

Faculté des Sciences Exactes et d'Informatique

Département de Physique.

Filière : Physique.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'Obtention du Diplôme de Master en Physique.

Option : **Physique des matériaux.**

Présenté par :

HAMED Assia

Thème

**Etude des effets thermiques dans les
composants passifs intégrés-Application aux
bobines planaires**

Devant le jury composé de :

Soutenu le : **30/06/2021**

Nom & prénoms	Grade	Domiciliation	Qualité
MELATI Rabia	MCA	Université de Mostaganem	Président
BOUATTOU Miloud	MAA	Université de Mostaganem	Examineur
ADDA BENATTIA Tekkouk	MCB	Université de Mostaganem	Encadrant
BENZIDANE Mohamed Rida	Doctorant	Université de Mostaganem	Co-encadrant

Année Universitaire 2020-2021

Dédicaces

Dédicaces

*Mes très chers parents, pour leur sacrifices, et qui n'ont jamais
cessé de m'encourager que Dieu me les garde.*

Mon frère : Abd-Elhakim.

Ma sœur : Soumia

Tous mes amis sans exception

Remerciements

Mes remerciements vont tout premièrement, à **ALLAH** le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience durant toutes ces années d'études.

J'adresse mes sincères remerciements et reconnaissances à mon encadreur Monsieur **ADDA BENATIA Tekkouk**, Maître de conférence « B » à l'université Abdelhamid Ibn Badis, Faculté des Sciences Exactes et de l'Informatique, pour son engagement, son aide et ses précieux conseils qu'il a su me transmettre tout au long de ce travail.

J'exprime mon profond respect pour Madame **MELATI Rabia** maître de conférences « A » à l'Université de Mostaganem d'avoir accepté de présider le jury de ce mémoire de fin d'étude. Je tiens également à remercier Monsieur **Bouattou Miloud** Maître-assistant à l'Université Abdelhamid Ibn Badis, Faculté des Sciences Exactes et de l'Informatique qui a accepté d'étudier mon travail en qualité d'examineur.

J'exprime aussi notre profonde reconnaissance à mon Co-encadrant **Monsieur Mohammed Rida Benzidane**, doctorant en Génie électrique (Faculté des sciences et technologie), Université de Mostaganem, pour l'aide précieuse qu'il nous a apportée pour la réalisation de ce mémoire. La réalisation de ce mémoire doit beaucoup au formidable soutien moral de ma famille, Je voudrais remercier tout particulièrement mes parents pour leur soutien et leurs encouragements tout au long de ces années.

Enfin un grand merci à tous mes amis et mes collègues pour leur aide, appuis et encouragements incessants, ainsi qu'à toute personne qui a contribué, directement ou indirectement, à la réalisation de ce mémoire.

Liste des figures

Figure I-1 : Composants passifs [3]	5
Figure I-2 : Symbole d'une résistance parfaite [1]	5
Figure I-3 : Modèle d'une résistance réelle [1]	6
Figure I-4 : Schéma d'un condensateur [5].....	7
Figure I-5 : Modèle électrique d'un condensateur réel [1]	8
Figure I-6 : Lignes du champ magnétique	9
Figure I-7:Modèle électrique d'une bobine réelle en basses fréquences.	10
Figure I-8: Modèle électrique d'une bobine réelle en hautes fréquences	10
Figure I-9 : Illustration de l'épaisseur de peau dans un conducteur [9].	13
Figure I-10 : Effet de proximité entre conducteurs coplanaires [10].....	14
Figure I-11 : Définition d'un composant passif intégré. [11]	15
Figure I-12 : Application à l'intégration des systèmes [12].....	16
Figure II-1:Schéma de principe de convertisseur abaisseur DC-DC.....	19
Figure II-2:Epaisseur de peau dans un conducteur rectangulaire	30
Figure II-3:Modèle physique de la bobine dimensionné	32
Figure III-1:Différents modes de propagation de la chaleur dans un composant électronique.....	35
Figure III-2:Maillage d'un réseau tridimensionnel.....	38
Figure III-3:Les différentes sections S_k et différents volumes $V_{1,k}$ de la spirale	39
Figure III-4:Coupe transversale de l'inductance : Différentes résistances et capacités thermiques liées à un nœud.	39
Figure III-5: Différentes résistances thermiques et températures dans un volume V_k	43

Listes des figures

<i>Figure III-6:Les différentes résistances thermiques entre les nœuds</i>	<i>45</i>
<i>Figure IV-1:Le modèle physique de la micro-bobine</i>	<i>52</i>
<i>Figure IV-2:Variation de l'inductance en fonction de fréquence</i>	<i>53</i>
<i>Figure IV-3:Distribution des lignes de champs magnétiques dans la bobine</i>	<i>54</i>
<i>Figure IV-4:Répartition de flux magnétique (Vue en 3D)</i>	<i>54</i>
<i>Figure IV-5:Répartition de la densité de courant de la micro-bobine</i>	<i>55</i>
<i>Figure IV-6:Evolution de la densité de courant suivant l'axe OZ).....</i>	<i>55</i>
<i>Figure IV-7:Répartition de de la température dans la micro-bobine (vue 2D).....</i>	<i>56</i>
<i>Figure IV-8 Répartition de de la température dans la bobine avec noyau ferromagnétique suivant l'axe OZ</i>	<i>57</i>
<i>Figure IV-9:Distribution de la température dans le domaine d'étude</i>	<i>58</i>
<i>Figure IV-10:Evolution de la température pour différentes sections de la bobine</i>	<i>59</i>

Liste des tableaux

Tableau II-1:Caractéristiques des trois grandes familles de ferrite [18].....	22
Tableau II-2:Caractéristiques électriques et magnétiques du ferrite NiZn(C2010).[21][22].	23
Tableau II-3:Matériaux conducteur utilisés pour les micros- bobines. [21][24].....	23
Tableau II-4:Valeurs des coefficients utilisés par Mohan	25
Tableau II-5:Valeurs des coefficients utilisés par Wheeler	26
Tableau II-6:La forme géométrique du noyau magnétique de la micro-bobine	28
Tableau II-7:Résultat du dimensionnement géométrique de la micro-bobine	31
Tableau III-1:Équivalences entre grandeurs thermiques et grandeurs physiques [37].	37
Tableau III-2 : Relations entre grandeurs thermiques et grandeurs physiques [37]	37
Tableau III-3 : Equations et valeurs des sections traversées perpendiculairement par le flux thermique.....	41
Tableau III-4 : Valeurs des résistances thermiques du cuivre	41
Tableau III-5:Valeurs des résistances thermiques de l'oxyde	42
Tableau III-6 : Valeurs des résistances thermiques du noyau magnétique	42
Tableau III-7 : Valeurs des flux thermiques dans les volumes.	44
Tableau III-8: Différentes résistances thermiques $R_{i,k}$ de l'inductance	46
Tableau III-9 : Valeurs des résistances thermiques $R_{i,k}$ des différentes zones de l'inductance planaire	46
Tableau III-10 : Valeurs des températures dans différentes zones de l'inductance spirale planaire	48
Tableau IV-1 Paramètres géométriques de la bobine dimensionnée.....	51
Tableau IV-2 : Comparaison des résultats de calcul analytique et par simulation.....	58

Tables des matières

Chapitre I: Généralités sur les composants passifs intégrés	3
I.1 Introduction	4
I.2 Les composants passifs.....	4
I.3 La résistance	5
I.3.1 Caractéristiques électriques.....	5
I.3.2 Schéma électrique équivalent d'une résistance réelle	6
I.4 Condensateur	7
I.4.1 Caractéristiques électriques.....	7
I.4.2 Schéma électrique équivalent d'un condensateur en haute fréquence	8
I.5 La Bobine	9
I.5.1 Champ magnétique crée par une bobine.	9
I.5.2 Schéma électrique équivalent d'une bobine en haute fréquence.....	9
I.5.3 Le rôle du noyau dans une bobine.....	10
I.5.4 La perméabilité magnétique relative d'un matériau μ_r	11
I.5.5 Les effets de la bobine.....	11
I.5.5.1 L'effet inductif [L].....	11
I.5.5.2 L'effet capacitif [C]	12
I.5.5.3 L'effet résistif [R]	12
I.5.5.4 L'effet de peau	12
I.5.5.5 L'effet de proximité	13
I.6 Intégration des composants passifs	14
I.7 Domaines d'application des systèmes intégrés	15
I.8 Les techniques de l'intégration.....	16
I.8.1 Intégration hybride	16

Tables des matières

I.8.2	Intégration monolithique	16
I.9	Objectifs de l'intégration des composants passifs.....	16
I.10	Conclusion.....	17
ChapitreII: Dimensionnement des paramètres géométriques de la micro bobine du convertisseur DC-DC		18
II.1	Introduction	19
II.2	Cahier des charges (spécifications)	20
II.2.1	Calcul de la valeur de l'inductance de L	20
II.3	Intégration des bobines.....	21
II.3.1	Les matériaux utilisés dans l'intégration des bobines	21
II.3.1.1	Le matériau magnétique.....	21
II.3.1.2	Le matériau conducteur.....	23
II.4	Modélisation mathématique de la micro bobine	23
II.4.1	Méthodes analytiques pour les inductances planaires.....	24
b)	Méthode de Bryan.....	24
c)	Méthode de Terman	25
d)	Méthode de Mohan	25
e)	Méthode de Wheeler modifiée.....	25
II.5	Dimensionnement géométrique de l'inductance spirale carrée.....	26
II.5.1	Dimensionnement du noyau magnétique	27
II.5.2	Dimensionnement des paramètres géométriques de la micro-bobine	28
II.5.2.1	Calcul du nombre de spires n.....	28
II.5.2.2	Calcul de l'épaisseur «t » et la largeur « w » du conducteur	29
II.5.2.3	Calcul de la distance inter-spires (s)	30
II.5.2.4	Calcul de la longueur moyenne L_{moy}	30
II.5.3	Tableau récapitulatif du dimensionnement géométrique	31

Tables des matières

II.6	Conclusion.....	32
ChapitreIII: Etude des effets thermiques de la micro bobine		33
III.1	Introduction	34
III.2	Modélisation thermique.....	34
III.3	Les modes de transfert de chaleur	34
III.3.1	Mode conduction.....	35
III.3.2	Mode convection	35
III.3.3	Mode rayonnement.....	36
III.4	Analogie électriques/thermiques	36
III.5	Notions de résistance thermique.....	37
III.6	Modélisation thermique d'un composant magnétique	38
III.6.1	La méthode nodale	38
III.6.2	Modèle thermique de l'inductance spirale planaire	38
III.6.3	Calcul des résistances thermiques	40
III.6.3.1	Calcul des sections S_k	40
III.6.3.2	Les résistances thermiques du ruban de cuivre.....	41
III.6.3.3	Les résistances thermiques de l'oxyde (isolant)	42
III.6.3.4	Les résistances thermiques du noyau ferromagnétique.	42
III.6.4	Calcul des températures des différents matériaux.....	43
III.6.4.1	Calcul des flux thermiques.....	43
III.6.4.2	Flux thermique dans les différents volumes du conducteur.....	44
III.6.4.3	Les différentes résistances thermiques de l'inductance	45
III.6.4.4	Différences des températures entre les nœuds $A_{i,k}$ et $A_{i+1,k}$	46
III.6.5	Calcul des températures de fonctionnement de l'inductance	47
III.7	Interprétation des résultats.....	48
III.8	Conclusion.....	49

Tables des matières

ChapitreIV: Simulation des effets thermiques de la bobine intégrée.....	50
IV.1 Etude électromagnétique de la micro-bobine	51
IV.2 Le modèle physique de la bobine	51
IV.3 Simulation des paramètres électromagnétique de la micro-bobine	52
IV.3.1 Distribution des lignes de champ magnétique.....	53
IV.3.2 Le flux magnétique.....	54
IV.3.3 La densité de courant.....	54
IV.4 Simulation des effets thermique de la micro-bobine	56
IV.5 Comparaison des résultats	58
IV.6 Conclusion.....	59

Introduction générale

Le monde de la microélectronique est rythmé par la course permanente à l'intégration, afin de pouvoir réduire les tailles, les coûts et la consommation électrique des produits. Les plus gros composants discrets qui sont recherchés aujourd'hui sont des éléments passifs (résistances, inductances et condensateurs), ils sont présents dans une proportion de plus en plus importante dans les circuits électriques. Cependant, les recherches scientifiques visant à mettre en évidence le comportement magnétothermique de ce type de composants montrent un certain déficit.

Pour garantir le bon fonctionnement et la longévité d'un composant électronique, la température de travail doit donc être bien maîtrisée. De ce fait, l'étude thermique devient primordiale dès la conception et la réalisation de n'importe quel composant. Notre objectif dans ce travail, est de traiter les problèmes thermiques dans une bobine planaire après dimensionnement de ces paramètres géométriques, ensuite dans une deuxième étape une modélisation thermique est appliquée pour étudier le comportement thermique de la micro bobine dimensionnée. Parmi les modèles thermiques existant, un modèle simple nécessitant des temps de calcul réduits et un nombre restreint de paramètres (la méthode nodale) pour calculer la température de fonctionnement du composant. Enfin, une comparaison des résultats obtenus par le calcul analytique avec ceux de la simulation par le logiciel COMSOL Multiphysics.

Le travail présenté dans ce mémoire s'articule autour de quatre chapitres :

Le premier chapitre intitulé « Généralités sur l'intégration des composants passifs ». C'est une présentation détaillée des différents composants passifs, suivie par une introduction et des généralités sur leur intégration, sur les problèmes liés à l'intégration, leurs domaines d'applications, ainsi que les différentes techniques d'intégration.

Le deuxième chapitre « Dimensionnement des paramètres géométriques d'une micro-bobine pour un convertisseur DC-DC ». Nous proposons un cahier des charges du convertisseur Buck qui nous a permis de calculer la valeur de la micro bobine qui va être

Introduction générale

intégrée dans le convertisseur DC-DC. Afin de calculer les paramètres géométriques de cette bobine il est nécessaire d'utiliser un modèle mathématique, dans notre cas nous avons utilisé le modèle de Wheeler modifié. Les résultats de dimensionnement sont présentés dans un tableau récapitulatif.

En troisième chapitre « Etude des effets thermiques pour une bobine planaire intégrée ». Nous avons utilisé la modélisation thermique pour étudier le phénomène thermique et déterminer la température de fonctionnement de notre composant. Pour cela, nous avons utilisé la méthode nodale : c'est une méthode très utilisée dans le domaine thermique. Les résultats de calcul analytique vont être comparés avec ceux de la simulation.

Pour valider les résultats de calcul analytique, nous avons consacré le quatrième chapitre intitulé « Etude magnétothermique de la bobine planaire carrée ». A l'aide le logiciel de simulation COMSOL Multiphysics, nous effectuons les simulations des grandeurs électromagnétiques et thermiques de la bobine spirale planaire dimensionnée. Nous avons visualisé la répartition de la densité de courant à l'intérieur du conducteur pour nous assurer que les pertes par effets joules ont été bien contournées, et pour le comportement magnétique de notre bobine, nous avons visualisé la distribution des lignes de champ et du flux magnétiques. Pour la partie thermique, il fallait que la température de fonctionnement de la bobine planaire dimensionnée est acceptable, et qu'elle soit uniformément répartie, de ce fait, nous avons visualisé la distribution de la température dans la bobine et le comparé à celle de calcul analytique par la méthode nodale.

Ce manuscrit est clôturé par une conclusion générale, présentant la comparaison des résultats de simulations avec ceux du calcul analytique.

*Chapitre I: Généralités sur les composants
passifs intégrés*

I.1 Introduction

Les composants électriques passifs sont les éléments de base permettant de modifier un signal électrique en fonction de leurs caractéristiques propres résistances (R), inductances (L), capacités (C)), les composants inductifs comme les bobines ou les transformateurs sont des éléments clefs de l'électronique de puissance. Ce sont des composants bien connus et maîtrisés en ce qui concerne leur forme discrète.

I.2 Les composants passifs

Les composants électroniques forment de très nombreux types et catégories, ils répondent à divers standards de l'industrie aussi bien leurs caractéristiques électriques que pour leurs caractéristiques géométriques.

Un composant électronique est dit passif lorsqu'il ne permet pas d'augmenter la puissance d'un signal, dans la plupart des cas il s'agit même de réduire la puissance, par rapport à celle que remplissent les composants actifs. Parmi les composants passifs, nous citons :

- ❖ 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 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 [1,2].



(a) Condensateurs et résistances



(b) Bobines

Figure I-1 : Composants passifs [3]

I.3 La résistance

Une résistance est un composant électronique dont la principale caractéristique est de s'opposer 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 obéit à la loi d'Ohm. [1]

$$U(t) = Ri(t) \quad \text{I.1}$$

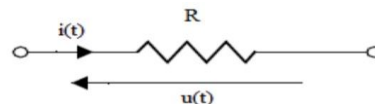


Figure I-2 : Symbole d'une résistance parfaite [1]

$U(t)$: est la valeur instantanée de la tension aux bornes du composant.

$i(t)$: la valeur instantanée du courant traversant le composant.

I.3.1 Caractéristiques électriques

Pour un conducteur homogène il existe une relation permettant de calculer sa résistance en fonction du matériau qui le constitue et de ses dimensions :

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

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

l : la longueur [m].

s : la section traversée par le courant [m^2].

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 par effet Joule).

Un des problèmes majeurs est que la conductivité, et son inverse (la 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. [1]

La puissance dissipée par effet joule est écrit par la relation (I.3) :

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

I : étant l'intensité du courant (en ampères) traversant la résistance et R la valeur de la résistance (Ohm).

I.3.2 Schéma électrique équivalent d'une résistance réelle

Il n'existe pas de technologies qui permettent de réaliser une résistance parfaite. Le modèle équivalent d'une résistance réelle établi avec des composants parfaits est le suivant :

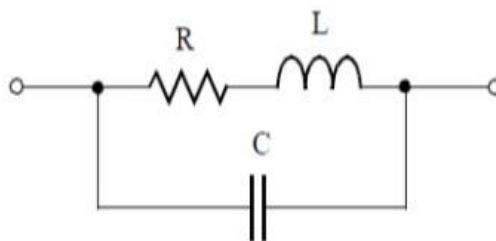


Figure I-3 : Modèle d'une résistance réelle [1]

Les concepteurs de circuits doivent tenir compte des 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 [1].

I.4 Condensateur

Le condensateur, est un composant électronique ou électrique élémentaire, constitué de deux surfaces conductrices ou armatures, séparées par un isolant (diélectrique) ayant une permittivité donnée et soumises à une tension électrique. La valeur absolue de ces charges est proportionnelle à la valeur absolue de la tension qui lui est appliquée. Le condensateur est caractérisé par le coefficient de proportionnalité entre charge et tension appelé capacité électrique et exprimée en farads (F). [4]

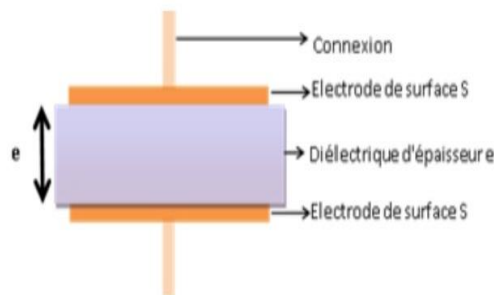


Figure I-4 : Schéma d'un condensateur [5]

I.4.1 Caractéristiques électriques

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

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

C : la capacité du condensateur.

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 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

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d} \quad \text{I.5}$$

Avec

ε_0 : Permittivité du vide [F/m].

ε_r : Permittivité relative du diélectrique

S : Surface commune aux deux électrodes conductrices en regard [m²].

d : Distance séparant les électrodes [m].

Pour obtenir des condensateurs de grande capacité, il est indispensable de jouer sur la surface commune aux deux électrodes ou bien sur l'épaisseur et la nature du matériau diélectrique. [1]

I.4.2 Schéma électrique équivalent d'un condensateur en haute fréquence

Un condensateur consomme toujours une partie de puissance qui est dissipée sous la forme de chaleur (résistance parasite). Le modèle d'un condensateur réel établi avec des composants parfaits est montré dans la figure I-5. Le mode de fabrication et la présence inévitable des fils de connexions entraînent l'apparition d'une composante inductive propre L.

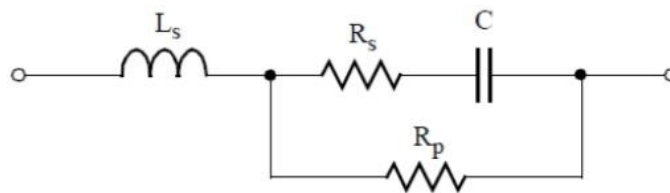


Figure I-5 : Modèle électrique d'un condensateur réel [1]

Où **Rs** représente les résistances de connexions, **Rd** la valeur équivalente due aux pertes dans le diélectrique et **C** la valeur de la capacité admise idéale, **Ls** représente l'inductance qui dépend de la technologie de fabrication.

I.5 La Bobine

Une bobine ou auto-inductance est un composant électronique qui appartient aux familles des composants passifs. La bobine est constituée par un enroulement cylindrique d'un fil conducteur éventuellement autour d'un noyau en matériau ferromagnétique, et peut être utilisée dans un grand nombre d'applications impliquant des fréquences et des niveaux de puissance très divers. [6]

- ❖ 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.

I.5.1 Champ magnétique créé par une bobine.

Le passage d'un courant électrique $I(t)$ dans une bobine crée un champ magnétique B qui donne naissance à un flux φ à travers chacune des spires de la bobine. Le flux total Φ à travers la bobine est la somme des flux à travers chaque spire : $\Phi = n \varphi$. [7]

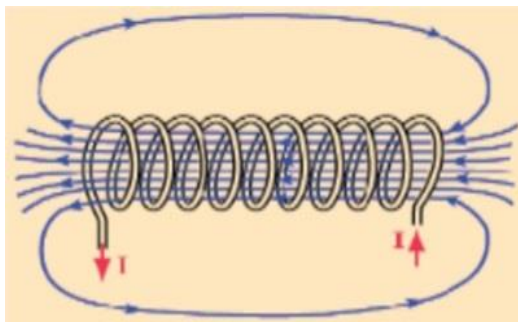


Figure I-6 : Lignes du champ magnétique

I.5.2 Schéma électrique équivalent d'une bobine en haute fréquence.

Une bobine réelle est modélisable par l'association d'une résistance en série avec une inductance lorsque l'on travaille en basse fréquence. [1]



Figure I-7: Modèle électrique d'une bobine réelle en basses fréquences.

Si on augmente la fréquence de travail, alors la bobine est modélisable par le circuit de la figure I.8.

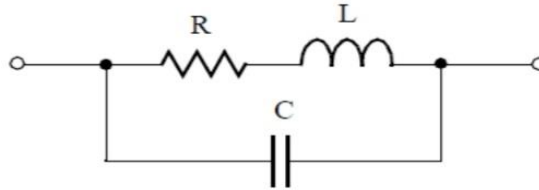


Figure I-8: Modèle électrique d'une bobine réelle en hautes fréquences

D'où :

R : Résistance qui est une fonction de la résistance des connexions et des spires de la bobine.

C : Capacité parallèle qui représente le couplage capacitif entre les spires.

L : Inductance propre qui dépend de la technologie de fabrication.

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

$$Q = \frac{\text{Energie.stockée}}{\text{Energie.dissipée}} = \frac{\text{Imag}(z)}{\text{Réal}(Z)} \quad \text{I.6}$$

I.5.3 Le rôle du noyau dans une bobine.

L'utilisation d'un noyau magnétique permet de canaliser les lignes de champ magnétique, ce qui permet d'augmenter la valeur de l'inductance L d'un facteur μ_r appelé perméabilité magnétique du matériau. Toutefois le matériau magnétique introduit des pertes dues soit à l'hystérésis soit aux courants de Foucault.

Le poids et les dimensions d'une bobine sont généralement beaucoup plus importants que l'ensemble des autres composants d'un circuit. Dans le cas d'une inductance planaire

utilisée en microélectronique un effet similaire peut être obtenu en recouvrant les spires par un matériau magnétique. [7]

I.5.4 La perméabilité magnétique relative d'un matériau μ_r

La perméabilité est la faculté que possède un matériau magnétique à canaliser le champ magnétique, c'est-à-dire à concentrer les lignes de champ magnétique ou à augmenter la valeur de l'induction magnétique. [7]

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad \text{I.7}$$

μ : La perméabilité absolue.

μ_0 : La perméabilité dans le vide ; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$

μ_r : La perméabilité relative du matériau.

I.5.5 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 :

I.5.5.1 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 à savoir, l'inductance propre et l'inductance mutuelle.

a) 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].

Chapitre I: Généralités sur les composants passifs intégrés

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

b) 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 :

$$M_{1,2} = \frac{\Phi_2}{i_1} \quad (I.9)$$

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.

I.5.5.2 L'effet capacitif [C]

Lorsqu'on applique une différence de potentielle à deux conducteurs isolés, on assiste à une accumulation de charges par effet électrostatique. C'est l'effet capacitif. Ce phénomène est présent dans les bobines.

I.5.5.3 L'effet résistif [R]

L'effet résistif représente la dégradation d'énergie sous forme thermique dans la bobine. En raison du courant circulant dans un conducteur, la dissipation d'énergie se manifeste par un échauffement c'est l'effet résistive. Cet effet dépend de la chute de tension le long du conducteur et de l'effet de peau et de proximité. [4][5]

I.5.5.4 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 électrique au

fur et à mesure que l'on s'éloigne de la périphérie du conducteur. Il en résulte une augmentation de la résistance du conducteur ce qui accentue les pertes par effet joules. [5][8]

➤ L'épaisseur de peau

L'épaisseur de peau δ détermine la largeur de la zone où se concentre le courant dans un conducteur parcouru par un courant alternatif (Figure I.9). et donné par l'expression suivante :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 \mu_r f}} \quad (I.10)$$

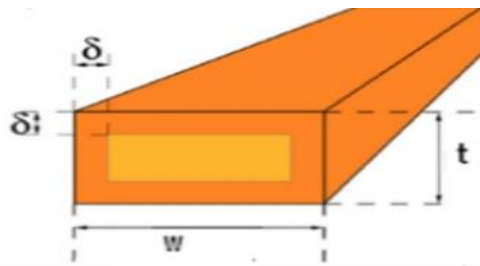


Figure I-9 : Illustration de l'épaisseur de peau dans un conducteur [9].

ρ : Résistivité du matériau.

μ_0 : Perméabilité de l'air.

μ_r : Perméabilité du matériau.

f : fréquence de fonctionnement.

I.5.5.5 L'effet de proximité

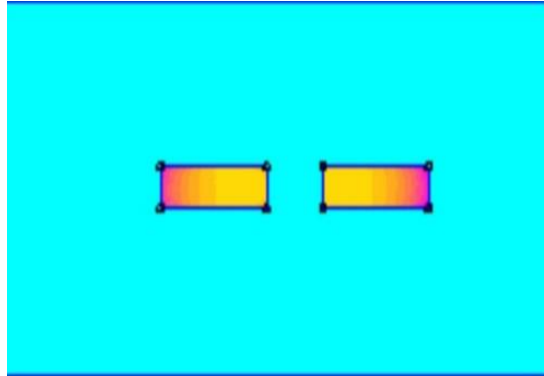
La circulation d'un courant dans un conducteur génère un champ magnétique de fuite pouvant perturber les conducteurs à proximité de ce dernier. [10][11]. Il est totalement dépendant de la géométrie de l'ensemble : section des conducteurs (circulaire, carrée, rectangle...), distance entre conducteurs, asymétrie des conducteurs etc... On englobe, sous l'expression d'effet de proximité, deux phénomènes voisins qu'il est nécessaires de dissocier pour plus de clarté, malgré leurs similitudes (Figure I.10).

➤ Effet de proximité direct

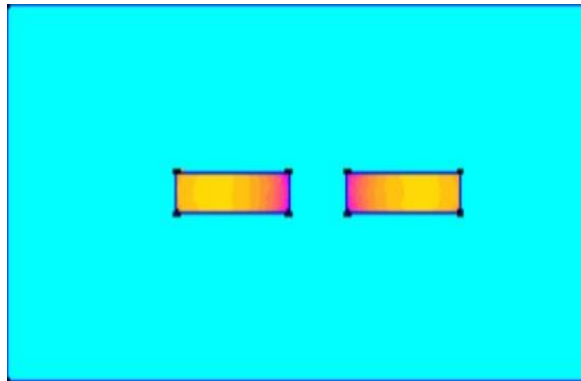
Influence mutuelle sur les densités de courant respectives dans des conducteurs rapprochés, parcourus par des courants de même sens. [11]

➤ Effet de proximité inverse

Influence mutuelle sur les densités de courant respectives dans des conducteurs rapprochés, parcourus par des courants de sens inverse. [10]



a) Effet de proximité direct



b) Effet de proximité inverse

Figure I-10 : Effet de proximité entre conducteurs coplanaires [10].

I.6 Intégration des composants passifs

Comme son nom l'indique, un composant passif intégré est l'association de plusieurs composants passifs (inductances et condensateurs) intégrés dans un même boîtier (figure I.11). Bien sûr, il faut penser à rajouter des connexions internes, des bornes de sortie et un boîtier. [1]

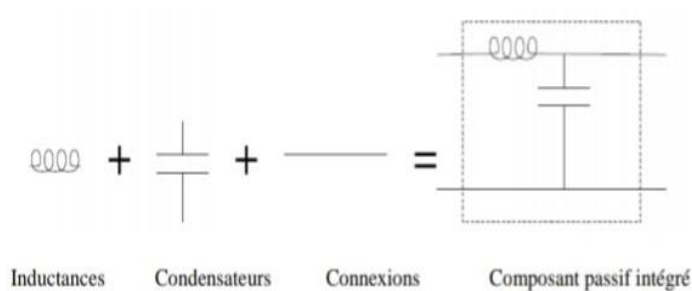


Figure I-11 : Définition d'un composant passif intégré. [11]

L'intégration d'un composant passif consiste à faire coexister de façon harmonieuse des composants inductifs et capacitifs à l'intérieur d'un volume réduit et de réaliser les liaisons internes effectives (figure I.11) Cette intégration peut causer des interactions internes qui peuvent conduire à de nouvelles fonctions ou propriétés dans le composant intégré (par exemple, le conducteur, peut-être, en même temps les électrodes de condensateur ou les spires de bobinage ...). Il s'agit d'une différence par rapport à l'utilisation de composants discrets. Ces nouvelles fonctions et propriétés doivent être prises en compte dans le calcul et le processus de fabrication des circuits intégrés[12].

I.7 Domaines d'application des systèmes intégrés

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 dispositifs intégrés, en termes de rendement, compacité et fiabilité. Aujourd'hui de plus en plus de systèmes intégrés contiennent un modem de communication ou un serveur Web pour pouvoir envoyer ou recevoir des données. Cela augmente les possibilités d'applications qui se diversifient. De ce fait, les systèmes intégrés sont très courants dans les réseaux, l'automatisation industrielle, les énergies renouvelables ou le domaine médical [11].



Figure I-12 : Application à l'intégration des systèmes [12]

I.8 Les techniques de l'intégration

Deux techniques d'intégration peuvent être envisagées en fonction des niveaux de puissances nécessaires, soit l'intégration hybride ou l'intégration monolithique.

I.8.1 Intégration hybride

La technique de l'intégration hybride se traduit par 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 [1][14].

I.8.2 Intégration monolithique

L'intégration monolithique est plus appropriée pour les dispositifs de faible puissance. L'avantage de cette technique est de permettre la réalisation des parties actives et passives du dispositif ainsi que leurs interconnexions sur un même support conduisant à des réalisations de très faible encombrement pour les très faibles puissances [11][14].

I.9 Objectifs de l'intégration des composants passifs

Les bénéfices que l'on peut retirer de l'intégration des composants passifs sont :

- ✓ La diminution du volume occupé par les composants passifs

- ✓ La réduction des interconnexions et les perturbations électroniques par la diminution du rayonnement.
- ✓ La simplification du câblage par la limitation du nombre d'interconnexions externes. La modularité et la standardisation.
- ✓ Une plus grande compacité grâce à la géométrie simplifiée de la structure de composants intégrés (de type planaire, par exemple).
- ✓ Le dernier objectif concerne le cout de fabrication. Les nouveaux types de composants passifs intégrés impliquent la mise en place de nouveaux processus de fabrication collective qui seraient susceptibles de diminuer les couts

I.10 Conclusion

L'intégration des composants passifs devient aujourd'hui une étape nécessaire pour l'avancement dans le domaine de puissance. Elle relève d'une démarche volontaire qui vise à sécuriser et à rendre opérationnelles et plus performantes les fonctions de conversion de l'énergie tout en améliorant leur compacité et leur coût de fabrication. Ces fonctions interviennent dans la réalisation des convertisseurs de puissance présents dans le dispositif électrique dès qu'un changement de gamme de puissance, de tension, de courant ou de fréquence intervient durant le transport et la gestion de l'énergie électrique.

Cette intégration peut se présenter sous forme monolithique sur silicium pour les composants semi-conducteurs, voire pour les composants passifs en très faible puissance ou bien hybride pour des systèmes de plus forte puissance.

*ChapitreII: Dimensionnement des
paramètres géométriques de la micro bobine
du convertisseur DC-DC*

Chapitre II: Dimensionnement des paramètres géométriques de la micro-bobine du convertisseur DC-DC

II.1 Introduction

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

II.2 Convertisseur DC-DC

Notre objectif principal est le dimensionnement d'un convertisseur DC-DC de faible puissance destiné aux applications portables où le rendement et le volume sont très critiques. Pour cela, nous avons choisi un convertisseur type abaisseur de tension.

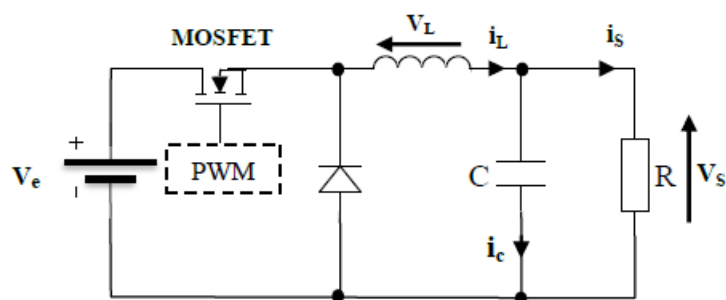


Figure II-1: Schéma de principe de convertisseur abaisseur DC-DC

La figure II.1 présente un convertisseur DC-DC alimenté par une source de tension V_e , la sortie est chargée par une résistance R . L'interrupteur K , symbolisé ici par un MOSFET de puissance est rendu périodiquement conducteur avec un rapport cyclique α à la fréquence f .

Le condensateur de filtrage chargé de lisser la tension de sortie afin que celle-ci soit continue nécessite en général une valeur de capacité assez élevée, de ce fait, il occupe un volume important dans le convertisseur.

II.3 Cahier des charges (spécifications)

Puisque le convertisseur DC-DC joue le rôle de l'intermédiaire entre la source d'énergie et la charge, donc il est nécessaire de prendre en compte les caractéristiques de ces deux éléments pour le dimensionnement et de proposer un cahier des charges qui convient avec l'application souhaité. Notre choix s'est posé sur un convertisseur DC-DC abaisseur de tension répondant aux paramètres suivants :

- ✚ Tension d'entrée: $V_e = 5V$
- ✚ Tension de sortie : $V_s = 3.5V$
- ✚ Un courant moyen traversant la bobine : $I_{L_{moy}} = 0.5 A$
- ✚ Un courant maximal traversant la bobine: $I_{L_{max}} = 0.60 A$
- ✚ Fréquence de fonctionnement : $f = 1.5MHz$
- ✚ Les ondulations de la tension de sortie : $(\Delta V_s)_{max} = 1\%$ de V_s

II.3.1 Calcul de la valeur de l'inductance de L

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

Dans un convertisseur DC/DC abaisseur de tension fonctionnant en conduction continue, la valeur de l'inductance fixe l'ondulation du courant selon la relation II.1. [15][16]

$$\Delta I_L = \alpha(1 - \alpha) \frac{V_e}{L \cdot f} \quad \text{II.1}$$

Où : ΔI_L l'ondulation maximale du courant traversant la bobine, f est la fréquence de commutation du convertisseur ($f = 1/T$), V_e est la tension d'entrée, α est le rapport cyclique.

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

Chapitre II: Dimensionnement des paramètres géométriques de la micro-bobine du convertisseur DC-DC

$$\Delta I_L = 2(I_{L_{\max}} - I_{L_{\text{moy}}}) \quad \text{II.2}$$

On remplace les valeurs de $I_{L_{\max}} = 0.6\text{A}$ et $I_{L_{\text{moy}}} = 0.5\text{A}$ étant données par le cahier des charges, on trouve $\Delta I_L = 0.2\text{A}$.

Pour la valeur du rapport cyclique nous avons la relation (II.3):

$$V_s = \alpha V_e \quad \text{II.3}$$

Donc, on déduit la valeur de $\alpha = 0,7$.

Connaissant les valeurs de la fréquence, de la tension d'entrée et de l'ondulation en courant, nous pouvons tirer la valeur de l'inductance L (Equation II.1) nécessaire pour le fonctionnement de notre bobine. Après le calcul, on trouve $L = 3.5\mu\text{H}$.

II.4 Intégration des bobines

Le dimensionnement géométrique est l'objectif principal dans cette partie de travail, ainsi que la modélisation géométrique d'une bobine intégrée dans le but de réduire leur volume tout en préservant leur bon fonctionnement et leur fiabilité. Nous commencerons par le choix du matériau utilisé et le type de la géométrie de la bobine adéquate, ensuite nous passerons à son dimensionnement géométrique afin de l'intégrer dans un micro-convertisseur de type Buck abaisseur de tension. Ce micro-convertisseur est destiné au domaine de l'électronique portable ou embarquée nécessitant la conversion d'énergie de petite puissance.

II.4.1 Les matériaux utilisés dans l'intégration des bobines

II.4.1.1 Le matériau magnétique

L'utilisation des matériaux magnétiques a une importance capitale dans le domaine de l'électrotechnique, et en microélectronique. Les matériaux doux sont utilisés surtout comme circuit magnétique, pour le rebouclage ou la concentration de lignes de flux magnétiques dans les bobines dont les caractéristiques optimales sont : une induction à saturation élevée, une grande résistivité électrique, une perméabilité magnétique importante et une température de curie aussi élevée que possible. Les caractéristiques des quelques grandes familles de ferrites sont présentées par le tableau II.1. [18][19]

Chapitre II: Dimensionnement des paramètres géométriques de la micro-bobine du convertisseur DC-DC

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

Tableau II-1:Caractéristiques des trois grandes familles de ferrite [18]

Les alliages NiZn sont utilisés pour une large gamme de fréquences allant de 200KHz jusqu'à 200MHz, par contre les alliages NiFe et MnZn pour les fréquences limitées à 1MHz.

Les alliages NiFe sont caractérisés par une faible résistivité électrique qui facilite l'installation des courants de Foucault quand ils sont employés dans des champs alternatifs contrairement aux alliages NiZn. Ces deux critères favorisent les alliages NiZn, les autres critères (perméabilité magnétique, induction à saturation et température de Curie) sont très acceptables. Donc, notre choix porte sur la famille des alliages NiZn sa référence est C2010 [21][22].

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

Chapitre II: Dimensionnement des paramètres géométriques de la micro-bobine du convertisseur DC-DC

Tableau II-2:Caractéristiques électriques et magnétiques du ferrite NiZn(C2010).[21][22]

II.4.1.2 Le matériau conducteur

Le choix des matériaux conducteurs est basé sur la bonne conductivité électrique, suivie par un coût modique, une adhérence sur le substrat et une facilité de mise en œuvre (dépôt et gravure)[23]. Le tableau II.3 présente les matériaux conducteur utilisés dans la réalisation des micro-bobines.

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

Tableau II-3:Matériaux conducteur utilisés pour les micros- bobines. [21][24]

D'après le tableau II.3, l'argent présente une meilleur conductivité, mais, le cuivre est le meilleur choix parce qu'il présente un prix modique.[25]

II.5 Modélisation mathématique de la micro bobine

Dans ce chapitre, nous avons opté pour une bobine de type spirale planaire carrée. Le choix des matériaux magnétique et conducteur étant fait, nous allons passer au dimensionnement géométrique de la bobine choisie.

Les géométries les plus connues sont : la circulaire, la carrée, et l'hexagonale ou l'octogonale présentant les mêmes paramètres géométriques.

Dans le cas des bobines discrètes, l'expression II.4 permet le calcul de différents paramètres géométriques en fonction de la valeur de son inductance [23].

$$L = \mu_0 \mu_r \frac{n^2 S}{l} \quad \text{II.4}$$

Chapitre II: Dimensionnement des paramètres géométriques de la micro-bobine du convertisseur DC-DC

Où

μ_0 est la perméabilité magnétique du vide ($\mu_0=4\pi\times 10^{-7}$ H/ m).

μ_r est la perméabilité magnétique relative du matériau utilisé comme noyau de la bobine.

l et S sont la longueur moyenne et la section du circuit magnétique.

n est le nombre de spires.

Cette expression n'est plus valable dans le cas des bobines spirales planaires, par contre on retrouve dans la littérature plusieurs méthodes de calcul analytiques qui nous permettent d'évaluer l'inductance d'une spirale plane pour différentes géométries.

II.5.1 Méthodes analytiques pour les inductances planaires

Les méthodes les plus utilisées pour dimensionner les différents paramètres géométriques d'une bobine plane spirale qui sont : la largeur des spires w , l'espace inter-spires, l'épaisseur du conducteur t , le diamètre extérieur d_{out} , le diamètre intérieur d_{in} et la longueur du conducteur l_{moy} .

a) Méthode de Grover

Cette relation s'applique pour une bobine spirale circulaire de n tours, de rayon interne r et de diamètre de section d [28]. L'expression de l'inductance L est donnée par la relation (II.5)

$$L_{Gr} = n^2 \mu_0 r \left[\ln\left(\frac{8r}{d}\right) - 1.75 \right] \quad \text{II.5}$$

b) Méthode de Bryan

La méthode de Bryan prend en compte le diamètre extérieur d_{out} , le nombre de tours n , le diamètre moyen d_{avg} et le facteur de forme ρ [29]. L'équation de Bryan est donnée par l'expression(II.6):

$$L_{bry} = 2,4 \times 10^{-3} n^{5/3} d_{avg} \log\left(\frac{4}{\rho}\right) \quad \text{II.6}$$

L_{bry} est exprimé en micro-Henry et les dimensions en centimètres.

Chapitre II: Dimensionnement des paramètres géométriques de la micro-bobine du convertisseur DC-DC

c) Méthode de Terman

Terman prend en considération d'autres paramètres de l'inductance, à savoir, les diamètres interne d_i et externe d_o , l'espacement inter-spires s et la largeur de la spirale w .

L'expression de Terman n'est valable que pour un nombre de tours $n > 10$. [30]

$$L_{the} = \frac{\mu_0 d_o^3}{4\pi(w+s)} \left[1 - \left(\frac{d_i}{d_o} \right)^2 \right] \left(1 - \frac{d_i}{d_o} \right) (0.2235\rho + 0.726 - \ln(\rho)) \quad \text{II.7}$$

d) Méthode de Mohan

La formule donnée par Mohan pour le calcul de l'inductance est exprimée en fonction du diamètre moyen d_{avg} , du nombre de spires n et du facteur de forme ρ pour quatre géométries d'inductances différentes. Elle est donnée par la relation (II.12). [31]

$$L \cong \frac{\mu n^2 d_{avg} c_1}{2} \left(\ln \left(\frac{c_2}{\rho} \right) + c_3 \rho + c_4 \rho^2 \right) \quad \text{II.8}$$

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

	c_1	c_2	c_3	c_4
Carrée	1.27	2.07	0.18	0.13
Hexagonale	1.09	2.23	0	0.17
Octogonale	1.07	2.29	0	0.19
Circulaire	1	2.46	0	0.20

Tableau II-4: Valeurs des coefficients utilisés par Mohan

e) Méthode de Wheeler modifiée

Wheeler a présenté plusieurs formules pour les inductances spirales planaires. Afin d'améliorer la précision de l'expression dans le cas des inductances intégrées, Mohan et al ont modifié l'une de ses formules en prenant en compte trois géométries différentes. [26] L'inductance L_{mw} donnée par la méthode de Wheeler modifiée a pour expression:

Chapitre II: Dimensionnement des paramètres géométriques de la micro-bobine du convertisseur DC-DC

$$L_{mw} = k_1 \mu \frac{n^2 d_{avg}}{1 + k_2 A_m} \quad \text{II.9}$$

où

n : est le nombre de spires.

A_m : est le facteur de forme, d_{avg} est le diamètre moyen.

k_1 et k_2 sont deux coefficients correspondant aux formes géométriques.

Leurs valeurs sont représentées dans le tableau II.5 :

Géométrie	k_1	k_2
Carrée	2,34	2,75
Hexagonale	2,33	3,82
Octogonale	2,25	3,55

Tableau II-5: Valeurs des coefficients utilisés par Wheeler

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

$$\rho = A_m = \frac{d_o - d_i}{d_o + d_i} \quad \text{II.10}$$

$$d_{avg} = \frac{d_o + d_i}{2} \quad \text{II.11}$$

II.6 Dimensionnement géométrique de l'inductance spirale carrée

Le dimensionnement géométrique de l'inductance spirale circulaire se fait selon deux étapes : le dimensionnement du noyau magnétique et le dimensionnement de la spirale conductrice.

II.6.1 Dimensionnement du noyau magnétique

Le dimensionnement du noyau est basé sur le volume du noyau nécessaire pour stocker l'énergie emmagasinée par la bobine. L'énergie moyenne emmagasinée est déterminée à partir de la valeur de l'inductance de la bobine, et du courant maximal (Equation II.16).

$$W = \frac{1}{2} L I_{Lmax}^2 \quad \text{II.12}$$

Connaissant les valeurs de ($L=3.5\mu\text{H}$) et ($I_{Lmax}=0.6\text{A}$), nous trouvons après calcul : $W = 0.63 \mu\text{j}$. Pour une valeur d'inductance de $3.5\mu\text{H}$ traversée par un courant moyen $I_{Lmax}=0.6\text{A}$, la micro-bobine peut stocker une quantité d'énergie moyenne de $0.63 \mu\text{j}$.

Le dimensionnement du noyau ferromagnétique (NiZn) se fait en fonction du volume nécessaire au stockage de la quantité d'énergie maximale. Afin de déterminer ce volume, nous devons connaître la densité volumique d'énergie caractérisant le ferrite NiZn. Cette densité est donnée par l'expression (II.17). [5]

$$W_{vmax} = \frac{B_{max}^2}{2\mu_0\mu_r} \quad \text{II.13}$$

Avec une perméabilité relative $\mu_r=340$ et perméabilité du vide $\mu_0=4\pi\times 10^{-7} \text{ H/ m}$, et une induction à saturation $B_{max}=0.39\text{T}$, nous obtenons une densité volumique d'énergie : ($W_{vmax} = 178 \text{ j/m}^3$).

La relation (II.18) nous permet de déterminer le volume du noyau ferromagnétique (NiZn) nécessaire pour une valeur de l'inductance $L=3.5\mu\text{H}$.

$$V_{NiZn} = \frac{W}{W_{vmax}} \quad \text{II.14}$$

Après calcul, on trouve un volume $V_{NiZn} = 3.5394\times 10^{-9} \text{ m}^3$, si on ajoute 20% pour les pertes on aura un volume total de $4.25\times 10^{-9} \text{ m}^3$. Donc, le noyau ferromagnétique va être conçu sous la forme d'un parallélépipède de section $S=9.44 \text{ mm}^2$ de côté dont la longueur est

Chapitre II: Dimensionnement des paramètres géométriques de la micro-bobine du convertisseur DC-DC

$L=3.07\text{mm}$, ce qui donne une épaisseur $e=0.45\text{mm}$. S est la section sur laquelle nous allons poser notre spirale carrée représentant le circuit électrique de la micro-bobine (Figure II.3).

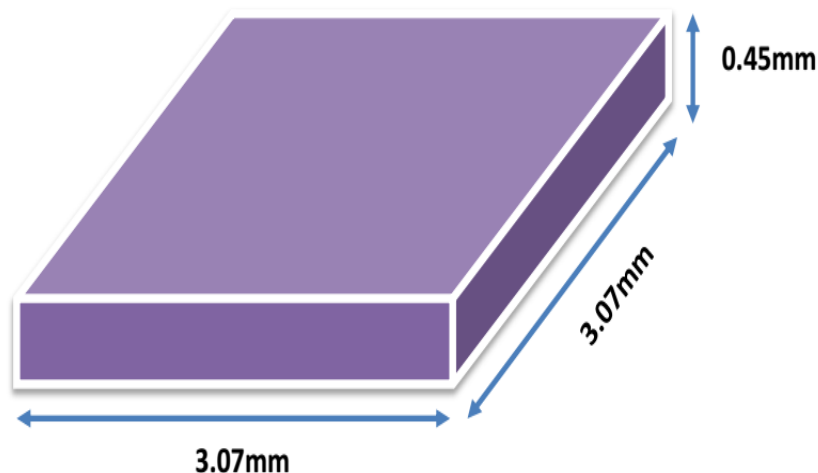


Tableau II-6: La forme géométrique du noyau magnétique de la micro-bobine

II.6.2 Dimensionnement des paramètres géométriques de la micro-bobine

Tous les paramètres géométriques dépendent des diamètres interne et externe de la micro-bobine à l'exception de l'épaisseur du conducteur. La section sur laquelle sera posée la micro bobine vaut 9.44 mm^2 , on peut opter pour un diamètre externe $d_{ex}=3\text{mm}$ et un diamètre interne $d_{in}=1\text{mm}$.

II.6.2.1 Calcul du nombre de spires n .

En se basant sur la méthode de Wheeler modifiée toutes les formes géométriques, à savoir : les formes, circulaire, carrée, hexagonal et orthogonal, nous calculons le nombre de spires n à partir de la relation II.19 :

$$n = \sqrt{\frac{2L_{mw}[(1+c) + k_2(1-c)]}{\mu_0 \mu_r k_1 d_{ex} (1+c)^2}} \quad \text{II.15}$$

$K_1 = 2,34$ et $k_2 = 2,75$ sont les coefficients de Wheeler.

Avec un diamètre externe $d_{ex} = 3\text{mm}$ et un diamètre interne $d_{in} = 1\text{mm}$, le rapport $c = d_{in}/d_{ex} = 0.33$, nous trouvons la valeur du et un nombre de spires $n = 2,03 \approx 2$.

II.6.2.2 Calcul de l'épaisseur «t » et la largeur « w » du conducteur

Le calcul de la largeur et de l'épaisseur du conducteur se fait en fonction de l'épaisseur de peau et de la densité de courant qui circule dans ce dernier. L'épaisseur de peau est donnée par l'expression (II.16).

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 \mu_r f}} \quad \text{II.16}$$

Où

ρ désigne la résistivité du matériau conducteur.

μ_0 la perméabilité du vide.

μ_r sa perméabilité magnétique.

f la fréquence de fonctionnement.

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

La valeur moyenne de la densité du courant sera décrite par l'équation II.17 :

$$\|J_{\text{moy}}\| = j_0 \frac{e^{-\frac{t}{2\delta}} + 1}{2} \quad \text{II.17}$$

Pour que le courant circule dans tout le conducteur, il faut que l'une des conditions suivantes soit remplie : $w \leq 2\delta$ ou $t \leq 2\delta$. Nous pouvons attribuer une valeur arbitraire à l'épaisseur t ou la largeur w . Il est préférable de poser la valeur de t , car w influe sur plusieurs paramètres technologiques. [32]

En posant par exemple $t = 80 \mu\text{m}$, nous pouvons calculer la largeur w en utilisant l'expression (II.19) qui est donnée en fonction de la section du conducteur A et de la densité de courant moyenne j_{moy} .

$$I_{L_{moy}} = A \cdot j_{moy} \quad \text{II.18}$$

$$A = w \cdot t \quad \text{II.19}$$

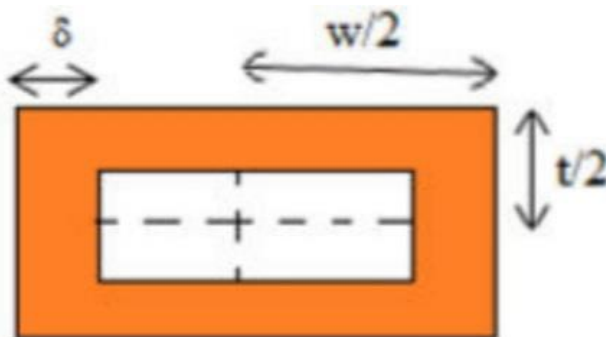


Figure II-2: Epaisseur de peau dans un conducteur rectangulaire

Dans la plupart des cas, les micro-conducteurs sont en contact avec des substrats en silicium qui ont de bonnes de conduction thermique, donc on opte pour une densité de courant maximale $J_0 = 10^8 \text{ A/m}^2$ [8], d'où la densité de courant moyenne : $J_{moy} = 7.37 \times 10^7 \text{ A/m}^2$. Avec un courant maximal $I_{L_{max}} = 0.60 \text{ A}$, nous aurons une section $A = 8.16 \times 10^{-9} \text{ m}^2$. En appliquant l'équation (II.19), on trouve une largeur $w = 102 \text{ }\mu\text{m}$.

II.6.2.3 Calcul de la distance inter-spires (s)

La valeur de la distance inter spire (s) est calculée par la formule (II.20), à partir de la notre forme géométrique carrée de l'inductance :

$$s = \frac{d_{ex} - d_{in} - 2wn}{n} \quad \text{II.20}$$

On obtient : $S = 796 \text{ }\mu\text{m}$.

II.6.2.4 Calcul de la longueur moyenne L_{moy} .

La longueur moyenne L_{moy} du conducteur dans une inductance spirale carrée est donnée par l'expression (II.21) :

$$L_{moy} = 4n[d_{ex} - (n-1)s - nw] - s \quad \text{II.21}$$

D'où : $L_{moy} = 15204 \text{ }\mu\text{m} = 15.204 \text{ mm}$

Chapitre II: Dimensionnement des paramètres géométriques de la micro-bobine du convertisseur DC-DC

II.6.3 Tableau récapitulatif du dimensionnement géométrique

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

Paramètres géométriques	Résultats du dimensionnement
Le nombre de spire n	2
La longueur moyenne du conducteur L_{moy}	15.204mm
Largeur du conducteur w	102 μm
Epaisseur du conducteur t	80 μm
Espacement inter-spires s	796 μm
Diamètre externe de la spirale d_{ex}	3000 μm
Diamètre interne de la spirale d_{in}	1000 μm

Tableau II-7: Résultat du dimensionnement géométrique de la micro-bobine

Les résultats de dimensionnement montrent que l'ordre des grandeurs calculées est du (mm) et du (μm), on conclut donc que notre bobine d'une valeur d'inductance $L = 3.5 \mu\text{H}$ présente un volume très réduit.

L'inductance étudiée est une structure spirale carrée de deux tours ($n=2$), intégrée sur un substrat en silicium avec un noyau magnétique de ferrite NiZn. La figure II.4 représente une vue sur le modèle physique de cette inductance après dimensionnement.

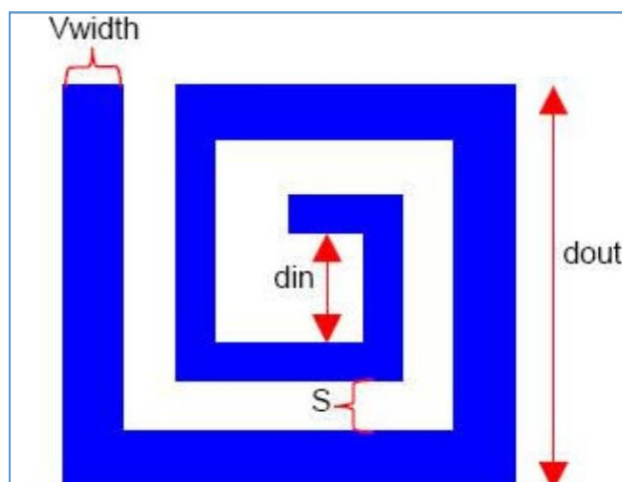


Figure II-3:Modèle physique de la bobine dimensionné

II.7 Conclusion

Ce chapitre était consacré au dimensionnement géométrique et à la modélisation électrique d'une micro-bobine de type spirale plane carrée afin de l'intégrer dans notre convertisseur Buck DC-DC.

L'objectif de ce chapitre est le dimensionnement du noyau magnétique et des paramètres géométriques de l'inductance pour laquelle nous avons opté. Une fois dimensionnée, l'inductance sera intégrée dans un convertisseur DC/DC, dans le but de convertir une tension continue de 5V en une tension continue de 3,5V.

*Chapitre III: Etude des effets thermiques de
la micro bobine*

III.1 Introduction

L'étude de comportement thermique est une opération incontournable dans la conception des composants passifs intégrés. Car la réduction du volume enchaîne une multitude de problèmes qui nécessitent d'être résolus afin de garantir le bon fonctionnement et la fiabilité du composant. Les problèmes générés lors de la réduction du volume se manifestent par un flux magnétique important qui peut saturer le noyau d'un composant magnétique ou bien générer des courants parasites augmentant la température du composant et dégradant ses performances. Nous avons également les problèmes liés à la dissipation thermique qui revêtent une grande importance.

III.2 Modélisation thermique

Des nombreuses 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 [33][34][35].

Notre objectif, est de traiter le problème des transferts thermiques dans une inductance planaire de type carrée. Nous essayons d'obtenir des modèles simples permettant de déterminer la température de fonctionnement de ce composant magnétique. 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 [35].

III.3 Les modes de transfert de chaleur

Tous les composants électroniques sont très sensibles à la chaleur. Leurs performances se dégradent en dehors d'une certaine température, et peuvent être détruits si cette dernière dépasse celle du domaine de fonctionnement. La sensibilité thermique se manifeste par un mouvement de chaleur autour du composant.

Chapitre III: Etude des effets thermiques de la micro bobine

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

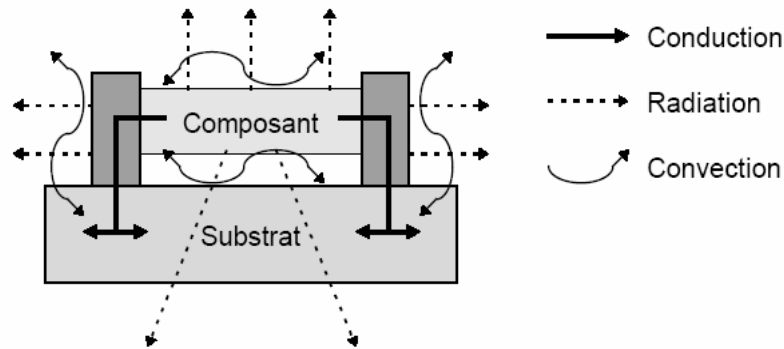


Figure III-1: Différents modes de propagation de la chaleur dans un composant électronique.

III.3.1 Mode conduction

La conduction est caractérisée par une transmission de la chaleur dans la matière d'un point chaud vers un point froid sans déplacement de matière. La loi de Fourier exprime la proportionnalité entre la cause, c'est à dire le gradient de température $\frac{dT}{dx}$ et l'effet, c'est à dire le flux de chaleur P.

$$P = \lambda_{th} S \frac{dT}{dx} \quad \text{III}$$

λ_{th} : représente la conductivité thermique du matériau et S est 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. [33][34][35].

III.3.2 Mode convection

Les transferts thermiques par convection ont pour origine les mouvements d'un fluide. Le flux de chaleur transmis par convection, entre une paroi à température TH et un fluide à température TB (température mesurée loin de la paroi), est décrit par la loi de Newton [35].

$$P = h.S.\Delta T \quad \text{III.2}$$

Où : h ($\text{W.m}^{-2} .\text{K}^{-1}$) est le coefficient d'échange par convection, S est la surface d'échange et ΔT la différence de température entre les deux milieux paroi et fluide [33] [34] [35] [36].

III.3.3 Mode rayonnement

Dans ce cas le transfert thermique s'effectue sous la forme d'un rayonnement électromagnétique (principalement dans le visible et l'infrarouge). Le rayonnement est une transmission d'énergie sans aucun support matériel, le meilleur exemple est la chaleur fournie par le soleil. Le flux échangé entre deux parois séparées par un milieu transparent, conformément à la loi de Stefan-Boltzmann pour deux plans parallèles, s'énonce par la relation :

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

Avec : $\sigma = 5,669.10 \text{ W.m}^{-2}.\text{K}^{-4}$: 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 [33] [34] [35] [36].

III.4 Analogique électriques/thermiques

Les similitudes entre les paramètres thermiques et les paramètres électriques sont représentées par le Tableau III.1.

Température	[°K]	Tension	[V]
Flux de chaleur	[Wm ⁻²]	Densité de courant	[Am ²]
Chaleur	[W]	Courant	[A]
Quantité de chaleur	[J]	Charge	[C]
Conductivité	[W°K ⁻¹ m ⁻¹]	Conductivité	[Ω ⁻¹ m ⁻¹]
Résistivité	[°KW ⁻¹]	Résistance	[Ω]
Capacité	[Ws°K ⁻¹]	capacité	[F]

Chapitre III: Etude des effets thermiques de la micro bobine

Tableau III-1:Équivalences entre grandeurs thermiques et grandeurs physiques [37].

La similitude entre les lois physiques régissant les phénomènes de conduction thermique et de conduction électrique est donnée par le Tableau III.2.

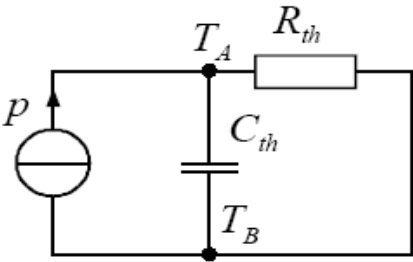
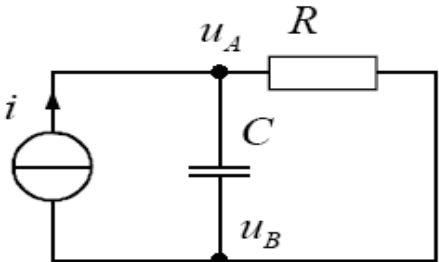
Grandeurs thermiques	Grandeurs électriques
$C_{th} = \frac{dQ}{dT}$	$C = \frac{dQ}{dT}$
$C_{th} = c.\rho.d.S$	$C = \epsilon.\frac{S}{d}$
$R_{th} = \frac{d}{\lambda_{th}.S}$	$R = \frac{d}{\sigma.S}$
$Q(t) = \int_0^t p(t)dt$	$Q(t) = \int_0^t i(t)dt$
	
$P_{th} = \frac{T_A(t) - T_B(t)}{R_{th}} + C_{th} \frac{d}{dt} (T_A(t) - T_B(t))$	$i(t) = \frac{u_A(t) - u_B(t)}{R} + C \frac{d}{dt} (u_A(t) - u_B(t))$

Tableau III-2 : Relations entre grandeurs thermiques et grandeurs physiques [37]

III.5 Notions de résistance thermique

La résistance thermique quantifie l'opposition à un flux de chaleur entre deux isothermes (T_1 et T_2) entre lesquelles s'échange un flux Φ selon le type de transfert thermique : conduction, rayonnement ou convection. Elle permet d'exprimer la loi de Fourier de la manière suivante [35] [38].

$$R = \frac{\Delta T}{\Phi} \tag{III.4}$$

R : la résistance thermique de conduction en $K.W^{-1}$.

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

ΔT : La différence de la température entre deux isothermes exprimées en degré Kelvin ou Celsius.

III.6 Modélisation thermique d'un composant magnétique

La méthode que nous adoptons pour déterminer la température de fonctionnement de l'inductance planaire est la méthode nodale. [35]

III.6.1 La méthode nodale

Le milieu à étudier est discrétisé en éléments de volumes V_i supposés isothermes de température T_i caractérisés par une capacité thermique C_i et une source de chaleur P_i . Les centres de gravité des volumes V_i appelés nœuds sont interconnectés. (Figure III.2). [13] [34]

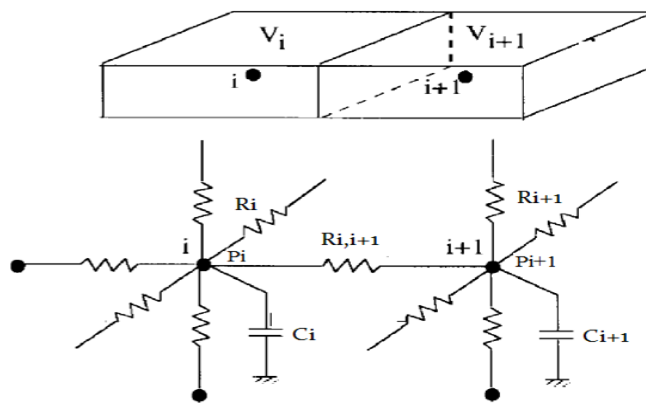


Figure III-2:Maillage d'un réseau tridimensionnel

III.6.2 Modèle thermique de l'inductance spirale planaire

L'objectif de la modélisation thermique de l'inductance spirale planaire est d'obtenir un modèle simple et fiable permettant de déterminer sa température de fonctionnement en fonction des pertes dans les matériaux, pertes par effet joule et perte fer. Les pertes par effets joules dans la spirale conductrice sont la principale source de chaleur.

Afin d'aboutir à une discrétisation de l'inductance planaire en éléments de volumes V_i Nous procédons dans un premier temps à la découpe de la spirale en huit segments de

Chapitre III: Etude des effets thermiques de la micro bobine

sections S_k ($k = 1,..8$) et de volumes $v_{1,k}$ ($k = 1,.....8$) dont les centres de gravité sont les nœuds. (Figure III.3).

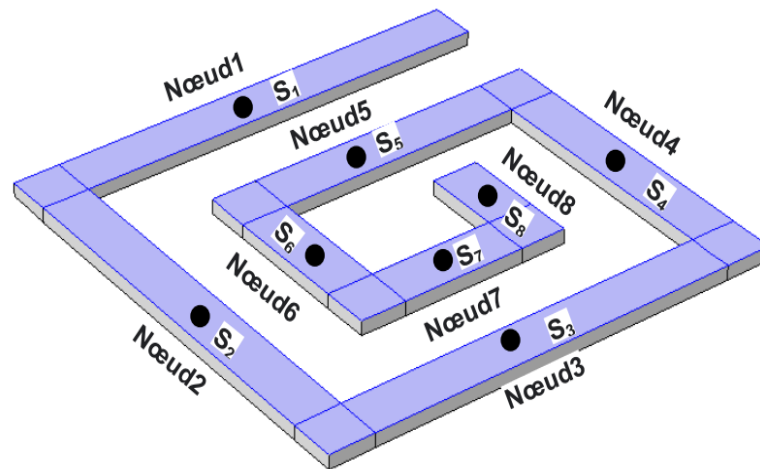


Figure III-3: Les différentes sections S_k et différents volumes $V_{1,k}$ de la spirale

La coupe transversale de l'inductance montre les différentes résistances thermiques R_{th} et les capacités thermiques C_{thi} ($i = 1,....3$) et C_{vi} ($i = 1,....4$) (Figure III.9) liées à chaque nœud.

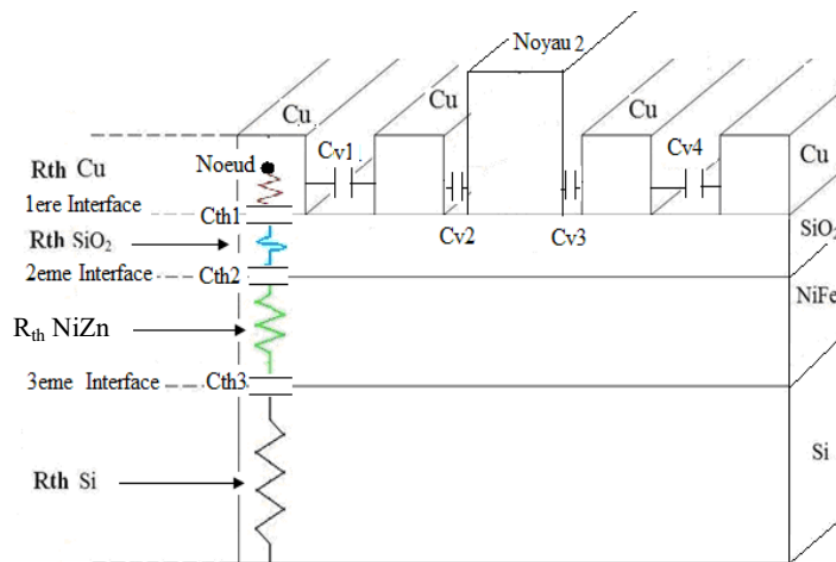


Figure III-4: Coupe transversale de l'inductance : Différentes résistances et capacités thermiques liées à un nœud.

III.6.3 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 $v_{1,k}$ ($k = 1, \dots, 8$). 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 les lois physiques régissant les phénomènes de conduction thermique et de conduction électrique, les résistances thermiques sont exprimées par l'équation (III.5) [38] [39].

$$R_{th} = \frac{d}{\lambda_{th} \cdot S} \quad \text{III.5}$$

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

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

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

III.6.3.1 Calcul des sections S_k

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

Rappelons les dimensions de la spirale: $w = 102 \mu\text{m}$, $t = 80 \mu\text{m}$, $s = 796 \mu\text{m}$. Les résultats obtenus sont regroupés dans le Tableaux III.3.

Chapitre III: Etude des effets thermiques de la micro bobine

Sections $S_k (k = 1, \dots, 8)$	Equations	Résultats (μm^2)
S_1	$S_1 = d_{\text{out}} \cdot w$	306000
S_2	$S_2 = (d_{\text{out}} - w) \cdot w$	295596
S_3	$S_3 = (d_{\text{out}} - w) \cdot w$	295596
S_4	$S_4 = (d_{\text{in}} + 2w + 2s) \cdot w$	285192
S_5	$S_5 = (d_{\text{in}} + 2w + s) \cdot w$	204000
S_6	$S_6 = (d_{\text{in}} + w + s) \cdot w$	193596
S_7	$S_7 = (d_{\text{in}} + w) \cdot w$	112404
S_8	$S_8 = d_{\text{in}} \cdot w$	102000

Tableau III-3 : Equations et valeurs des sections traversées perpendiculairement par le flux thermique

III.6.3.2 Les résistances thermiques du ruban de cuivre

Les résistances thermiques R_{thc_k} ($k = 1, \dots, 8$) du cuivre entre chaque nœud et l'interface « cuivre-isolant », sont calculées à partir de la relation (III.6) appliquée au cuivre. Ces résistances sont liées aux différentes sections S_k de la spirale.

$$R_{thc_k} = \frac{d_{cu}}{\lambda_{cu} \cdot S_k} \quad \text{III.6}$$

λ_{cu} : La conductivité thermique du cuivre ($\lambda_{cu} = 389$ (w/m.°c))

d_{cu} : La distance entre le nœud et la jonction cuivre-silice ($d_{cu} = \frac{t}{2} = 40$ μm).

S_k : La surface traversée perpendiculairement par le flux thermique.

R_{thc_k}	R_{thc_1}	R_{thc_2}	R_{thc_3}	R_{thc_4}	R_{thc_5}	R_{thc_6}	R_{thc_7}	R_{thc_8}
Résultats (°C/W)	0.336	0.347	0.347	0.36	0.504	0.531	0.914	1

Tableau III-4 : Valeurs des résistances thermiques du cuivre

III.6.3.3 Les résistances thermiques de l'oxyde (isolant)

Pour calculer les résistances thermiques de la silice (dioxyde de silicium), nous utilisons l'équation (III.7) ainsi que les résultats du tableau III.3.

$$R_{th.ox_k} = \frac{d_{ox}}{S_k \cdot \lambda_{ox}} \quad \text{III.7}$$

Avec: d_{ox} est l'épaisseur de la couche isolante (= 100 μ m) et λ_{ox} est La conductivité thermique de l'isolant SiO₂ (= ° 1.46 w / (m. °C)).

Rths_k	Rths₁	Rths₂	Rths₃	Rths₄	Rths₅	Rths₆	Rths₇	Rths₈
Résultats (°C/W)	223.83	231.71	231.71	240.16	335.75	353.79	609.34	671.5

Tableau III-5: Valeurs des résistances thermiques de l'oxyde

III.6.3.4 Les résistances thermiques du noyau ferromagnétique.

En appliquant la formule (III.8), et en utilisant les résultats du tableau III.3, nous calculons les résistances thermiques au niveau de la couche du noyau magnétique(NiZn).

$$R_{th.NiZn_k} = \frac{d_{NiZn}}{S_k \cdot \lambda_{NiZn}} \quad \text{III.8}$$

λ_{NiZn} représente la conductivité thermique du C2010 (NiZn) ($\lambda_{NiZn} = 100$ W/(m.°C)), d_{NiZn} est l'épaisseur de la couche ferrite NiZn(= 450 μ m).

Rth_{NiZnk}	Rth_{NiZn1}	Rth_{NiZn2}	Rth_{NiZn3}	Rth_{NiZn4}	Rth_{NiZn5}	Rth_{NiZn6}	Rth_{NiZn7}	Rth_{NiZn8}
Résultats (°C/W)	14.70	15.22	15.22	15.77	22.05	23.24	40.03	44.11

Tableau III-6 : Valeurs des résistances thermiques du noyau magnétique

III.6.4 Calcul des températures des différents matériaux

Le calcul des températures dans les différents volumes $v_{i,k}$ ($i = 1, \dots, 4, k = 1, \dots, 8$) de l'inductance se fera en vertu de la loi de Fourier donnée par l'équation 9.

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{\Phi} = \frac{T_i - T_j}{\Phi} \tag{III.9}$$

T_i et T_j sont les températures de deux isothermes,

Φ est le flux de chaleur entre les deux isothermes exprimé en Watt. (Figure III.5).

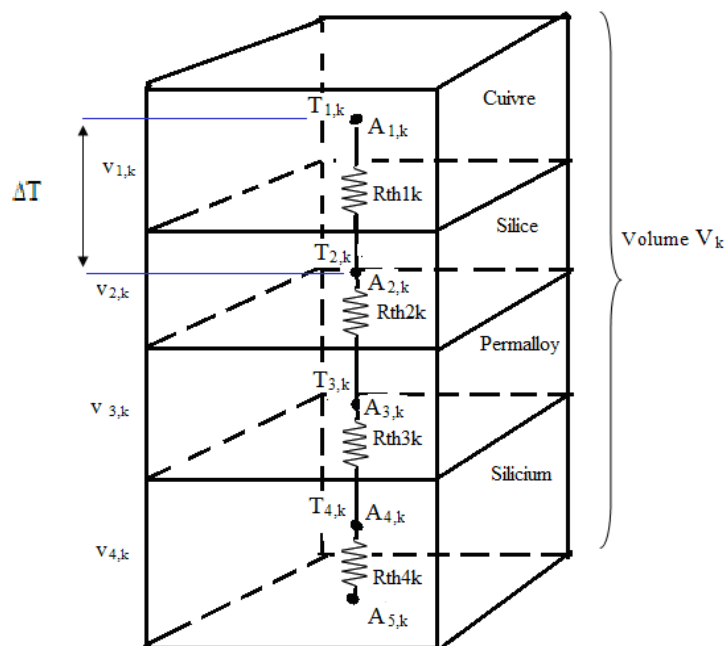


Figure III-5: Différentes résistances thermiques et températures dans un volume V_k

III.6.4.1 Calcul des flux thermiques

Nous allons nous intéresser dans ce paragraphe au flux dû aux pertes par effets Joules.

Le flux thermique global représente la puissance dissipée par le ruban conducteur. Il est donné par la formule III.10).

$$\Phi_{Total} = P = R_s I_{moy}^2 \tag{III.10}$$

Nous avons $R_s = 0.060 \Omega$, $I_{moy} = 0.5A$, donc on déduit la valeur du flux global.

$$\Phi_{tot} = 1.5225.10^{-2}W.$$

III.6.4.2 Flux thermique dans les différents volumes 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 $V_{1,k}$ ($k = 1 \dots 8$) du cuivre à l'aide de l'expression (III.11).

$$\Phi_{1,k} = \frac{V_{1,k}}{V_g} \cdot \Phi_{Tot} \quad \text{III.11}$$

V_g Représente le volume global du ruban conducteur dissipateur de chaleur.

Le tableau III.8 consigne les valeurs des différents flux thermiques dans les différents volumes partiels $v_{1,k}(k = 1 \dots 8)$.

Volumes V_g et $V_{1,k}$	Valeurs des volumes $V_{1,k}(\mu\text{m}^3)$	Flux	Valeurs des Flux $\Phi_{1,k}(\text{W})$
Volume global : $V_g = l_{moy} \cdot w \cdot t$	1.2406464.108	Φ_{tot}	$15.225 \cdot 10^{-3}$
$V_{1,1} = d_{out} \cdot w \cdot t$	2448.103	$\Phi_{1,1}$	$3.0041 \cdot 10^{-4}$
$V_{1,2} = (d_{out} - w) \cdot w \cdot t$	23647680	$\Phi_{1,2}$	$2.902 \cdot 10^{-3}$
$V_{1,3} = (d_{out} - w) \cdot w \cdot t$	23647680	$\Phi_{1,3}$	$2.902 \cdot 10^{-3}$
$V_{1,4} = (d_{in} + 2w + 2s) \cdot w \cdot t$	22815360	$\Phi_{1,4}$	$2.7998 \cdot 10^{-3}$
$V_{1,5} = (d_{in} + 2w + s) \cdot w \cdot t$	16320000	$\Phi_{1,5}$	$2.002 \cdot 10^{-3}$
$V_{1,6} = (d_{in} + w + s) \cdot w \cdot t$	15487680	$\Phi_{1,6}$	$1.9006 \cdot 10^{-3}$
$V_{1,7} = (d_{in} + w) \cdot w \cdot t$	8992320	$\Phi_{1,7}$	$1.1035 \cdot 10^{-3}$
$V_{1,8} = d_{in} \cdot w \cdot t$	8160000	$\Phi_{1,8}$	$1.001 \cdot 10^{-3}$

Tableau III-7 : Valeurs des flux thermiques dans les volumes.

III.6.4.3 Les différentes résistances thermiques de l'inductance

Les résistances thermiques $R_{i,k}$ ($i = 1, \dots, 3$ et $k = 1, \dots, 8$), sont situées entre les points $A_{i,k}$, et $A_{i+1,k}$ Avec ($i = 1, \dots, 3$ et $k = 1, \dots, 8$) représentant les centres de gravités des volumes $V_{i,k}$ ($i = 1, \dots, 3$ et $k = 1, \dots, 8$) (Figure III.5). Ces résistances constituent les éléments d'une matrice comme indiqué par la figure III.6.

Le calcul de ces résistances thermiques est réalisé à l'aide des expressions suivantes

$$R_{1,k} = R_{th,c_k} + \frac{R_{th,ox_k}}{2} \tag{III.12}$$

$$R_{1,k} = \frac{R_{th,ox_k} + R_{th,NiZn_k}}{2} \tag{III.13}$$

$$R_{3,k} = \frac{R_{th,NiZn_k}}{2} \tag{III.14}$$

La matrice des résistances $R_{i,k}$ ($i = 1, \dots, 4$ et $k = 1, \dots, 8$) du tableau III.8 est déduite de la figure III.13.

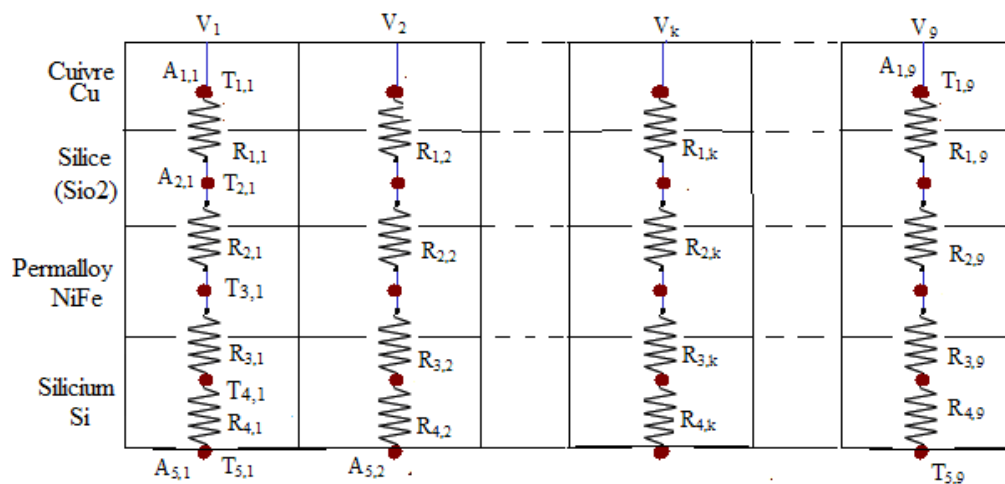


Figure III-6: Les différentes résistances thermiques entre les nœuds

Chapitre III: Etude des effets thermiques de la micro bobine

<i>R1,1</i>	<i>R1,2</i>	<i>R1,3</i>	<i>R1,4</i>	<i>R1,5</i>	<i>R1,6</i>	<i>R1,7</i>	<i>R1,8</i>
<i>R2,1</i>	<i>R2,2</i>	<i>R2,3</i>	<i>R2,4</i>	<i>R2,5</i>	<i>R2,6</i>	<i>R2,7</i>	<i>R2,8</i>
<i>R3,1</i>	<i>R3,2</i>	<i>R3,3</i>	<i>R3,4</i>	<i>R3,5</i>	<i>R3,6</i>	<i>R3,7</i>	<i>R3,8</i>

Tableau III-8: Différentes résistances thermiques $R_{i,k}$ de l'inductance

Le tableau III.10 consigne les valeurs calculées des différentes résistances thermiques $R_{i,k}$.

<i>112.25</i>	<i>116.20</i>	<i>116.20</i>	<i>120.44</i>	<i>168.28</i>	<i>177.42</i>	<i>304.58</i>	<i>336.75</i>
<i>119.26</i>	<i>123.46</i>	<i>123.46</i>	<i>127.96</i>	<i>178.81</i>	<i>188.51</i>	<i>324.68</i>	<i>357.80</i>
<i>7.35</i>	<i>7.61</i>	<i>7.61</i>	<i>7.88</i>	<i>11.02</i>	<i>11.62</i>	<i>20.01</i>	<i>22.05</i>

Tableau III-9 : Valeurs des résistances thermiques $R_{i,k}$ des différentes zones de l'inductance planaire

III.6.4.4 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. $A_{i,k}$ ($i = 1, \dots, 3$ et $k = 1, \dots, 8$)

Procédure de calcul :

En appliquant nos données à la loi de Fourier (Expression III.9), nous pouvons écrire :

$$R_{i,k} = \frac{T_{i,k} - T_{i+1,k}}{\Phi_{i,k}} \quad \text{III.15}$$

D'où l'expression :

$$T_{i,k} - T_{i+1,k} = \Phi_{i,k} R_{i,k} \quad \text{III.16}$$

Chapitre III: Etude des effets thermiques de la micro bobine

L'expression (V.16) nous permet de calculer les différences de températures $\Delta T_{i,k} = T_{i,k} - T_{i+1,k}$ ($i = 1, \dots, 3$ et $k = 1, \dots, 8$) entre les différents matériaux de l'inductance.

En fixant k et en faisant varier i de 1 à 3 dans l'expression (III.16), on obtient le système d'équations (III.17).

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{1,k} - T_{2,k} = R_{1,k} \phi_{1,k} \\ T_{2,k} - T_{3,k} = R_{2,k} \phi_{1,k} \\ T_{3,k} - T_{4,k} = R_{3,k} \phi_{1,k} \end{array} \right\} \quad \text{III.17}$$

Avec k variant de 1 à 8, nous allons nous retrouver avec neuf systèmes d'équations similaires au système.

III.6.5 Calcul des températures de fonctionnement de l'inductance

En supposant que le plan de masse est à température ambiante (25°C), ce qui veut dire ($T_{4,k} = 25^\circ\text{C}$) pour $i = 1, \dots, 3$, et en appliquant le système d'équations (III.17) pour chaque valeur de k , ($k = 1, \dots, 8$), nous pouvons calculer les différentes températures de fonctionnement $T_{i,k}$ ($i = 1, \dots, 3$).

En appliquant le système d'équations III.17 pour $k=1$ et $T_{4,1} = 25^\circ\text{C}$, et en remplaçant les résistances thermiques et les flux par leurs valeurs, On obtient le système d'équations

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{1,k} - T_{2,k} = 112,25 \times 3,004 \cdot 10^{-3} = 0.030 \\ T_{2,k} - T_{3,k} = 119,26 \times 3,004 \cdot 10^{-3} = 0.038 \\ T_{3,k} - T_{4,k} = 7,35 \times 3,004 \cdot 10^{-3} = 25.002 \end{array} \right\}$$

Si on considère la température de la couche de substrat (silicium) est de 25°C , on peut déduire les autres températures de différentes couches.

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{1,k} - T_{2,k} = 112,25 \times 3,004 \cdot 10^{-3} = 0.030 \\ T_{2,k} - T_{3,k} = 119,26 \times 3,004 \cdot 10^{-3} = 0.038 \\ T_{3,k} - T_{4,k} = 7,35 \times 3,004 \cdot 10^{-3} = 25.002 \end{array} \right\}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{1,1} = 25,070 \\ T_{2,1} = 25,040 \\ T_{3,1} = 25,002 \end{array} \right\}$$

$T_{1,1}$: la température du cuivre dans le volume $V_{1,1}$, $T_{2,1}$ la température de la couche d'oxyde dans le volume $V_{2,1}$ et $T_{3,1}$ représente la température du Noyau magnétique (NiZn) dans le volume $V_{3,1}$.

Si on fait varier k de 1 à 8, on aura les résultats des 24 températures au niveau des différentes volumes $V_{i,k}$ ($i = 1, \dots, 3$ et $k = 1, \dots, 8$) (Tableau III.11).

T_{cu}	25,07	25,72	25,72	25,74	25,76	25,78	25,8	25,82
T_{SiO_2}	25,04	25,38	28/38	25,40	25,42	25,44	25,46	25,48
T_{NiZn}	25.002	25.02	25.02	25.04	25.06	25.08	25.10	25.12

Tableau III-10 : Valeurs des températures dans différentes zones de l'inductance spirale planaire

III.7 Interprétation des résultats

Les températures de fonctionnement de l'inductance à noyau magnétique présentée dans le tableau V.11 sont dans les normes, car la température de fonctionnement des dispositifs d'électronique de puissance est comprise entre 20°C et 120°C.[35]. Le refroidissement de l'inductance est effectué grâce à un dimensionnement géométrique bien étudié, qui a mené à des pertes par effets joules négligeables.

Chapitre III: Etude des effets thermiques de la micro bobine

La température du ruban conducteur en cuivre (Cu) est uniformément répartie (Figure V.15) 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 ferrite(NiZn) est de 25,82°C d'où l'absence de risque de démagnétisation du noyau.

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

III.8 Conclusion

L'étude présentée dans cet article concerne la modélisation thermique d'une inductance planaire spirale. Pour décrire le comportement thermique de l'inductance lors de son fonctionnement, il fallait d'abord adopter une méthode simple et fiable qui nous aide à calculer les températures dans différentes zones du composant. La méthode nodale était la plus adaptée pour la conception du circuit thermique de l'inductance planaire spirale. L'utilisation de la loi de Fourier, et du circuit thermique établi, nous ont permis de déterminer les températures de fonctionnement dans différentes zones de notre inductance.

*ChapitreIV: Simulation des effets
thermiques de la bobine intégrée*

IV.1 Etude électromagnétique de la micro-bobine

Pour étudier le comportement magnétothermique de la micro-bobine, nous utilisons le logiciel COMSOL Multiphysics car cette étape présente une opération incontournable dans la conception d'une bobine planaire. L'objectif de cette étude est de visualiser premièrement pour le volet magnétique, la distribution de toutes les grandeurs telles que, la densité de courant à l'intérieur des spires, la distribution des lignes de champ magnétique. Pour la partie thermique, il s'agit de visualiser la distribution de la température de l'ensemble, conducteur, noyau et substrat. Les résultats de la simulation numérique représentent un outil puissant permettant de mieux comprendre le comportement magnétothermique et valider les paramètres géométriques et électriques de la micro-bobine dimensionnée.

IV.2 Le modèle physique de la bobine

La figure IV.1 présente le modèle physique de la bobine planaire de topologie carrée, dont les dimensions sont présentées par le tableau suivant :

Un nombre de tours n	2
Diamètre interne (d_{in})	1.0mm
Diamètre externe (d_{ex})	3.0mm
Une distance inter-spire (s)	796 μ m
La largeur (w)	102 μ m
L'épaisseur (t)	80 μ m
Longueur moyenne (L_{moy})	15.20mm
La fréquence de fonctionnement	1.5Mhz

Tableau IV-1 Paramètres géométriques de la bobine dimensionnée

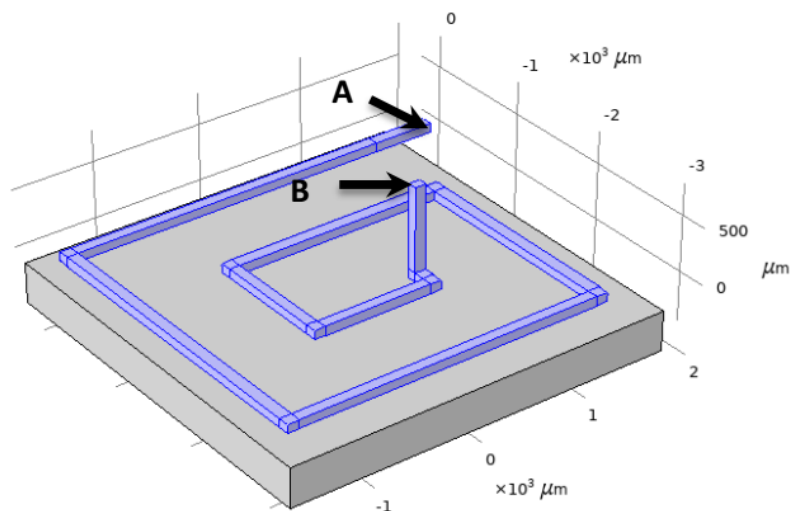


Figure IV-1: Le modèle physique de la micro-bobine

IV.3 Simulation des paramètres électromagnétique de la micro-bobine

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

La figure IV.2 montre le comportement de la bobine en fonction de la fréquence. Nous voyons que la valeur mesurée de l'inductance ($8.32 \times 10^{-9} \text{H}$) concorde avec la valeur calculée analytiquement ($10.29 \times 10^{-9} \text{H}$). Donc notre géométrie est bien dimensionnée.

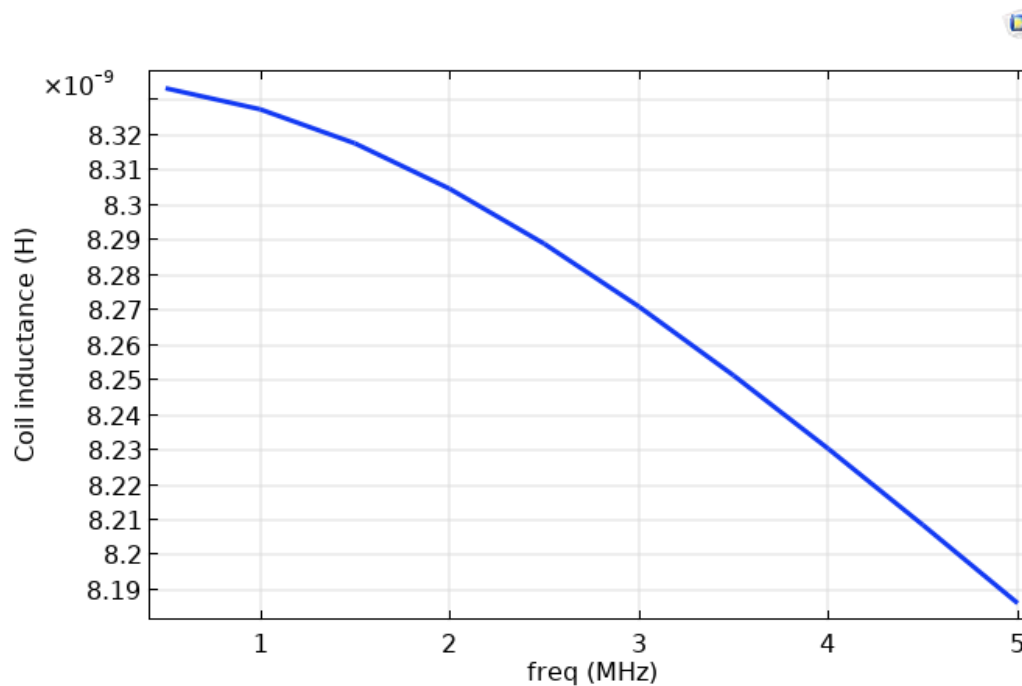


Figure IV-2: Variation de l'inductance en fonction de fréquence

IV.3.1 Distribution des lignes de champ magnétique

La simulation des lignes de champs magnétique de notre micro-bobine est indispensable. Les figures IV.3 montrent une propagation des lignes de champ magnétique dans toutes les directions enveloppant toute la micro-bobine et concentrées en son centre. Cette distribution du champ magnétique est semblable à celle des bobines discrètes. Nous pouvons donc affirmer que le modèle planaire fonctionne correctement.

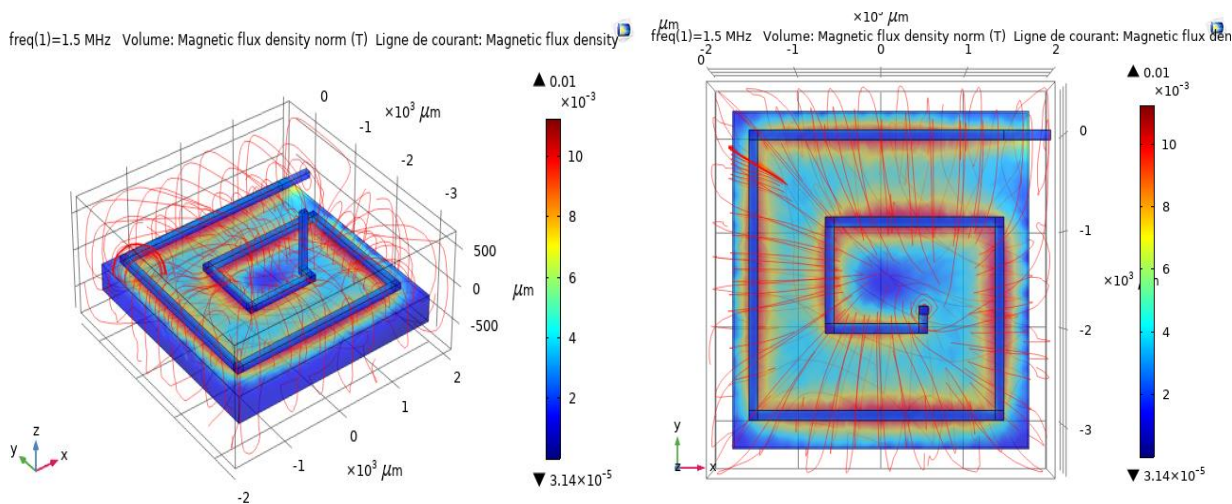


Figure IV-3: Distribution des lignes de champs magnétiques dans la bobine

IV.3.2 Le flux magnétique

La figure IV.4 montre une meilleure distribution de la densité du flux magnétique dans la micro-bobine. On observe que le flux est maximal juste au niveau du conducteur, plus intense dans les spires internes et négligeable entre les spires de la bobine. Ce ci favorise le bon fonctionnement dans une basse température.

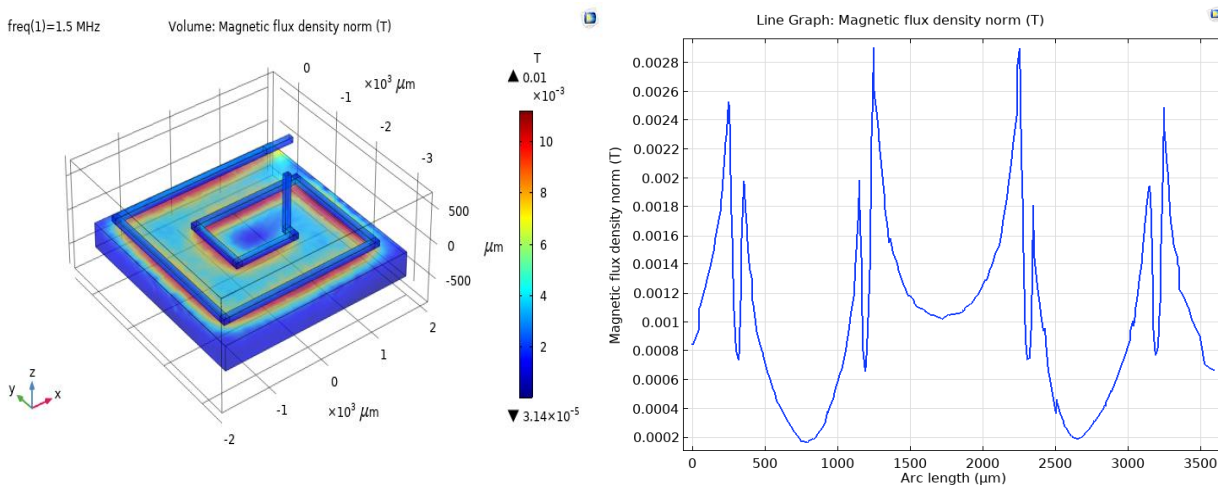


Figure IV-4: Répartition de flux magnétique (Vue en 3D)

IV.3.3 La densité de courant

Pour valider le bon dimensionnement de la section du conducteur, nous allons visualiser la répartition de la densité du courant électrique à l'intérieur du ruban conducteur car ce paramètre influe directement sur la température.

Chapitre IV: Simulation des effets thermiques de la micro bobine

Une vue globale (3D) est présentée dans la a figure IV.5 (a), une densité de courant homogène et uniformément répartie le long de la spirale. La figure IV.6(B) montre les valeurs plus précises de la densité de courant elles sont comprises entre $1.0 \times 10^7 \text{ A/m}^2$, et $1.52 \times 10^8 \text{ A/m}^2$. Cette figure confirme aussi l'absence de l'effet de peau et même effet de proximité. Ces phénomènes ont été éliminés suite au bon dimensionnement géométrique.

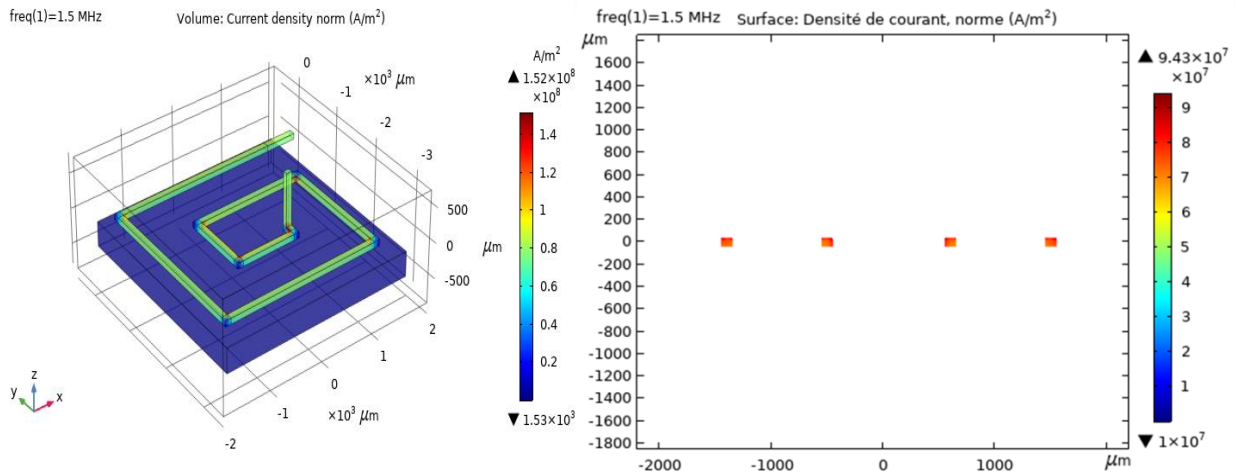


Figure IV-5: Répartition de la densité de courant de la micro-bobine

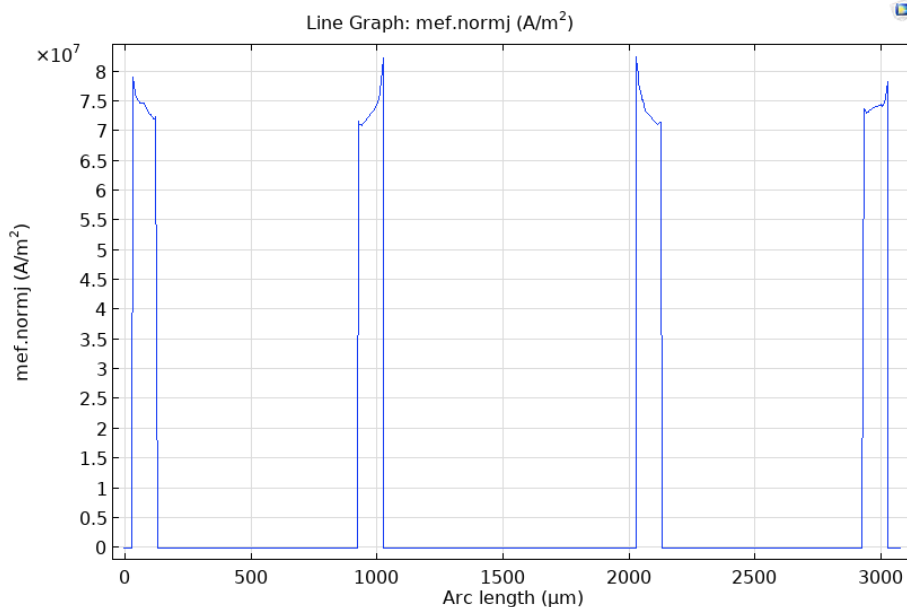


Figure IV-6: Evolution de la densité de courant suivant l'axe OZ)

IV.4 Simulation des effets thermique de la micro-bobine

Actuellement, le développement des systèmes électroniques requiert des composants passifs et la miniaturisation de ces composants favorise l'augmentation de la température, car la réduction du volume se traduit par une augmentation permanente du flux thermique émis par ces systèmes.

Pour résoudre ce problème, lors de la conception, l'étude du phénomène thermique est vivement conseillée. Notre objectif principal dans cette partie, est d'étudier la distribution de la température dans le conducteur en spiral de la micro-bobine, ainsi que le transfert thermique dans les différents matériaux empilés au-dessous de ce dernier.

La figure IV.7 nous donne une idée très claire sur la distribution de la température dans la micro-bobine, En se référant à, la barre des températures, on remarque que cette dernière est presque uniforme, elle varie approximativement entre 10°C et 26°C. Cette uniformité est obtenue grâce au dimensionnement géométrique de la section du conducteur qui a permis de contourner l'effet de peau et réduire fortement les pertes par effet joule.

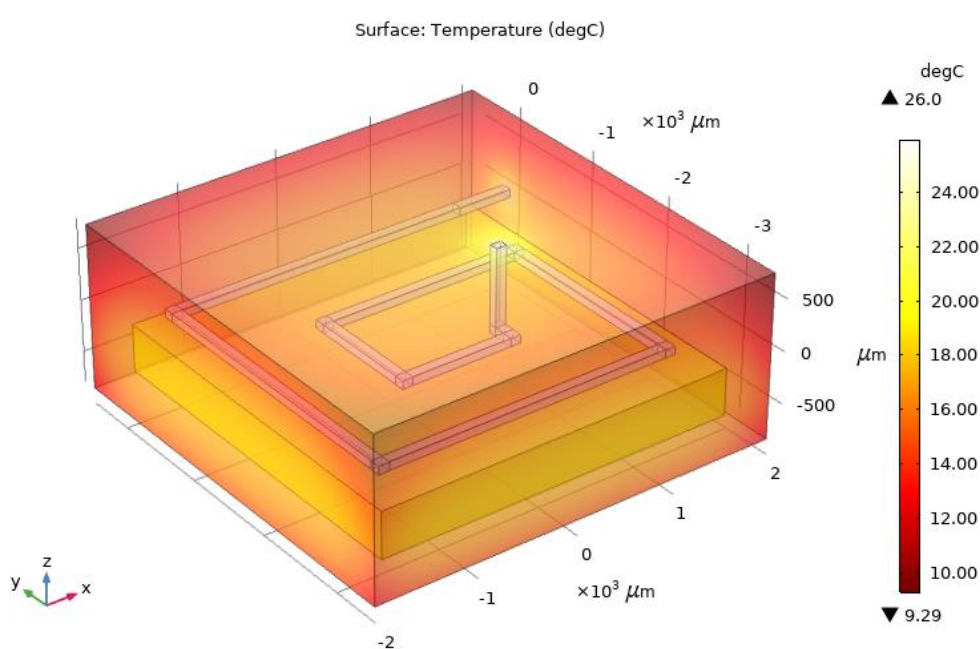


Figure IV-7: Répartition de de la température dans la micro-bobine (vue 2D)

Chapitre IV: Simulation des effets thermiques de la micro bobine

Les figures IV.8 montrent que la température est presque constante dans toutes les spires de la bobine avec une légère augmentation dans les spires internes. Le flux de chaleur provenant des spires est véhiculé par rayonnement dans les espaces inter-spires, ce qui marque une température de 20.2°C dans les espaces inter-spires et 25.8°C dans les spires internes. La température du conducteur qui représente la zone active de notre micro-bobine ne dépasse pas 26°C , ces résultats sont très encourageants.

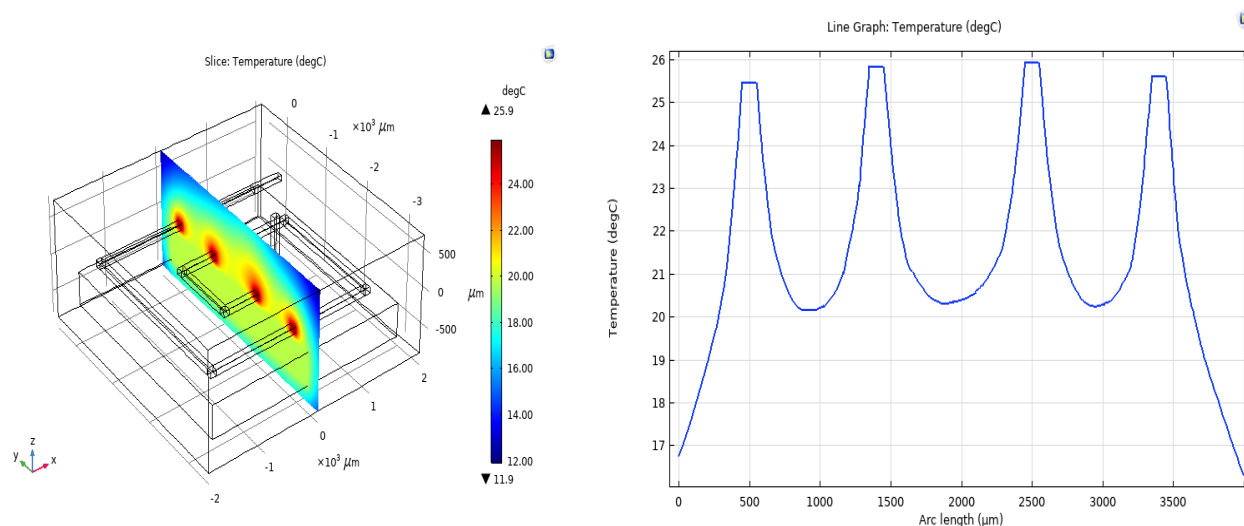


Figure IV-8 Répartition de de la température dans la bobine avec noyau ferromagnétique suivant l'axe OZ

La micro-bobine est composée de plusieurs couches superposées : la couche active qui représente l'enroulement conducteur en cuivre est posée sur la couche isolante (SiO_2), qui est à son tour posée sur le noyau ferromagnétique (NiZn). Le transfert de chaleur se fait par conduction à partir de la source de chaleur qui est le conducteur, vers les autres couches en dessous. La couche isolante (SiO_2) empêche l'échauffement du noyau, car les isolants électriques sont des mauvais conducteurs thermiques, c'est ce qui est confirmé par la figure IV.8. Cette figure montre que la température du noyau est plus faible que celle de l'enroulement conducteur.

La figure IV.9 montre que la température est maximale (25.12°C) est marquée au centre de la micro bobine et autour des vias, puis se dégrade en allant vers l'extérieur jusqu'aux frontières de notre domaine d'étude. On conclut donc que notre micro-bobine ne peut pas perturber le fonctionnement des composants de proximité.

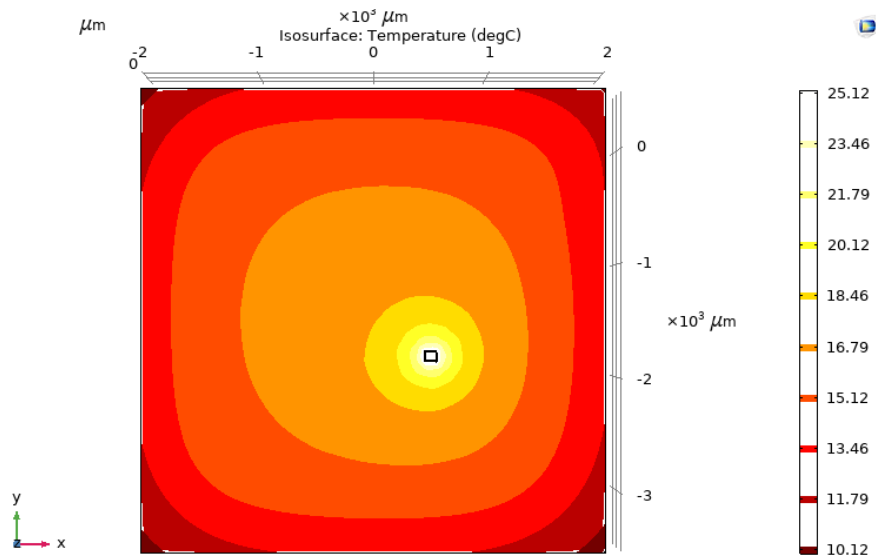


Figure IV-9: Distribution de la température dans le domaine d'étude

IV.5 Comparaison des résultats

Nous présentons ci-dessous une comparaison entre les résultats de calcul de température par la méthode nodale et des résultats de simulation (Tableau IV.2). On remarque que les deux résultats sont dans le même ordre et ne dépasse pas 26°C. Ceci confirme que la méthode nodale est meilleure pour le calcul de la température dans des composants magnétique.

Sections(Sk)	Résultats de simulation	Résultats de calcul analytique
S1	25.523	25.07
S2	25.604	25.72
S3	25.704	25.72
S4	25.818	25.74
S5	25.888	25.76
S6	25.927	25.78
S7	25.946	25.8
S8	25.917	25.82

Tableau IV-2 : Comparaison des résultats de calcul analytique et par simulation

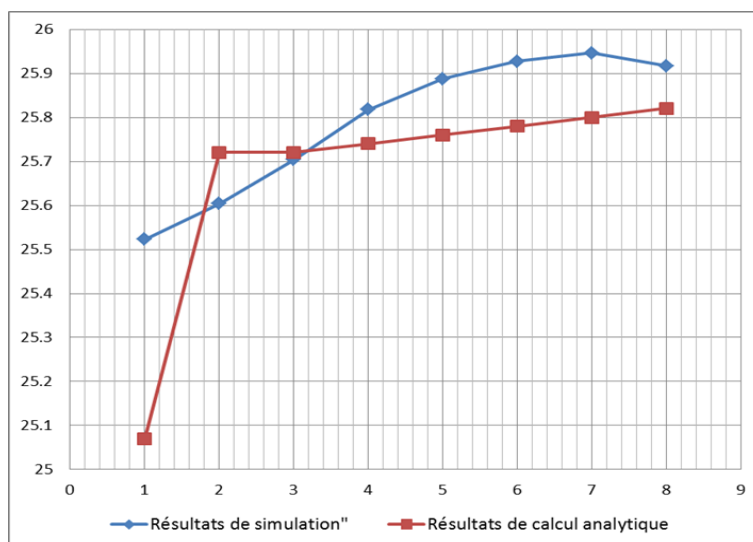


Figure IV-10: Evolution de la température pour différentes sections de la bobine

IV.6 Conclusion

Le problème majeur dans la conception et la réalisation des micros bobine est l'augmentation des pertes de puissance et la génération de chaleur qui résulte de l'augmentation du flux magnétique dégagé par le composant, la raison pour laquelle nous nous sommes intéressés à l'étude des phénomènes magnétothermiques.

La simulation des lignes de champ magnétique généré par notre micro-bobine spirale planaire, a montré une distribution très correcte et semblable à celle des bobines discrètes. La simulation du flux magnétique a affiché une valeur maximale de $2.9 \cdot 10^{-3}$ Tesla qui est loin d'atteindre la valeur de saturation du noyau (NiZn) qui est de 0.39T. La simulation de la densité de courant a montré que l'effet de peau est totalement contourné suite au bon dimensionnement géométrique de la section du conducteur.

Enfin, la simulation des effets thermiques a montré une température ne dépassant pas 25.9° C dans sa partie la plus active. Les faibles températures sont obtenues suite au bon dimensionnement géométrique de la micro-bobine qui a permis de réduire fortement les pertes par effets joules dans le conducteur et les pertes par effet capacitif. En conclusion, on peut dire la température calculé par la méthode nodale est presque la même qui est retenue par la simulation par COMSOL, ce qui confirme la validité de cette méthode analytique.

Conclusion générale

Depuis plusieurs années la prise en compte de la température constitue une préoccupation majeure pour la modélisation des composants actifs et passifs. Le fil directeur de ce mémoire concerne l'optimisation et le dimensionnement géométrique des paramètres de la bobine planaire à fin de l'insérer dans un convertisseur DC-DC, dont le but principale est la réduction du volume tout en préservant le bon fonctionnement et la fiabilité de ce composant dans des conditions thermiques les plus favorables.

Pour mener les travaux de ce mémoire nous avons abordé avec une bibliographique sur les éléments passifs avec généralités sur l'intégration des composants passifs, les différentes techniques d'intégration ainsi que leurs domaines d'applications.

Dans le second chapitre deux principaux points ont été abordés, à savoir le choix des structures de convertisseur DC-DC avec un cahier des charges. Ensuite une modélisation et dimensionnement de la bobine planaire qu'on va l'insérer dans le convertisseur de puissance. A cet effet nous avons présenté plusieurs modèles mathématiques. Cela nous a permis de déterminer les paramètres géométriques qui nous ont été utiles pour mener les différentes simulations du comportement magnétothermique.

Le troisième chapitre présente les notions de base sur le transfert thermique tel que les modes de transfert, la résistance thermique et la similitude entre le thermique et l'électricité en terme de notion des grandeurs. Notre choix est pour la modélisation thermique, il y a des méthodes analytique, notre choix été la méthode nodale qui est la plus utilisée dans le thermique. En fin le calcul des températures de différentes couches de notre bobine a été présenté dans des tableaux.

Pour la validation du bon dimensionnement géométrique et le comportement magnétothermique, nous avons utilisé le logiciel COMSOL Multiphysics. Les graphes de simulation montrent un comportement correct de la densité du flux magnétique et une densité de courant admissible dans la micro-bobine dimensionnée. Le flux de chaleur était uniformément répartis dans toutes les couches avec une température ne dépassant pas 25.9° C

Conclusion générale

dans sa partie la plus active. Ces résultats trouvés sont très encourageants et reflètent un dimensionnement géométrique correctement effectué.

Nous concluons enfin que les résultats trouvés sont très raisonnables et compatibles avec l'intégration de la micro bobine, ainsi que les températures obtenues par la simulation ont été validés par comparaison avec des données théoriques issues par le calcul analytique du chapitre III.

Références Bibliographiques

- [1] A.NAMOUNE, Différentes méthodes de dimensionnement d'une inductance planaire intégrée, Mémoire de magister, soutenue à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran MB, 2010.
- [2] F. TAIBI, Intégration de puissance (Intégration d'une Inductance spiral en moyennes fréquences), Mémoire de Magister soutenue à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2009.
- [3] M. DERKAOUI, Intégration d'une micro-bobine spirale carrée dans un micro-convertisseur de type Buck, Mémoire de magister, soutenue à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran MB, 2010.
- [4] Y. GUETTAF, conception d'une stratégie pour l'étude d'une inductance planaire intégrée dans un convertisseur de type push-pull, Mémoire de Magister, soutenue à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran MB, 2012.
- [5] M. GOUAL, N. REZIGA, Intégration des éléments passifs dans un semi-conducteur, Mémoire de Master, soutenue à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran MB, 2011.
- [6] R. LBOYLESTED, Analyse des circuits –introduction traduit est adapté par Gilles Martel 2ème édition.
- [7] M. HASSAN BECHIR, Modélisation des Inductances Planaires Intégrées, Thèse de Doctorat, soutenue à l'Université Jean Monnet de Saint-Étienne, 27 Janvier 2014.
- [8] Xavier. MARGUERON, Élaboration sans prototypage du circuit équivalent de transformateurs de type planaire, Thèse de Doctorat, soutenue à l'Université Joseph Fourier, Grenoble, France Oct. 2006.
- [9] R. NASREDDINE, G. MUSTAPHA, Intégration des éléments passifs dans un semi-conducteur, Mémoire de master soutenu à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran MB, 2012
- [10] M. BECHICHE, F. BENMOUSSA, Dimensionnement d'une inductance planaire spirale, Mémoire de Master en Electrotechnique, soutenu à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran MB, 27 juin 2009.
- [11] DUCLUZAUX, Schneider Electric 2022.
- [12] N. M NGUYEN, R.G.Meyer, SiIC-compatible inductors and LC passive filters, IEEE journal of solide –state circuits. pp.1028-1031.no25, 1990.
- [13] FASQUELLE, Contribution à la modélisation multi-physique électrovibro-acoustique et aérothermique de machines de traction, Thèse de Doctorat soutenue à l'Ecole Centrale de Lille, 30 Novembre 2007.

Références bibliographie

- [14] BENJAMIN VALLET, Etude et conception d'une nouvelle alimentation à découpage à transfert d'énergie mixte basée sur un composant passif LCT intégré". Thèse de Doctorat, soutenue à l'Université Joseph Fourier, 2007.
- [15] Rufer and P. Barrade, Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC. 2001.
- [16] Ahmed, « Conception d'un filtre intégré pour convertisseur DC-DC abaisseur de tension »,2016.
- [17] TAIBI .F, « Intégration des composants passifs en électronique de puissance (Application : Intégration d'une inductance spirale) », Mémoire Magister Spécialité Electron. Univ. des Sci. la Technol. d'Oran MOHAMED BOUDIAF, 2010.
- [18] S. Coulibaly, D. Malec, V. Bley, D. Mary, and B. Schlegel, « New Use of Mn-Zn Ferrite Material in Power Electronics Integrated LC Filters », Engineering, vol. 09, no. 12, pp. 993–1007, 2017.
- [19] M. Rabia, « Conception d'un nouveau modèle d'inductance intégrée », Thèse Dr. Univ. des Sci. Technol. d'Oran Mohamed, 2013.
- [20] M. Brunet, « Composants passifs intégrés dédiés à la conversion et au stockage de l'énergie. Micro and nanotechnologies/Microelectronics ». Univ. Paul Sabatier - Toulouse III., 2013.
- [21] Semard, « Conception et réalisation de transformateurs intégrés pour les alimentations de faible puissance ». Energ. électrique. Univ. Lyon, 2019.
- [22] <https://www.magneticsgroup.com/material/nickel-zinc-ferrite> ».
- [23] G. Troussier, « Intégration de bobines sur silicium pour la conversion d'énergie », These Dr. l'Institut Natl. des Sci. Appliquées Toulouse., 2004.
- [24] H. B. Mahamat, « Modélisation des inductances planaires intégrées », These Dr. Univ. Jean Monnet - Saint-Etienne-France., 2015.
- [25] J. Boggetto, « Contribution à l'intégration d'une inductance sur silicium et étude de son convertisseur synchrone associé », These Dr. Sci. l'ingénieur [physics]. Univ. JosephFourier - Grenoble I, 2003.
- [26] S. S. Mohan, M. D. M. Hershenson, S. P. Boyd, and T. H. Lee, « Simple accurate expressions for planar spiral inductances », IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 34, no. 10, pp. 1419–1420, 1999.
- [27] J. Zhao, « A new calculation for designing multilayer planar spiral inductors », Edn, vol. 55, no. 14, pp. 37–40, 2010.
- [28] F-W. Grover, «Inductance Calculations», Van Nostrand, Princeton, 1946; réimprimé par Dover Publications, New York, (1962).
- [29] H. Greenhouse, « Design of planar rectangular microelectronic inductors », IEEE Trans. Parts, Hybrids, Packag., vol. 10, no. 2, pp. 101–109, 1974.
- [30] S. Salimy, « Développement, intégration et modélisation de composants passifs intégrés en couches minces dans une filière CMOS », Thèse Dr. à l'Ecole Polytech. L'université Nantes-France, 2010.
- [31] S. S. Mohan, « The Design, Modeling and Optimization of on-Chip Inductor and Transformer Circuits. », These Dr. - STANFORD Univ., 1999.

Références bibliographie

- [32] Allaoui, A. Hamid, P. Spiteri, V. Bley, and T. Lebey, « Thermal modeling of an integrated inductor in a micro-converter », *J. Low Power Electron.*, vol. 11, pp. 1–11, 2015.
- [33] 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.
- [34] J-P. Petit “Dissipation thermiques dans les systèmes électroniques ”, Editions Technique de l’Ingénieur, Paris, 2012.
- [35] 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.
- [36] J-F. Roche, “Définition d’un dissipateur thermique en milieu industriel ”, Editions Technique de l’Ingénieur, Paris, 04 Mars 2012.
- [37] M. Correvon, “ Modélisation thermique des composants de puissance”, Haute Ecole d’Ingénierie et de Gestion du Canton du Vaud (heig-vd), Haute Ecole Spécialisée de Suisse Occidentale (Hes.so).
- [38] P. Tounsi, “Methodologie de la conception thermique des circuits électroniques hybrides et problèmes connexes “, Thèse de Doctorat soutenue à l’Ecole Nationale Polytechnique, 23 Décembre 1992.
- [39] J-M. Dorkel, “Semi-conducteurs de puissance - Problèmes thermiques” (partie 1), Editions Technique de l’Ingénieur, Paris, 2012.

Résumé

Les composants passifs sont fortement thermosensibles, en dehors de certaines limites de température, leurs performances se dégradent et peuvent être détruits si cette dernière dépasse celle du domaine de fonctionnement. Pour garantir le bon fonctionnement et la longévité d'un composant électronique, la température de travail doit donc être bien maîtrisée. De ce fait, l'étude thermique devient primordiale dès la conception et la réalisation de n'importe quel composant. Notre objectif dans ce sujet de Master est de traiter les problèmes thermiques dans une bobine spirale planaire. Une pré-dimensionnement des paramètres géométriques de la micro bobine est nécessaire. Ensuite rechercher parmi les modèles thermiques existant, un modèle simple nécessitant des temps de calcul réduits et un nombre restreint de paramètres afin de calculer la température de fonctionnement du composant. Enfin, une comparaison des résultats obtenus par le calcul analytique utilisant la méthode nodale, avec ceux de la simulation par le logiciel COMSOL Multiphysics.

Mots-clés : composant passif-bobine planaire-modélisation thermique-méthode nodale

Abstract

Passive components are highly temperature sensitive, outside certain temperature limits; their performance degrades and can be destroyed if the latter exceeds that of the operating range. To ensure the proper functioning and longevity of an electronic component, the working temperature must therefore be well controlled. As a result, the thermal study becomes essential from the design and production of any component. Our goal in this Master topic is to address thermal issues in a planar spiral coil. A pre-dimensioning of the geometric parameters of the micro-coil is necessary. Then search among the existing thermal models, a simple model requiring reduced calculation times and a limited number of parameters in order to calculate the operating temperature of the component. Finally, a comparison of the results obtained by the analytical calculation using the nodal method, with those of the simulation by the COMSOL Multiphysics software.

ملخص

المكونات الإلكترونية السلبية حساسة للغاية لدرجة الحرارة . خارج حدود درجة حرارة معينة ، يتدهور أدائها ويمكن تدميرها إذا تجاوز الأخير نطاق التشغيل. لضمان الأداء السليم وطول عمر المكون الإلكتروني، يجب بالتالي التحكم في درجة حرارة التشغيل بشكل جيد. نتيجة لذلك، تصبح الدراسة الحرارية ضرورية من تصميم وإنتاج أي مكون. هدفنا من خلال هذه الدراسة هو معالجة المشاكل الحرارية في الملف اللولبي المستوي. من الضروري إجراء تحديد أبعاد مسبقاً للمعلمات الهندسية للملف الصغير. ثم البحث بين النماذج الحرارية الموجودة على نموذج بسيط يتطلب أوقات حساب أقل وعدداً محدوداً من المعلمات من أجل حساب درجة حرارة تشغيل المكون. وأخيراً ، مقارنة النتائج التي تم الحصول عليها عن طريق الحساب التحليلي باستخدام الطريقة العددية ، مع نتائج المحاكاة بواسطة برنامج .COMSOL Multiphysics.