilleures qu'une solution discrète, elle va faire naître de nombreuses contraintes plus ou moins délicates à surmonter. Que ce soit pour une intégration monolithique ou hybride, les points bloquants vont être sensiblement identiques et tournent autour des points suivant:

- Utilisation en faibles puissances.
- Faible capacité de stockage d'énergie due aux faibles valeurs des composants.
- Difficulté dans les procédés d'évacuation thermique t: la réduction du volume a pour conséquence l'augmentation de la densité thermique.
- Incompatibilité des différents matériaux associés réalisation de structures multicouches.
- Coût de fabrication (problème économique): les techniques de réalisation ne sont pas totalement maîtrisées.
- Dégradation des propriétés électriques des matériaux pour leur mise en oeuvre (température de cuisson compatible avec le substrat).

I.6 Les composants passifs

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

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

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

I.6.1 Resistance

a) Définition

L'effet principal d'une résistance est son opposition au courant électrique, ce qui entraîne obligatoirement une chute de tension à ses bornes. Nous pouvons dire que la résistance est un dipôle pour lequel la relation entre la tension et le courant est de type (loi d'Ohm) :

$$U(t) = R \cdot i(t) \quad (\text{I-1})$$

$U(t)$: est la valeur instantanée de la tension aux bornes du composant et $i(t)$ la valeur instantanée du courant traversant le composant

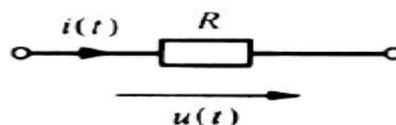


Figure I.7: Schéma électrique d'une résistance

b) Caractéristiques électriques

Our un conducteur homogène, à une température donnée, il existe une relation permettant de calculer sa résistance en fonction du matériau qui le constitue et de ses dimensions :

$$R = \rho \cdot \frac{l}{s} = \frac{l}{\sigma \cdot s} \quad (I.2)$$

ρ : étant la résistivité [$\Omega \cdot m$].

l : La longueur [m].

S : La section [m^2].

σ : La conductivité [$\Omega \cdot m$]⁻¹.

La résistance est aussi responsable d'une dissipation d'énergie sous forme de chaleur. Cette propriété porte le nom de l'effet Joule. Cette production de chaleur est parfois un effet souhaité (résistances de chauffage), parfois un effet néfaste (pertes Joule). Un des problèmes majeurs est que la conductivité, et son inverse (l a résistivité) dépendent fortement de la température. Lorsqu'un dipôle est traversé par un courant électrique, sa résistance provoque un échauffement qui modifie sa température, et par suite sa résistance. La résistance d'un dipôle dépend donc fortement des conditions d'utilisation. La puissance dissipée par effet Joule est :

$$P = R \cdot I^2 \quad (I.3)$$

I : étant l'intensité du courant, en ampères, traversant la résistance et R la valeur de la Résistance, en Ohm. La résistance a des caractéristiques rares physiques parmi lesquelles la plage de valeurs variant pratiquement de 0 (supraconducteurs) à ∞ (isolants).

c) Schéma équivalent en haute fréquence

Les concepteurs de circuits doivent tenir compte de contraintes des caractéristiques générales. Le mode de fabrication et la présence inévitable des fils de connexions entraînent l'apparition d'une composante inductive propre L . Chaque paire de conducteurs auxquels est appliquée une différence de potentiel présente des courants capacitifs. Cet effet parasite est plus prononcé dans les bobinages et se nomme capacité propre C .

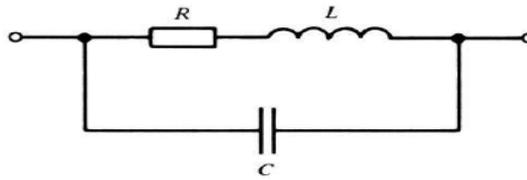


Figure I.8: Schéma équivalent en haute fréquence.

Pour les faibles valeurs $< 30 \Omega$, les résistances sont inductives

Pour les fortes valeurs $> 3 \text{ k} \Omega$, elles sont capacitives.

I.6.2 Condensateur

a) Définition

On appelle un condensateur l'ensemble de deux surfaces conductrices ou armatures, séparées par un isolant (appelé "diélectrique") ayant une permittivité donnée et soumises à une tension électrique. Nous constatons une accumulation de charges électriques dans l'espace isolant. Tout composant qui présente une telle propriété est un condensateur.



Figure I.9: schéma de condensateur.

b) Caractéristiques électriques

La capacité d'un condensateur mesure son aptitude à emmagasiner (ou stocker) des charges électriques sur ces armatures. Et elle est caractérisé par la propriété de conserver une tension à ses bornes après avoir déplacé une certaine quantité de charges électriques présentes dans les électrodes, soit :

$$\text{Capacité} = \frac{Q}{U} \quad (\text{I.4})$$

Q : quantité d'électricité déplacée.

U : tension à ses bornes.

Ce phénomène est une accumulation locale d'énergie qui n'est pas dissipée en chaleur comme dans une résistance, mais qui peut au contraire être restituée. La valeur nominale de la capacité dépend

essentiellement des dimensions des surfaces, de la distance les séparant ainsi que de la nature du matériau isolant (diélectrique) utilisé. Traduit en formules, nous obtenons :

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

ϵ : Permittivité absolue [F/m]

S : Surface commune aux deux électrodes conductrices [m²]

d : Distance séparant les électrodes [m] (épaisseur du diélectrique)

ϵ_0 : Permittivité du vide (ou air) $8,86 \cdot 10^{-12}$ [F/m]

ϵ_r : Permittivité relative du diélectrique [sans unité]

Pour obtenir des condensateurs de grande capacité, il est indispensable de disposer d'une grande surface commune aux deux électrodes avec une faible distance entre elles et d'un diélectrique à haute permittivité relative. Ce qui pose des contraintes de résistance à l'isolation (rigidité diélectrique) et d'encombrement.

c) Schéma équivalent en haute fréquence

Si nous observons d'un peu plus près le comportement d'un condensateur dans un circuit électronique, nous obtenons un schéma équivalent plus complet. Le mode de fabrication et la présence inévitable des fils de connexions entraînent l'apparition d'une composante inductive propre L . R_c représente les résistances de connexions, R_d la valeur équivalente due aux pertes dans le diélectrique et C la valeur de la capacité admise idéale.

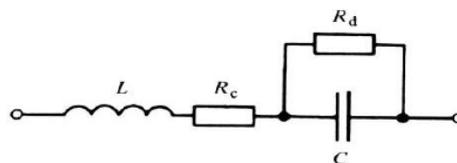


Figure I.10: Schéma équivalent en haute fréquence

I.6.3 Bobine

Une bobine ou auto-inductance est un composant courant en électrotechnique et électronique qui appartient aux familles des composants passifs, il est constitué d'un bobinage ou enroulement d'un fil conducteur éventuellement autour d'un noyau en matériau ferromagnétique et peut être employée pour diverses fonctions :

- lisser les courants continus ou contrôler la croissance des courants dans les dispositifs d'électronique de puissance
- créer un filtre pour une fréquence ou une bande de fréquences particulière
- stocker de l'énergie électrique

Le rôle important des bobines est de stocker une énergie électrique sous forme magnétique, puis de la restituer, elles sont utilisées essentiellement dans des applications de filtrage, de conversion d'énergie (alimentations à découpage...), et d'interrupteur magnétique.

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.

Le calcul de l'inductance dans le cas d'une bobine avec noyau est donné par :

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r \cdot s \cdot n^2}{l} \quad (I.6)$$

L : inductance en Henry [H]

μ_0 : Constante magnétique = $4\pi \cdot 10^{-7}$ [Hm-1]

μ_r : Perméabilité relative effective du matériau magnétique

n : nombre de spires

s : section effective du noyau magnétique en mètres carrés [m²]

l : Longueur effective du noyau magnétique en mètres [m]

En fait, une bobine réelle est modélisable par l'association d'une résistance en série avec une inductance lorsque l'on travaille en basse fréquence.

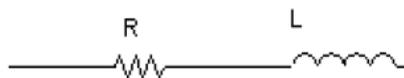


Figure I.11: Schéma d'une bobine réelle

Si on augmente la fréquence de travail, alors la bobine est modélisable par :

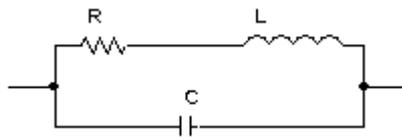


Figure I.12: Schéma équivalent en haute fréquence

Les performances d'une inductance, d'impédance Z , se mesurent par le facteur de qualité Q [24], défini par :

$$Q = \frac{\text{Energie stockée}}{\text{Energie dissipée}} \quad ; \quad Q = \frac{\text{Imag}(Z)}{\text{Réal}(Z)} \quad (\text{I-7})$$

Imag (Z): Energie stockée

Réal(Z): Energie dissipée

I.6.3.1 Les effets de la bobine

L'écart entre l'élément idéal de la bobine et le comportement physique qui influe sur ses caractéristiques crée d'autres phénomènes tel que :

a) L'effet inductif [L]

Lorsqu'un courant traverse un circuit électrique, il crée un champ magnétique à travers la section entourée par ce circuit ; Il en résulte un flux du champ magnétique qui se voit par deux phénomènes :

- Inductance propre
- Inductance mutuelle

➤ Inductance propre

La surface circonscrite par un circuit électrique parcourue par un courant i est traversée par le flux du champ magnétique (appelé autrefois flux d'induction). L'inductance L du circuit électrique est alors définie comme le rapport entre le flux embrassé par le circuit et le courant :

$$L = \frac{\phi}{i} \quad (\text{I.8})$$

L : Coefficient d'auto- induction [H]

ϕ : Flux du champ d'induction magnétique [H/A]

i : courant dans l'élément auto- inductif [A]

Il est important de préciser que le flux en question est celui produit par le courant i et non celui provenant d'une autre source (courant, aimant, etc..).

$$\text{(Loi de Faraday)} \quad e = -L \cdot \frac{di}{dt} \quad (\text{I.9})$$

L : est l'inductance propre du circuit ou composant

e : Est la tension force électromotrice d'induction

$\frac{di}{dt}$: est la variation du courant qui traverse le circuit avec le temps [A/S]

e et i sont des valeurs instantanées.

Nous remarquons que :

- Lorsque le courant est constant, $\frac{di}{dt}$ est nul et par conséquent la tension e auto induite est nulle aussi.
- Le signe (-) indique que la tension auto- induite aux bornes de l'inductance s'oppose aux variations du courant qui la traverse.

Quand on applique une tension constante à une inductance, le courant qui rentre par l'extrémité positive augmente avec le temps.

➤ Inductance mutuelle

L'induction mutuelle est un coefficient permettant de décrire l'influence d'un circuit magnétique sur un autre. Elle traduit le fait qu'une variation de courant dans un circuit magnétique peut entraîner l'apparition d'une tension dans un autre circuit magnétique. L'induction mutuelle entre deux circuits est définie par le rapport entre le flux créé par un dipôle électrique traversant un second dipôle et le courant ayant créé ce flux.

Lorsqu'un circuit (1) traversé par un courant noté i_1 , produit un champ magnétique à travers un circuit (2), on peut écrire :

$$M_{1,2} = \frac{\Phi_2}{i_1} \quad (\text{I.10})$$

La valeur de cette inductance mutuelle dépend des deux circuits en présence (caractéristiques géométriques, nombre de spires..) mais aussi de leur position relative : éloignement et orientation.

a) L'effet capacitif [C]

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

b) L'effet résistif [R]

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

c) L'effet de peau

Ce phénomène d'origine électromagnétique existe pour tous les conducteurs parcourus par des courants alternatifs. Il provoque la décroissance de la densité de courant à mesure que l'on s'éloigne de la périphérie du conducteur. Il en résulte une augmentation de la résistance du conducteur. Cela signifie que le courant ne circule pas dans tout le diamètre du conducteur, la section utile du câble étant plus petite, la résistance augmente, d'où des pertes par effet joule plus importantes.

d) L'effet de proximité

C'est quelque part une variante de l'effet de peau, sauf que le champ magnétique à l'intérieur des conducteurs est constitué de leur champ propre et de celui juste à proximité. Il est totalement dépendant de la géométrie de l'ensemble : section des conducteurs (circulaire, carrée, rectangle...), distance entre conducteurs, asymétrie des conducteurs etc. ...

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

- **Effet de proximité direct**

Influence mutuelle sur les densités de courant respectives dans des conducteurs rapprochés, parcourus par des courants de même sens.

- **Effet de proximité inverse**

Influence mutuelle sur les densités de courant respectives dans des conducteurs rapprochés, parcourus par des courants de sens inverse.

- **Effet de proximité induit**

Caractérise les phénomènes associés entre le courant circulant dans un conducteur et les courants de circulation qu'il induit dans des pièces métalliques situées à proximité.

I.7 Conclusion

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

II.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté l'intégration des composants passifs appliquée à l'électronique de puissance. Nous allons, dans ce chapitre, recentrer notre étude sur nos besoins et sur les applications visées. Cela nous conduira aux spécifications d'un micro convertisseur qui sera notre point de départ pour l'étude d'une micro bobine. À partir des conditions de fonctionnement de ce système, nous estimerons les valeurs requises pour le dimensionnement des composants passifs nécessaires. Ensuite nous sélectionnerons les matériaux qui seront utilisés pour la réalisation de la micro bobine. En tenant compte des caractéristiques électriques et magnétique des matériaux choisis, nous évaluerons les contraintes géométriques du composant. Ces contraintes géométriques sont les relations liant la fréquence de fonctionnement, la longueur, la section et le volume du noyau magnétique, le nombre de spires, la longueur et la section du conducteur avec la valeur d'inductance, la quantité d'énergie magnétique stockée et la résistance du conducteur requise dans les spécifications du micro convertisseur.

II.2 Applications

Les domaines d'application des inductances intégrées sont très variés. On distingue principalement deux types d'applications, les applications de puissance liées au stockage d'énergie et les applications liées au traitement du signal.

II.2.1 Stockage d'énergie

Le but d'une alimentation en électronique est de fournir une tension continue (le plus souvent) à un système électronique à partir d'une source continue (hacheur) ou d'une source alternative (redresseur). Depuis quelques années, les alimentations à puissance répartie sont de plus en plus préconisées au détriment de grosses alimentations plus onéreuses à mettre au point et plus encombrantes. Cette idée est confortée d'une part par l'apparition d'un grand nombre d'appareil et appareillage portable comme les téléphones cellulaires, les GPS, les PDA et autres baladeurs musicaux et d'autre part par l'accroissement du nombre des composants (transistors, microprocesseur, micro contrôleurs, etc.) qui les constituent nécessitant une alimentation spécifique pour chaque type. L'idée est, ici, d'adapter l'alimentation à la charge au plus près possible en utilisant des convertisseurs qui s'alimentent à partir d'une alimentation principale. La source d'où cette alimentation principale tire son énergie est une source conventionnelle alternative ou continue (batterie) [25]. On parle alors de répartition de la puissance (fig. II.1).

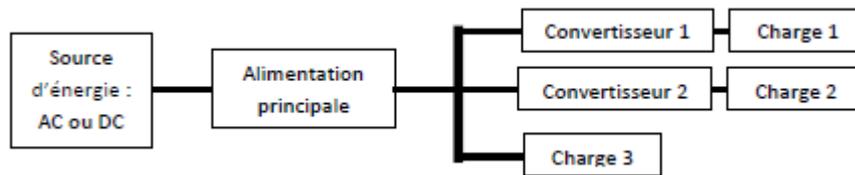


Figure. II.1 : Diagramme d'une alimentation à répartition de puissance

Chaque convertisseur adapté à chaque charge s'alimente à partir d'une alimentation principale. Ces convertisseurs sont des interfaces électroniques conçues pour alimenter au mieux la charge durant son fonctionnement.

Les structures de base les plus utilisées dans ce cadre sont : le hacheur abaisseur (Buck), le hacheur élévateur (Boost), le hacheur à stockage inductif abaisseur-élévateur-inverseur (Buck-Boost) et le hacheur à stockage capacitif abaisseur-élévateur-inverseur (Buck) [26].

L'intégration de telles structures est rendue possible grâce au découpage haute fréquence. En effet, plus la fréquence de découpage est grande, plus l'inductance de lissage ou de stockage et éventuellement le condensateur de filtrage pourront être de faibles valeurs. Les composants passifs et particulièrement l'inductance peuvent donc être fabriqués par des technologies compatibles aux circuits intégrés.

II.2.2 Traitement du signal

Le traitement du signal est l'un des domaines de l'électronique en pleine expansion vu notre mode de vie actuel. On trouve les applications du traitement du signal partout notamment :

- Dans les télécommunications (téléphonie ou transfert de données via satellites) où la compression des données est importante pour utiliser au mieux la bande passante disponible et minimiser les pertes.
- En audio où l'objectif est d'obtenir un son de plus grande qualité possible en améliorant les techniques d'enregistrement et de compression.
- En imagerie où les applications sont médicales (IRM) ou spatiales (images radars ou satellitaires)
- En vidéo où la compression et la restitution de séquence vidéo ou la réalisation d'effets spéciaux est courante.

Le traitement du signal est donc la discipline qui développe et étudie les techniques de traitement, d'analyse et d'interprétation des signaux. Plusieurs opérations sont donc réalisées sur les

signaux notamment : le contrôle, le filtrage, la compression, la transmission, le dé bruitage, la prédiction, l'identification et la classification. Pour donner une idée sur l'importance de l'inductance dans ces opérations, nous allons nous intéresser particulièrement au filtrage, à l'amplification et à l'oscillation.

II.3. Présentation du micro-convertisseur

Nous orientons cette étude vers un micro-convertisseur Buck à stockage magnétique DC/DC abaisseur de tension (fig. II.2). Dans ce type de convertisseur, l'énergie est périodiquement stockée dans l'inductance sous forme d'un champ magnétique puis transférée vers la sortie. Le rapport cyclique qui est égal au rapport entre le temps de d'ouverture de l'interrupteur de commutation et la période, permet de contrôler la puissance transférée. Ce rapport est souvent ajusté par la technique de modulation de largeur d'impulsion PWM (pulse Width modulation).

II.3.1 Le montage du micro-convertisseur abaisseur de tension

Nous allons orienter cette étude vers un micro-convertisseur (une micro-alimentation à découpage) continu-continu abaisseur de tension, dévolteur (Buck), dans lequel l'inductance se trouve du côté sortie (fig II.2).

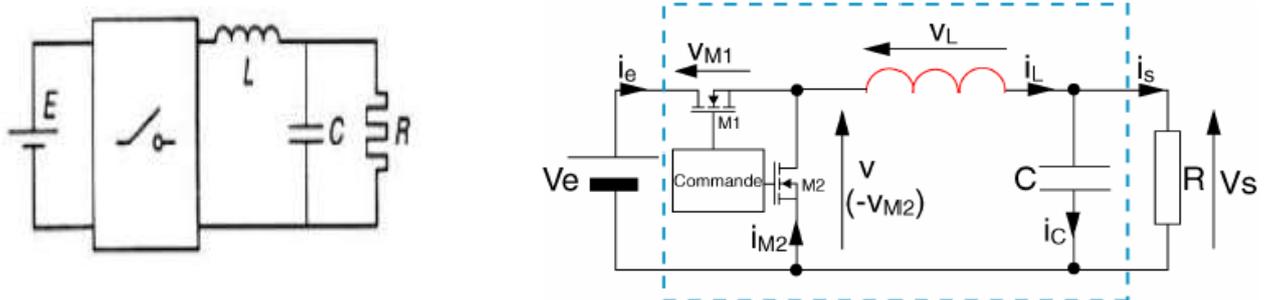


Figure II.2 : Schémas de principe d'un micro-convertisseur continu-continu Buck.

Le micro-convertisseur élémentaire à déterminer est un convertisseur non réversible tension-courant. Il conduit au schéma de la figure (II.3.a), comportant un interrupteur T commandé à l'amorçage et au blocage (transistor, MOS, ...) et un interrupteur D au blocage et amorçage spontanés (diode).

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

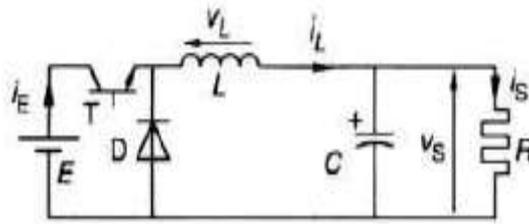


Figure II.3.a : Schéma du montage Buck

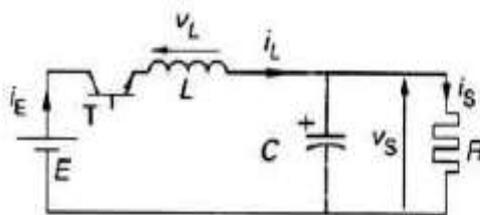


Figure II.3.b : Conduction de T

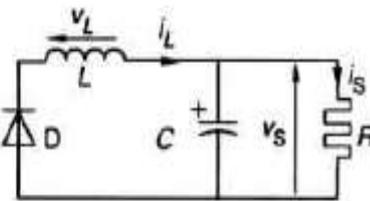


Figure II.3.c : Conduction de D

Figure II.3 : Les deux configurations d'un convertisseur Buck suivant l'état de l'interrupteur T

II.3.2 Le cahier de charge du micro-convertisseur

La bobine à intégrer doit répondre aux spécifications du micro convertisseurs suivants :

- ✓ tension d'entrée : $V_e = 3$ Volts
- ✓ tension de sortie : $V_s = 1.5$ Volts
- ✓ courant maximal : $I_{lmax} = 0.7$ Ampères
- ✓ Un courant de sortie : $I_s = 0.5$ Ampères
- ✓ Une fréquence de fonctionnement : $f = 1$ MHz
- ✓ Puissance d'entrée : $P_e = 1$ watt

Le micro convertisseur choisi contient une micro-bobine planaire spirale carrée (fig. II.4) qui est sous la forme d'un enroulement concentrique d'un ruban conducteur.

Il impose une self de surface assez importante. De façon plus générale, nous rappelons qu'une bobine est caractérisée par son inductance L (liée au nombre de tours), par sa résistance R et par ses capacités parasites C . Pour la réalisation technologique de cette inductance, deux niveaux de

métallisation (spires et underpass) ainsi que deux vias sont requis (fig. II.5). L'intérêt d'une forme spirale est de bénéficier d'effets de mutuelles positives entre les spires voisines.

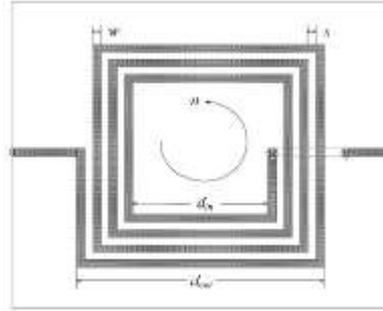


Figure II.4 : Micro-bobine planaire spirale carrée

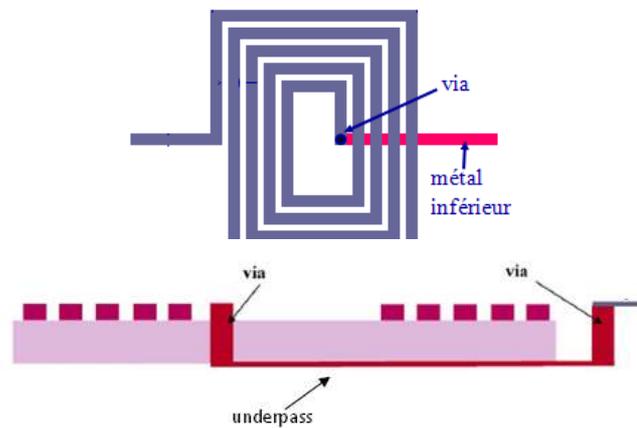


Figure II.5 : Les niveaux de métallisation (spires et underpass) ainsi que deux vias.

II.4 Différentes méthodes de calcul d'une inductance intégrée

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

- le nombre de tours n ,
- la largeur du conducteur w ,
- L'espacement entre deux conducteurs s ,
- le diamètre intérieur d_{in} , extérieur d_{out} et moyen d_{avg} .

Ces derniers sont définis comme suit:

$$d_{avg} = \frac{d_{out} + d_{in}}{2} \quad (\text{II-1})$$

$$d_{out} = d_{in} + 2n(s + w) \quad (\text{II-2})$$

II.4.1 Méthode de Wheeler

La méthode de calcul développée par Wheeler permet une évaluation de l'inductance d'une bobine hexagonale, octogonale ou carrée, réalisée de manière discrète [27]. Une simplification peut être opérée lorsqu'on se transpose dans le cas planaire intégré [28]. L'inductance L_{mw} donnée par la méthode de Wheeler a alors pour expression:

$$L_{mw} = k_1 \mu_0 \frac{n^2 d_{avg}}{1 + k_2 \rho} \quad (\text{II-3})$$

Dans laquelle ρ est le facteur de forme, défini par:

$$\rho = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}} \quad (\text{II-4})$$

Et k_1 et k_2 , deux coefficients fonctions de la forme géométrique utilisée. Les valeurs de ces deux coefficients sont données dans le tableau II-1.

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

Tableau II-1 : Valeurs des coefficients k_1 et k_2 utilisés dans la méthode de Wheeler [28].

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

Ainsi, une inductance «pleine» possède une inductance inférieure à une «creuse» car les spires situées près du centre de la spirale contribuent à diminuer les mutuelles inductances positives et augmentent les mutuelles inductances négatives.

II.4.2 Méthode de Monomial

L'expression du Monomial utilisée pour calculer la self inductance est basée sur la relation suivante [29]:

$$L_{mon} = \beta d_{out}^{\alpha_1} w^{\alpha_2} d_{avg}^{\alpha_3} n^{\alpha_4} s^{\alpha_5} \quad (\text{II-5})$$

Rappelons que n est le nombre de spires, β , α_1 , α_2 , α_3 , α_4 , α_5 des constantes, d_{avg} le diamètre moyen de l'inductance défini, à partir de d_{in} diamètre intérieur et d_{out} diamètre extérieur, par la relation II.1. w la Largeur des spires et s l'espace entre spires,

Les valeurs des coefficients β , α_1 , α_2 , α_3 , α_4 , α_5 , dépendant de la forme géométrique utilisée, sont données dans le tableau II-2.

Géométrie	β	$\alpha_1 (d_{out})$	$\alpha_2 (w)$	$\alpha_3 (d_{avg})$	$\alpha_4 (n)$	$\alpha_5 (s)$
Carré	$1,62 \cdot 10^{-3}$	-1,21	-0,147	2,4	1,78	-0,03
Hexagonal	$1,28 \cdot 10^{-3}$	-1,24	-0,174	2,47	1,77	-0,049
Octogonal	$1,33 \cdot 10^{-3}$	-1,21	-0,163	2,43	1,75	-0,049

Tableau II-2 : Valeurs des coefficients : β , α_1 , α_2 , α_3 , α_4 , α_5 de l'expression du Monomiale

II.4.3 Méthode de Mohan

L'optimisation de la valeur de l'inductance pour une surface donnée va donc dépendre d'un choix judicieux du nombre de tours et du diamètre interne de l'inductance afin de favoriser les mutuelles positives et de minimiser les mutuelles négatives. Mohan [Mohn99] a développé une autre méthode pour la détermination de L qui simplifie les calculs et qui est basée sur le concept de feuilles de courants. Sa méthode sert d'approximation correcte dans le cas de géométrie où l'épaisseur du conducteur est négligeable devant sa largeur et sa longueur. Cette méthode a de plus l'avantage d'être facilement adaptable à d'autres géométries (carrée, octogonale et circulaire). L'inductance s'exprime par la relation suivante [29]:

$$L \cong \frac{\mu_0 n^2 d_{avg} c_1}{2} \left[\ln \left(\frac{c_2}{\rho} \right) + c_3 \rho + c_4 \rho^2 \right] \quad (\text{II-6})$$

Selon la forme géométrique considérée de l'inductance, les valeurs des coefficients C_1 , C_2 , C_3 , C_4 sont données dans le tableau II-3:

Géométrie	C_1	C_2	C_3	C_4
Carrée	1,27	2,07	0,18	0,13
Hexagonal	1,09	2,23	0	0,17
Octogonal	1,07	2,29	0	0,19
Circulaire	1	2,46	0	0,20

Tableau II-3: Paramètres géométriques utilisés par Mohan [29].

II.4.4 Méthode de Grover

C'est la technique utilisée par Greenhouse. La spirale est découpée en segments correspondant à chacun des côtés des spires. L'inductance totale est considérée comme étant la somme de l'auto-inductance de tous les segments et de la mutuelle inductance de chaque paire de segments, sachant que cette inductance mutuelle peut tout aussi bien être bénéfique (les courants dans les deux conducteurs sont dans le même sens), qu'avoir une influence négative (si les courants sont de sens opposés, l'inductance mutuelle est négative et vient se soustraire à l'inductance globale). L'inductance s'exprime par la relation suivante [30]:

$$L_{Gr} = 0,0002l \left[\ln \left(\frac{2l}{w+t} \right) + 0,5 + \frac{w+t}{3l} \right] \quad (\text{II.7})$$

Avec :

w : la largeur du conducteur.

t : l'épaisseur du conducteur.

l : la longueur du conducteur.

II.4.5 Méthode de Brayon

Brayon a présenté une formule pour les inductances spirales planes [31]. Sa formule pour une inductance carrée creuse est :

$$L_{Br} = 2,41 \cdot 10^{-3} \left(\frac{d_{avg}}{2} \right) \cdot n^{(5/3)} \cdot \ln \left(\frac{4}{\rho} \right) \quad (\text{II.8})$$

Des équations (II.1) et (II.4), on déduit l'expression suivante de l'inductance :

$$L_{Br} = 2,41 \cdot 10^{-3} \left(\frac{d_{out} + d_{in}}{4} \right) \cdot n^{(5/3)} \cdot \ln \left[4 \left(\frac{d_{out} + d_{in}}{d_{out} - d_{in}} \right) \right] \quad (\text{II.9})$$

II.5 Choix des matériaux

Le choix des matériaux que nous allons utiliser dépend de plusieurs paramètres. Les caractéristiques électrique et magnétique sont les facteurs les plus déterminants de nos choix ainsi que les méthodes de dépôt de ces matériaux pour une éventuelle réalisation de ce micro convertisseur. A cet effet, la vitesse de croissance, la reproductibilité, le coût et la compatibilité avec les technologies microélectroniques et MEMS doivent également être pris en compte pour le choix des matériaux et méthodes de dépôt.

Dans le but de réduire les étapes technologiques de fabrication des micro-bobines, les premières investigations en termes de structure nous font tendre vers des topologies dont les matériaux constitutifs, c'est-à-dire le métal du conducteur et le matériau du noyau magnétique, sont

sur un même niveau. Il convient ainsi de sélectionner deux matériaux (du conducteur et du noyau magnétique).

Pour l'enroulement de la bobine, le cuivre est le matériau optimal en termes de résistivité, de dépôt et de coût. En effet, il est possible de faire croître du cuivre par différentes méthodes : évaporation, pulvérisation, électroless et en particulier par électrochimie. Sa résistivité est au environ des $1,75\mu\Omega.cm$ ce qui est inférieur à l'or et à l'aluminium. Enfin son coût de mise en œuvre est également inférieur à celui de l'or. Pour nos calculs, nous prendrons une résistivité du cuivre ρ_{cu} de $1,7\mu\Omega.cm$.

L'inductance est caractérisée par sa valeur en Henry (H), le courant qui la traverse, l'énergie qu'elle peut emmagasiner et sa fréquence de travail. Les critères de choix sont donc les dimensions les plus petites possibles, des pertes faibles et une bonne transmission de l'énergie stockée. Le choix du matériau magnétique permettant de canaliser le flux doit donc avoir une induction de saturation la plus élevée possible et une perméabilité relative élevée permettant une augmentation significative de l'inductance. Ainsi, la densité du flux maximale détermine les quantités maximales d'énergies stockée et transmise. Aux fréquences de commutation choisies, l'utilisation de ferrites comme matériaux magnétiques s'impose.

Pour le noyau magnétique, nous choisirons l'alliage $NiFe$ dans une proportion de 80% de Nickel et 20% de Fer car il peut également être déposé par électrochimie. C'est un matériau magnétique que nous retrouvons souvent dans la littérature scientifique et qui a fait l'objet de plusieurs travaux, il est également appelé permalloy. Il est utilisé dans diverses applications dont la réalisation de tête magnétique. À ce titre, nous utiliserons les quelques informations que l'on trouve dans la littérature scientifique, si l'on se réfère aux travaux traitant de cet alliage, sa perméabilité magnétique relative μ_r est en moyenne de 800 et le champ magnétique maximal B_{max} de $600mT$.

II.6 Dimensionnement de la micro-bobine

La bobine planaire spirale carrée, que nous nous sommes proposé d'étudier, est géométriquement décrite par sept paramètres (fig II.6). Nous avons ainsi sa largeur w , l'épaisseur des conducteurs t , l'espacement s , la longueur total du conducteur (l_t), aussi le nombre de tours n ; son diamètre extérieur d_{out} et intérieur d_{in} , doivent être choisis afin d'optimiser le rapport entre la valeur d'inductance et la surface occupée sur le circuit.

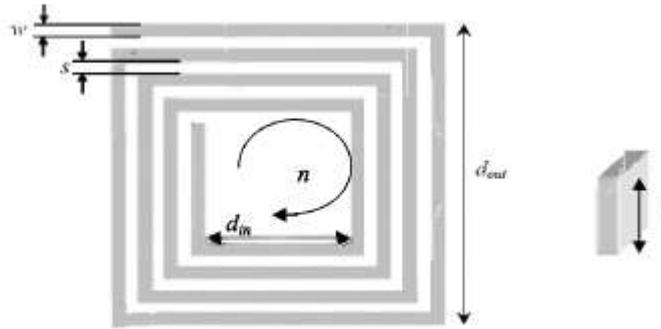


Figure. II.6 : les différents paramètres constituant la micro-bobine spirale plane carrée

II.6.1 Calcul du rapport cyclique

Avec les données du cahier de charge on déduit la valeur du rapport cyclique [36] :

$$\alpha = \frac{V_s - 1}{V_e} = 0.5$$

II.6.2 Calcul de l'ondulation de courant dans la bobine

Les équations qui vont nous permettre de calculer la valeur de l'inductance analytiquement pour la réalisation du micro-convertisseur sont issues d'hypothèses simplificatrices.

Pour calculer la valeur de l'inductance L , nous déterminerons la valeur de l'ondulation maximale du courant $(\Delta I_L)_{\max}$ par l'expression suivante :

$$(\Delta I_L)_{\max} = \frac{1}{L \cdot f} \cdot \alpha \cdot V_e \cdot (1 - \alpha)$$

Pour le cas critique, c'est-à-dire $\alpha = 1/2$, on a :

$$(\Delta I_L)_{\max} = \frac{V_e}{4Lf} \tag{II.10}$$

Une fréquence de fonctionnement de 1 MHz, devrait être compatible avec des dimensions raisonnables de la micro bobine dans un objectif d'intégration. Cette valeur est imposée par le cahier de charge et nous servira de point de départ pour le calcul des autres paramètres du convertisseur, ainsi que la valeur du courant de sortie moyen I_s .

Au nœud de sortie nous avons la relation:

$$I_{s \text{ moy}} = I_{C \text{ moy}} + I_{L \text{ moy}} \tag{II.11}$$

Avec $I_{C \text{ moy}} = 0$ A puisque le courant moyen traversant le condensateur est nul pour une tension de sortie constante en régime permanent. Donc :

$$I_{s \text{ moy}} = I_{L \text{ moy}} \tag{II.12}$$

Nous avons choisi un mode de fonctionnement en limite de conduction continue ($\alpha = 1/2$), c'est à dire que le courant dans la bobine est toujours positif. La forme du courant est représentée en fig II. 7.

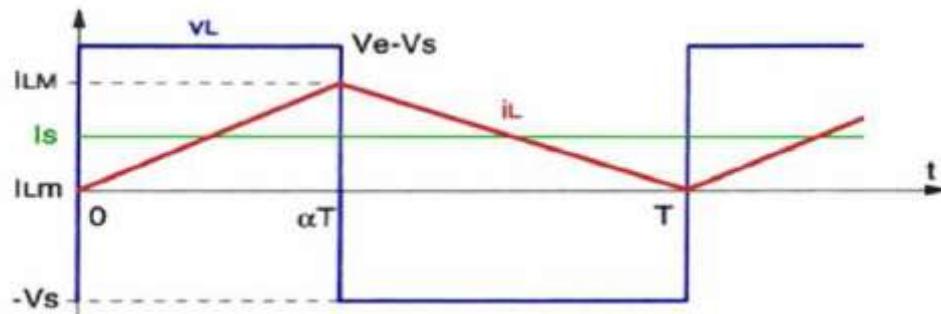


Figure II.7: Formes d'ondes du courant dans la bobine en limite de conduction continue

Pour le mode de conduction continu, le courant ayant une forme triangulaire, sa valeur moyenne, qui est le courant de sortie, est située à mi hauteur. Nous pouvons donc exprimer le courant moyen traversant la bobine, soit :

$$I_{L \text{ moy}} = \frac{I_{L \text{ max}} + I_{L \text{ min}}}{2} \quad (\text{II.13})$$

D'où : $I_{L \text{ min}} = 2 I_{L \text{ moy}} - I_{L \text{ max}}$ (II.14)

Du cahier de charge, on déduit la valeur du courant minimal traversant l'inductance :

$$I_{L \text{ min}} = 2(0.5) - 0.7 = 0.3 \text{ A}$$

L'amplitude crête du courant (ΔI_L) max traversant la bobine (fig. II.7) sera donc :

$$\Delta I_{L \text{ max}} = I_{L \text{ max}} - I_{L \text{ min}} = 0.7 - 0.3 = 0.4 \text{ A}$$

II.6.3 Calcul de la valeur d'inductance

En remplaçant les valeurs trouvées dans l'équation II.10, nous pouvons déduire la valeur de l'inductance :

$$L = \frac{V_s(1-\alpha)}{\Delta I_{L \text{ max}} \cdot f} = 1.87 \mu\text{H} \quad (\text{II.15})$$

Nous avons donc déterminé la valeur de l'inductance intégrée nécessaire pour le fonctionnement du micro convertisseur, soit $1.87 \mu\text{H}$. Cette valeur va nous permettre de déterminer les contraintes géométriques liées au substrat.

II.6.4 Stockage de l'énergie magnétique

Les différentes topologies des bobines peuvent stocker l'énergie magnétique dans :

- Le noyau magnétique
- L'air avec ou sans noyau (entrefer)

La nature du milieu utilisé pour ce stockage d'énergie va influencer de façon significative sur la taille du composant.

Si on considère que le convertisseur est en régime permanent, l'énergie stockée dans chaque composant est la même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. L'énergie maximale stockée dans l'inductance qui est donnée par :

$$W_{\max} = \frac{1}{2}LI_{\max}^2 \quad (\text{II.16})$$

Une bobine d'une valeur d'inductance de $1,87\mu\text{H}$ traversée par un courant maximal de $0,7\text{A}$, peut être stockée une quantité d'énergie maximale de : $W = 0,458\mu\text{j}$

- Calcul de la densité d'énergie magnétique maximale

$$W_{V_{\max}} = \frac{(B_{\max})^2}{2\mu_0\mu_r} = 179\text{j/m}^3 \quad (\text{II.17})$$

- Calcul du volume du circuit magnétique :

$$V = \frac{W}{W_{V_{\max}}} = \frac{0,458 \cdot 10^{-6}}{179 \cdot 10^{-9}} = 2,52\text{mm}^3 \quad (\text{II.18})$$

A partir de ce volume, nous déduisons la surface du circuit magnétique sur laquelle sera déposée notre inductance. Pour une épaisseur du circuit magnétique $h = 0,65\text{mm}$ nous déduisons $d_{\text{out}} = 1800\mu\text{m}$

II.7 Les paramètres géométriques de la micro-bobine

Une bobine planaire, quelle que soit sa forme, est géométriquement décrite par cinq paramètres (fig. II.8) sur lesquels il est possible de jouer pour fixer la valeur de l'inductance. Ces paramètres sont la largeur w , l'épaisseur t des conducteurs, leur espacement s mais aussi le nombre de tours n . Le dernier paramètre est la surface occupée par le composant sur le substrat déterminée par le diamètre extérieur d_{out} . A partir de ces paramètres, un modèle analytique assez précis peut être établi en vue de déterminer l'inductance série et la résistance série du composant complet :

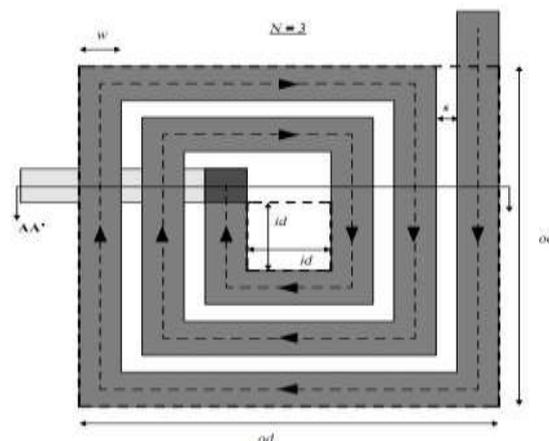


Figure II.8: Définition des paramètres géométriques décrivant une inductance planaire spirale.

II.7.1 Nombre de spires de la bobine

La méthode de calcul développée par Wheeler permet une évaluation du nombre de spires n à partir de l'expression de l'inductance définie par la relation II. 3

Les deux coefficients k_1 et k_2 retenus du tableau (II-1) sont:

Forme	k_1	k_2
Carrée	2,34	2,75

Tableau II.4: Coefficients k_1 et k_2 de Wheeler pour la forme carrée.

Pour un rapport $c = \frac{d_{in}}{d_{out}} = 0.22$, avec un diamètre extérieur : $d_{out} = 1800 \mu m \Rightarrow d_{in} = 400 \mu m$

$$n = \sqrt{\frac{2L[(1+c)+k_2(1-c)]}{\mu_0 k_1 d_{out} (1+c)^2}} = 2 \text{ tours} \quad (\text{II.19})$$

II.7.2. La largeur et l'épaisseur du conducteur

Le calcul de l'épaisseur de peau du conducteur [32] s'obtient à partir de l'expression suivante:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega \cdot \mu}} \Rightarrow \delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} \quad (\text{II.20})$$

Avec : $\rho_{cuivre} = 1,7 \cdot 10^{-8} [\Omega \cdot m]$, $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} [H/m]$

On trouve après le calcul :

$$\delta = 65.6 \mu m$$

Pour que le courant circule dans tout le conducteur, il faut qu'une des conditions suivante soit remplie : $w \leq 2\delta$ ou $t \leq 2\delta$. On impose une des deux valeurs t ou w ; en posant par exemple l'épaisseur du conducteur $t = 50 \mu m$, on peut calculer sa largeur w .

Pour qu'un courant maximal de 0.7A puisse circuler dans un ruban conducteur qui constitue le circuit électrique de la micro bobine qu'on souhaite intégrer, il faut que la section S_c de ce dernier remplisse la condition suivante :

$$I = S_c \cdot j_{moy} \quad (\text{II.21})$$

Avec la surface du conducteur traversée par le courant: $S_c = w \cdot t$

La densité de courant surfacique dans un conducteur rectangulaire est donnée par la relation [37] :

$$j(x) = j_0 e^{-\frac{x}{\delta}} \quad (\text{II.22})$$

Avec la variable de position x variant de 0 jusqu'à $t/2$

La valeur moyenne de la densité du courant :

$$J_{moy} = j_0 \left(e^{-\left(\frac{t}{2\delta}\right)} + 1 \right) / 2 \quad (\text{II.23})$$

Il est à noter que la densité de courant admissible dans une micro bobine est supérieure à celle dans les grandes bobines car les pertes par effet Joule qui échauffent le conducteur sont proportionnelles à son volume.

Dans la plupart des cas, les micro-conducteurs sont en contact avec un substrat ayant des bonnes propriétés de conduction de température. Ce qui nous permet de poser comme conditions aux limites [37]: $j_0 = 10^9 \text{ [A/m}^2\text{]}$

Donc, pour les valeurs paramétriques suivantes :

$t = 50 \mu\text{m}$; $\delta = 65.6 \mu\text{m}$, on en déduit la valeur moyenne de la densité de courant :

$$j_{moy} = 0,893 \cdot 10^9 \text{ A/m}^2$$

Pour faire circuler un courant maximal de 0,7A et une densité moyenne de $0,893 \cdot 10^9 \text{ A/m}^2$ la section S_c du ruban conducteur aura comme valeur :

$$S_c = 0,783 \cdot 10^{-9} \text{ m}^2$$

On en déduit aisément la largeur de la ligne conductrice, soit : $w = \frac{S_c}{t} = 15.67 \mu\text{m}$

$w = 15.67 \mu\text{m}$ est la largeur minimale qui nous permet d'avoir une section minimale du ruban conducteur qui fait circuler un courant maximale de 0,7A avec une densité de courant surfacique de $0,893 \cdot 10^9 \text{ A/m}^2$.

Nous pourrions opter pour une autre valeur de w ; à condition quelle soit supérieure à $15.67 \mu\text{m}$, nous opterons donc pour $w = 300 \mu\text{m}$.

II.7.3 L'espace inter spires

A partir de la forme géométrique carrée de l'inductance (fig. II.8), on établie la relation suivante :

$$d_{out} = d_{int} + 2 w n + 2 s (n-1) \Leftrightarrow s = \frac{d_{out} - d_{int} - 2 w n}{2(n-1)} \quad (\text{II.24})$$

Pour $n = 2$, on obtient $s = 100 \mu\text{m}$

II.7.4 Calcul de la longueur totale du conducteur

La longueur moyenne du conducteur dans une inductance spirale carrée est déterminée à partir de son périmètre (fig. II.8):

$$l_{moy} = 4n (d_{int} + n w + (n-1) s) = 8.7 \text{ mm} \quad (\text{II.25})$$

Tous les paramètres qui rentrent dans le dimensionnement géométriques de la micro bobine sont représentés dans un tableau récapitulatif.

Inductance L (μH)	Nombre de tours n	Longueur l (mm)	Largeur w (μm)	Epaisseur t (μm)	Espacement s (μm)	Diamètre externe d_{out} (μm)	Diamètre interne d_{in} (μm)
1.87	2	8.7	300	50	100	1800	400

Tableau II-5: Valeurs géométriques de la bobine intégré.

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons utilisé un modèle analytique simple pour le dimensionnement d'une inductance planaire circulaire. À partir des conditions de fonctionnement du micro convertisseur, nous avons calculé les valeurs requises de l'inductance de la bobine de stockage, et déterminé les dimensions matériaux magnétique à utiliser. À partir de la valeur d'inductance, de son énergie stockée ainsi que de la nature des matériaux choisis, nous avons calculé tous les paramètres géométriques de la bobine planaire intégrée de forme carrée.

Dans le chapitre suivant, on se propose de dégager les paramètres électriques de la bobine et l'étude du micro convertisseur.

III.1. Conception d'une inductance intégrée

Les inductances planaires traditionnelles sont de forme carrée, circulaire, hexagonale ou octogonale. La résistance série d'une inductance de forme circulaire ou octogonale est 10 % plus faible que celle d'une inductance carrée de même valeur de L . En 1990, Nguyen et Meyer ont été les premiers à développer 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 (fig.III.1.a). Un modèle amélioré montré en figure(III.1.b) a été développé plus tard par Ashby et al. Ce modèle prend en compte plus de mécanismes physiques apparaissant dans l'inductance. Cependant les paramètres du modèle ont besoin d'être ajustés à partir des courbes expérimentales plutôt que d'avoir une signification physique [32].

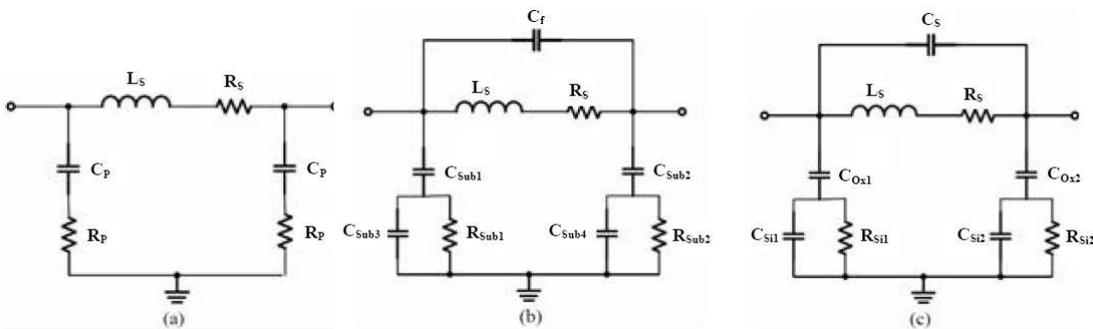


Figure III.1: Modèles en « π » pour des inductances planaires développés par Nguyen et Meyer (a), Ashby et al (b) et Yue et Wong (c).

Plus récemment Yue et Yong, ont rapporté un modèle similaire (fig.III.1.c) mais avec des paramètres plus appropriés à la géométrie de l'inductance. Nous allons considérer l'inductance planaire carrée 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_p , C_{sub} et C_{ox}), le facteur de qualité et les pertes substrat. En effet, lorsqu'une différence de potentiel est appliquée aux bornes de la self d'inductance L , un champ magnétique et trois champs électriques apparaissent :

- Le champ magnétique qui est dû au courant continu qui circule dans les spires. Il induit un comportement inductif se traduisant par la circulation de courants induits en sens opposé et dans le substrat.
- La différence de potentiel entre les connexions de la self génère un champ électrique induisant des pertes ohmiques (R_s) dues à la résistivité du métal et des pertes dans le substrat dues aux courants de Foucault.

- Un autre champ électrique est le résultat de la différence de potentiel entre les spires, à l'origine d'une capacité de couplage (C_p) entre spires.
- Enfin, un champ électrique est induit par la différence de potentiel entre la self et le substrat se traduisant par une capacité de couplage entre l'inductance et le substrat (C_{ox1} , C_{ox2}) ainsi que des pertes ohmiques du fait que le champ électrique pénètre dans le substrat conducteur (R_{sub1} , R_{sub2}).

Vu le sens des courants dans l'inductance, la loi de Faraday-Lenz implique qu'un champ magnétique (B) est électriquement induit dans le substrat de l'inductance. En conséquence, des courants (I_{sub}) circulent dans le substrat. Ces courants (I_{sub}) circulent dans une direction opposée à celle des courants initiaux de l'inductance (I). Finalement, on se retrouve avec un champ (B) affaibli par les courants de substrat, donc des valeurs d'inductance et de facteur de qualité plus médiocre.

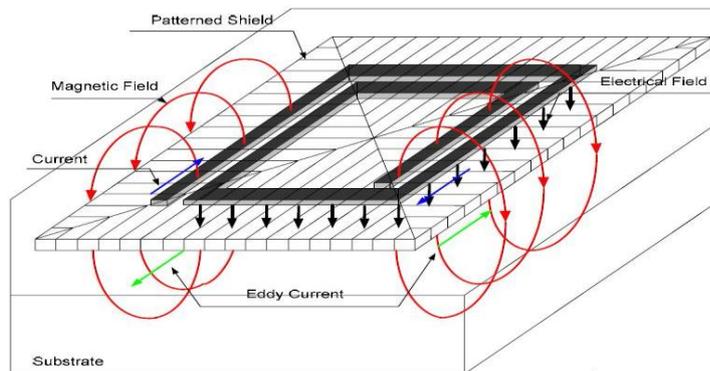


Figure.III.2: Les effets de parasites d'une inductance spirale sur le substrat.

III.1.1. Présentation des éléments parasites

Dans la pratique une inductance pure n'existe pas, elle est toujours accompagnée d'éléments parasites, tels que capacités et résistances. L'obtention d'un modèle physique localisé (concentré) de grande précision passe par l'identification et la prise en compte de tous ces différents éléments parasites et de leurs effets. Ainsi, il est important de mentionner que les paramètres des circuits électriques qui représentent les différents modèles physiques, ne sont pas seulement empiriques, mais ils ont aussi un sens physique. Le modèle π montré sur la fig (III.1.a) est une approximation la plus réaliste de l'inductance, dans lequel L_s et R_s représentent, respectivement, l'inductance et la résistance série de la spirale. Dans un processus à multicouches en métal, plusieurs couches métalliques du niveau haut peuvent être liées ensemble pour réduire la résistance série. La capacité série C_s entre les deux extrémités de l'inductance modélise la somme entre la capacitance produite par la superposition entre la spirale et la piste de retour souterraine, d'une part, et le couplage entre

les spires formées par les faces latérales de la spirale métallique, d'autre part. La capacité de l'oxyde C_{ox} , formée par la couche d'oxyde qui sépare la spirale du substrat, est la plus gênante puisqu'elle a la plus grande valeur parmi les différentes capacités parasites. Finalement, la capacité et la résistance du substrat en silicium sont modélisées par C_{si} et R_{si} .

Pour une inductance suspendue, les éléments parasites dans le modèle π concentré, qui représentent le lien avec le substrat sont éliminés et le modèle équivalent correspondant est montré sur la fig(III.1.b) [32], [34], [37, 38].

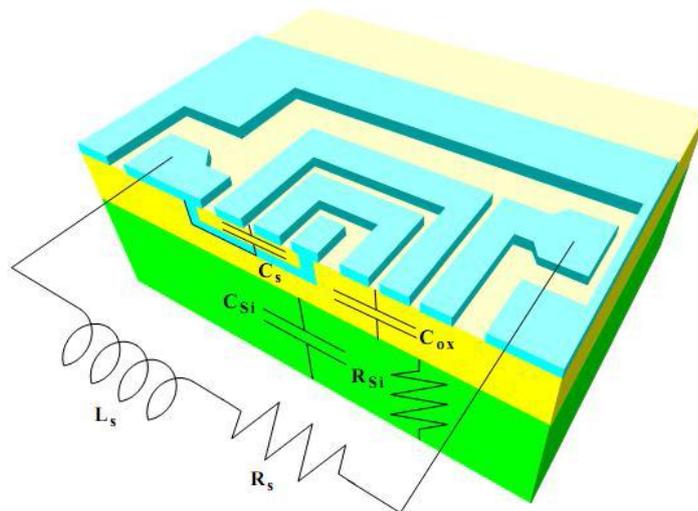


Figure.III.3 : Représentation spatiale des éléments parasites d'une inductance intégrée

III.1.2.Modèle équivalent d'une inductance

Pour réaliser une inductance intégrée plane spirale avec une technologie CMOS standard, on doit disposer au minimum de deux couches de métaux (fig.III.4.a). La spirale est construite en utilisant l'une des couches métalliques encastrées dans l'oxyde de silicium, généralement, la couche supérieure du métal pour réduire la capacité parasite du couplage avec le substrat [38, 39].

De plus, la couche supérieure de métal est d'habitude plus épaisse ce qui minimise la résistance série statique (R_s) de l'inductance (Fig.III.4.b). La prise de contact de l'extrémité interne est effectuée en utilisant l'autre niveau de métal ce qui représente la piste de retour de la bobine.

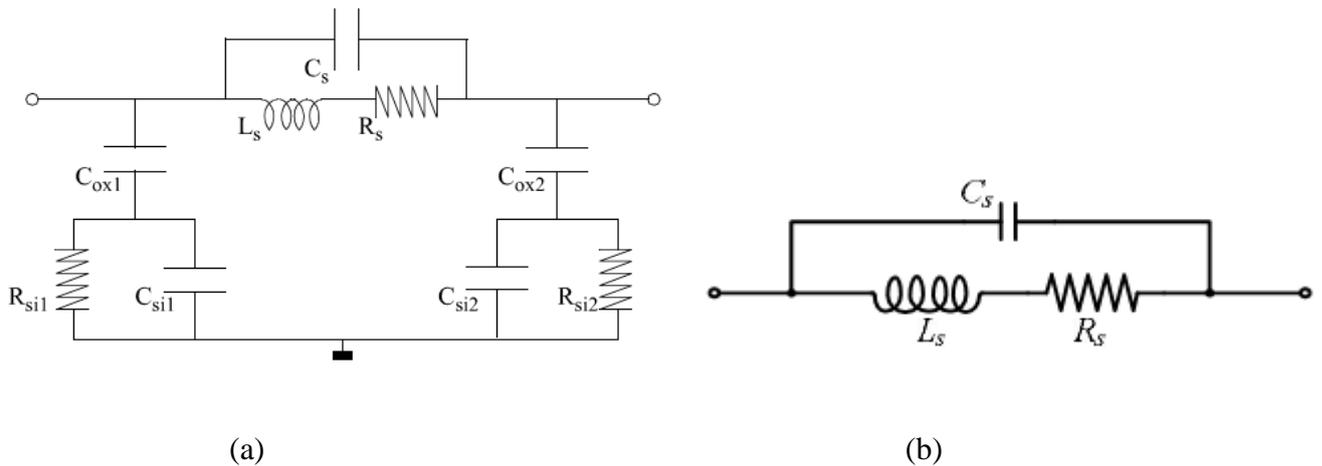


Figure.III.4: Le modèle électrique équivalent, d'une inductance intégrée plane carrée. (a) posée sur le substrat (b) suspendue.

III.2.Paramètres électriques d'une inductance spirale planaire carrée

La clé de la modélisation physique exacte est la capacité d'identifier les parasites pertinents et leurs effets. Depuis qu'une inductance est prévue pour entreposer seulement l'énergie aimantée, l'inévitable résistance (R) et capacité (C) dans une vrai inductance est en sens inverse productif et donc sont des parasites considéré. Les résistances parasites dissipent l'énergie à travers les pertes ohmiques pendant que les capacités parasites entreposent l'énergie électrique. En général, les parasites RC gênent la qualité de l'inductance.

III.2.1.Inductance série

L'inductance est associée à l'énergie magnétique stockée dans le dispositif. En 1946, Grover dérivait les premières formules analytiques de L pour des inductances de forme carrée rendant possible la conception de ces dernières. La méthode de Grover consiste à segmenter l'enroulement et à calculer l'inductance pour chaque segment individuel et la mutuelle entre les deux segments qui lui sont parallèles. L'inductance équivalente (L_T) de la bobine est donnée par [33] [40]:

$$L_T = L_0 + M_+ - M_- \tag{III.1}$$

L'inductance L_0 est la somme des inductances de chaque segment composant la bobine, M_+ et M_- respectivement les mutuelles inductances positives et négatives (fig. III.5).

a) Self inductance

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

$$L_x = 2l_x \left[\ln \left(\frac{2l_x}{w+t} \right) + 0,50049 + \frac{w+t}{3l_x} \right] \quad (\text{III.2})$$

Dans cette expression, l_x représente la longueur du conducteur, w sa largeur et t son épaisseur.

b) La mutuelle inductance

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

$$M = 2\mu_0 \sum_x l_x c_x \quad (\text{III.3})$$

μ_0 : est la perméabilité du vide.

C_x : est le paramètre d'inductance mutuel égal à :

$$C_x = \ln \left[\frac{l_x}{GMD} + \sqrt{1 + \left(\frac{l_x}{GMD} \right)^2} \right] - \sqrt{1 + \left(\frac{GMD}{l_x} \right)^2} + \frac{GMD}{l_x} \quad (\text{III.4})$$

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

$$\ln(GMD) = \ln(d) - \frac{w^2}{12d^2} - \frac{w^4}{60d^4} - \quad (\text{III.5})$$

Notons que la mutuelle entre deux segments perpendiculaires est négligeable. Une des limitations de ce modèle est qu'il ne s'applique qu'aux inductances planaires carrées. Cette méthode peut être simplifiée en utilisant une distance moyenne pour tous les segments plutôt que de considérer des segments individuels

c) L'inductance de la spirale (totale)

Basée sur cette approche, [32] [38] l'inductance et la mutuelle peuvent être calculées directement par :

$$L_0 = 2\mu_0 l \left[\ln \left(\frac{2l_T}{n(w+t)} \right) - 0,2 \right] \quad (\text{III.6})$$

$$M_+ = \mu_0 l_T (n - 1) \left[\ln \left(\sqrt{1 + \left(\frac{l_T}{4nd'} \right)^2} + \frac{l_T}{4nd'} \right) - \sqrt{1 + \left(\frac{4nd'}{l_T} \right)^2} + \frac{4nd'}{l_T} \right] \quad (\text{III.7})$$

$$M_- = \mu_0 l_T \frac{n}{214} \quad (\text{III.8})$$

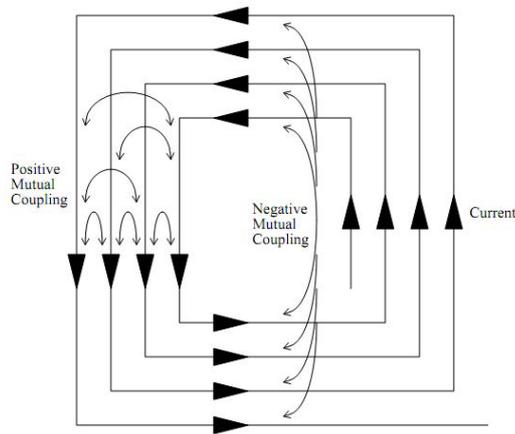


Figure III.5 : Couplage mutuel positive et négative dans une spirale de 4-tours.

μ_0 est la perméabilité du vide et l_T est la longueur totale de l'inductance, n le nombre de spires et d' la distance moyenne entre les segments définis à partir de w , largeur d'un conducteur et s , distance entre deux conducteurs voisins parallèles (fig.III.6), par la relation:

$$d' = (w + s) \left[\frac{\sum_{i=1}^{(n-i)>0} i(n-i)}{\sum_{i=1}^{(n-i)>0} n-i} \right] \tag{III.9}$$

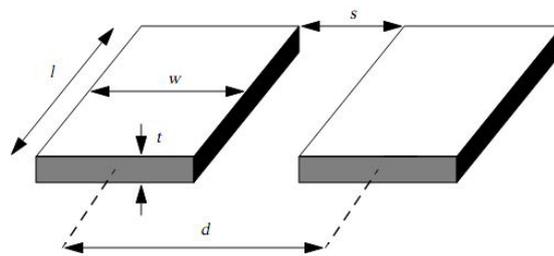


Figure III.6: La distance moyenne entre deux segments parallèles de mêmes dimensions.

La figure III.7 montre une spirale carrée avec les effets du sens du courant sur la mutuelle inductance :

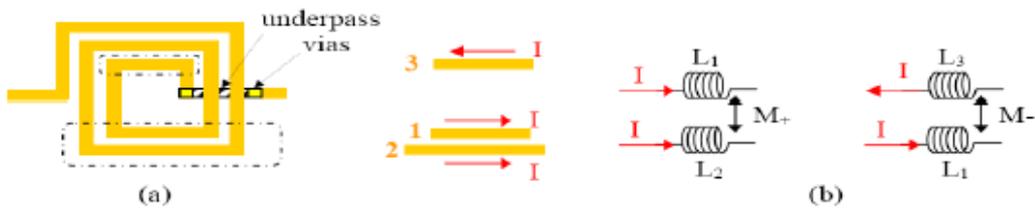


Figure III.7 : Géométrie d'une inductance spirale carrée (a). Principe du couplage inductif (b).

L'optimisation de la valeur de l'inductance pour une surface donnée va donc dépendre d'un choix judicieux de nombre de tours et du diamètre interne de l'inductance afin de favoriser les mutuelles positives et de minimiser les mutuelles négatives (fig.III.5). Mohan a développé une autre méthode pour la détermination de L qui simplifie les calculs et qui est basée sur le concept de feuille de courants. Sa méthode sert d'approximation correcte dans le cas de géométrie où l'épaisseur du conducteur est négligeable devant sa largeur et sa longueur

L'inductance s'exprime par la relation suivante:

$$L \cong \frac{\mu_0 n^2 d_{avg} c_1}{2} \left[\ln\left(\frac{c_2}{\rho}\right) + c_3 \cdot \rho + c_4 \rho^2 \right] \quad (\text{III.10})$$

Rappelons que n est le nombre de spires, c_1, c_2, c_3, c_4 des constantes, d_{avg} le diamètre moyen de l'inductance défini, à partir des d_{in} diamètre intérieur et d_{out} diamètre extérieur, par la relation (II.1) Le facteur de forme ρ est défini par l'expression (II.4).

III.2.2.Résistance de la spire intégrée

La résistance série R_s provient de la résistance propre du ruban conducteur constituant l'inductance et est directement reliée au facteur de qualité du moins à basse fréquence. Donc, la résistance série est un paramètre crucial dans la conception des inductances. De plus, quand l'inductance fonctionne en régime dynamique, la ligne de métal souffre des effets de peau et de proximité et R_s devient fonction de la fréquence. En première approximation R_s peut être exprimée comme dans la référence [32] [41] à partir de la résistivité du conducteur ρ et de la longueur totale de l'inductance l_T par la relation :

$$R_s = \frac{\rho \cdot l_T}{w \cdot t_{eff}} \quad (\text{III.11})$$

t_{eff} : s'exprime à partir de l'épaisseur du conducteur t et de l'épaisseur de peau δ par :

$$t_{eff} = \delta \left(1 - e^{-(t/\delta)} \right) \quad (\text{III.12})$$

L'épaisseur de peau δ est définie par :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f}} \quad (\text{III.13})$$

μ : est la perméabilité du matériau et f la fréquence de fonctionnement.

En plus de la résistance propre du ruban, il existe d'autres contributions à la résistance globale de l'inductance dont la résistance de couplage R_{sub} associée au substrat qui dégrade aussi les performances de l'inductance à haute fréquence. Le substrat étant faiblement résistif, R_{sub} traduit l'effet Joule généré par les boucles de courants induits qui circulent dans le substrat. Une

description plus détaillée sera donnée par la suite. Un modèle simple décrivant la résistance du substrat est donné par :

$$R_{sub} = \rho \frac{l_T}{S_A} \quad \text{Ou} \quad R_{sub} = \frac{l_T}{w G_{sub}} \quad (\text{III.14})$$

l_T : est la longueur totale de tous les segments qui repose sur le substrat, w la largeur du segment et G_{sub} la conductance par unité d'aire du substrat.

III.2.3.Capacités

Il existe trois types de capacités dans une inductance intégrée : la capacité série C_p entre les spires (1-2), la capacité C_{ox} associée à la couche d'isolation (oxyde) avec le substrat et la capacité de couplage associée au substrat C_{sub} [32] lui même à travers cette même couche. On modélise habituellement ces capacités à partir du concept de capacité à plaques parallèles:

a) Capacité parasite série C_S

La capacité C_S modélise la capacité parasite de couplage existant entre les deux ports de L'inductance. Elle permet ainsi au signal de traverser l'inductance sans passer à travers la spirale. Basé sur la structure physique de l'inductance, C_S modélise plusieurs effets :

- le cross talk ou interférence entre les conducteurs de deux tours adjacents. Comme les conducteurs sont souvent équipotentiels, les effets de cross talk sont négligeables. Ils peuvent d'ailleurs être réduits en augmentant la distance entre deux conducteurs parallèles.

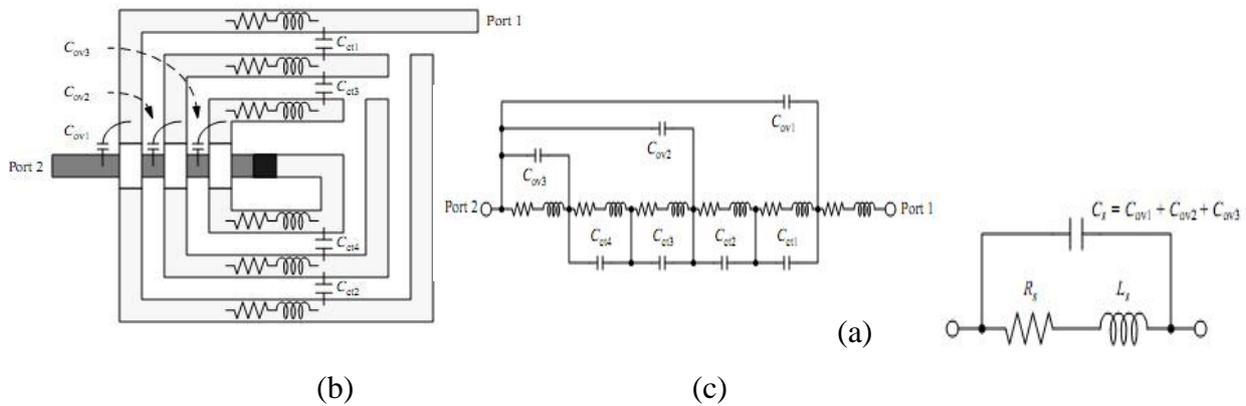
- le contact enterré. Si le deuxième port de l'inductance est ramené près du premier par un contact enterré, la différence de potentiel entre les spires et le contact peut induire des capacités parasites. On peut donc considérer que la capacité C_S équivaut à la somme des capacités de recouvrement entre le contact enterré et les diverses spires, soit :

$$C_S = n \cdot l_{moy} \cdot \frac{\epsilon_{ox}}{s} \quad (\text{III.15})$$

Où n est le nombre de superpositions, w est l'épaisseur de la ligne, ϵ_{ox} la permittivité de la couche d'isolation entre les spires et entre l'inductance et le substrat, et $t/2$ la distance entre les spires 1 et 2.

Pour vérifier que la capacité d'interférence (cross talk) est en effet sans importance aux caractéristiques d'une inductance, considérer trois tours d'inductance et ses modèles d'équivalent suivant les indications du schéma de la figure.III.8. Dans le modèle distribué, l'inductance de 3 tours est divisée en six moitiés de tours des sections. Chaque section est représentée par une inductance et une résistance. En outre, il y a quatre capacités d'interférence (C_{ct1} – C_{ct4}) et trois capacités de chevauchement (C_{ov1} – C_{ov3}). La disposition d'inductance est choisie telle que la somme de la

capacité d'interférence est égale à la somme des capacités de chevauchement (fig.III.8.a). Dans le modèle en bloc, la totalité des inductances et résistances de l'inducteur sont utilisés. Cependant, la capacité mise en bloc inclut seulement la partie superposée.



(a) modèle distribué, (b) modèle on bloc, (c) modèle équivalent.

Figure III.8: Inductance à 3-tours.

b) Capacité du substrat

La capacité du substrat C_{Sub} modélise les effets des capacités parasites du substrat aux hautes fréquences. De nombreux travaux, effectués sur la caractérisation de structures «micros trip» sur substrat semi-conducteur, et spécialement sur métal/oxyde/silicium, ont montré que la capacité de substrat est approximativement proportionnelle à la surface occupée par l'inductance. Soit :

$$C_{sub} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \frac{S_A}{h} \quad \text{Ou} \quad C_{sub} = \frac{1}{2} l_T w \cdot G_{sub} \tag{III.16}$$

Dans laquelle C_{sub} est la capacité de substrat par unité de surface du substrat, fonction du dopage de ce dernier. Le facteur $\frac{1}{2}$ provient du fait que les effets parasites du substrat sont considérés comme distribués de manière égale sur chaque entrée de l'inductance.

c) Capacité de l'oxyde

De manière analogue, la capacité d'oxyde sera donnée par :

$$C_{ox} = \frac{1}{2} l_T \cdot w \cdot \left(\frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \right) \tag{III.17}$$

Où l_T est la longueur totale de l'inductance, w est l'épaisseur de la ligne, ϵ_{ox} la permittivité de la couche d'isolation entre les spires et entre l'inductance et le substrat, et t_{ox} l'épaisseur d'oxyde sous le métal.

Nous remarquons bien, que les paramètres électriques de la bobine, décrits précédemment sont influencés par la paramètres géométrique de la bobine ainsi que la fréquence de fonctionnement.

Dans ce qui suit, allons procéder à l'étude paramétrique des caractéristiques essentielles de la bobine.

III.3 Influence des paramètres géométriques sur le comportement inductif de l'inductance spirale planaire

III.3.1 Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série : $R_s = f(F)$

La courbe de la figure (III.9) représente la résistance série R_s en fonction de la fréquence.

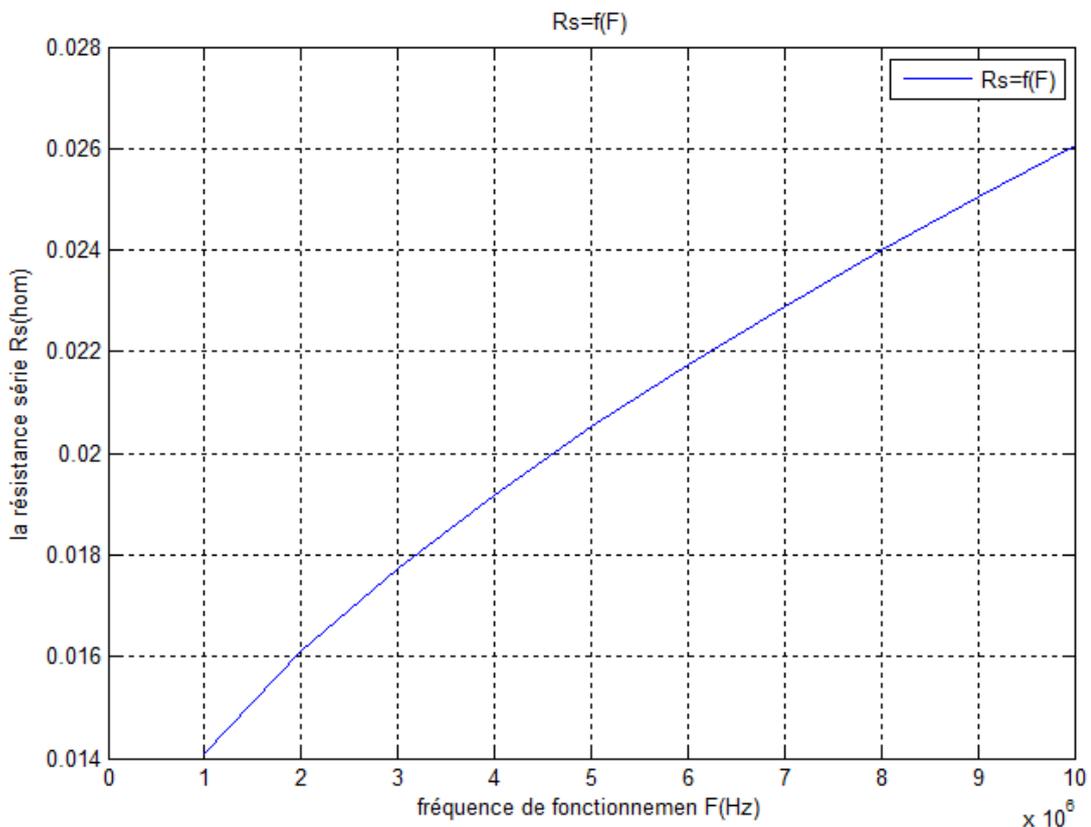


Figure III.9 : Variation de la résistance série en fonction de la fréquence de fonctionnement

Lorsque la fréquence augmente l'épaisseur de peau décroît rapidement, ce qui fait que la zone du conducteur où circule le courant devient de plus en plus faible ; En conséquence, la section utile du conducteur diminue et par suite la résistance série augmente l'expression (III.11) ce qui conduit à des pertes importantes par effet joule.

III.3.2 Influence de l'espacement inter- spires sur la résistance du conducteur

D'autre part une étude sur la variation de la résistance série en fonction de la fréquence et de l'espacement entre les conducteurs (s) a été effectuée (fig. III.10) :

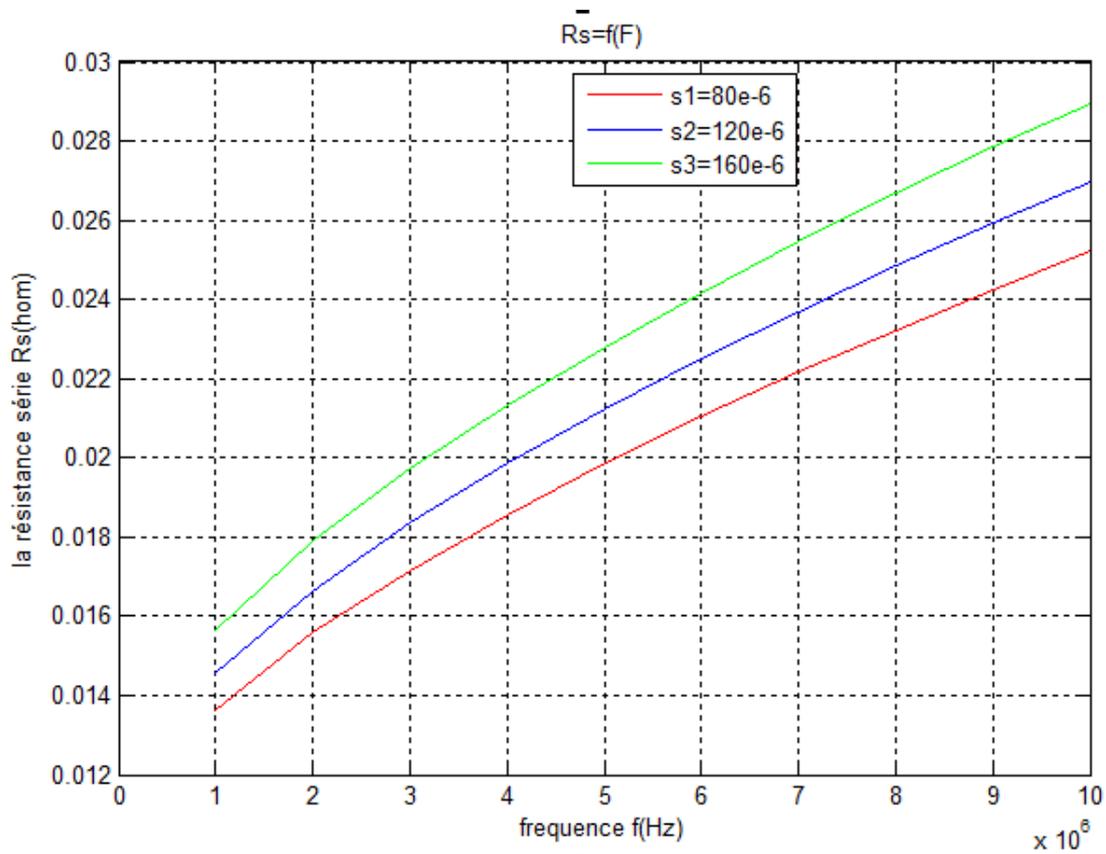


Figure III.10 : Variation de la résistance série en fonction de la fréquence pour différents valeurs de l'espacement inter-spires

On observe que lorsque la fréquence augmente, la résistance du conducteur augmente suite à l'effet de peau, mais on remarque sur cette figure que les plus petites valeurs de l'espacement inter spires nous donne les plus petites valeurs de la résistance série .Donc un espacement étroit entre les spires est en faveur de la diminution du rapport R/L même lorsque la fréquence augmente.

III.3.3 Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série pour différentes valeurs de la largeur du conducteur

La figure III.11 représente les valeurs des résistances séries variant avec la fréquence pour différentes largeurs de conducteur w . Ces largeurs varient de $100\mu\text{m}$ à $500\mu\text{m}$. L'espace inter spires s et le nombre de spires n sont constants.

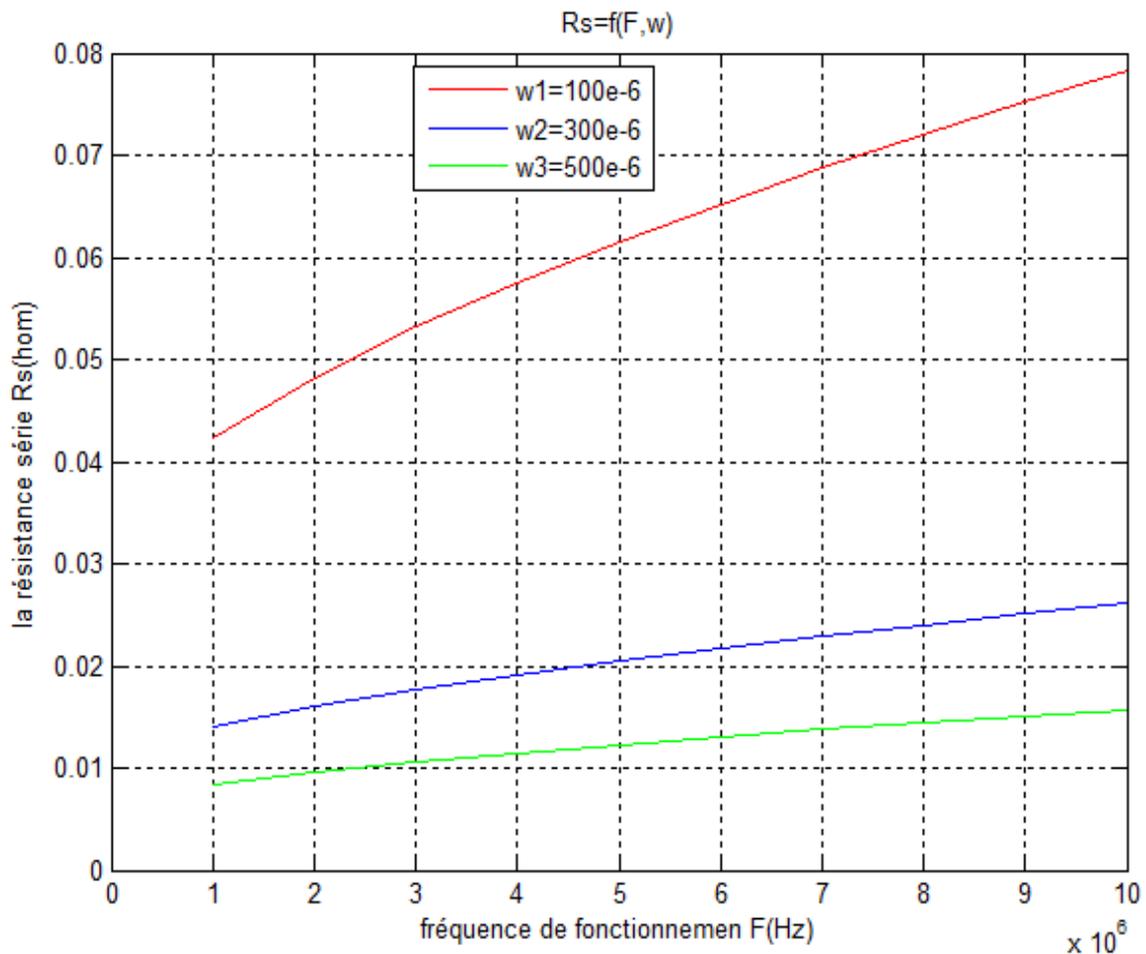


Figure III.11 : Variation de la résistance série en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de largeur du conducteur

Nous pouvons déduire que la diminution de la largeur des conducteurs pour une fréquence donnée, provoque une augmentation de la résistance série. En outre, la diminution de la largeur des conducteurs provoque l'augmentation de l'inductance.

III.3.4 Influence de la fréquence sur la valeur de l'inductance série $L=f(F)$

La figure (III.12) représente la variation de l'inductance série en fonction de la fréquence.

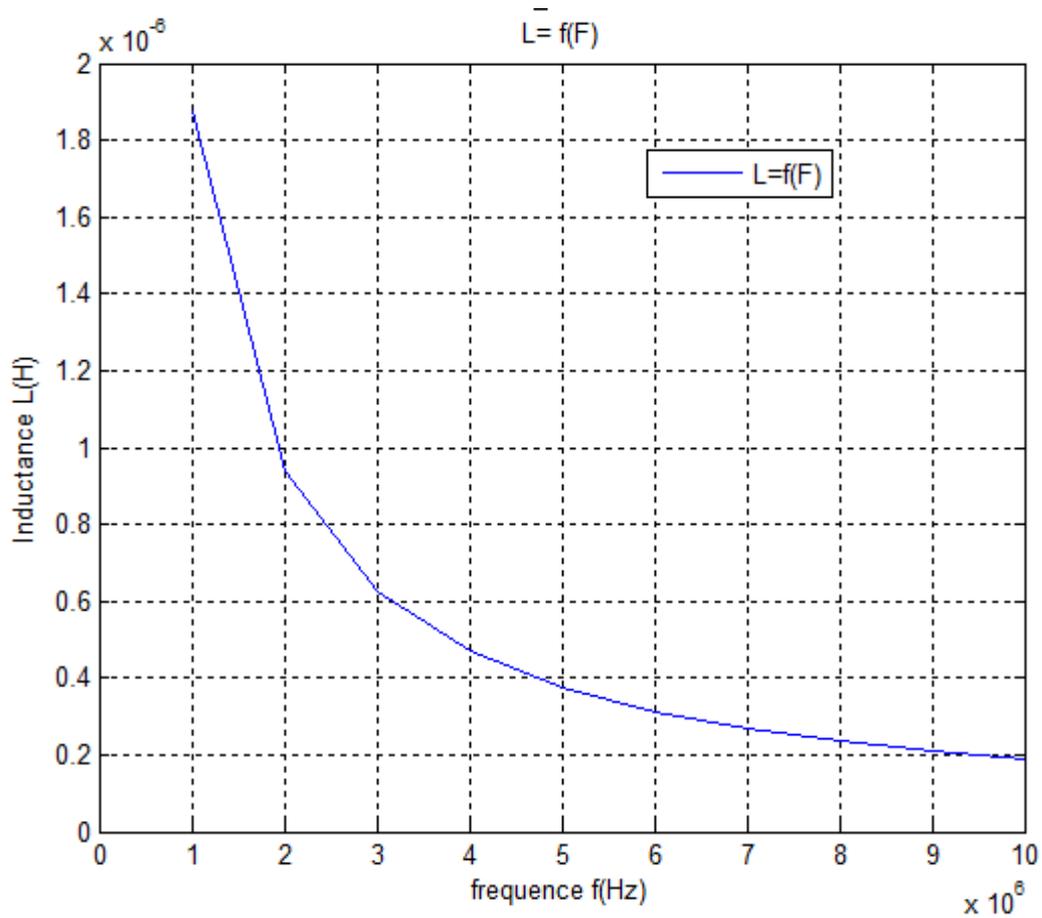


Figure III.12 : Variation de l'inductance en fonction de la fréquence $L=f(F)$.

Nous remarquons que l'inductance de la spire décroît d'une manière hyperbolique lorsque la fréquence augmente. Aux basses fréquences, l'inductance atteint son maximum car la résistance série est faible. Lorsque la fréquence augmente, de plus en plus, l'effet combiné de l'effet de peau et la capacité inter-spire dégrade l'inductance de la bobine.

III.3.5 Influence de la fréquence sur la valeur de l'inductance pour différentes valeurs de la largeur du conducteur

Comme pour la résistance série, une étude de la variation de l'espacement s entre les conducteurs et de la fréquence a été effectuée (fig. III.13) :

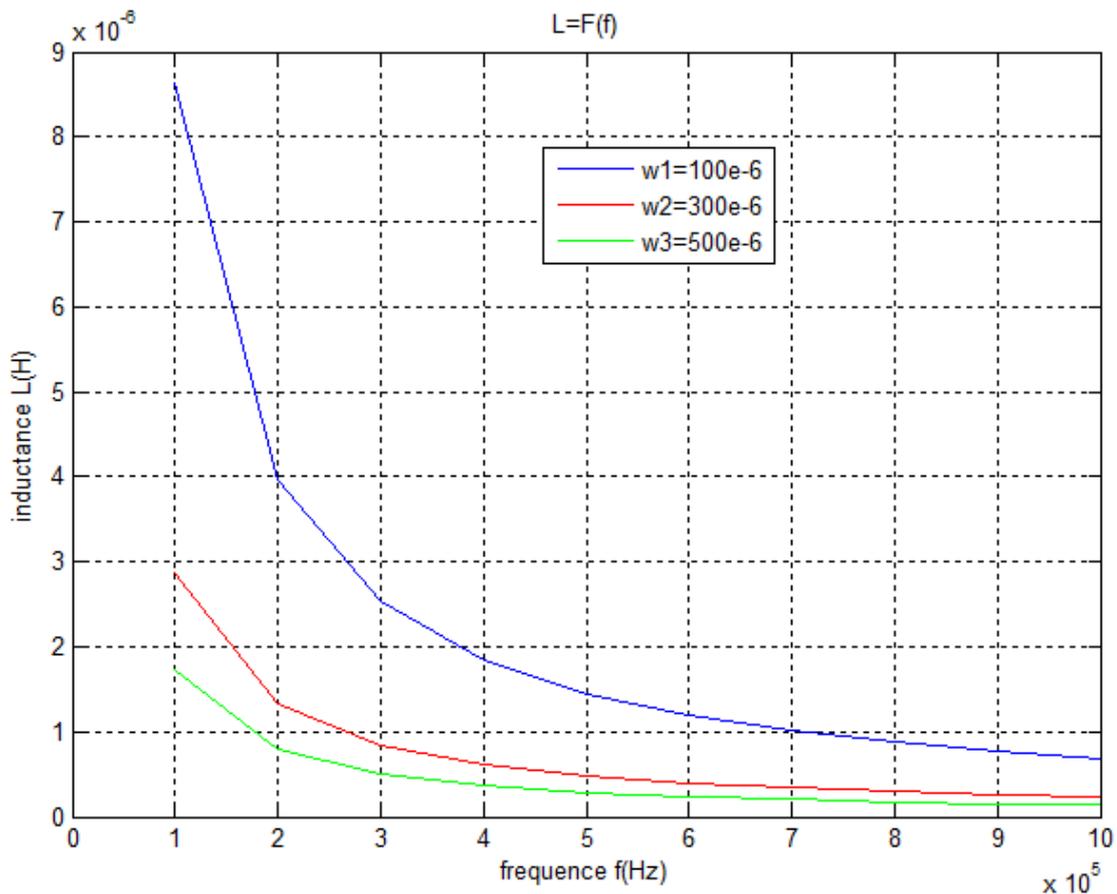


Figure III.13 : Variation de l'inductance en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur du conducteur

L'analyse de la figure (III.13) montre que pour une fréquence donnée, l'inductance augmente lorsque la largeur du conducteur diminue. L'élargissement w des conducteurs (tout en respectant la condition $w \leq 2\delta$) agit principalement sur la résistance série qui diminue provoquant ainsi l'augmentation de la valeur de l'inductance.

III.3.6 Influence du nombre de tours sur la valeur de l'inductance L_s

Le nombre de tour est caractéristique géométrique très important pour la réalisation d'une bobine, aussi nous avons jugé utile de faire l'analyse de ce paramètre sur l'inductance de la bobine :

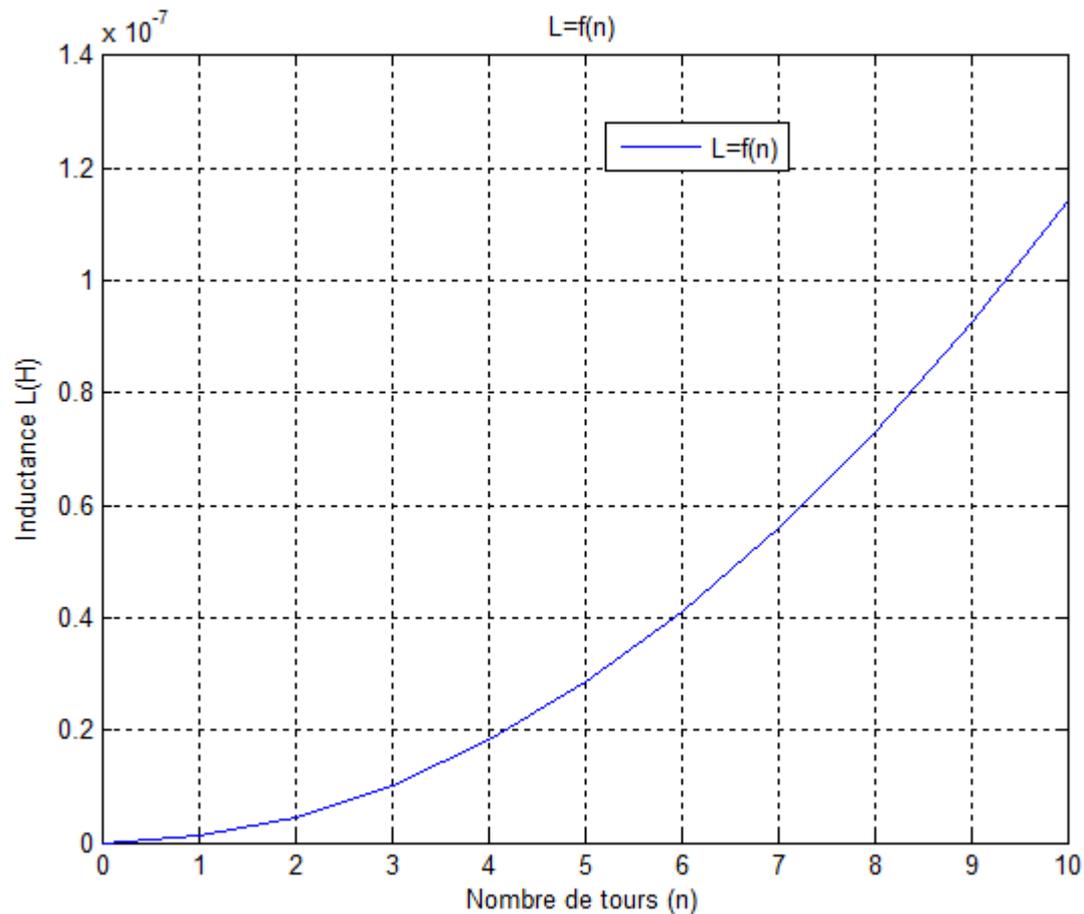


Figure III.14 : Variation de l'inductance en fonction du nombre de tours

L'analyse de la courbe montre que l'augmentation du nombre de tour entraîne une augmentation de l'inductance, le résultat est évident puisque le carré du nombre de tour est proportionnel à l'inductance (expression II.19).

III.3.7 Influence du nombre de tours pour différentes valeur de l'espace inter spire sur L_s

Nous avons procédé également à une étude de l'effet combiné nombre de tour et de l'espacement inter spire sur l'inductance de la bobine :

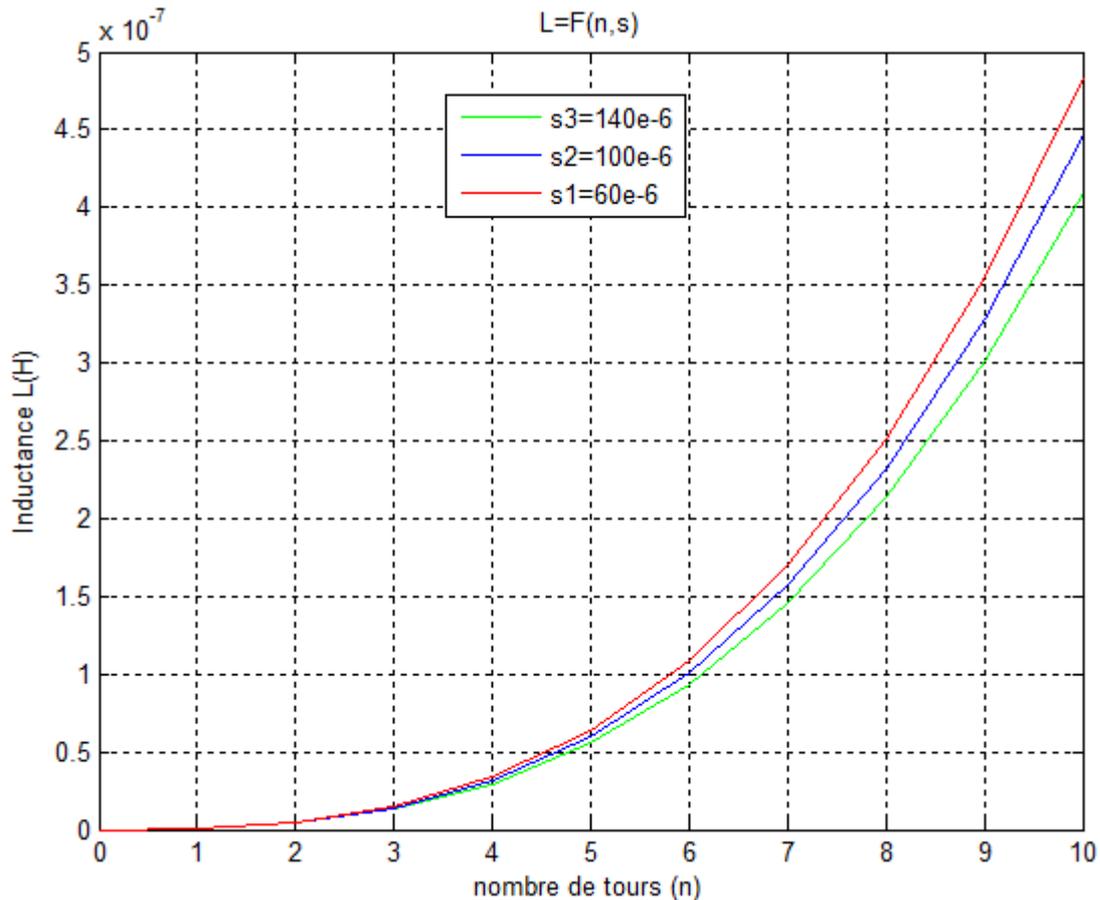


Figure III.15 : Variation de l'inductance série en fonction du nombre de tours pour différentes valeurs de l'espace inter spires

En plus de l'augmentation de l'inductance en fonction du nombre de spire, l'analyse de ces courbes montre que l'augmentation de l'espacement inter spire s est en faveur d'une inductance plus faible, car lorsque les spires sont plus rapprochées, l'effet capacitif inter spires est plus accentué, ce qui dégrade les performances de l'inductance.

III.4. Le facteur de qualité

La qualité d'une inductance est mesurée par son coefficient de qualité Q qui est défini comme étant le rapport entre l'énergie utile emmagasinée et l'énergie perdue pendant une période:

$$Q = 2\pi \frac{\text{énergie emmagasinée}}{\text{énergie perdu dans une période}} \tag{III.18}$$

Cette définition permet aussi de définir le coefficient de qualité d'un résonateur LC, la différence reposant sur ce que l'on appelle « énergie utile ». Pour une inductance, seule l'énergie emmagasinée sous la forme magnétique est intéressante. Toute énergie électrique provenant des inévitables capacités parasites est contre-productive. Son coefficient de qualité est donc proportionnel à la différence entre le maximum de l'énergie magnétique et celui de l'énergie électrique:

$$Q_{\text{inductance}} = \frac{\text{pic énergie magnétique} - \text{pic énergie électrique}}{\text{énergie perdu dans une période}} \quad (\text{III.19})$$

La fréquence de résonance $\square\omega_0$ d'une inductance correspondant à l'égalité entre le pic d'énergie magnétique et celui d'énergie électrique. Le coefficient de qualité vaut zéro à cette fréquence.

Le facteur de qualité est une grandeur essentielle qui caractérise la capacité du composant à stocker ou transmettre plus d'énergie qu'il n'en dissipe. C'est en particulier un des points les plus difficiles touchant à la conception des inductances intégrées. En effet, le facteur de qualité Q est extrêmement important pour l'inductance à haute fréquence car il traduit directement l'énergie stockée par le champ magnétique dans l'inductance. Dans le cas idéal, l'inductance est un pur élément de stockage d'énergie (Q tend vers l'infini lorsque la fréquence tend vers l'infini) alors qu'en réalité les résistances parasites et les capacités vont limiter Q . Cela est dû au fait que les résistances parasites consomment de l'énergie par effet

Joule et les capacités vont engendrer à n'importe quelle fréquence d'utilisation, une résonance f_{SR} de type LC au-delà de laquelle l'inductance se transforme en résistance pure. Si l'inductance est reliée à la masse comme dans la plupart des applications [32][42], alors le circuit équivalent de l'inductance intégrée de la figure III.4.a peut être réduit à celui présenté par la figure (III.16).

Le facteur de qualité de cette structure de modèle de bobine intégrée est donné par l'expression suivante :

$$Q = \frac{\omega \cdot L_s}{R_s} \cdot \frac{R_p}{R_p + \left[\left(\frac{\omega \cdot L_s}{R_s} \right)^2 + 1 \right] R_s} \cdot \left[1 - \frac{R_s^2 \cdot (C_s + C_p)}{L_s} - \omega^2 \cdot L_s \cdot (C_s + C_p) \right] \quad (\text{III.20})$$

Où les paramètres électriques du montage de la figure III.6 sont reliés aux paramètres électriques de la bobine intégrée du montage III.4 a par les relations suivantes :

$$R_p = \frac{1}{\omega^2 \cdot C_{ox}^2 \cdot R_{si}} + \frac{R_{si} \cdot (C_{ox} + C_p)^2}{C_{ox}^2} \quad (\text{III.21})$$

$$C_p = C_{ox} \cdot \frac{1 + \omega^2 (C_{ox} + C_{si}) C_{si} \cdot R_{si}^2}{1 + \omega^2 (C_{ox} + C_{si})^2 \cdot R_{si}^2} \quad (\text{III.22})$$

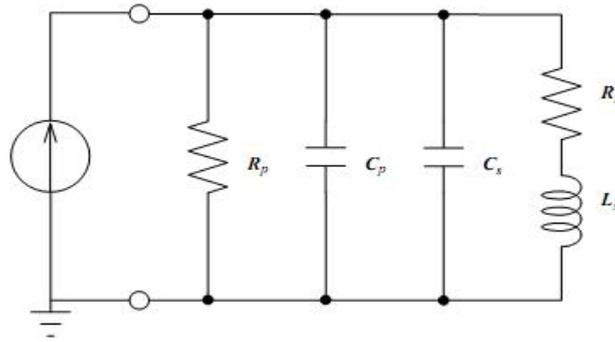


Figure III.16 : Modèle équivalent d'une inductance intégrée dont une extrémité est à la masse. C_{ox} , C_{sub} et R_{sub} sont substitués par C_p et R_p .

En utilisant les données du cahier de charge du micro convertisseur, les valeurs des paramètres électriques de la bobine sont consignées dans le tableau suivant :

C_s (pF)	$R_s(\Omega)$	L_s (μH)	C_{ox} (pF)	C_{sub} (pF)	$R_{sub}(\mu\Omega)$	Q
0.0345	0.014	1.87	0.084	2.75	0.651	9

Tableau III.1: Paramètres électriques de la bobine intégrée

III.4.1. Influence de la fréquence sur le facteur de qualité

La figure (III. 17) montre l'influence de la fréquence sur le facteur de qualité. On constate que le facteur de qualité augmente de façon linéaire avec la fréquence ; mais si on prend en considération les pertes du substrat nous remarquons que plus la fréquence augmente plus le facteur de qualité croît jusqu'à atteindre une valeur maximale à la fréquence d'utilisation optimale du composant puis il décroît du fait de l'augmentation de la résistance avec la fréquence.

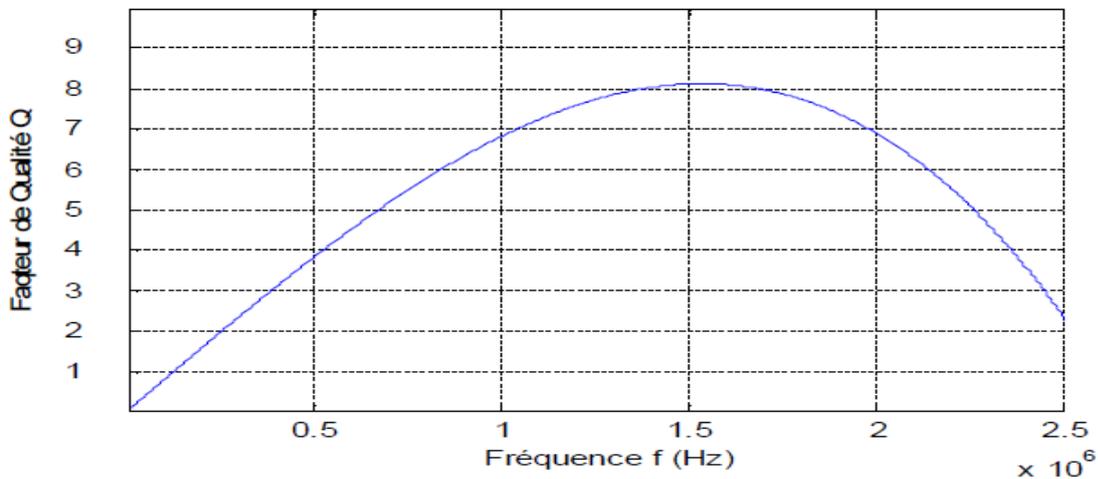


Figure III.17 : Variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence.

III.5 Simulation du modèle électrique du micro convertisseur

A l'aide du logiciel de simulation Simulink de MATLAB, nous allons procéder à la simulation, d'un micro-convertisseur contenant une bobine simple non intégrée, et celui d'un micro-convertisseur avec une bobine intégrée, afin de comparer les formes d'ondes des tensions de sortie et tester par suite la validité des résultats du dimensionnement de la micro-bobine.

III.5.1 Calcul des éléments de sortie du micro convertisseur

En se référant au montage de la figure II.2, la résistance de sortie R est donnée par :

$$R = 3 \Omega$$

Le condensateur C peut être exprimé par la relation suivante :

$$C = \frac{V_e}{32.L.(\Delta V_s)_{max}.f^2} \tag{IV.23}$$

Soit donc après les calculs, une capacité de: C= 0.066 μ F

III.5.2 Simulation du modèle électrique avec une inductance simple

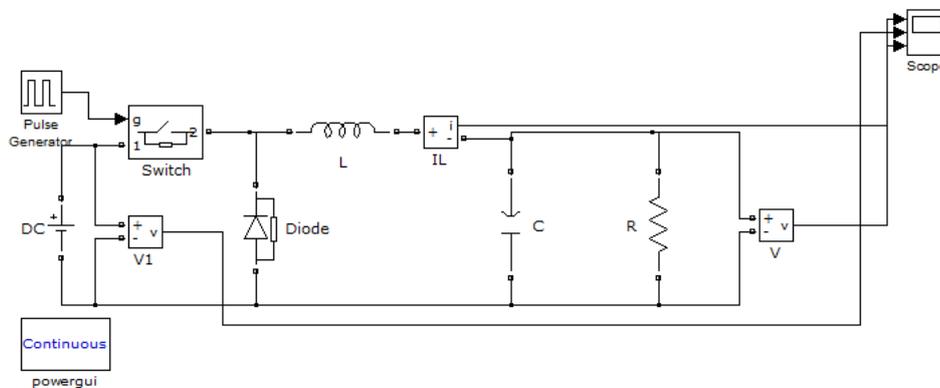


Figure III.18 Schémas du micro -convertisseur à simple inductance

Après la simulation du circuit de la figure III.18 où l'inductance intégrée est remplacée par une inductance simple, nous avons obtenu une tension continue à la sortie du micro- convertisseur, après le régime transitoire, avec une valeur proche de la valeur souhaitée $V_s=1.4$ V. La figure. III.19 montre l'évolution de la tension de sortie, de la tension à la borne de la bobine et du courant traversant la bobine en fonction du temps du micro convertisseur.

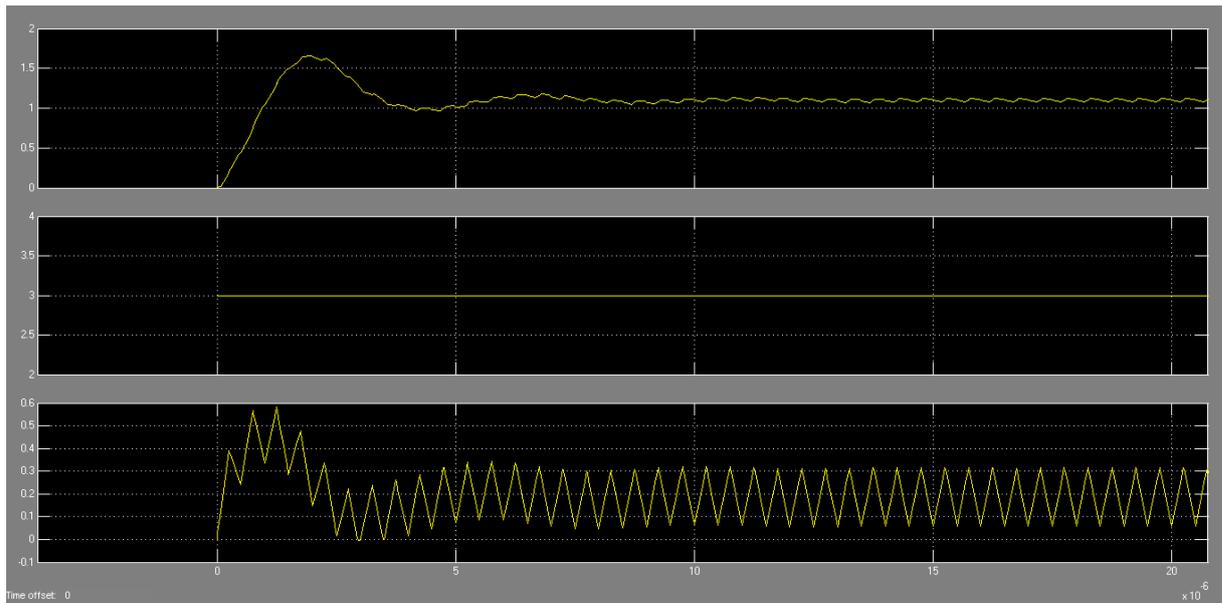


Figure III.19 Tension de sortie et d'entrée et courant dans la bobine du micro- convertisseur avec une simple inductance

III.5.3.Simulation du modèle électrique avec l'inductance intégrée

Le circuit de la figure III.20 montre la simulation du micro convertisseur avec le modèle de l'inductance intégrée.

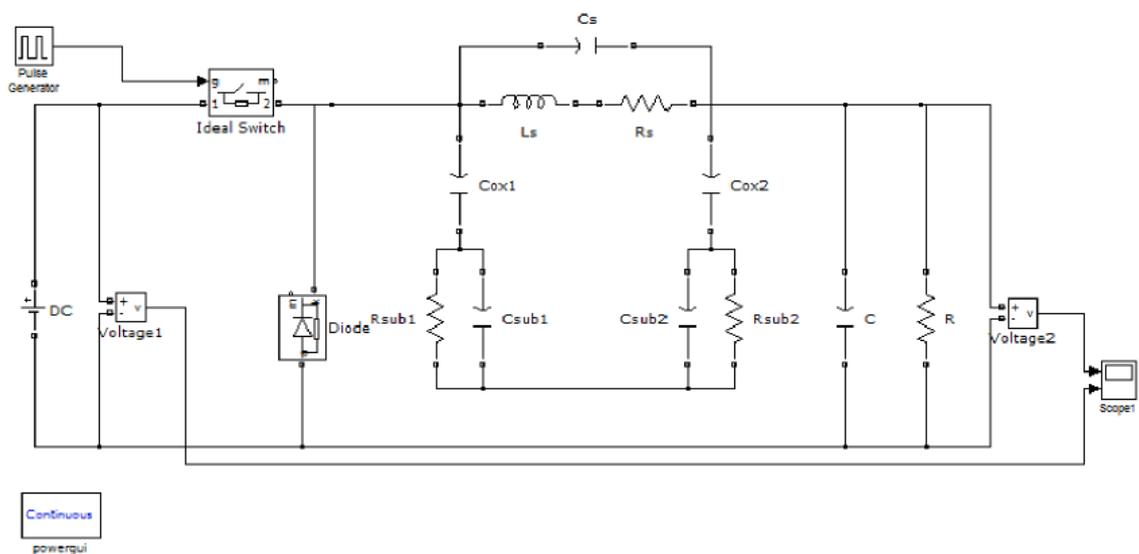


Figure III.20 Schéma du micro- convertisseur à inductance intégrée

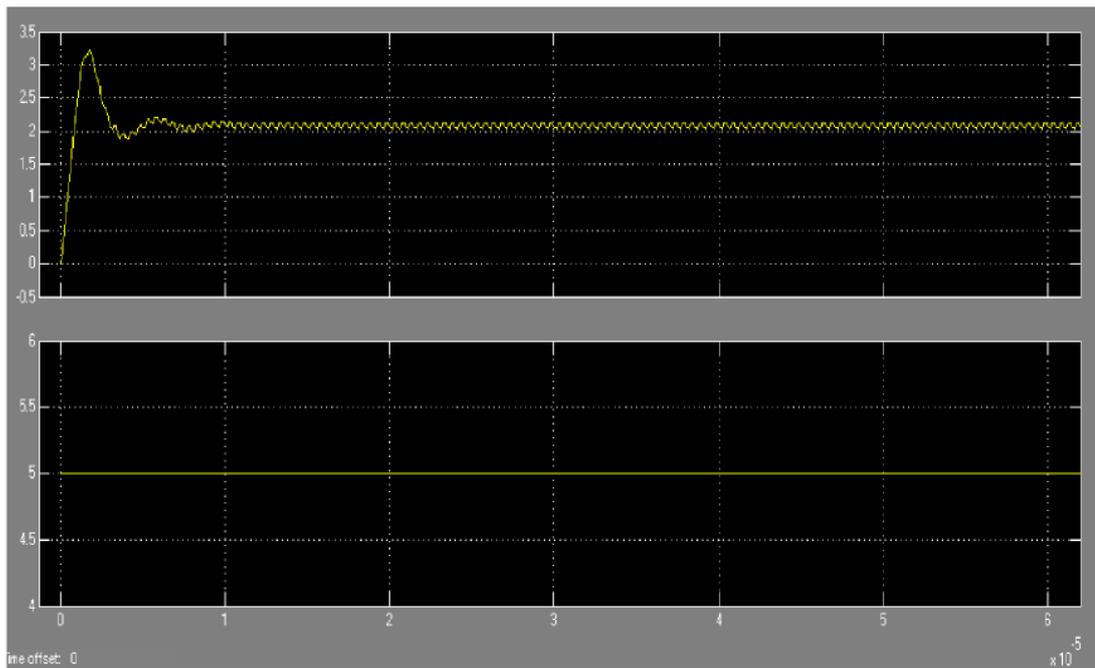


Figure III.21 La tension d'entrée et de sortie du micro-convertisseur à inductance intégrée

Après la simulation, nous avons obtenu une tension continue à la sortie du micro convertisseur avec une valeur proche de la valeur souhaitée $V_s=1.5V$ (fig. III.21) .

La simulation du micro convertisseur avec une simple bobine donne une tension de sortie en moyenne égale à 1.3 V, tandis que le micro convertisseur simulé avec la bobine intégrée donne une tension de sortie de 1.4V. Cette tension est proche de la valeur commandée (1.5V). Ceci confirme la validité des paramètres géométriques et électriques calculés de notre inductance.

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de l'inductance spirale planaire carrée du micro-convertisseur Buck. Nous avons effectué une étude paramétrique des éléments géométrique et électriques de l'inductance, ainsi que leur influence sur son facteur de qualité.

Ensuite, nous avons simulé le circuit électrique du micro convertisseur Buck à l'aide du logiciel Matlab/Simulink, avec une inductance simple et une inductance intégrée. Le relevé de la tension de sortie montre que les valeurs sont proches de la valeur désirée et confirme la validité de la méthodologie de dimensionnement adoptée.

IV.1 Introduction

Depuis de nombreuses années, les techniques de simulation connaissent un développement considérable. Les mises au point expérimentales, longues et coûteuses sont progressivement remplacées par des études dans lesquelles les outils de simulation prennent une place de plus en plus importante. Les impératifs industriels de rapidité et de limitation des coûts sont pour l'essentiel responsables de cette évolution. Dans ces conditions, le développement d'outils permettant la modélisation et l'optimisation des composants utilisés en électronique de puissance constitue un enjeu important [43]. Cette remarque s'applique également aux composants magnétiques qui représentent une part importante, en terme de volume, de poids et de prix des équipements. Si dans une première phase, les travaux consacrés à la modélisation des composants magnétiques ont principalement portés sur les aspects électriques, les approches actuelles concernent l'ensemble des domaines et en particulier la prise en compte des phénomènes thermiques. Ce chapitre, relatif à la modélisation thermique des composants magnétiques s'inscrit dans cette démarche.

IV.2 Différent mode de transfert de chaleur

Tous les composants électroniques sont fortement thermosensibles. Leur performances se dégradent en dehors de certaines limites de température, et peuvent être détruits si cette dernière dépasse celle du domaine de fonctionnement. La thermo sensibilité se manifeste par un mouvement de Chaleur autour du composant.

La chaleur reçue ou générée par le composant se propage de différentes façons: Conduction, convection, radiation (Figure IV.1).

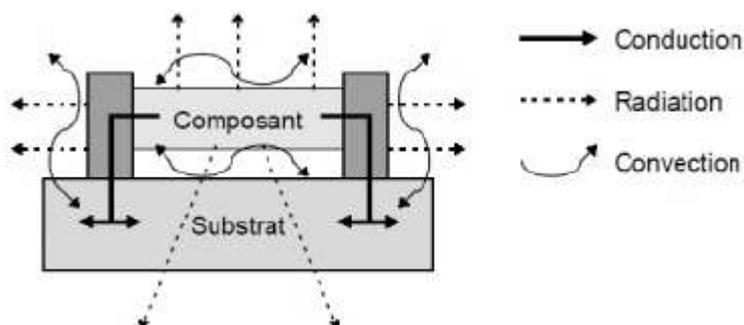


Figure IV.1 : Différents modes de propagation de la chaleur dans un composant électronique.

IV.2.1 Mode conduction

La conduction thermique est un processus physique de transmission d'un flux de chaleur qui s'appuie sur un milieu matériel (solide, liquide, gaz), sans déplacement de la matière, et qui fait véhiculer la chaleur des points les plus chauds vers les points les plus froids à l'aide de mécanisme à l'échelle microscopique qui est du aux oscillations des molécules, proportionnellement aux différences de température et au coefficient caractérisant la conductivité du corps.

Ce flux de chaleur, ou quantité de puissance dissipée qui traverse perpendiculairement la surface S pendant une unité de temps est représentée par la loi de Fourier. La loi de Fourier exprime la proportionnalité entre la cause, c'est à dire le gradient de température $\frac{dT}{dx}$ et l'effet qui est le flux de chaleur P [44] [45] [46].

$$P = \lambda_{th} \cdot S \cdot \frac{dT}{dx} \quad (IV.1)$$

λ_{th} ($W.m^{-1}.K^{-1}$) : Représente la conductivité thermique du matériau et S la surface à travers laquelle s'effectue le transfert de chaleur par conduction.

La conductivité thermique d'un corps caractérise sa propriété à transmettre la chaleur. Généralement, les bons conducteurs électriques sont aussi de bons conducteurs thermiques.

IV.2.2 Mode convection

La convection est un processus physique de transmission de la chaleur qui s'appuie sur un milieu matériel avec mouvement de matière. On ne peut donc convection que dans les liquides et les gazes. Le flux de chaleur transmis par convection, entre une paroi à température T_1 et un fluide à température T_2 (Température mesurée loin de paroi), est décrit par la loi de Newton [46].

$$P = h \cdot S \cdot \Delta T \quad (IV.2)$$

h ($W.m^{-1}.K^{-1}$) est le coefficient d'échange par convection, il représente le flux thermique reçu par une surface de $1m^2$ pour une différence de température entre la surface et l'air de $1K$. S est la surface d'échange, et ΔT la différence de température entre les deux milieux (paroi et fluide) avec :

$$\Delta T = T_1 - T_2.$$

Ces échange de chaleur se produit entre un solide et un liquide par déplacement de particules. Le cas le plus simple est celui d'une résistance électrique qui échange la chaleur avec l'air ambiant. La convection est ce cas naturel. L'air s'échange au contact des parois de la résistance et s'élève. Il est possible d'améliorer l'échange thermique en accélérant la vitesse de passage de l'air au contact de la résistance.

Dans ce cas, on dit que la convection est forcée [44] [45] [46].

IV.2.3 Mode rayonnement

Le rayonnement est la transmission directe de la radiation d'un corps chaud sur un corps froid. Cet échange thermique est réalisé par l'émission d'ondes électromagnétiques et ne nécessite donc pas la présence de milieu matériel. La chaleur fournie par le soleil est un exemple.

Le rayonnement est la seule transmission d'énergie sans aucun support matériel. Tous les corps matériels émettent un rayonnement de nature électromagnétique.

Le flux échangé entre deux parois séparées par un milieu transparent, conformément à la loi de Stefan-Boltzmann pour deux plans parallèle, s'énonce par la relation (IV.3).

$$P = \varepsilon_{12} \cdot \sigma \cdot S \cdot (T_1^4 - T_2^4) \quad (IV.3)$$

Avec $\sigma = 5,669.10^{-2} W. m^{-2}. K^{-2}$ Constante de Boltzmann, T_1 et T_2 correspondent aux températures des deux éléments considérés, S la section des plans parallèles mis en jeu ε_{12} est l'émissivité équivalente de la surface. Le flux thermique diffusé par rayonnement est donc proportionnel à l'émissivité, et il est exprimé en W [44] [45] [47] [46].

IV.3 Transfert thermique dans les micros structures

En microélectronique, l'assemblage de plusieurs composants de puissance sur une surface restreinte, heurte un problème complexe, qui réside dans l'évacuation thermique. En effet la mise en jeu de puissance plus en plus élevées sur des surfaces de plus en plus minimisées provoque des échauffements considérables. Si on ne maîtrise pas parfaitement les moyens et les méthodes de

refroidissement des microsystèmes. Nous citons si dessous, quelques exemples de manifestations physiques dans les microstructures soumises aux effets thermiques et les dégâts que peut provoquer ces gradients températures.

IV.3.1 Electro-migration

L'électro-migration et la corrosion sont des phénomènes physiques qui dégradent énormément les performances des conducteurs et limitent leur durée de vie.

La migration des atomes déforme significativement les conducteurs et peut être une cause importante de défaillance. Les facteurs essentiels de l'électro-migration sont les gradients de température et en particulier la de courant électrique. Même s'il y a d'autres causes significatives d'électro-migration, tels que les gradients de tension, les gradients de concentration, etc...., il n'y a pas d'électro-migration sans courant électrique.

L'électro-migration est due à la résultante de deux forces, la force due à l'action directe du champ électrostatique sur les ions (force du vent électronique).

La conséquence du flux d'électro-migration est la nucléation ou la croissance d'une cavité qui peut entrainer la ligne comme il est mentionné dans les images suivantes.

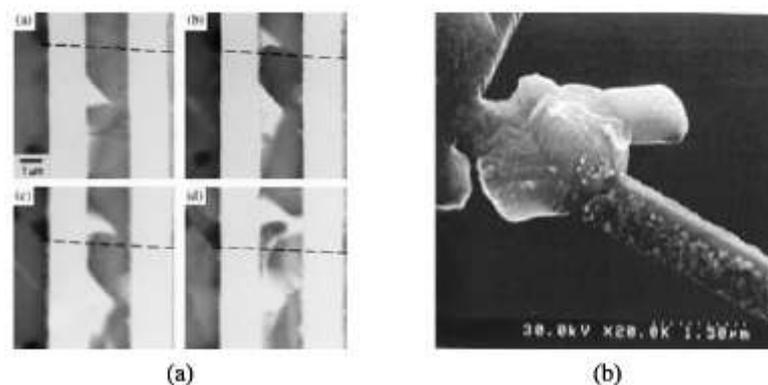


Figure IV.2 : Phénomène de nucléation. (A) Différentes étapes de formation de la nucléation (b).

Etape finale de la nucléation.

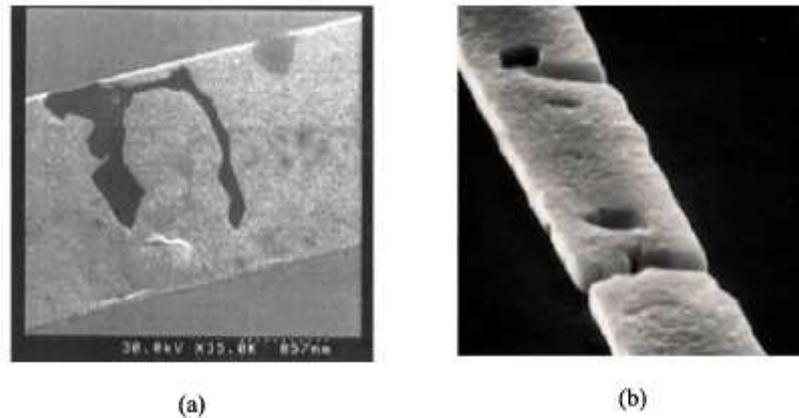


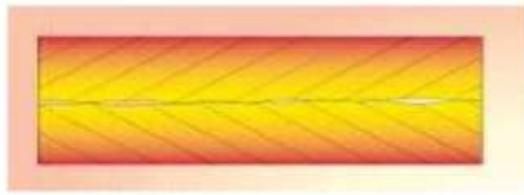
Figure IV.3 : croissance de cavité. (a) cas d'une piste conductrice (b) cas d'un conducteur rectangulaire

IV.3.2. Conduction aux interfaces solide-solide

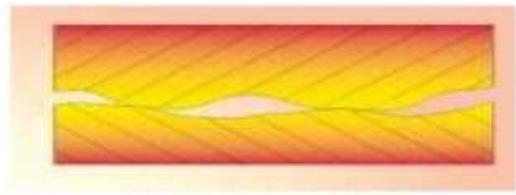
Le transfert de chaleur à travers la zone de contact entre deux solides constitue un autre point important de la conduction thermique en micro électronique. En effet à interfaces de deux solide appliqués l'un contre l'autre, le contact réel ne représente pas toute la surface mise en commun, mais ce contact est ramené à quelques points, réduisant ainsi la surface réelle d'évacuation de la chaleur. Cette imperfection cause une chute de la température et donc une augmentation de la résistance thermique au niveau de l'interface. La surface de contact étant discontinue, il se crée des espaces libre occupés par de l'air, ou éventuellement par un autre fluide, dont la conductivité thermique est beaucoup plus faible que celle des solides en présence. En conséquence, il y'a création de poches d'air ou de fluide renfermant des températures plus élevées (Fig IV.4) à l'interface des deux solides.

Le nombre et les dimensions de ces interstices dépendent de plusieurs facteur, tels que:

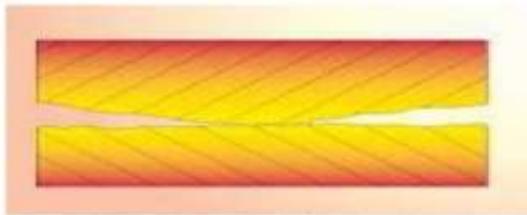
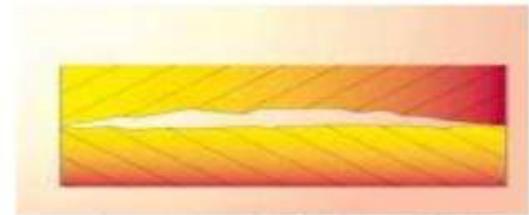
- Le degré du polissage et de la planéité des surfaces en contact.
- Le module d'élasticité des matériaux.
- La pression de serrage des deux solides.



(A): Contact de deux surfaces lisses.



(B) : Contact de deux surfaces ondulées.

(C): Surface convexe en contact avec
Une surface plane.(D) : Surface concave en contact avec
Une surface plane.**Figure IV.4:** Défauts dans les interfaces solide- solide

L'utilisation d'un fluide de bonne conductivité thermique pour le remplissage de ces poches, telles que l'huile ou la graisse aux silicones peut être un bon remède pour ce problème, en particulier, dans le cas des surfaces relativement importantes (plusieurs dizaines de centimètres carrés) sur lesquelles il n'est pas possible d'appliquer des pressions élevées. Cependant, il faut prendre beaucoup de précautions, car un excès de matière fluide au moment du serrage, peut ne pas être évacué, et former par endroits une couche mince qui réduit la surface de contact direct solide-solide au lieu de l'augmenter..

IV.4 Modélisation thermique

De nombreuses approches sont utilisées pour décrire le comportement thermique dans les composants électroniques, et d'estimer d'une manière satisfaisante leurs températures de fonctionnement. Certaines approches conduisent à une cartographie détaillée des températures calculées en tous points du composant, d'autres ne peuvent fournir que la température calculée en quelques points du composant. Parmi les méthodes classiquement utilisées, il existe des méthodes analytiques et des méthodes numériques [45] [44] [46].

L'objectif dans ce chapitre, est de traiter le problème des transferts thermiques dans une inductance planaire spirale. Nous essayons d'obtenir des modèles simples permettant de déterminer la température de fonctionnement de ce composant magnétique en fonction des pertes dans le cuivre au prix d'approximations acceptables. En effet il n'est pas indispensable d'obtenir une cartographie complète du composant, seules quelques zones particulières présentent de l'intérêt d'un point de vue thermique.

Pour déterminer la température de fonctionnement en quelques points du composant, nous devons disposer d'un modèle thermique dont les grandeurs d'entrée sont les pertes cuivre. Nous recherchons alors des modèles nécessitant des temps de calcul réduits et un nombre restreint de paramètres. Pour le domaine d'application qui nous intéresse, c'est-à-dire l'électronique de puissance on peut retenir que les températures de fonctionnement varient entre 20°C et 120°C [46].

IV.5 Différentes méthodes de modélisation :

De nombreuses approches sont utilisées pour décrire les transferts thermiques et pour parvenir à une estimation satisfaisante des températures de fonctionnement. Certaines approches conduisent à une cartographie « détaillée » des températures, calculées en tous points du composant, d'autres ne peuvent fournir que la température calculée en quelques points du composant. Parmi les méthodes classiquement utilisées on distingue les méthodes analytiques et les méthodes numériques [48]:

IV.5.1 Méthodes analytiques conventionnelles

Ces méthodes permettent de décrire séparément les trois modes de transfert thermique que ce soit la conduction, la convection ou même le rayonnement. Bien souvent plusieurs modes de transfert se produisent en même temps, le travail du thermicien consiste à déterminer les coefficients d'échange qui interviennent dans les relations précédentes et à résoudre le système d'équations. Pour les composants magnétiques la principale difficulté concerne l'obtention de ces coefficients qu'il est bien difficile d'obtenir avec précision par le calcul ou par la mesure.

Méthodes analytiques sont très intéressantes, du fait de la souplesse de la précision de leurs solutions. Malheureusement la solution analytique n'est possible que pour des problèmes présentant des formes géométriques trop simples pour refléter le cas réel.

IV.5.2 Méthodes numériques

Les approches numériques utilisant la méthode des éléments finis ont connu et connaissent encore des développements importants. Elles permettent d'obtenir une cartographie détaillée des températures du composant. Le composant à étudier est alors découpé en domaines élémentaires de dimensions finis (décomposition en forme simple) par maillage, classiquement un meilleur automatique est utilisé. Ce dernier autorise un maillage différencié, dense dans les régions à fort gradient de température, plus lâche dans d'autres zones. Chaque zone est caractérisée par les propriétés physiques des matériaux qui la constituent. Le comportement physique du système est décrit grâce à des équations aux dérivées partielles ainsi que des conditions aux limites. En utilisant des approximations simples des variables inconnues, la méthode des éléments finis transforme les équations aux dérivées partielles en équations algébriques.

Cette méthode permet d'effectuer l'analyse de la température en différents points, mais exige une description précise du composant qu'il n'est pas toujours facile de réaliser. Cette méthode est lourde à mettre en œuvre et n'est pas compatible avec le reste de la simulation. Elle peut cependant s'avérer très intéressante pour comprendre et analyser les échanges thermiques dans un composant, pour valider des hypothèses. De plus les résolutions spatio-temporelles sont très coûteuses en termes de temps de calcul et nécessitent des moyens informatiques relativement importants.

IV.5.2.1 Méthode nodale

La méthode nodale consiste à définir des zones isothermes, chaque zone constituant un nœud. Les échanges entre nœuds sont représentés par des résistances thermiques :

$$R_{TH} = \frac{T_1 - T_2}{P} \quad (IV.4)$$

Les conductances convectives $\frac{\lambda S}{e}$ et conductivité $h \cdot S$ peuvent être considéré comme constante lorsque le domaine de variation de la température est faible. En ce qui concerne la conductance radiative $\sigma \cdot S \cdot F_{12} = \sigma \cdot S \cdot (T_2^2 + T_1^2) (T_2 + T_1)$, elle est généralement faible pour des composants dont les températures de fonctionnement ne dépassent pas 120°C.

Des capacités thermiques permettent également de tenir compte des stockages d'énergie dans le cas où l'on s'intéresse aux régimes transitoires. L'équation de bilan à chaque nœud prend la forme d'une équation différentielle qu'il est facile de résoudre à l'aide d'un solveur d'équations différentielles.

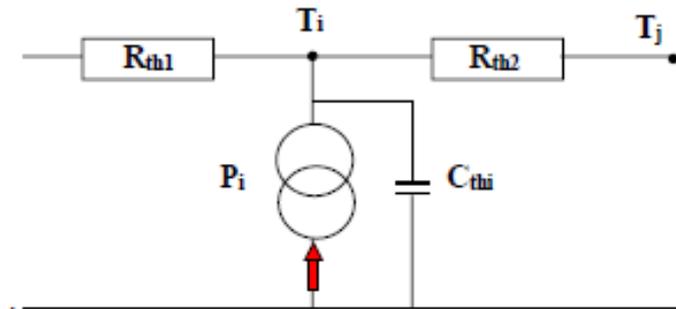


Figure IV.5 : Méthode nodale.

Moyennant certaines approximations, cette méthode permet d'établir des modèles simples. Cependant la détermination des éléments résistifs et capacitifs se heurte aux mêmes difficultés que l'approche précédente.

IV.6 Modèle thermique d'un composant magnétique :

Dans ce paragraphe nous précisons la démarche retenue pour l'obtention de modèles thermiques de composants magnétiques.

- La première phase consiste à définir un schéma thermique équivalent simple mais suffisamment réaliste prenant en compte les principaux couplages. Ce travail est conduit à partir de la description physique du composant (nature des matériaux, géométrie, localisation des sources de chaleur...) et en formulant quelques hypothèses simplificatrices.
- La seconde étape est relative à la détermination de la valeur des éléments thermiques, résistances et condensateurs. Ces valeurs peuvent être obtenues soit par calcul soit expérimentalement à partir de mesures en régime permanent pour les éléments résistifs et des essais en régime transitoire pour les capacités.
- Enfin la dernière phase consiste à vérifier expérimentalement la validité du modèle en comparant résultats expérimentaux et résultats de simulation en régime permanent comme en régime transitoire.

Comme démonstrateur, nous avons fait le choix d'un composant de forme simple, mais cependant réaliste utilisé en électronique de puissance. Il s'agit d'une inductance réalisée à l'aide d'un circuit magnétique et d'un seul bobinage comme l'indique la figure IV.6.

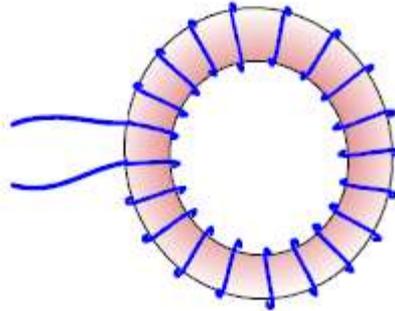


Figure IV.6: Démonstrateur utilisé.

Le circuit magnétique, de forme torique, possède une section effective S_e et une longueur effective le sur lequel on enroule un bobinage de N_1 spires non jointives et régulièrement réparties.

IV.7 Modélisation thermique de l'inductance :

Nous allons présenter dans ce qui suit, une modélisation thermique de notre inductance. Un modèle a été élaboré pour estimer les températures des différentes couches empilées composant cette inductance. Ces températures sont calculées en fonction des pertes dans la spirale en cuivre aux prix d'approximations acceptables. Il n'est pas indispensable d'obtenir une cartographie complète du composant, seules quelques zones particulières présentes de l'intérêt pour nous du point de vue thermique.

Pour déterminer la température de fonctionnement en quelque point du composant, nous devons disposer d'un modèle thermique dont les grandeurs d'entrée sont les pertes cuivre

Nous rappelons que l'inductance est constitué de matériaux disposés sous formes de couches empilées les unes sur les autres .L'élaboration du modèle thermique de cette inductance, repose sur des hypothèses simplificatrices qui sont les suivants :

- L'échange thermique par rayonnement se fait par émission d'ondes électromagnétiques .Ce rayonnement est fortement atténué par le confinement des lignes de champs magnétiques dans le noyau. De ce fait le transfert thermique par rayonnement dans le cas de notre inductance est supposé négligeable.
- Les dimensions utilisées étant très restreintes (quelque μm), le transfert thermique par convection est également considéré comme négligeable.
- Nous supposons que le transfert thermique par conduction est unidirectionnel

IV.7.1 circuit thermique de l'inductance :

Suite aux hypothèses simplificatrices qui éliminent les cas de transferts thermiques par rayonnement et par convection, le circuit thermique porte uniquement sur la partie inférieure de l'inductance. Les nœuds du circuit thermique sont réalisés par une découpe de la spirale conductrice en neuf sections différentes S_k ($k=1,9$), correspondant à neuf volumes $V_{1,k}$ ($k=1,\dots,9$) (figure IV.7). Le centre de gravité de chaque volume est considéré comme un nœud.

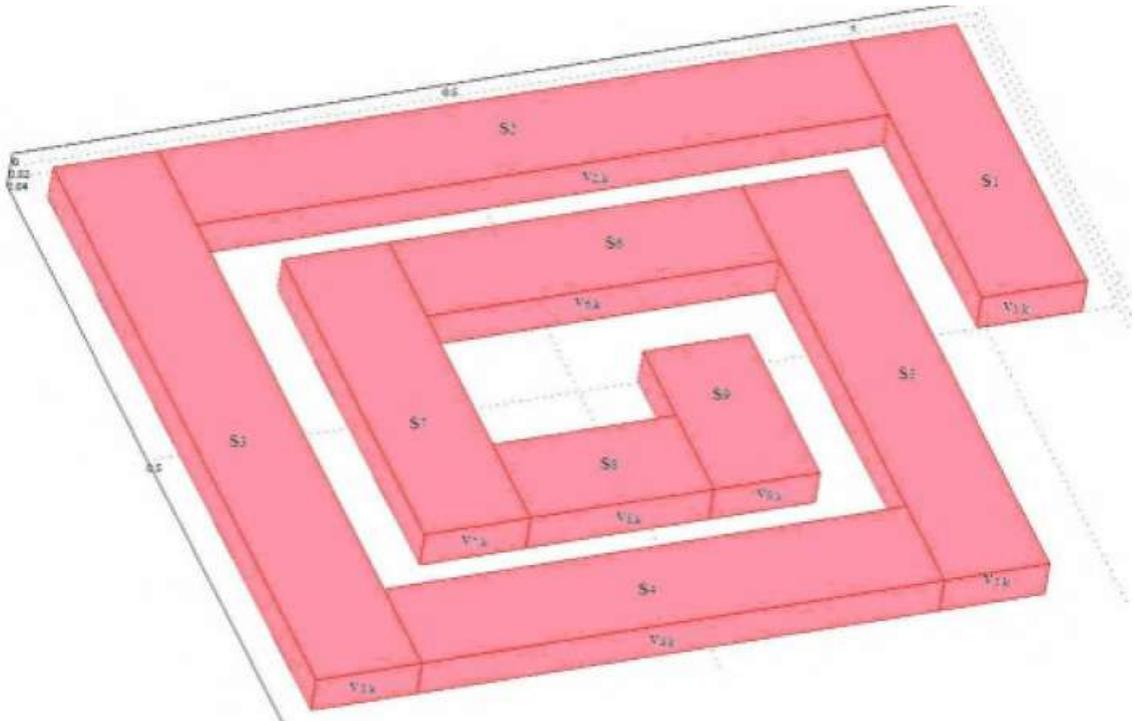


Figure IV.7: Les différentes sections de la spirale (Vue 3D)

Pour concevoir le circuit thermique de la partie inférieure de l'inductance à double noyau, nous allons nous référer à la similitude entre les lois physiques et les lois thermiques et le modèle de Yue Yong. Afin de repérer les différents éléments thermiques, nous allons passer par le coup transversale de l'inductance (figure IV.8).

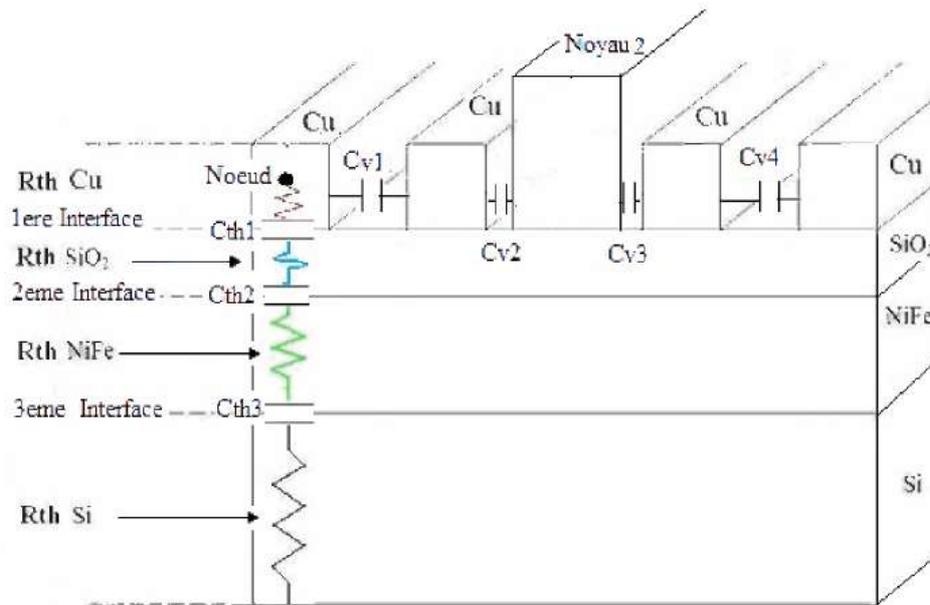


Figure IV.8 : schéma montrant les différentes résistances et capacité thermiques liées à un nœud.

Les pertes par effet joule dans le ruban conducteur sont la principale source de chaleur .Au niveau de chaque couche, la chaleur dissipée rencontre une résistance (R_{th}) du matériau constituant la couche (Figure IV.8).

L'état des surfaces des différents matériaux induit stagnation de chaleur au niveau des interfaces, donnant naissance à des capacités thermiques C_{th_i} ($i=1, \dots, 3$) (Fig IV.8).

Bien que le transfert thermique par convection soit négligeable, une très faible quantité de chaleur est véhiculée entre les spires, créant des capacités thermiques inter-spaires C_{v_i} ($i=1, \dots, 4$).

A partir de la coupe de transversale de notre inductance (fig IV.8), de la similitude entre les phénomènes électriques et thermiques, nous proposons un modèle thermique globale de notre inductance qui est indiqué par la figure (IV.9). Il faut noter que les hypothèses simplificatrices sont prises en considération lors de l'élaboration de ce modèle thermique.

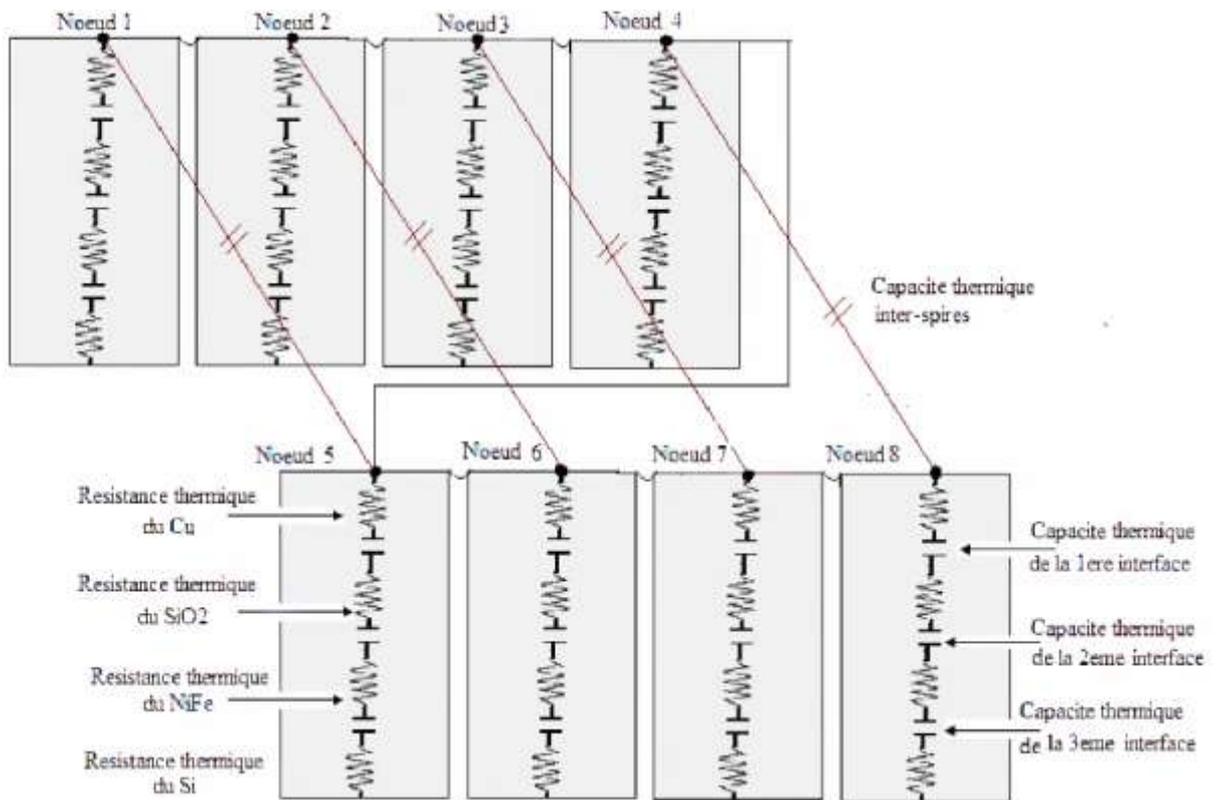


Figure IV.9 : Circuit thermique globale de l'inductance.

Le circuit thermique équivalent en (π) de la figure (IV.10) à est enduit du circuit thermique global de la figure (IV.9).

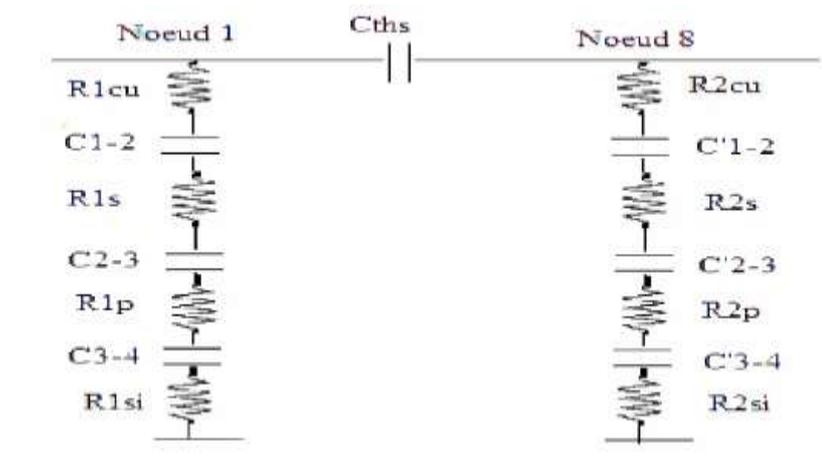


Figure IV.10 : Circuit thermique en (π) de l'inductance

C_{th_s} : est la capacité thermique équivalente des capacités thermiques inter-spires

R_{1Cu} : est la résistance thermique équivalente des résistances thermique issues des quatre premiers nœuds dans le cuivre

R_{1s} : est la résistance thermique équivalente des résistances thermique issues des quatre premiers nœuds dans le dioxyde de silicium (la silice).

R_{1p} : est la résistance thermique équivalente des résistances thermiques issues des quatre premiers nœuds dans le permalloy (*NiFe*).

R_1 : si est la résistance thermique équivalente des résistances thermique issues des quatre premiers nœuds dans le silicium.

R_{2cu} , R_{2s} , R_{2p} et R_{2si} : Représentent les résistances thermiques équivalentes des résistances thermiques issues de quatre derniers nœuds respectifs du cuivre, de la silice du permalloy et du silicium

C_{1-2} : est la capacité thermique équivalente des capacités thermiques dans l'interface cuivre-silice, issues des quatre premiers nœuds.

C_{2-3} : est les capacités thermiques équivalentes des capacités thermiques dans l'interface silice-permalloy, issues des quatre premiers nœuds.

C_{3-4} : est les capacités thermiques équivalentes des capacités thermiques dans l'interface dans l'interface permalloy-silicium, issues des quatre premiers nœuds.

C'_{1-2} , C'_{2-3} , C'_{3-4} : sont les capacités thermiques équivalentes dans les trois interfaces précédentes, issues des quatre derniers nœuds

IV.8 Calcul des résistances thermiques

Pour le calcul des résistances thermiques en mode conduction, nous considérons le ruban conducteur comme une source de chaleur. Cette source de chaleur est la conséquence d'un flux thermique du aux effets joules.

Le ruban conducteur est sectionné en un ensemble de volumes $v_{1,K}$ ($k=1\dots9$) .chaque volume $v_{1,K}$ représente une source de chaleur .en mode conduction, le flux de chaleur au niveau de chaque volume, traverse perpendiculairement la section S_k correspondant à ce volume.

Par analogie entre lois physiques régissant les phénomènes de conduction thermique et- de conduction électrique, les résistances thermiques sont exprimées par l'équation (IV.5) [49] [50].

$$R_{th} = \frac{d}{\lambda.S} \tag{IV.5}$$

d : représente la distance le nœud et l'interface.

λ_{th} : est la conductivité thermique du matériau.

S : est la surface traversée perpendiculairement par le flux thermique.

IV.8.1. Calcul des sections

Pour le calcul des résistances thermique, nous devons calculer dans un premier temps la surface S_k de chaque section de la figure IV.8 avec k varie de 1 à 9, ensuite appliquer la relation (IV.5).

Rappelons les dimensions de la spirale : $w=300 \mu\text{m}$, $s=100 \mu\text{m}$ et $t=50 \mu\text{m}$. $d_{in}=400 \mu\text{m}$ et $R_{in}=d_{in} /2=200 \mu\text{m}$.

Les résultats obtenus sont regroupés dans le tableau IV.1.

Sections S_k ($k=1,\dots,9$)	Equations	Résultats (μm^2)
S_1	$S_1 = (R_{in}+2w+s).w$	270000
S_2	$S_2 = (d_{in}+3w+3s).w$	480000
S_3	$S_3 = (d_{in}+4w+2s).w$	540000
S_4	$S_4 = (d_{in}+3w+2s).w$	450000
S_5	$S_5 = (d_{in}+3w+s).w$	420000
S_6	$S_6 = (d_{in}+w+s).w$	240000
S_7	$S_7 = (d_{in}+2w).w$	300000
S_8	$S_8 = (d_{in}).w$	120000
S_9	$S_9 = (R_{in}+w).w$	150000

Tableau IV.1 : Equations et valeurs des sections traversées perpendiculairement parle flux.

IV.8.2. les résistances thermiques du ruban de cuivre

Les résistances thermiques Rth_{ck} ($k=1, \dots, 9$) du cuivre entre chaque nœud et l'interface (cuivre isolant), sont calculées à partir de la relation (IV.6) appliquée au cuivre. Ces résistances sont liées aux différentes sections S_k de la spirale.

$$Rth_{ck} = \frac{d_{cu}}{\lambda_{cu} \cdot S_k} \tag{IV.6}$$

λ_{cu} : La conductivité thermique du cuivre ($\lambda_{cu} = 389 \text{ w/ (m.}^\circ\text{C)}$).

d_{cu} : La distance entre le nœud et la jonction cuivre-silice $\{d_{cu} = \frac{t}{2} = 25 \mu\text{m}\}$.

S_k : La surface traversée perpendiculairement par le flux thermique.

Rth_{ck}	Rthc ₁	Rthc ₂	Rthc ₃	Rthc ₄	Rthc ₅	Rthc ₆	Rthc ₇	Rthc ₈	Rthc ₉
Résultats (C/W)	0,238	0,134	0,119	0,142	0,153	0,267	0,214	0,535	0,428

Tableau IV.2 : valeurs des résistances thermiques entre le cuivre et la jonction cuivre-silice.

IV.8.3 les résistances thermiques de la silice

Pour calculer les résistances thermiques de la silice (dioxyde de silicium), nous utilisons l'équation (IV.7) ainsi que les résultats du tableau IV.1.

$$Rth_{sk} = \frac{d_{iso}}{S_k \cdot \lambda_{iso}} \tag{IV.7}$$

λ_{iso} : la conductivité thermique de l'isolant Sio2 ($\lambda_{iso} = 1.46 \text{ w/ (m. C)}$)

d_{iso} : L'épaisseur de la couche isolante ($d_{iso} = t_{ox} = 60 \mu\text{m}$).

Rth_{s_k}	Rths ₁	Rths ₂	Rths ₃	Rths ₄	Rths ₅	Rths ₆	Rths ₇	Rths ₈	Rths ₉
Résultat (C/W)	152,20	85,62	76,10	91,32	97,85	171,23	136,99	342,46	273,9

Tableau IV.3 : valeurs des résistances thermiques entre la jonction cuivre silice et la jonction silice-permalloy.

IV.8.4. Les résistances thermiques du permalloy

En appliquant la formule (IV.8), et en utilisant les résultats du tableau IV.1, nous calculons les résistances thermiques au niveau de la couche de permalloy.

$$Rth_{pk} = \frac{d_{per}}{S_k \cdot \lambda_{per}} \tag{IV.8}$$

λ_{per} : La conductivité thermique du permalloy *NiFe* ($\lambda_{per} = 30 \text{ w/ (m. C)}$).

d_{per} : L'épaisseur de la couche permalloy prise entre la couche isolante et la couche de silicium. ($d_{per} = h = 340 \text{ }\mu\text{m}$). h est l'épaisseur du noyau.

Rth_{pk}	Rthp ₁	Rthp ₂	Rthp ₃	Rthp ₄	Rthp ₅	Rthp ₆	Rthp ₇	Rthp ₈	Rthp ₉
Résultats (C/W)	41,97	23,61	20,98	25,18	26,98	47,12	37,77	94,44	75,55

Tableau IV.4 : valeurs des résistances thermiques entre la jonction silice-permalloy et la jonction permalloy-silicium.

IV.8.5. résistances thermiques du silicium

Les résultats du tableau IV.1 ainsi que l'équation IV.9 sont les outils utilisés pour calculer les résistances thermiques du silicium.

$$Rthsi_K = \frac{d_{si}}{\lambda_{si} \cdot S_K} \tag{IV.9}$$

λ_{si} : La conductivité thermique du silicium ($\lambda_{si} = 149 \text{ w/ (m. C)}$).

d_{si} : L'épaisseur de la couche de silicium ($d_{si} = h_{sub} = 100 \text{ }\mu\text{m}$).

$Rthsi_K$	Rthsi ₁	Rthsi ₂	Rthsi ₃	Rthsi ₄	Rthsi ₅	Rthsi ₆	Rthsi ₇	Rthsi ₈	Rthsi ₉
Résultats (C/W)	2,48	1,4	1,24	1,49	1,6	2,79	2,24	5,59	4,47

Tableau IV.5 : valeurs des résistances thermiques entre la jonction permalloy-silicium et plan masse.

IV.9 Calcul des températures des matériaux :

Le calcul des températures dans les différents points de la partie inférieure de notre inductance se fera en vertu de la loi de Fourier donnée par l'équation (IV.10).

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{\Phi} = \frac{T_1 - T_2}{\Phi} \quad (IV.10)$$

T_1 et T_2 sont les températures des deux isothermes T_1 et T_2 .

Φ est le flux de chaleur entre les deux isothermes exprimées en Watt.

Dans le cas de notre inductance, le flux Φ représente la puissance dissipée par le ruban conducteur.

Nous rappelons que la spirale conductrice est divisée en neuf volumes $v_{1,K}$ ($k=1, \dots, 9$)

(Voir paragraphe IV.7.1). Les quatre petits volumes $v_{i,K}$ ($i=1, \dots, 4$) constituant les différents matériaux empilés dans un volume v_K (Fig IV.11). Au final, nous aurons 36 petits volumes

$v_{i,K}$ ($i=1, \dots, 4$ et $k=1, \dots, 9$), donc 36 centres de gravités au niveau desquels nous allons calculer les températures $T_{i,K}$ ($i=1, \dots, 4$ et $k=1, \dots, 9$).

Pour déterminer ces températures qui représentent les températures de fonctionnement des différentes couches de l'inductance, nous allons procéder comme suite :

Dans un premier temps, nous calculons la puissance totale dissipée par le ruban conducteur en supposant qu'elle est uniforme sur tout le conducteur. Cette puissance représente le flux thermique total Φ_{total} due aux pertes par effets Joules.

Nous calculons ensuite la puissance dissipée (notée $\Phi_{i,k}$) dans chacun des volumes $v_{1,K}$ ($k=1, \dots, 9$) (Figure IV.11). Les expressions (IV.15 à IV.18) nous permettent de calculer les résistances thermiques $R_{1,K}$ ($i=1, \dots, 4$ et $k=1, \dots, 9$) entre chaque deux point $A_{i,K}$ et $A_{i,K+1}$

($j=1, \dots, 4$ et $k=1, \dots, 9$) représentant les centres de gravités des volumes $v_{i,K}$ ($i=1, \dots, 4$ et $k=1, \dots, 9$), comme indiqué par la Figure IV.11.

En appliquant ces résistances à la loi de Fourier (Expression IV.10), nous aboutissant à un système d'équations linéaires. La résolution de ce système définit les différentes températures de fonctionnement de l'inductance $T_{i,K}$ ($i=1, \dots, 4$ et $k=1, \dots, 9$).

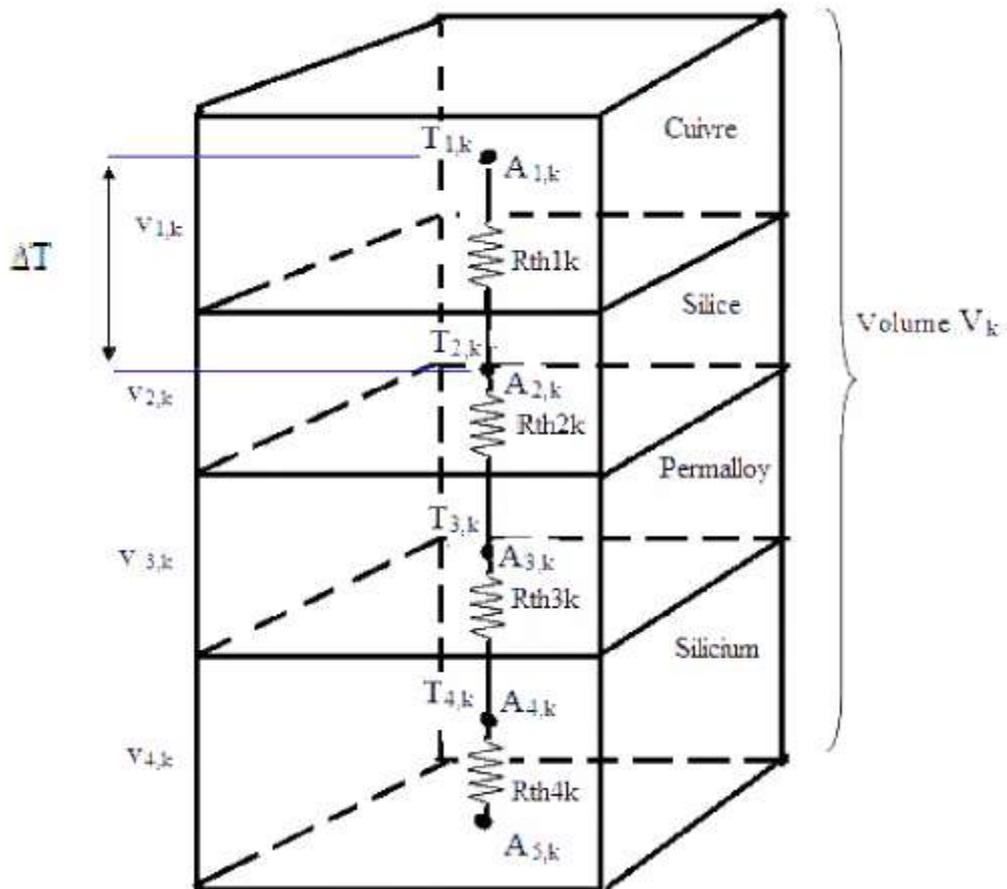


Figure IV.11 : Différents résistances thermique et températures dans un volume V_k .

L'algorithme de la figure IV.12 résume les différentes étapes pour le calcul des températures $T_{i,K}$ ($i = 1, \dots, 4$ et $k = 1, \dots, 9$) dans chaque volume $v_{1,K}$ ($i = 1, \dots, 4$ et $k = 1, \dots, 9$) de l'inductance à double noyau.

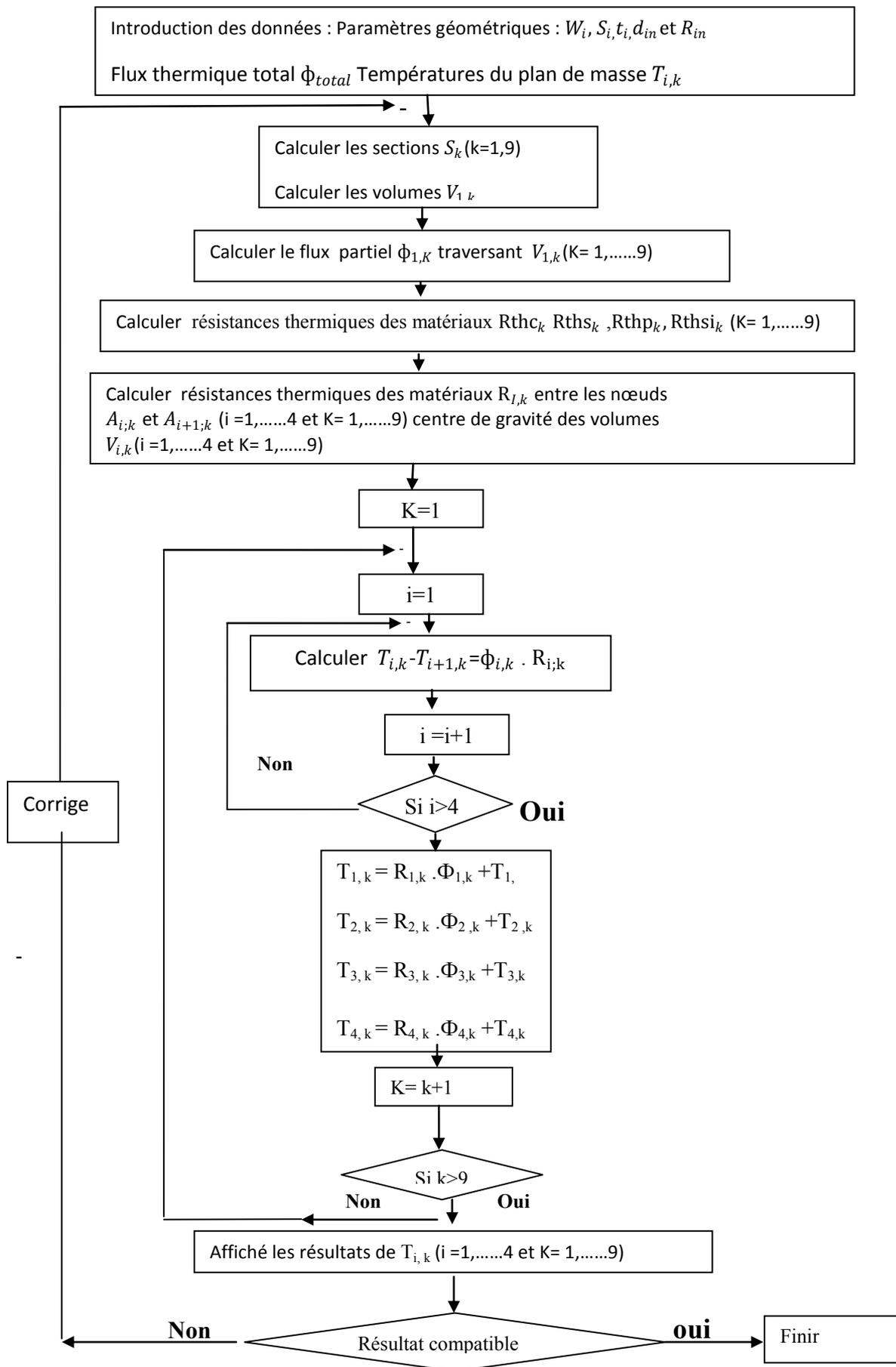


Figure IV.12 : Procédures de calcul des températures.

IV.9.1. Calcul des flux thermique

Nous allons nous intéresser dans ce paragraphe au flux due aux pertes effectives Joules.

a) Flux thermique global

Le flux thermique global représente la puissance dissipée par le ruban conducteur. Il est donné par la formule (IV.11) :

$$\Phi_{total} = P = R_s \cdot (I_{Leff})^2 \tag{IV.11}$$

$$(I_{Leff})^2 = P_i = \frac{1}{T} \int_0^T (I_L(t))^2 dt \tag{IV.12}$$

P_i étant la valeur quadratique moyenne du signal $I_L(t)$.

Le courant $I_L(t)$ traversant l'inductance est de forme triangulaire périodique, de période T . Ses valeurs maximale et minimale sont : $I_{LMAX} = 0,7$ et $I_{LMIN} = 0,3$ A.

$I_L(t)$ est exprimé par la relation (IV.13) :

$$I_L(t) = \begin{cases} 1,2 \cdot 10^6 t + 0,3 & \text{si } [0, \frac{T}{2}] \\ -1,2 \cdot 10^6 t + 1,1 & \text{si } [\frac{T}{2}, T] \end{cases} \tag{IV.13}$$

D'où la valeur quadratique moyenne P_i :

$$P_i = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T/2} (1,2 \cdot 10^6 t + 0,3)^2 dt + \int_{T/2}^T (-1,2 \cdot 10^6 t + 1,1)^2 dt \right]$$

$$P_i = 0,235 \text{ W et } I_{Leff} = \sqrt{P_i} = 0,485 \text{ A.}$$

$$R_s = \frac{\rho \cdot L_{avg}}{A \cdot t}$$

Avec $I_{Leff} = 0,485 \text{ A}$ et $R_s = 0,0133 \Omega$, le flux thermique total prend comme valeur : $\Phi_{total} = 3,135 \cdot 10^{-3} \text{ W}$.

b) Flux thermique dans les différents volumes $v_{1, k}$ du conducteur

Le flux thermique étant supposé uniforme dans tout le conducteur, nous pouvons calculer la puissance dissipée (ou flux thermique) au niveau de chaque volume $v_{1, k}$ ($k = 1, \dots, 9$) du cuivre à l'aide

De l'expression (IV.14).

$$\Phi_{1, k} = \frac{v_{1, k}}{v_g} \Phi_{total} \tag{IV.14}$$

v_g représente le volume globale du ruban conducteur dissipateur de chaleur.

Le tableau (IV.6) consigne les valeurs des différents flux thermiques dans les différents volumes partiels $v_{1, k}$ ($k = 1, \dots, 9$).

Volumes $v_{1, k}$ et v_g	Valeurs des volumes $v_{1, k}$ (μm^3)	Flux $\Phi_{1, k}$	Valeurs de Flux $\phi_{1, k}$ (W)
Volume global $v_g = l_{moy} . w . t$	$1305 . 10^5$	Φ_{total}	$3,135 . 10^{-3}$
$v_{1,1} = (R_{in} + 2w + S) . w . t$	$135 . 10^5$	$\Phi_{1,1}$	$0,324 . 10^{-3}$
$v_{1,2} = (d_{in} + 3w + 3S) . w . t$	$240 . 10^5$	$\Phi_{1,2}$	$0,576 . 10^{-3}$
$v_{1,3} = (d_{in} + 4w + 2S) . w . t$	$270 . 10^5$	$\Phi_{1,3}$	$1,648 . 10^{-3}$
$v_{1,4} = (d_{in} + 2w + 2S) . w . t$	$280 . 10^5$	$\Phi_{1,4}$	$0,672 . 10^{-3}$
$v_{1,5} = (d_{in} + 3w + S) . w . t$	$210 . 10^5$	$\Phi_{1,5}$	$0,504 . 10^{-3}$
$v_{1,6} = (d_{in} + w + S) . w . t$	$120 . 10^5$	$\Phi_{1,6}$	$0,288 . 10^{-3}$
$v_{1,7} = (d_{in} + 2w) . w . t$	$150 . 10^5$	$\Phi_{1,7}$	$0,360 . 10^{-3}$
$v_{1,8} = (d_{in}) . w . t$	$60 . 10^5$	$\Phi_{1,8}$	$0,144 . 10^{-3}$
$v_{1,9} = (R_{in} + w) . w . t$	$75 . 10^5$	$\Phi_{1,9}$	$0,180 . 10^{-3}$

Tableau IV.6 : valeurs des flux thermiques dans un volumes $v_{1, k}$

IV.9.2. Les différentes résistances thermiques de l'inductance

Les résistances thermiques notées $R_{i,K}$ ($i = 1, \dots, 4$ et $k = 1, \dots, 9$), sont situées entre les points $A_{i;k}$ et $A_{i+1;k}$ ($i = 1, \dots, 4$ et $k = 1, \dots, 9$) représentant les centres de gravités des volumes $V_{i;k}$ ($i = 1, \dots, 4$ et $k = 1, \dots, 9$). Elles nous serviront pour le calcul des différences de température $T_{i;k} - T_{i+1;K}$ entre les points $A_{i;k}$ et $A_{i+1;k}$ (voir le figure IV.11) ainsi que les températures de fonctionnement $T_{i;k}$ au centre de gravité de chaque volume $A_{i;k}$ ($i = 1, \dots, 4$ et $k = 1, \dots, 9$).

Les différentes résistances thermiques constituent les éléments d'une matrice comme indiquées par la figure (IV.13). Leur calcul est réalisé à l'aide des expressions suivants :

$$R_{1,k} = R_{thc_k} + \frac{R_{thc_k}}{2} \tag{IV.15}$$

$$R_{2,k} = \frac{R_{thc_k} + R_{thp_k}}{2} \tag{IV.16}$$

$$R_{3,k} = \frac{R_{thp_k} + R_{thsi_k}}{2} \tag{IV.17}$$

$$R_{4,k} = \frac{R_{thsi_k}}{2} \tag{IV.18}$$

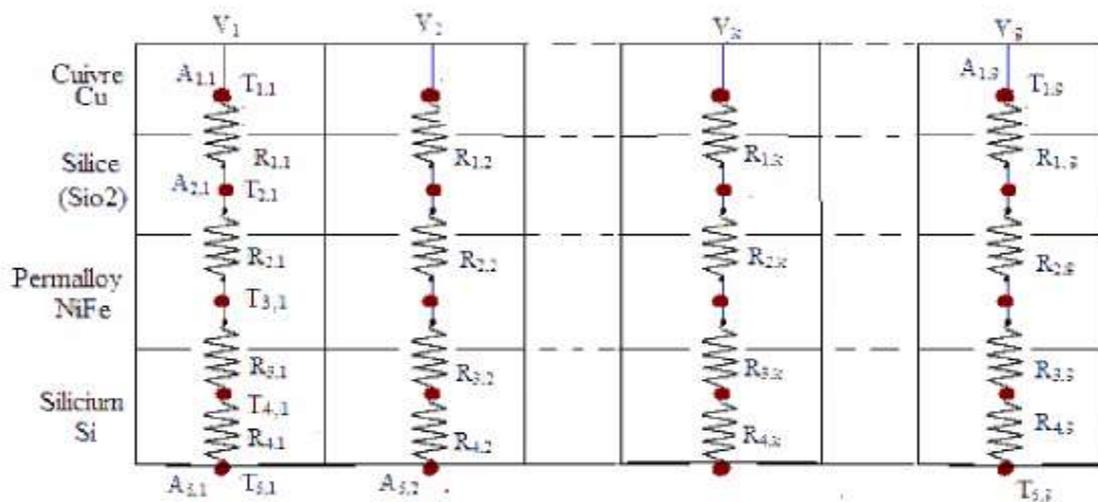


Figure IV.13 : différents résistances thermique entre les nœuds

En faisant varier k de 1 à 9 dans les expressions (IV.15 à IV.18) on obtient les différents résistances thermiques $R_{i,k}$ ($i = 1, \dots, 4$ et $k = 1, \dots, 9$) regroupé dans le tableau IV.7.

$$\begin{pmatrix} R_{1,1} & R_{1,2} & R_{1,3} & R_{1,4} & R_{1,5} & R_{1,6} & R_{1,7} & R_{1,8} & R_{1,9} \\ R_{2,1} & R_{2,2} & R_{2,3} & R_{2,4} & R_{2,5} & R_{2,6} & R_{2,7} & R_{2,8} & R_{2,9} \\ R_{3,1} & R_{3,2} & R_{3,3} & R_{3,4} & R_{3,5} & R_{3,6} & R_{3,7} & R_{3,8} & R_{3,9} \\ R_{4,1} & R_{4,2} & R_{4,3} & R_{4,4} & R_{4,5} & R_{4,6} & R_{4,7} & R_{4,8} & R_{4,9} \end{pmatrix}$$

Tableau IV.7. Différents résistances thermique $R_{i,k}$ de l'inductance.

Le tableau IV.8 consigne les valeurs des différentes résistances thermiques $R_{i,k}$ ($i = 1, \dots, 4$ et $k = 1, \dots, 9$). Ces valeurs sont calculées en utilisant les tableaux IV.2 à IV.5.

$$\begin{pmatrix} 76,34 & 42,94 & 38,25 & 45,80 & 49,08 & 85,88 & 68,71 & 171,76 & 137,37 \\ 97,1 & 54,61 & 48,54 & 58,25 & 62,41 & 109,17 & 37,38 & 218,45 & 174,72 \\ 22,23 & 12,50 & 11,11 & 13,335 & 14,29 & 25 & 50 & 40 & 215,03 \\ 1,24 & 0,7 & 0,62 & 0,75 & 0,80 & 1,395 & 1,12 & 2,795 & 2,235 \end{pmatrix}$$

Tableau IV.8 : Valeurs des différentes résistances thermiques $R_{i,k}$ entre les nœuds de l'inductance

IV.9.3. Différences des températures entre les nœuds $A_{i,k}$ et $A_{i+1,k}$

Le calcul du gradient de température $T_{i,k} - T_{i+1,k}$ entre les nœuds $A_{i,k}$ et $A_{i+1,k}$ nous permet de calculer les températures au niveau des nœuds $A_{i,k}$ ($i = 1, \dots, 4$ et $k = 1, \dots, 9$).

- **Procédure de calcul :**

$$R_{i,k} = \frac{\Delta T}{\phi} = \frac{T_{i,k} - T_{i+1,k}}{\phi_{i,k}} \tag{IV.19}$$

D'où

$$T_{i,k} - T_{i+1,k} = \phi_{i,k} \cdot R_{i,k} \tag{IV.20}$$

Avec deux indices variables ($i = 1, \dots, 4$ et $k = 1, \dots, 9$), nous avons affaire à deux boucles (Voir figure IV.12).

L'expression (IV.20) nous permet de calculer les différences de températures $\Delta T_{i,k} = T_{i,k} - T_{i+1,k}$ ($i = 1, \dots, 4$ et $k = 1, \dots, 9$) entre les différents matériaux de l'inductance.

En fixant k et en faisant varier i de 1 à 4 dans l'expression (IV.20), on obtient le système d'équations (IV.21).

$$\begin{cases} T_{1,k} - T_{2,k} = \phi_{1,k} \cdot R_{1,k} \\ T_{2,k} - T_{3,k} = \phi_{1,k} \cdot R_{2,k} \\ T_{3,k} - T_{3,k} = \phi_{1,k} \cdot R_{3,k} \\ T_{4,k} - T_{1,k} = \phi_{1,k} \cdot R_{4,k} \end{cases} \quad (IV.21)$$

Avec k variant de 1 à 9, nous allons nous retrouver avec neuf systèmes d'équations similaires au système (IV.21).

IV.10 Calcul des températures de fonctionnement de l'inductance

En supposant que le plan de masse est température ambiante (20^0C) ce qui veut dire ($T_{5,k}=20^0C$) pour $k=1, \dots, 4$), et pour en appliquant le système d'équation (V.22) pour chaque valeur de K , ($K=1, \dots, 9$), nous pouvons calculer les différentes températures de fonctionnement $T_{i,k}(i=1, \dots, 4)$.

$$\begin{cases} T_{1,K} = R_{1,K} \cdot \Phi_{1,K} + T_{2,K} \\ T_{2,k} = R_{2,k} \cdot \Phi_{2,k} + T_{3,k} \\ T_{3,k} = R_{3,k} \cdot \Phi_{3,k} + T_{4,k} \\ T_{4,k} = R_{4,k} \cdot \Phi_{4,k} + T_{5,k} \end{cases} \quad (IV.22)$$

✓ Application

En appliquant le système d'équation (V.22) pour $K=1$ et $T_{5,1}=20^0C$, et en remplaçant les résistances thermiques et les flux par leurs valeurs, on obtient le système d'équations (IV.23).

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{1,1} - T_{1,2} = 76,34 \cdot 0,324 \cdot 10^{-3} = 0,026 \quad \text{d'où} \\ T_{2,1} - T_{3,1} = 97,01 \cdot 0,324 \cdot 10^{-3} = 0,0314 \\ T_{3,1} - T_{4,1} = 22,23 \cdot 0,324 \cdot 10^{-3} = 0,0072 \\ T_{4,1} - 20 = 1,24 \cdot 0,324 \cdot 10^{-3} = 0,00040 \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} T_{1,1} = 20,0650 \\ T_{2,1} = 20,039 \\ T_{3,1} = 20,0076 \\ T_{4,1} = 20,0004 \end{array} \right. \quad (IV.23)$$

✓ **Remarque**

$T_{1,1}$ représente la température du cuivre dans le volume $V_{1,1}$.

$T_{2,1}$ représente la température de la silice dans le volume $V_{2,1}$.

$T_{3,1}$ représente la température du permalloy dans le volume $V_{3,1}$.

$T_{4,1}$ représente la température du silicium dans le volume $V_{4,1}$.

Si on varier K de 1 a 9, on aura les résultats des 36 températures au niveau des différentes volumes $V_{i,k}$ ($i=1, \dots, 4$ et $k = 1, \dots, 9$) (tableau IV.9).

T_{Cu}	—	}	20,065	20,065	20,065	20,065	20,0650	20,065	20,065	20,065	20,0650	20,504
T_{SiO2}	—		20,039	20,039	20,039	20,039	20,039	20,039	20,039	20,039	20,039	20,039
T_{NiFe}	—		20,0076	20,0076	20,0076	20,0076	20,0076	20,0076	20,0076	20,0076	20,0076	20,0076
T_{Si}	—		20,003	20,003	20,003	20,003	20,003	20,003	20,003	20,003	20,003	20,003

Tableau IV.9 : valeurs des différentes températures dans l'inductance à double noyau.

IV.11 Interprétation des résultats

Les températures de fonctionnement de l'inductance à dans le tableau IV.9 sont dans les normes, car la température de fonctionnement des dispositifs d'électronique de puissance est comprise entre 20°C et 120°C [46].

Le refroidissement de l'inductance à double noyau est effectué grâce à un dimensionnement géométrique bien étudié, qui a mené des pertes par effets joules négligeable.

La température du ruban conducteur en cuivre (Cu) est uniformément répartie (figure IV.14) car l'effet de peau et de proximité ont été bien contournés lors du dimensionnement géométrique de l'inductance de ce fait, il n y a pas de gradients de température, donc pas de risque d'apparition du phénomène de nucléation, ni du phénomène de la croissance de cavité.

La température de la couche de permalloy est de 20,0076°C d'où l'absence de risque de démagnétisation du noyau car la température de Curie du permalloy (600°C) est loin d'être atteinte.

Nous remarquons également, qu'au niveau de la couche isolante de silice (SiO₂), et de la couche de silicium (Si) les températures sont uniformément réparties, et presque à température ambiante.

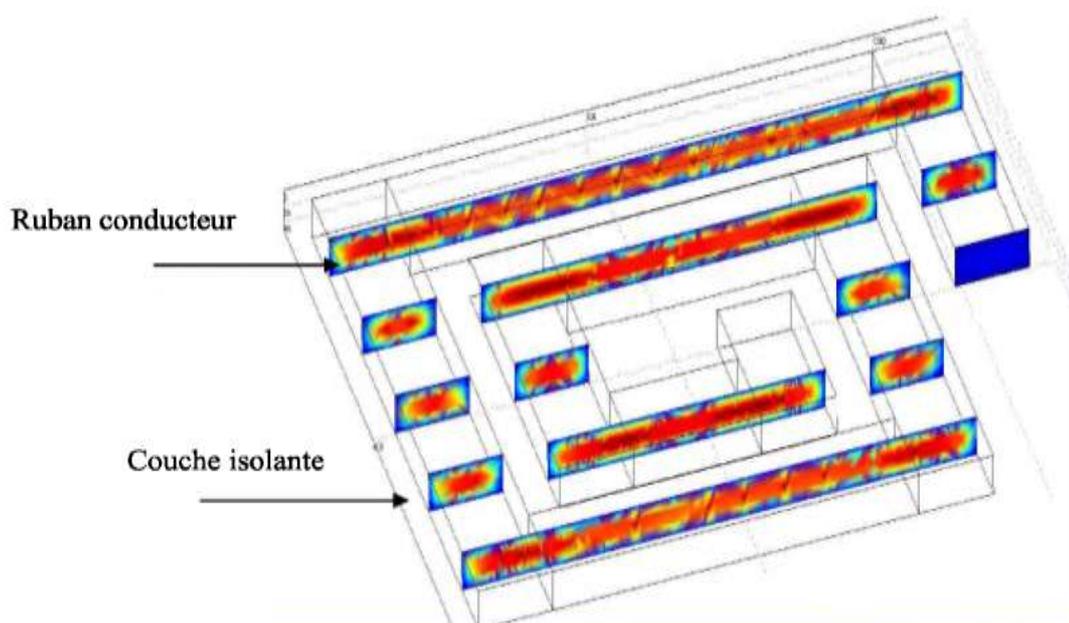


Figure IV.14: simulation de l'effet thermique dans la spirale traversée par le courant avant sont évacuation (coupes transversales)

IV.12 Conclusion

L'étude présentée dans ce chapitre concerne la modélisation thermique d'une inductance planaire spirale avec noyau magnétique.

Le transfert thermique peut s'effectuer de trois façons différentes : la conduction thermique, la convection thermique et le rayonnement.

Pour décrire le comportement thermique de l'inductance lors de son fonctionnement, nous devons d'adopter une méthode simple et fiable qui nous aide à calculer les températures dans différents points du composant.

La littérature présente des méthodes analytiques, ainsi que des méthodes numériques. Dans notre cas, nous avons préféré les transferts de chaleur, à l'aide des circuits thermiques comportant des résistances et des capacités thermiques afin de modéliser le comportement thermique du composant global.

La méthode nodale était le plus adaptée pour la conception du circuit thermique de l'inductance. L'utilisation de la loi de Fourier, nous a permis de déterminer les températures de fonctionnement dans différentes zones de notre inductance. Le refroidissement de l'inductance à noyau est obtenu grâce à dimensionnement géométrique bien étudié. Les résultats sont satisfaisants

CONCLUSION GENERALE

L'objectif de ce travail est la modélisation des phénomènes thermiques dans une inductance intégrée carrée d'un micro convertisseur DC-DC Buck. Les spécifications du micro convertisseur constituent le point de départ de notre étude, ce qui nous a permis de déterminer les paramètres électriques et géométriques de la bobine à intégrer et les différentes pertes dans le composant, d'où la nécessité de compléter ce travail par une étude thermique.

L'intégration des composants passifs comme l'inductance a toujours été considérée comme un verrou technologique, pour cela, dans littérature on trouve différentes méthodes de dimensionnement d'une micro bobine. Le choix de la méthode est un critère important pour que les résultats analytiques puissent se rapprocher des résultats expérimentaux. Le dimensionnement des paramètres géométriques de l'inductance a permis de dégager les paramètres électriques de la bobine avec un circuit magnétique intégrée sur un substrat de silicium.

A l'aide des simulations numériques, nous avons déduit le comportement fréquentiel de l'inductance (L), de la résistance (R) et du facteur de qualité de la micro bobine intégrée en tenant compte des contraintes des paramètres géométriques.

Pour pousser cette étude à ses limites pour le domaine expérimental, nous avons opéré à très haute fréquence, de l'ordre du Méga Hertz. L'augmentation de la fréquence et les tendances vers la miniaturisation créent plusieurs problèmes dus à l'augmentation considérable du flux de chaleur généré par les composants qu'ils soient actifs ou passifs. Si la chaleur n'est pas rapidement dissipée, la température moyenne de fonctionnement sera plus élevée que la température maximale tolérée par le constructeur, le contrôle de la température deviendra plus compliqué et cet effet thermique intervient comme un obstacle majeur au dimensionnement et à la conception des composants passifs intégrés.

L'analyse de la dissipation de chaleur dans une inductance connaît un intérêt croissant. L'utilisation de la méthode nodale, à partir d'un modèle thermique et des hypothèses simplificatrices, nous ont permis de mener une étude du comportement thermique, de la distribution de la chaleur dans les différentes couches de notre micro structure.

Cette méthode permet de déterminer la température de fonctionnement en quelque point du composant, par contre l'utilisation de la méthode des éléments finis permet d'estimer la température en différents points de la miro bobine. Aussi l'analyse de la distribution de la chaleur en tenant compte des échanges de thermique par rayonnement et par convection donnera une idée plus réaliste de la distribution de la température en tous points de la bobine intégrée sur le substrat.

BIBLIOGRAPHIE

- [1]: P. GOUBIER, Y. LEMBEYE, J.-P. FERRIEUX, « Conception de composants LCT intégrés », EPF'2002, Montpellier, 13-15 novembre 2002, pp. 203-208.
- [2]: K. LAOUAMRI, J.C. CREBIER, J.-P. FERRIEUX, T. CHEVALIER, « Construction and modeling of integrated LCT structure for PFC resonant converter », PESC 2001, Vancouver (Canada), 17-22 juin 2001, pp. 1949-1954
- [3]: S.J. MARAIS, J.A. FERREIRA, J.D. VAN WYK, « Integrated Filters For Switch- Mode Power Supplies », Annual Meeting on Industrial Applications of Electrical Energy, IEEE-IAS, octobre 1995, Orlando, Etats-Unis, pp. 809-816
- [4]: P. GOUBIER, J.P. FERRIEUX, Y. LEMBEYE, « Design and characterization of an integrated planar LCT component », EPE'03, Toulouse, France, septembre 2003, CDROM
- [5]: O. STIELAU, J.D. VAN WYK, M. EHSANI, I.J. PITEL, « Integrated reactive components in power electronic circuits », IEEE PESC 90, pp.831-838
- [6]: S. MARAIS, J.A. FERREIRA, J.D. VAN WYK, « Planar Integrated Output filters for Hybrids », IEEE Trans. on Power Electronics, mai 1997, pp. 1143-1149
- [7]: C. JOUBERT, « Etude des phénomènes électromagnétiques dans les condensateurs à films métallisés - Nouvelle génération de condensateurs », Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 1996
- [8]: S. FAUCHER, « Composants passifs hybrides pour l'électronique de puissance », rapport de DEA, Université Montpellier II, juillet 2000
- [9]: C. JOUBERT, M. LARDELLIER, A. BEROUAL, G. ROJAT, «An Original decoupling Capacitor », 6th European Conference on Power Electronics and application, EPE'95, 19-21 septembre 1995, Séville, Espagne
- [10]: C. JOUBERT, « Etude des phénomènes électromagnétiques dans les condensateurs à films métallisés - Nouvelle génération de condensateurs », Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 1996
- [11]: J.D. VAN WYK, J.A. FERREIRA, « Evaluation and future prospects of an integration technology for hybrid multikilowatt power electronic converters », EPE'97, Trondheim, septembre 1997, pp. 1.194-1.199
- [12]: S. MARAIS, J.A. FERREIRA, J.D. VAN WYK, « Technology for Planar Integrated Output Filters for Hybrids », EPE'97, Trondheim, septembre 1997, pp. 3.129-3.133

[13]: M.C. SMIT, J.A. FERREIRA, J.D. VAN WYK, « Application of transmission Line principles to high frequency power converters », IEEE PESC 92, Tolède, Espagne, pp. 1423-1430

[14]: « Integrated Inductors for Low Cost Electronic Packages. », Allen. IEEE IEDM 1995, pp 137-141.

[15]: TILMANS A., CMOS foundry-based micromachining, Journal of Micromachining and Microengineering, N 6, pp. 122-127, 1996.

[16]: SULLIVAN D., Integrated variable-reluctance magnetic minimotor, IBM Journal of Research and Development, vol 42, N° 5, Sept 1998.

[17]: WENDE L., Planar fluxgate sensors: experimental data and theoretical analysis, Sensors and Actuators A, 61, 1997.

[18]: AHN C.H., ALLEN M.G., A planar micromachined spiral inductor for integrated magnetic microactuator applications, Journal of Micromechanics and Microengineering, Volume 3, Number 2, pp. 37-44, 1993.

[19]: VAN DER LINDE D., BOON C.A.M., KLAASSENS J.B., Design of a highfrequency planar power transformer in multilayer technology, Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume 38, Issue 2, pp. 135 - 141, April 1991.

[20]: TILMANS A., CMOS foundry-based micromachining, Journal of Micromachining and Microengineering, N 6, pp. 122-127, 1996.

[21]: AHN C.H., ALLEN M.G., A comparison of two micro-machined inductors (barand meander-type) for fully integrated boost DC/DC power converters, Power Electronics, IEEE Transactions on Volume 11, Issue 2, pp. 239-245, March 1996.

[22]: SULLIVAN D., Integrated variable-reluctance magnetic minimotor, IBM Journal of Research and Development, vol 42, N° 5, Sept 1998.

[23]: SULLIVAN C.R., SANDERS S.R., Measured Performance of a High-Power-Density Microfabricated Transformer in a DC-DC Converter, Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record, 27th Annual IEEE, Volume 1, pp. 287-294 vol.1, 23-27 June 1996.

[24]: J. P. Ferrieux, F. Forest, « Alimentations à découpage – Convertisseurs à résonance », Ed Dunod, 3ème edition, 1999

[25]: Agilent 4284A.Precision LCR meter operation manual. Agilent technology.

[26]: Ismaïl KHALIL. Caractérisation magnétique basse fréquence par la méthode de nappe de courant. Conception et fabrication d'un prototype composé de couches minces de Cu et de YIG élaborées par pulvérisation cathodique RF. Thèse Optique Photonique Hyperfréquence, Saint-Etienne : Université Jean Monnet, octobre 2009, 208p.

- [27]: H-A. WHEELER & al. « Simple inductance formulas for radio coils, » Proc.IRE, 16, no 10 (1928), pp. 1398-1400.
- [28]: S. MOHAN & al., « Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances, » IEEE Journal of Solid -State Circuits, 34, no 10 (1999), pp. 1419-1424.
- [29]: S. S. Mohan, M. Del Mar Hershenson, S. P. Boyd, and T. H. Lee, « Simple accurate expressions for planar spiral inductances, » IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 34, no. 10, pp. 1419–1424, Oct. 1999.
- [30]: Yue, C. P. & Wong, S. S. (1999), « Design strategy of on-chip inductors for highly integrated RF systems, » In Design Automation Conference (pp. 982-987).
- [31]: H.E. Bryan, « Printed inductors and capacitors, » Tele-tech electronic industries, Dec.1955, p. 68.
- [32]: Chik Patrick Yue, «On-chip spiral inductors for Silicon-based radio-frequency integrated circuits», PhD thesis partial fulfilment, Stanford University, 1998.
- [33]: Bruno ESTIBALS, Corinne ALONSO, Alain SALLES, Jean -Luc SCHANEN, Robert PERRET, «Validation d’outils de simulation d’éléments inductifs Pour convertisseur statique intégré», IEE Engineering Science and Education Journal, 10, no 5 (2001), pp. 197 205.
- [34]: Bruno ESTIBALS, «Conception, Réalisation et Caractérisation de micro miroirs à déflexion localisée appliqués aux télécommunications optiques», Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France. Déc. 2002.
- [35]: Aicha ziouche, «Etude et conception des inductances monolithiques pour des circuits intégrés radiofréquences sur silicium» ; Universite Saad Dahlab de Blida, Novembre2006
- [36]: J. P. Ferrieux, F. Forest, «Alimentations à découpage – Convertisseurs à résonance», Ed Dunod, 3ème edition, 1999.
- [37]: Salles ALAIN, «Conception d’éléments passifs magnétiques pour convertisseurs de faible puissance», Thèse de doctorat, Université Toulouse III-Paul Sabatier, France Sep. 2008.
- [38]: Farès TOUNSI, «Microphone électrodynamique MEMS en technologie CMOS : étude, modélisation et réalisation», Thèse de doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, France. Mar. 2010.
- [39]: Gilles Petit, Richard Kielbasa, Vincent Petit«Criterion of design for small value integrated selfinductors », Service des Mesures, Supélec, Gif sur Yvette, Thales Airborne Systems, Élancourt, France.
- [40]: Tuan Huu Bui, «Design and Optimization of a 10 nH Square-Spiral Inductor for Si RF Ics», Master’s thesis of Science in Electrical and Computer Engineering, University of North Carolina at Charlotte.

- [41]: Linh NGUYEN TRAN, «Caractérisation et modélisation d'interconnexions et d'inductances en technologie BiCMOS. Application à l'amplification faible bruit», Université de Cergy-Pontoise, France. Mai2009.
- [42]: C. Patrick Yue, S. Simon Wong, «Design Strategy of On-Chip Inductors for Highly Integrated RF Systems», Solid-State Circuits, IEEE Journal of, vol. 33, Issue 5, pp.743-752, May 1998.
- [43]: J ROUSSEAU: Modélisation des composants magnétiques en électronique de puissance. INSA de Lyon, Habilitation à diriger des recherches, 1996.
- [44]: J-P. Petit « Dissipation thermique dans les systèmes électronique », Editions Technique de l'Ingénieur, Paris, 2016
- [45]: K. Lai Dac, « Contribution à l'optimisation du dimensionnement de composants passifs intégrés pour l'électronique de puissance » , Thèse de doctorat, Université de Grenoble, 16 Décembre 2010.
- [46]: M.T. Abakar, « Modélisation thermique des composants magnétiques utilisés en électronique de puissance », Thèse de doctorat soutenue à L'institut National des sciences Appliquées de Lyon, 2003.
- [47]: J.F. Roche, « Définition d'une dissipation thermique en milieu industriel », Editions Technique de l'Ingénieur, Paris, 04 mars
- [48]: EYGLUNENT B. Manuel de thermique théorique et pratique. 2ème édition. Paris Hermès, 1997 374p.
- [49]: P. Tounsi, «Méthodologie de la conception thermique des circuits électroniques hybride et problèmes connexes », Thèse de doctorat soutenue à l'Ecole Nationale Polytechnique, 23 Décembre 1992.
- [50]: J-M. dorkel, «Semi-conducteurs de puissance. Problèmes thermique » (partie 1), Editions Technique de l'Ingénieur, Paris, 2012.