

Mémoire de Fin d'études
Pour l'Obtention du Diplôme de Master en Electrotechnique
Option : Electrotechnique industrielle

Présentée par :
NEZECHAIB Naim EL Safa
BOUHARRAS Ibrahim

**Étude et Modélisation Magnétothermique d'une Bobine
Planaire pour un Convertisseur Boost**

Devant le Jury composé de :

Soutenu le : **30/06/2024**

Nom & prénoms	Grade	Qualité	Domiciliation
BECHIRI Fatiha	MCA	Président	UMAB
OMARI Hamza	MAA	Examineur	UMAB
BENZIDANE Mohammed Ridha	MAB	Encadrant	UMAB
BENYAMINA Mansour	MCA	Co-Encadrant	UMAB

Année Universitaire : 2023-2024

ON DÉDIE CE
TRAVAIL À :
NOTRE CHÈRES
MAMANS NOS CHERS
PÈRES NOS CHERS
FRÈRES A NOTRE
GRANDE FAMILLE A
TOUS NOS AMIS QUI
NOS SONT CHERS

Remerciement

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

Nous adressons nos sincères remerciements et reconnaissances à notre encadrant Monsieur BENZIDANE Mohammed Ridha, Enseignant-chercheur à l'université Abdelhamid Ibn Badis, pour l'aide précieuse qu'il nous a apportée pour la réalisation de ce mémoire.

On exprime notre profond respect pour Madame BACHIRI Fatiha d'avoir accepté de présider le jury de ce mémoire de fin d'étude. Nous tenons également à remercier Monsieur OMARI Hamza Enseignant-chercheur à l'Université Abdelhamid Ibn Badis, qui a accepté d'examiner notre travail.

Nous tenons également à exprimer notre profonde reconnaissance à notre co-encadrant, Monsieur Benyamina Mansour, maître de conférences en génie électrique à la Faculté des sciences et technologie de l'Université de Mostaganem, pour l'aide précieuse qu'il nous a apportée dans la réalisation de ce mémoire.

La réalisation de ce mémoire a été grandement facilitée par le formidable soutien moral de nos familles. Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude, tout particulièrement à nos parents, pour leur soutien inébranlable et leurs encouragements constants tout au long de ces années.

Nous adressons également un immense merci à tous nos amis et collègues pour leur aide précieuse, leur appui et leurs encouragements incessants, ainsi qu'à toutes les personnes qui ont contribué, directement ou indirectement, à la réalisation de ce mémoire.

Résumé

Le marché des systèmes électroniques a connu une croissance remarquable ces dernières années, principalement en raison de la prolifération des systèmes électroniques intégrant des composants passifs. On les retrouve dans divers domaines tels que l'électronique et les convertisseurs de puissance.

La performance et la fiabilité des convertisseurs sont des facteurs essentiels qui influencent considérablement la production d'énergie électrique, ainsi que la rentabilité et les coûts financiers.

Cette mémoire vise à concevoir des convertisseurs de puissance extrêmement compacts, destinés aux systèmes photovoltaïques et autres, en concevant des composants magnétiques passifs (comme les inductances), tout en respectant le cahier des charges.

Nous avons commencé par choisir un convertisseur de puissance et avons réalisé la conception et les dimensions d'un modèle d'inductance plan pour deux types de bobines afin de l'intégrer dans le convertisseur. Après avoir sélectionné les inductances planes de différentes formes, nous avons orienté notre recherche vers le choix de la géométrie carrée pour l'intégrer dans le convertisseur sans compromettre ses performances. Nous avons optimisé la bobine en menant des études approfondies pour choisir l'épaisseur du conducteur et la largeur.

Étant donné que le travail effectué n'était pas suffisant pour choisir le meilleur modèle en termes de comportement électrique et pour confirmer la performance de l'inductance sur le terrain, nous avons utilisé les logiciels de simulation PSIM et COMSOL Multiphysics pour analyser tous les comportements électromagnétiques et thermiques de bobine à 4 spire et 3 spire ce qui est essentiel dans la conception la sélection de la bobine. Les résultats obtenus ont montré le niveau de performance requis.

Abstract

The electronic systems market has seen remarkable growth in recent years, mainly due to the proliferation of electronic systems incorporating passive components. They are found in various fields such as electronics and power converters.

The performance and reliability of converters are essential factors that significantly influence the production of electrical energy, as well as profitability and financial costs.

This thesis aims to design extremely compact power converters, intended for photovoltaic systems and others, by designing passive magnetic components (such as inductors), while respecting the specifications.

We started by choosing a power converter and made the design and dimensions of a planar inductor model for two types of coils to integrate it into the converter. After selecting planar inductors of different shapes, we directed our research towards the choice of square geometry to integrate it into the converter without compromising its performance. We optimized the coil by conducting in-depth studies to choose the conductor thickness and width.

Since the work carried out was not sufficient to choose the best model in terms of electrical behavior and to confirm the performance of the inductor in the field, we used PSIM and COMSOL Multiphysics simulation software to analyze all the behaviors. Electromagnetic and thermal coil with 4 turns and 3 turns which is essential in the design and selection of the coil. The results obtained showed the required level of performance.

ملخص

شهد سوق الأنظمة الإلكترونية نموًا ملحوظًا في السنوات الأخيرة، ويرجع ذلك بشكل رئيسي إلى انتشار الأنظمة الإلكترونية التي تحتوي على العناصر السلبية الحديثة. التي نجدها في ميادين مختلفة مثل الالكترونيات و محولات طاقة.

يُعتبر كفاءة الأداء وموثوقية المحولات من العوامل الأساسية التي تؤثر بشكل كبير على إنتاج الطاقة الكهربائية، وكذلك على الربحية والتكاليف المالية .

تهدف هذه الأطروحة إلى تصميم محولات طاقة صغيرة للغاية مخصصة للأنظمة الكهروضوئية وغيرها من الأنظمة، وذلك من خلال تصميم مكونات مغناطيسية سلبية منخفضة الارتفاع (مثل المحاثات)، مع مراعاة دفتر الشروط.

بدأنا باختيار محول طاقة وقمنا بتنفيذ تصميم وأبعاد نموذج الحث المستوي لنوعين من الملف من أجل دمجها في محول. بعد اختيار الملفات المستوية ذات الأشكال المختلفة، ركزنا بحثنا باختيار هندسة المربع من أجل دمجها في محول دون مساس بأداءه، قمنا بتحسين الملف، حيث أجرينا دراسات مكثفة لاختيار سماكة الموصل والحجم.

بمأن العمل المنجز لم يكن كافيا لاختيار النموذج الأحسن من حيث السيرة الكهربائية ولتأكيد أداء المحث في ميدان، باستخدام برامج محاكاة `psim et comsol Multiphasiques` قمنا بتحليل جميع التأثيرات الكهرومغناطيسية والحرارية للمفولين ذو 4 لفات و 3 لفات التي تعد عملية أساسية في تصميم واختيار الملف، وقد أظهرت النتائج التي حصلنا عليها من المستوى المطلوب

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Dédicace	
Remerciements	
Résumé	
Abstract	
ملخص.....	
Sommaire	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Introduction générale	1
Chapitre I : Généralités sur l'intégration des composants passifs et Intégration d'une inductance planaire	
I. Introduction.....	3
I.1. Les composants actifs.....	3
I.2 Les Composants Passifs.....	4
I.2.1 Rôle des composants passifs	4
I.3 Résistance	5
a) Définition.....	5
b) Caractéristiques électrique	5
I.4 condensateur.....	6
a) Définition	6
b) propriété physique	7
I.5 Les Bobines.....	7
I.5.1 Le rôle du noyau dans une bobine.....	8
I.5.2 Le circuit électrique d'une bobine.....	9
I.5.3 Circuit électrique de la bobine en basse fréquence.....	9
I.6 Interactions et Propriétés Électromagnétiques des Bobines.....	10
I.6.1 L'effet inductif L.....	10

SOMMAIRE

a) inductance propre	10
b) inductance mutuelle.....	10
I.6.2 L'effet capacitif C.....	11
I.6.3 L'effet résistif R	11
I.6.4 L'effet de peau dans l'inductance	11
I.6.5 L'effet de proximité.....	13
I.7 Composants Planaires Intégrés.....	13
I.7.1 Inductances solénoïde.....	13
I.7.2 Inductance serpentín.....	14
I.7.3 Inductance planaire spirale.....	15
I.7.4 Avantages et Inconvénients des Bobines Planaires.....	16
A) Avantages.....	16
B) Inconvénients	16
I.8 les formules théoriques pour déterminer l'Inductance des Bobines Planaires.....	16
I.8.1 Méthodes de Wheeler.....	16
I.8.2 La méthode de Mohan.....	17
I.8.3 La méthode de Monomial.....	18
I.9 CONCLUSION.....	19
Référence	20

Chapitre II : Dimensionnement et modélisation

II. Introduction	22
II.1. Convertisseur boost.....	22
II.1.1 Applications.....	23
II.1.2 Différentes topologie de convertisseur boost.....	23
II.1.2.1 Boost en cascada.....	24
II.1.2.2 Boost de Nomura (à haut gain en tension)	25
II.1.2.3 Convertisseur boost a trois niveaux.....	25
II.2 Cahier des charges de notre application (spécifications)	26
II.2.1 Dimensionnement du convertisseur boost	27

SOMMAIRE

A. Rapport Cyclique.....	27
B. Calcule de la valeur de l'inductance	27
C. Détermination	27
D. Calcule de la capacité C	28
E. Simulation d'un Convertisseur Boost idéal	29
II.2.2. Choix et Dimensionnement du Noyau Magnétique	31
A. Le volume de noyaux	31
II.2.3. Dimensionnement du circuit électrique de la bobine.....	32
A. Calcule de nombre de spires	33
B. Calcule de l'épaisseur t et la largeur w du conducteur	33
a) La valeur de la densité du courant moyenne	33
b) La Largeur	34
c) Espace interne s	34
d) Calcule de la longueur totale de la bobine conductrice	35
II.2.4. Résultats des paramètres géométrique.....	35
II.2.5 Modélisation de la bobine planaire par le schéma équivalent.....	35
II.2.6 Calcule des paramètres internes de la bobine.....	37
II.2.6.1 la résistance série parasite R_s	37
II.2.6.2 La capacité inter-spices C_s	37
II.2.6.3 La résistance parasite R_{noy} du noyau magnétique.....	37
II.2.6.4 La résistance parasite R_{sub} du substrat.....	38
II.2.6.5 Capacité du substrat C_{sub}	38
II.2.6.6 Capacité de la couche dioxyde de silicium.....	38
II.2.6.7 Hypothèse de symétrie.....	39
II.3. Comparaison Par Simulation Psim.....	40
II.3.1 Cas d'une bobine parfaite.....	40
II.3.2. Comparaison de la bobine spirale planaire 3 Tour et 4 Tour.....	41
II.4 L'efficacité Du Convertisseur.....	44
II.5. Conclusion.....	46
Référence.....	47

SOMMAIRE

Chapitre III : Simulation électromagnétique de la bobine

III. Introduction.....	48
III.1. Simulation des phénomènes magnétique	48
III.1.1 Modèle physiques.....	48
III.1.2 Maillage du domaine d'études.....	50
III.1.3 Conditions initiales.....	51
III.1.4 Les différentes méthodes de représentation des résultats.....	51
III.1.5 Résultats de simulation et discussion.....	52
III.1.5.1 Répartition de la densité du courant.....	53
III.1.5.2 Interprétation des résultats et comparaison.....	54
III.1.5.3 Répartition du champ magnétique.....	56
III.1.5.4 Répartition de flux magnétique.....	58
III.1.5.5 Interprétation des résultats et comparaison.....	60
III.1.5.6 Influence de la fréquence sur la valeur de l'inductance.....	61
III.1.5.7 Influence de la fréquence sur la valeur de résistance.....	62
III.1.5.8 Facteur de qualité.....	63
III.1.5.9 Simulation des effets thermiques dans bobine.....	64
III.2 Conclusion.....	65
Référence.....	66
Conclusion générale.....	67

Listes des figures

Chapitre I : Généralités sur l'intégration des composants passifs et Intégration d'une inductance planaire

Figure I.1	Les composants actifs	03
Figure I.2	Les composants passifs	04
Figure I.3	Schéma d'un condensateur	07
Figure I.4	Les circuits magnétiques fermé et ouvert	08
Figure I.5	circuit électrique d'une basse fréquence	09
Figure I.6	circuit électrique dans haute fréquence	09
Figure I.7	l'effet de peau dans cylindrique	11
Figure I.8	Epaisseur de peau dans un conducteur	12
Figure I.9	solénoïde	13
Figure I.10	Solénoïde toroïdale	14
Figure I.11	Inductance méandre intégrée avec deux niveaux de matériau magnétique	14
Figure I.12	Exemples de technologies magnétiques planaires spirale	15
Figure I.13	Différents forme des bobines planaires	15

Chapitre II : Dimensionnement et modélisation

Figure II.1	Schéma électronique du Convertisseur Boost	22
Figure II.2	convertisseur boost en cascada	24
Figure II.3	Convertisseur boost de Nomura	25
Figure II.4	convertisseur boost en trois niveaux tension	25
Figure II.5	Schéma équivalent D'un convertisseur boost	29
Figure II.6	Résultats tension de sortie	29
Figure II.7	L'ondulation de tension de sortie V_{out}	30
Figure II.8	Résultats de courant de sortie I_{out}	30
Figure II.9	Les paramètres géométriques de la bobine planaire carré	32
Figure II.10	Circuit électrique équivalent en π D'une bobine planaire	36
Figure II.11	Circuit électrique du convertisseur contenant une bobine parfaite	40
Figure II.12	Ondulations du courant de sortie I_{out} du convertisseur contenant une bobine parfaite	40
Figure II.13	Ondulations de la tension de sortie V_s du convertisseur contenant une bobine parfaite	41
Figure II.14	Circuit électrique du convertisseur contenant la bobine planaire du 3 Tour avec noyau magnétique	42
Figure II.15	Circuit électrique du convertisseur contenant la bobine planaire du 4 Tour avec noyau magnétique	42
Figure II.16	La tension de sortie du convertisseur contenant la bobine 4 Tour et 3 Tour	43
Figure II.17	Courant de sortie du convertisseur contenant la bobine planaire 4 Tour et 3 Tour	43
Figure II.18	Présentation du rendement du convertisseur de puissance	45

Chapitre III : Simulation Electromagnétique de la bobine

Figure III.1	Modèle physique des bobines spirales carrée 4 tour avec noyau	49
Figure III.2	Modèle physique des bobines spirales carrée 3 tour avec noyau	49
Figure III.3	A) Maillage du domaine étude bobine 3 tours, B) Maillage du domaine étude bobine 4 tours	50
Figure III.4	Conditions initiales, (A) Entrée du courant, (B) sortie du courant	51

Listes des figures

Figure III.5	la coupe 2D	52
Figure III.6	Représentation du segment de ligne droite choisi	52
Figure III.7	Distribution de la densité du courant dans les deux bobines	53
Figure III.8	Répartition de la densité du courant selon la coupe transversale de la bobine carrée 4 tour	54
Figure III.9	Répartition de la densité du courant selon la coupe transversale de la bobine carrée 3 tour	54
Figure III.10	La densité de courant de bobine 4 tour	55
Figure III.11	La densité de courant de bobine 3 tour	55
Figure III.12	Distribution des lignes de champ magnétique dans la bobine spirale carrée 4 tours	56
Figure III.13	Distribution des lignes de champ magnétique dans la bobine spirale carrée 3 tour	57
Figure III.14	répartition de flux magnétique selon la coupe transversale de bobine carrée 4	58
Figure III.15	courbe de la densité de flux magnétique dans la bobine carrée 4 tours selon l'axe	59
Figure III.16	Répartition de flux magnétique selon la coupe transversale de bobine 3 carrée tour	59
Figure III.17	courbe de la densité de flux magnétique dans la bobine carrée 3 tours selon l'axe	59
Figure III.18	Les courbes d'inductance pour différentes nombre de tour	61
Figure III.19	variation de résistance en fonction de la fréquence dans bobine	62
Figure III.20	Variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence Pour différentes nombre de tour et core magnétique	63
Figure III.21	Répartition de de la température dans deux bobine	64

Liste des Tableaux

Chapitre I : Généralités sur l'intégration des composants passifs et Intégration d'une inductance planaire

Tableau I.1	Coefficients empiriques Wheeler	17
Tableau I.2	les coefficients utilisés par Mohan	17
Tableau I.3	Les coefficients utilisés par Monomial	18

Chapitre II : Dimensionnement et modélisation

Tableau II.1	Noyaux des bobines	31
Tableau II.2	Les résultats du dimensionnement géométrique	35
Tableau II.3	Paramètres technologies	39
Tableau II.4	données résultantes du tension et courant de sortie pour chaque bobine	44

INTRODUCTION

GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Introduction Générale :

Au fil des années, l'électronique a connu d'énormes développements avec l'évolution des techniques de fabrication de circuits. Ces avancées ont conduit à une augmentation de la puissance, ce qui a nécessité aux ingénieurs de réduire la taille et le coût de fabrication des appareils. Ces appareils contiennent des composants électroniques tels que des résistances, des bobines et des condensateurs dans le but de contrôler les systèmes des voitures et des robots. À l'heure actuelle, de nombreuses études ont été menées sur l'amélioration des convertisseurs d'énergie. Il est donc nécessaire de résoudre ce problème afin de tirer profit de ces éléments.

L'intégration des bobines dans les convertisseurs de puissance, tels que les convertisseurs boost, est cruciale pour leur fonctionnement. Ces convertisseurs sont utilisés dans diverses applications, allant des alimentations électriques des appareils électroniques portables aux systèmes de propulsion des véhicules électriques. Les bobines classiques, bien que performantes, occupent un volume important et contribuent de manière significative au poids total des dispositifs. Cette contrainte de volume et de poids est particulièrement problématique pour les systèmes embarqués, où l'espace est limité et la légèreté est essentielle.

Les composants passifs tels que les bobines, les capacités et les résistances ou les transformateurs sont des éléments clés dans la conversion d'énergie. Ce sont des composants bien connus et maîtrisés en ce qui concerne leur forme discrète. Seulement leurs formes discrètes occupent des volumes importants qui ne sont pas conformes avec les systèmes embarqués.

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.

Dans notre étude, nous nous sommes concentrés sur deux bobines à topologie planaire intégrées dans un convertisseur boost DC-DC. Après une analyse minutieuse, nous avons choisi une bobine planaire de type carrée à noyau magnétique, comprenant deux types de noyaux : Kool-Mu et High-Flux-Cores. Cette bobine planaire est composée de plusieurs couches de matériaux différents : conducteur, magnétique, isolant et semi-conducteur. Notre objectif principal était de réduire la taille de la bobine tout en comparant ses performances à des fréquences élevées pour sélectionner la meilleure option.

Notre recherche est structurée en trois parties :

Le premier chapitre présente les composants passifs : résistance, condensateur, bobine, ainsi que les effets produits par les bobines à des fréquences élevées, il décrit également les différents types de bobine disponibles et présente différentes méthodes de calcul de l'inductance pour différentes formes géométriques, spirale, carrée, hexagonale

INTRODUCTION GENERALE

Les méthodes utilisées Wheeler, Mohan, Monomial nous ont permis de choisir une bobine de forme carrée dans notre recherche pour obtenir les meilleures performances par rapport aux autres.

Dans le deuxième chapitre, nous avons défini les types de convertisseur booste dc-dc, à partir du cahier de charge, nous avons déterminé la valeur de l'inductance de bobine planaire ce qui nous a permis de calculer l'énergie stockée ainsi que le nombre de spire dans chaque bobine planaire et prendre les dimensions des deux bobines.

Pour tester les résultats des calculs et vérifier leur précision nous avons utilisé le logiciel de simulation PSIM. nous avons étudié chaque bobine dans le convertisseur boost et observé les différentes formes de courant et tension électrique. Les valeurs calculées étaient proches des spécifications.

Le troisième chapitre consiste en l'utilisation du logiciel de simulation numérique COMSOL pour mener une étude comparative. Nous avons simulé la distribution de champ magnétique et du flux magnétique pour chaque bobine, ainsi que le courant à l'intérieur du conducteur.

Chapitre I

*Généralités sur l'intégration
des composants passifs et
Intégration d'une inductance
planaire*

CHAPITRE I GENERALITES SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET INTEGRATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE

I. Introduction :

Les composants électriques constituent les éléments fondamentaux de tout système électrique. Ils varient en taille, en forme et en fonction, exécutant des rôles spécifiques dans un circuit électrique en fonction de leurs caractéristiques. Ces composants permettent de modifier un signal électrique et répondent à diverses normes industrielles. Ils sont assemblés selon un schéma détaillé et se divisent en deux catégories : les composants actifs, qui transfèrent l'énergie, tels que les amplificateurs de puissance, et les composants passifs, tels que les bobines, les condensateurs et les résistances.

Dans ce chapitre, nous proposons une introduction approfondie aux composants passifs, éléments essentiels des circuits électriques et électroniques. Malgré leur apparente simplicité, ces composants jouent un rôle crucial dans le fonctionnement de tous les systèmes électriques, allant de la simple lampe à incandescence aux circuits intégrés complexes. Nous analyserons les principes physiques régissant le comportement des résistances, des condensateurs et des inductances. Une attention particulière sera portée à leurs propriétés électriques, telles que la résistance, la capacité et l'inductance, ainsi qu'à leurs applications dans la conception de circuits.

I.1. Les composants actifs :

Un composant actif est un composant électronique qui permet d'augmenter la puissance d'un signal (tension, courant, ou les deux). La puissance supplémentaire est récupérée au travers d'une alimentation. On peut citer en majorité des semi-conducteurs, on y classe : transistor, circuit intégré. Il existe généralement une connexion électrique interne entre deux bornes du composant où le courant et la tension sont de même signe (orientés dans le même sens sur le schéma). C'est la convention génératrice. Figure I.1 [1]

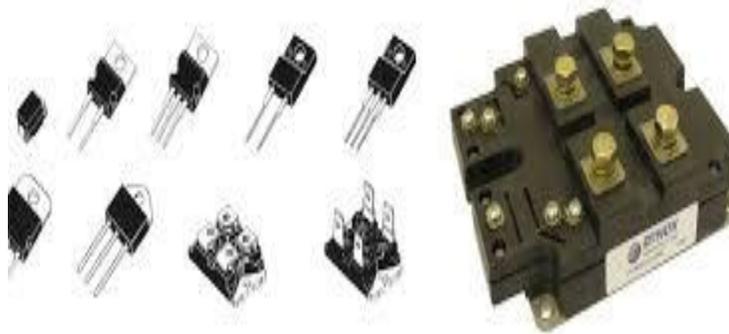


Figure I.1 Les composants actifs [1]

CHAPITRE I GENERALITES SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET INTEGRATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE

I.2 Les Composants Passifs :

En parallèle des recherches principalement axées sur les semi-conducteurs, des activités importantes se déploient dans le domaine des composants passifs. Il est devenu essentiel de fournir ces composants passifs avec les circuits microélectroniques. Il est bien connu que les composants passifs, comme illustré dans la Figure I.2, englobent un large éventail de produits qui remplissent des fonctions complémentaires [2].

Un composant passif est un petit dispositif qui ne nécessite pas d'énergie pour fonctionner, à part le courant continu auquel il est connecté. Un dispositif passif n'est pas capable d'augmenter la puissance et n'est pas une source d'énergie. Un composant passif typique peut être : une résistance, une inductance, un condensateur ou un transformateur, qui sont nécessaires pour assembler n'importe quel circuit électrique ou électronique.

Les composants passifs peuvent être utilisés individuellement ou être connectés ensemble dans un circuit, dans une combinaison série ou parallèle pour commander des circuits et des signaux complexes

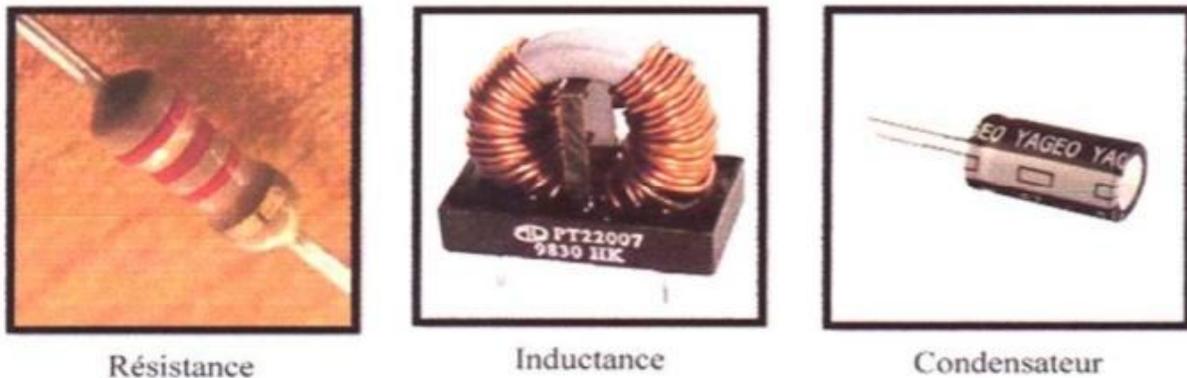


Figure I 2 : Les composants passifs [3]

I.2.1 Rôle des composants passifs :

Les composants électroniques passifs sont utilisés dans de nombreuses applications électroniques, notamment dans les circuits analogiques, les circuits numériques, les circuits de communication, les circuits d'alimentation et les circuits de commande.

Les résistances sont utilisées pour régler le courant dans les circuits, les condensateurs sont utilisés pour stocker l'énergie et les inductances sont utilisées pour stocker l'énergie magnétique.

CHAPITRE I GENERALITES SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET INTEGRATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE

I.3 Résistance :

a) définition :

L'effet principal d'une résistance est son opposition au courant électrique, ce qui entraîne nécessairement une chute de tension à ses bornes. On peut dire que la résistance est un dipôle où la relation entre la tension et le courant suit la « loi d'Ohm ».[4], la relation I.1 :

$$u(t) = R.i(t) \quad (I.1)$$

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

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

b) Caractéristiques électriques :

Lorsque le conducteur est homogène et à une température spécifique, il existe une relation permettant de calculer sa résistance en fonction des matériaux dont il est constitué et de ses dimensions la relation I.2 :

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

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

l : la longueur [m],

s : la section [m^2],

σ : La conductivité [$\Omega.m$]⁻¹

La résistance est aussi responsable d'une dissipation d'énergie sous forme de chaleur. Cette propriété porte le nom de l'effet Joule. Cette production de chaleur est parfois un effet souhaité (résistances de chauffage), parfois un effet néfaste (pertes Joule). Un des problèmes majeurs est que la conductivité, et son inverse (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. [4]

La puissance dissipée par effet Joule est relation I.3:

$$p = RI^2 \quad (I.3)$$

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

CHAPITRE I GENERALITES SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET INTEGRATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE

- ❖ l'aptitude d'un matériau conducteur à s'opposer au passage d'un courant électrique sous une tension électrique donnée ;
- ❖ une propriété caractéristique de certains dipôles électriques, qui quantifie l'aptitude ci-dessus
- ❖ la valeur de cette propriété pour tel ou tel de ces dipôles ;
- ❖ par métonymie, un composant électrique figurant parmi les dipôles électriques, conçu pour approcher de manière satisfaisante la loi d'Ohm dans une large plage d'utilisation et caractérisé par la propriété ci-dessus ;
- ❖ un modèle mathématique pour les éléments réels, qui respecte idéalement la loi d'Ohm.

I.4 Condensateur :

a) Définition :

Un condensateur est un composant électronique élémentaire, constitué de deux armatures conductrices (appelées « électrodes ») en influence totale et séparées par un isolant polarisable (ou « diélectrique »). Sa propriété principale est de pouvoir stocker des charges électriques opposées sur ses armatures. La valeur absolue de ces charges est proportionnelle à la valeur absolue de la tension qui lui est appliquée. [5] .figure I.3 .La quantité de charge stockée par la capacité est donnée par la Relation I.4.

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

C: la capacité du condensateur.

Q : quantité d'électricité déplacée.

U : tension à ses bornes.

Les condensateurs sont principalement utilisés pour :

- stabiliser une alimentation électrique (il se décharge lors des chutes de tension et se charge lors des pics de tension) ;
- traiter des signaux périodiques (filtrage par exemple) ;
- séparer le courant alternatif du courant continu, ce dernier étant bloqué par le condensateur
- stocker de l'énergie, auquel cas on parle de super condensateur.

CHAPITRE I GENERALITES SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET INTEGRATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE

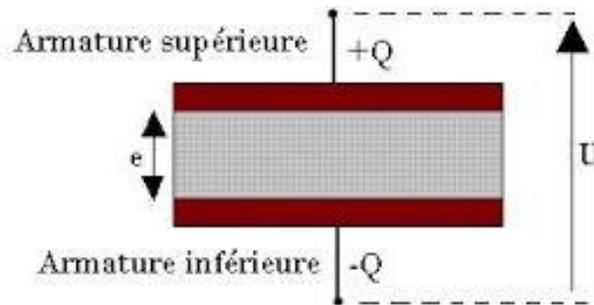


Figure I.3 : Schéma d'un condensateur [5]

b) Propriété physique :

En conséquence, un condensateur est constitué de deux plaques de charges égales et opposées séparées par une distance. Les propriétés des condensateurs comprennent la tension de fonctionnement, la tolérance, la température de fonctionnement et le coefficient de température. Relation I.5

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

Avec

ϵ_0 : Permittivité du vide $8.854 \cdot 10^{-12}$ [F/m].

ϵ_r : Permittivité relative du diélectrique

S : Surface commune aux deux électrodes conductrices en regard [m^2].

D : Distance séparant les électrodes [m].

I.5 Les Bobines :

Une bobine, self, solénoïde, ou auto-inductance est un composant courant en électrotechnique et électronique. Une bobine est constituée d'un bobinage ou enroulement d'un fil conducteur éventuellement autour d'un noyau en matériau ferromagnétique. Ce noyau est également appelé dans la langue courante "noyau de ferrite". Les physiciens français l'appellent couramment « bobine d'inductance » ou, plus souvent et abusivement, « inductance ». Cependant, le terme inductance désigne normalement une caractéristique de la bobine. Le terme de bobine peut aussi désigner un dispositif destiné à produire des tensions élevées. Et peut être utilisé dans de nombreuses applications couvrant une large gamme de fréquences et niveaux de puissance. [6] figure I.4.

CHAPITRE I GENERALITES SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET INTEGRATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE

- 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.

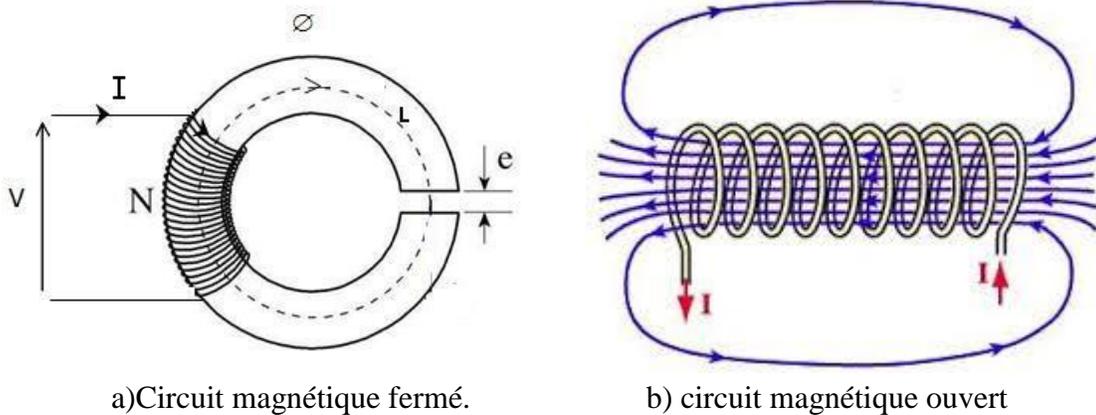


Figure I.4 : Les circuits magnétiques fermé et ouvert

I.5.1 Le rôle du noyau dans une bobine :

Le noyau ou matériau magnétique dans une bobine, permet de canaliser les lignes de champ ce qui permet d'augmenter la valeur de l'inductance L (jusqu'à un facteur μ_r perméabilité relative) [9] [10]. Le facteur de proportionnalité entre le flux Φ créé et le courant électrique est appelé coefficient d'auto-induction ou encore inductance symbolisé par la lettre L , elle correspond au rapport entre le flux magnétique créée lors du passage du courant dans la bobine et le courant traversant cette dernière et est notée $L = \Phi / I$ et exprimée en Henry [H] . Le matériau utilisé comme le noyau est caractérisé par sa perméabilité magnétique μ_r .

Le calcul de l'inductance dans le cas d'une bobine avec noyau est donné la relation I.6 [7].

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

L : inductance en henry [H]

μ_0 : Constante magnétique

μ_r : Perméabilité relative effective du matériau magnétique

n : nombre de spires

S : section effective du noyau magnétique

CHAPITRE I GENERALITES SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET INTEGRATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE

L : longueur effective du noyau magnétique

I.5.2 Le circuit électrique d'une bobine :

Une bobine réelle est modélisable par l'association d'une résistance en série avec une inductance lorsque l'on travaille en basse fréquence [10] Figure I.5

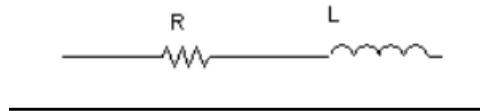


Figure I.5: circuit électrique d'une basse fréquence

I.5.3 Circuit électrique de la bobine en haute fréquence :

Si on augmente la fréquence de travail, alors la bobine est modélisable par le circuit de la figure I.6.

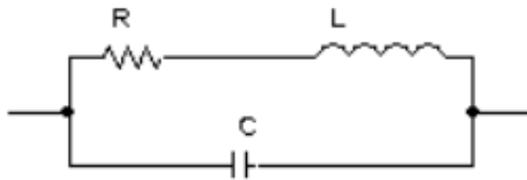


Figure I.6 : circuit électrique dans haute fréquence

Les performances d'une inductance, d'impédance Z exprimée par l'expression (I), se mesurent par le facteur de qualité Q [10], défini par la relation (I.7) :

$$z = (R + j\omega L) \left(\frac{1}{jC\omega} \right) \quad (I.7)$$

$$Z = \frac{R + j\omega L}{1 + jRC\omega - LC\omega^2} \quad (I.8)$$

CHAPITRE I GENERALITES SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET INTEGRATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE

$$Q = \frac{\text{energie stockée}}{\text{energie dissipée}} \quad (\text{I.9})$$

$$Q = \frac{\text{imag}(Z)}{\text{Reel}(Z)} \quad (\text{I.10})$$

Où,

Imag (Z) représente énergie stockée.

Reel (Z) représente énergie dissipée.

I.6 Interactions et Propriétés Électromagnétiques des Bobines:

I.6.1 L'effet inductif L :

Lorsqu'un courant électrique traverse un circuit électrique, il crée un champ magnétique, ce qui entraîne un flux dans ce champ magnétique. Cela se manifeste par deux phénomènes : l'inductance propre et l'inductance mutuelle.

a) inductance propre :

L'inductance L d'un circuit électrique est définie comme le rapport entre le flux magnétique entourant le circuit et son courant, où le courant i circule à travers la surface du circuit électrique et est affecté par l'effet du flux magnétique.

$$L = \frac{\phi}{i} \quad (\text{I.11})$$

L : Coefficient d'auto- induction [H].

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

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

b) inductance mutuelle :

La réaction mutuelle est un coefficient qui décrit l'impact d'un circuit magnétique sur un autre, exprimant la possibilité de générer une tension dans un circuit magnétique en raison d'une variation de courant dans un autre circuit magnétique. Ce coefficient est calculé entre deux circuits magnétiques en comparant le flux magnétique résultant du passage d'un pôle électrique dans un circuit avec le courant qui a induit ce flux.

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

CHAPITRE I GENERALITES SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET INTEGRATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE

$$M_{1,2} = \frac{\phi_2}{i_1} \quad (\text{I.12})$$

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.6.2 L'effet capacitif C :

Lorsqu'on applique une différence de potentiel à deux conducteurs isolés, on observe l'accumulation de charges par effet électrostatique, c'est l'effet capacitif. Ce phénomène est présent dans les bobines, où les conducteurs enroulés entourés d'une isolante et placés côte à côte se comportent comme des condensateurs, ce qui génère un effet capacitif.

I.6.3 L'effet résistif R :

Il est à noter que la conversion d'énergie en chaleur est un phénomène général en physique, décrit par la thermodynamique. En électricité, lorsque du courant est injecté dans un conducteur, il en résulte une perte d'énergie sous forme de chaleur et une baisse de tension le long du conducteur. Cela entraîne la conversion de l'énergie électrostatique (présente dans le générateur, par exemple) en énergie thermique (chauffage par effet Joule), et cet effet dépend non seulement du conducteur mais aussi de l'effet de peau et de proximité.

I.6.4 L'effet de peau dans l'inductance :

Ce phénomène électromagnétique s'applique à tous les conducteurs traversés par un courant alternatif. Il entraîne une diminution de la densité de courant à mesure que l'on s'éloigne du bord du conducteur, ce qui entraîne une augmentation de sa résistance. Cela signifie que le courant ne circule pas de manière uniforme dans toute la section transversale du conducteur. Par conséquent, la résistance augmente, ce qui entraîne une augmentation des pertes par effet Joule. Il semble que la section efficace du conducteur diminue avec l'augmentation de la fréquence, phénomène connu sous le nom d'effet de peau. [11].figure I.7.

CHAPITRE I GENERALITES SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET INTEGRATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE

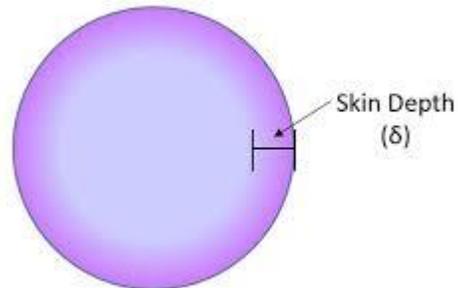


Figure I.7: l'effet de peau dans cylindrique

- **Épaisseur de peau :**

L'épaisseur de peau détermine, en première approximation, la largeur de la zone où se concentre le courant dans un conducteur. Elle permet de calculer la résistance effective à une fréquence donnée. Figure I.8

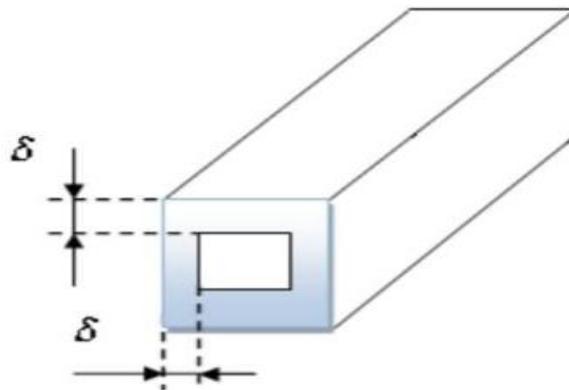


Figure I.8: Epaisseur de peau dans un conducteur [4]

L'expression de l'épaisseur de peau est donnée par la relation I.13. :

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\omega \cdot \rho}} \quad (\text{I.13})$$

δ : épaisseur de peau en mètre [m]

CHAPITRE I GENERALITES SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET INTEGRATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE

ω : pulsation en radian par seconde [rad/s] ($\omega=2.\pi.f$)

f : fréquence du courant en Hertz [Hz]

μ : perméabilité magnétique en Henry par mètre [H/m]

ρ : résistivité en Ohm-mètre [$\Omega.m$] ($\rho=1/\sigma$)

σ : conductivité électrique en Siemens par mètre [S/m]

I.6.5 L'effet de proximité :

L'effet de proximité, aussi connu sous le nom d'effet de voisinage, est un phénomène qui se produit lorsque deux conducteurs parallèles, transportant des courants électriques dans des directions opposées, sont situés à proximité l'un de l'autre. Dans cette configuration, les champs magnétiques produits par les courants dans chaque conducteur interfèrent et induisent des courants parasites dans le conducteur voisin. Cela peut entraîner une déformation de la répartition du courant dans les conducteurs et des pertes supplémentaires dans le système [11]. L'effet de proximité est une considération importante dans la conception de circuits et de systèmes électriques, notamment dans les applications à haute fréquence.

I.7 Composants planaires intégrés :

Une nouvelle technologie a émergé, celle des inductances de surface, et l'intégration des bobines est devenue un sujet d'étude scientifique visant à étudier leur comportement électrique. Les méthodes pour améliorer la densité d'intégration tout en augmentant la valeur de l'inductance et le facteur de qualité à des fréquences élevées se sont diversifiées. Ce domaine est confronté à d'importants défis et difficultés pour réduire la taille des composants et la quantité d'énergie consommée. Dans cette partie, nous présentons les évolutions des travaux sur les inductances avec matériaux magnétiques, classées en différentes topologies d'inductances présentes dans les convertisseurs élévateurs DC-DC, variant en formes, tailles et techniques de fabrication. Les inductances de surface intégrées se présentent sous trois types : solénoïde, serpent, spirale. [12]

I.7.1 Inductances solénoïde :

Le principe de base des bobines solénoïde consiste à enrouler les spires conductrices autour d'un noyau magnétique fermé. La fabrication de ce type de bobines nécessite trois couches de matériaux conducteurs empilées comme illustré dans la figure I.9. La valeur de l'inductance diminue avec

CHAPITRE I GENERALITES SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET INTEGRATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE

l'augmentation de la fréquence, ce qui rend l'utilisation de cette structure dans les convertisseurs de courant continu à courant continu peu intéressante. [12]

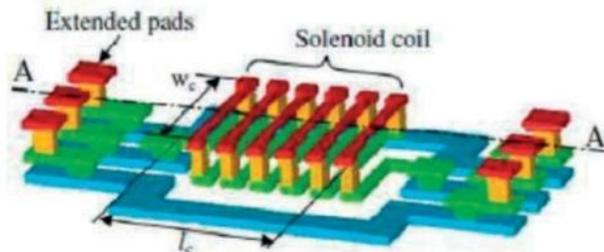


Figure I.9 : solénoïde [13]

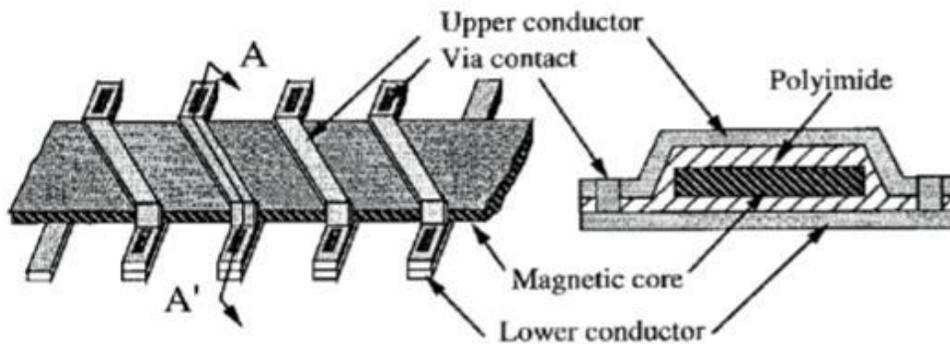


Figure I.10. : Solénoïde toroïdale [14]

I.7.2 Inductance serpentín :

La structure en forme de serpentín, où le noyau magnétique est réparti sur trois niveaux pour envelopper le conducteur (figure I.11), est illustrée. L'inconvénient de cette structure est la longueur moyenne du noyau, qui est plus grande, ce qui entraîne une augmentation de la résistance et donc une réduction de la valeur de l'inductance. [15]



e

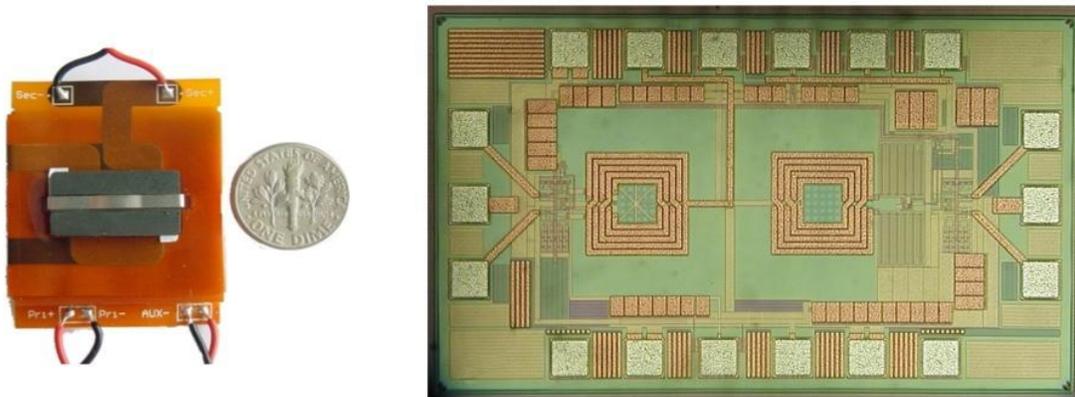
I.11: Inductance méandre intégrée avec deux niveaux de matériau magnétique [16].

CHAPITRE I GENERALITES SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET INTEGRATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE

I.7.3 Inductance planaire spirale :

Ce type de bobines est très courant et peut être facilement conçu. Elles sont fabriquées soit sur un substrat isolant soit magnétique [17], ce qui réduit considérablement les coûts de fabrication en utilisant des circuits imprimés flexibles pour construire les enroulements sans augmenter le nombre de couches. Les tours de cuivre imprimés plus épais sont souvent utilisés dans la construction planaire pour supporter un courant important. [18]

Pour ce type de structure, il existe plusieurs modèles topologiques (Figure I.13) se présentant soit en carrées, circulaires, hexagonale ou polygonales.



• **Figure I.12:** Exemples de technologies magnétiques planaires spirale [19]

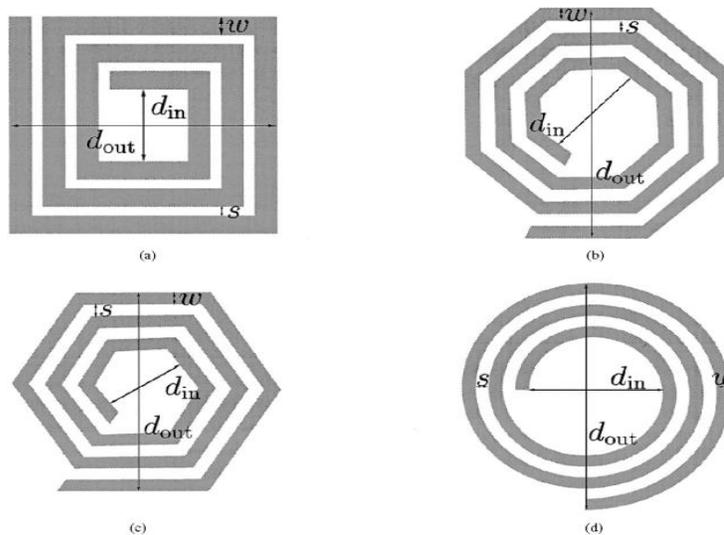


Figure I-13 : Différents forme des bobines planaires [4]

CHAPITRE I GENERALITES SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET INTEGRATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE

I.7.4 Avantages et Inconvénients des Bobines Planaires :

A- Les Avantages :

- Réduction de l'encombrement : la taille et le poids (volume, masse) par rapport aux composants discrets se trouvent considérablement réduits (par exemple les inductances et les transformateurs en spirale à structure planaire)
- Augmentation de la densité de puissance : pour la même puissance, le volume occupé est beaucoup plus petit.
- Réduction des parasites : la limitation, voir même la suppression des connexions induit moins de fuites électromagnétiques source de parasites.
- Limitation des coûts pour une fabrication collective en grande série.

B- Les Inconvénients :

- Faible capacité de stockage d'énergie due aux faibles valeurs des composants.
- Limitation des possibilités d'évacuation thermique : la réduction du volume a pour conséquence l'augmentation de la densité thermique.
- Compatibilité des différents matériaux associés : réalisation de structures multicouches.
- Coût de fabrication : problème économique, en plus les techniques de réalisation ne sont pas totalement maîtrisées.

I.8 les formules théoriques pour déterminer l'Inductance des Bobines Planaires :

À ce stade, nous mènerons une étude sur la comparaison de trois bobines de formes géométriques différentes et parmi les méthodes de calcul de la valeur d'induction, nous utiliserons les méthodes de Mohan Wheeler et Monomial.

I.8.1 Méthodes de Wheeler:

On calcule l'inductance d'une bobine à spirale carrée, [20] hexagonale et octogonale à une seule couche à l'aide d'une formule améliorée de Wheeler la relation I.14 :

$$L = k_1 \mu_0 \frac{n^2 d_{moy}}{1+k_2 \rho} \quad (I.14)$$

Dans laquelle ρ est le facteur de forme, et d_{moy} , le diamètre moyen :

Pour des inductances en l'air $= \mu_0$, avec $\mu = \mu_0 \mu_r$; μ_r est la perméabilité magnétique relative du noyau, et μ_0 la perméabilité du vide $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} H/M$

L : correspond à l'inductance en henry

CHAPITRE I GENERALITES SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET INTEGRATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE

$$d_{moy} = \frac{d_{ex} + d_{in}}{2} \quad (I.15)$$

$$\rho = \frac{d_{ex} - d_{in}}{d_{ex} + d_{in}} \quad (I.16)$$

ρ est le facteur de forme, et d_{moy} le diamètre moyen k_1 et k_2 correspondent aux coefficients empiriques sans dimension, qui varient en fonction de la forme de la bobine (Tableau I.1)

Forme de la bobine	K1	K2
Carré	2.34	2.75
Hexagonale	2.33	3.82
Octogonale	2.25	3.55

Tableau I.1 : Coefficients empiriques Wheeler [20]

I.8.2 La méthode de Mohan :

Maintenant en utilisant l'équation I.14 de Mohan [21] c_1, c_2, c_3, c_4 sont les coefficients dépendant de la forme géométrique utilisé. (Carrée, hexagonale et octogonale) Les valeurs de ces coefficients sont données par la Tableau I.2.

$$L = \frac{\mu_0 n^2 d_{moy} c_1}{2} \left[\ln \left(\frac{c_2}{\rho} \right) + c_3 \rho + c_4 \rho \right] \quad (I.17)$$

n est le nombre de spires, d_{moy} le diamètre moyen de l'inductance défini à partir de d_{in} diamètre intérieur et d_{ex} diamètre extérieur par la relation I.15, ρ est le facteur de forme donné par relation I.17

CHAPITRE I GENERALITES SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET INTEGRATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE

Géométries	C1	C2	C3	C4
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

Tableau I.2 : les coefficients utilisés par Mohan [22]

I.8.3 La méthode de Monomial :

La méthode décrite dans présente une expression analytique différente de certaines autres, car elle prend en compte l'espacement entre les spires et la largeur du conducteur, La représentation Monomial est basée sur la relation I.18 suivante [22] :

$$L_{\text{moh}} = \beta d_{\text{out}}^{\alpha 1} \cdot w^{\alpha 2} \cdot d_{\text{moy}}^{\alpha 3} \cdot n^{\alpha 4} \cdot s^{\alpha 5} \quad (\text{I.18})$$

n est le nombre de spires, d_{moy} le diamètre moyen de la bobine spirale définie par la relation III.2 W et s sont respectivement la largeur du Conducteur et l'espacement inter- spires.

$\alpha 1$, $\alpha 2$, $\alpha 3$, $\alpha 4$ sont les coefficients selon la géométrie utilisée, le tableau suivant représente les valeurs de ces coefficients Tableau I.3 :

Géométrie	β	$\alpha 1$	$\alpha 2$	$\alpha 3$	$\alpha 4$
Carrée	1.62×10^{-3}	-1.21	-0,147	2,4	1,78
Hexagonale	1.28×10^{-3}	-1.24	-0,174	2,47	1,77
Octogonale	$1,33 \times 10^{-3}$	-1,21	-0,163	2,43	1,75

Figure I.3: Les coefficients utilisés par Monomial [22]

CHAPITRE I GENERALITES SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET INTEGRATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE

I.9 CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu général sur les composants passifs, leur principe de fonctionnement ainsi que leurs paramètres électriques. Les effets parasites que peuvent engendrer les bobines ont également été mentionnés dans cette section, tels que l'effet capacitif, l'effet résistif, l'effet de peau, etc.. Nous avons également montré le rôle de la bobine et l'utilisation des bobines planaire avec une notion sur les formules théoriques pour déterminer l'inductance

Étant donné que les bobines planes (ou bobines planaires) sont les plus étudiées et suscitent le plus d'intérêt, nous nous concentrerons dans cette recherche sur l'étude et la conception de bobines spirales planes afin de les intégrer dans un convertisseur élévateur.

CHAPITRE I GENERALITES SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET INTEGRATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE

REFERENCES

- [1] BUTTAY, Cyril. Composants Actifs pour l'Électronique de puissance Master. 2017.
- [2] S. Barradas, "Étude à l'aide du choc laser des mécanismes d'adhérence aux interfaces cuivre/aluminium et cuivre/cuivre obtenues par projection thermiques," Ph.D. dissertation, École des mines, Paris, 2004.
- [3] L.ABDALLAH, conception et caractérisation de de microplanaire intégrée délié à la conversion de l'énergie, soutenue à l'Université des Sciences technologies Adrar,2022.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] R. LBOYLESTED, Analyse des circuits –introduction traduit est adapté par Gilles Martel 2ème édition.
- [7] Génie électrique. R. Mérat et Al. Nathan. Étapes références.
- [8] Adoum Kriga, Thèse de doctorat, Université Jean Monnet, Saint Etienne, " Étude et réalisation de micro-inductances pour convertisseur DC/DC ", 2008, 142p.
- [9] Alexis chevalier « etude experimentale, elaboration et Modelisation de materiaux composites a base de poudres Magnetiques douces » Université de Bretagne Occidentale, Soutenu le 12 Octobre1998, pp163
- [10] J. P. Ferrieux, F. Forest, « Alimentations à découpage – Convertisseurs à résonance », Ed Dunod, 3ème edition, 1999
- [11] Sangwoo Kim et al, "Compact Equivalent Circuit Models for the Skin Effect ",Microelectromagnetic devices group, the University of Texas at Austin Austin, TX 78712
- [12] C.H Ahn, M.G Allen « A Comparison of Two Micromachined Inductors (Bar- and Meander-Type) for Fully Integrated Boost DC/DC Power Converters » IEEE transactions on Power Electronics, Vol 11, n°2, March 1996
- [13] Yong-Kyu Yoon and Mark G Allen "Embedded conductor technology for micromachined RF elements » JOURNAL OF MICROMECHANICS AND MICROENGINEERING. School of Electrical and Computer Engineering, Georgia Institute of Technology, Atlanta,

CHAPITRE I GENERALITES SUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS ET INTEGRATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE

- [14] Chong H. Ahn and al “Micromachined Planar Inductors on Silicon Wafers for MEMS Applications” IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 45, NO. 6, DECEMBER 1998.
- [15] C. . Sullivan and S. . Sanders, —Design of microfabricated transformers and inductors for high-frequency power conversion, IEEE Trans. POWER Electron., vol. 11, no. 2, pp. 228–238.
- [16] Chiaming Alex Chang, Sung-Pi Tseng, Jun Yi Chuang, et al. “Characterization of Spiral Inductors with Patterned Floating Structures. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, mai 2004, Vol52, N°5, pp. 1375-1381.
- [17] R. Murphy-Arteaga, J. Huerta-Chua, A. Diaz-Sanchez et al, «Fabrication, characterisation and modelling of integrated on-silicon inductors», Microelectronics
- [18] De Jong, Erik CW, Braham JA Ferreira, and Pavol Bauer. "Toward the next level of PCB usage in power electronic converters." IEEE Transactions on Power Electronics 23.6 (2008): 3151-3163.
- [19] Aggas, Jeffrey. Planar Magnetics Design for Low Voltage High Power DC-DC Converters. Diss. 2014.
- [20] H-A. Wheeler, «Formulas for the skin effect», Proceedings of IRE, vol. 30, pp.412-424.
- [21] S. MOHAN & al., « Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances,» IEEE Journal of Solid -State Circuits, 34, no 10 (1999), pp. 1419-1424.
- [22] S. S. Mohan, M. del Mar Hershenson, S. P. Boyd, and T. H. Lee, « Simple accurate expressions for planar spiral inductances, » IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 34, no. 10, pp. 1419–1424, Oct. 1999.

Chapitre II :
*Dimensionnement et
modélisation*

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION

II. Introduction :

Les convertisseurs boost sont utilisés dans une grande variété d'applications, Alimentation de dispositifs électroniques, chargé de batterie éclairage LED Systèmes de contrôle industriel

On utilise un convertisseur boost lorsqu'on désire augmenter la tension disponible d'une source continue. Les systèmes alimentés par les batteries d'accumulateurs utilisent souvent plusieurs accumulateurs en série afin de disposer d'un niveau de tension suffisamment élevé. La place disponible étant souvent limitée, il n'est pas toujours possible de disposer d'un nombre suffisant d'éléments. Un convertisseur boost permet d'augmenter la tension fournie par les batteries et ainsi diminuer le nombre d'éléments nécessaires pour atteindre le niveau de tension désiré. Les véhicules hybrides ainsi que les systèmes d'éclairage sont deux exemples typiques d'utilisation des convertisseurs boost.

Dans ce 2ème chapitre, nous nous intéressons à la bobine d'un convertisseur Boost. Les bobines spirales planaires sont connues comme meilleures alternatives aux bobines classiques, c'est pourquoi, nous allons faire une comparaison entre deux bobines spirales carrée (3 Tour et 4 Tour) afin d'opter pour la bobine optimale à intégrer dans le convertisseur.

II.1 Convertisseur boost :

Un convertisseur boost, également connu sous le nom de hacheur parallèle, est un type d'alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une tension continue de plus forte valeur. Il fonctionne en stockant de l'énergie dans une inductance pendant la moitié du cycle de commutation, puis en la libérant dans un condensateur pendant l'autre moitié du cycle. [1]

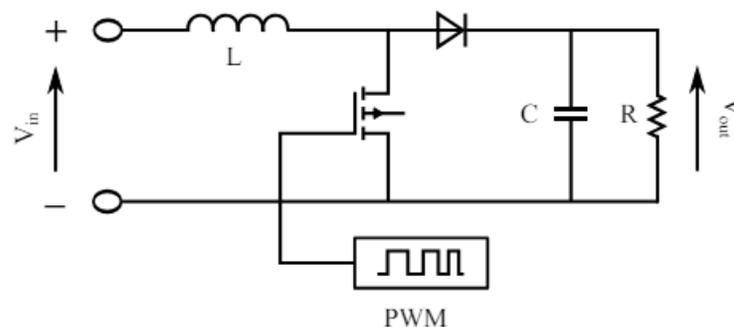


Figure II.1 : Schéma électronique du Convertisseur Boost. [2]

II.1.1 Applications :

Les convertisseurs boost sont utilisés dans des applications de faible puissance comme les systèmes d'éclairage portatifs. Une diode électroluminescente blanche nécessite une tension de 2,7 V à 3,6 V environ pour fonctionner, un convertisseur boost permet d'augmenter la tension fournie par une pile de 1,5 V afin de réaliser une lampe torche faible consommation.

Les convertisseurs boost peuvent aussi délivrer des tensions bien plus élevées afin d'alimenter les tubes à cathode froide présents dans le rétro éclairage des écrans à cristaux liquides ou les flashs des appareils photo par exemple.

Une automobile hybride comme la Toyota Prius utilise un moteur électrique, nécessitant une tension de 500 V. Sans convertisseur boost, cette automobile devrait embarquer 417 éléments d'accumulateurs NiMH connectés en série pour alimenter ce moteur. Cependant, la Prius n'utilise que 168 éléments ainsi qu'un convertisseur boost afin de passer la tension disponible de 202 à 500V.

II.1.2 Différentes topologies de convertisseur boost :

La topologie convertisseur boost est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur. Elle est plusieurs topologies : [1]

Boost en cascade, Boost à trois niveaux de tension, Boost de Nomura (à haut gain en tension)

- Un interrupteur, généralement un transistor MOSFET, qui permet de commuter le courant dans l'inductance.
- Un condensateur, qui stocke l'énergie fournie par l'interrupteur.

Le principe de fonctionnement du convertisseur boost est le suivant :

En conduction continue, l'interrupteur est fermé pendant une partie du temps et ouvert pendant le reste du temps.

- ✓ Pendant que l'interrupteur est fermé, le courant circule dans l'inductance et dans le condensateur.
- ✓ Pendant que l'interrupteur est ouvert, l'énergie stockée dans l'inductance est transférée au condensateur.

II.1.2.1 Boost en cascade :

Un convertisseur boost en cascade est une configuration où plusieurs convertisseurs boost sont connectés les uns aux autres pour augmenter encore plus la tension de sortie. Chaque étage boost prend la tension de sortie de l'étage précédent et la booste à une valeur encore plus élevée il est utilisé dans système énergie solaire, système de conversion de puissance

Les principaux avantages de l'utilisation d'un convertisseur boost en cascade :

Tension de sortie plus élevée, meilleur rendement, tension de sortie stable.

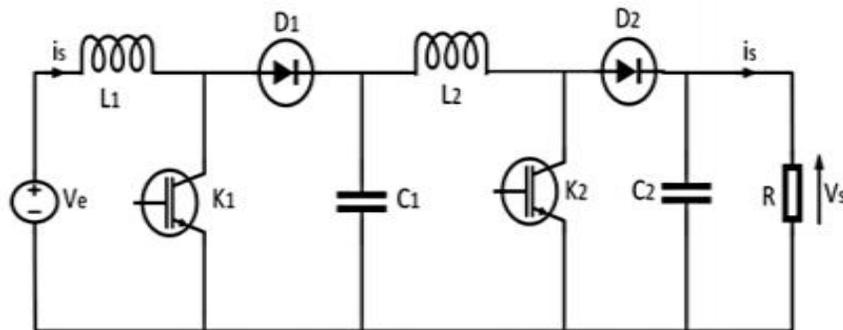


Figure II.2 : convertisseur boost en cascade

Le rapport de tension de ce convertisseur est indiqué à l'équation

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{1}{1-\alpha_1} * \frac{1}{1-\alpha_2} \quad (\text{II.1})$$

Avec α_1 est rapport cyclique de la commande d'interrupteur 1 et α_2 interrupteur k2

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION

II.1.2.2 Boost de Nomura (à haut gain en tension) :

Le Boost de Nomura (appelé également Boost à haut gain en tension) a l'avantage d'obtenir un rapport de tension élevé avec un seul interrupteur commandé. Mais il utilise deux condensateurs identiques connectés à travers deux diodes. Les contraintes en courant sur l'interrupteur sont plus importantes que celles du Boost classique. Par contre, ces contraintes sont plus faibles sur les diodes que celles du Boost classique.

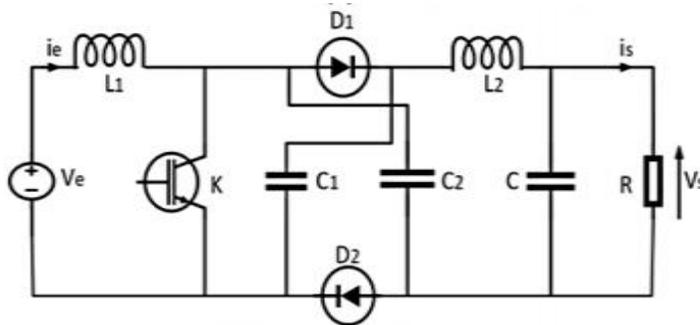


Figure II.3 : Convertisseur boost de Nomura

Le rapport de tension de ce convertisseur est celui de l'équation :

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{1+\alpha}{1-\alpha} \quad (\text{II.2})$$

II.1.2.3 Convertisseur boost à trois niveaux :

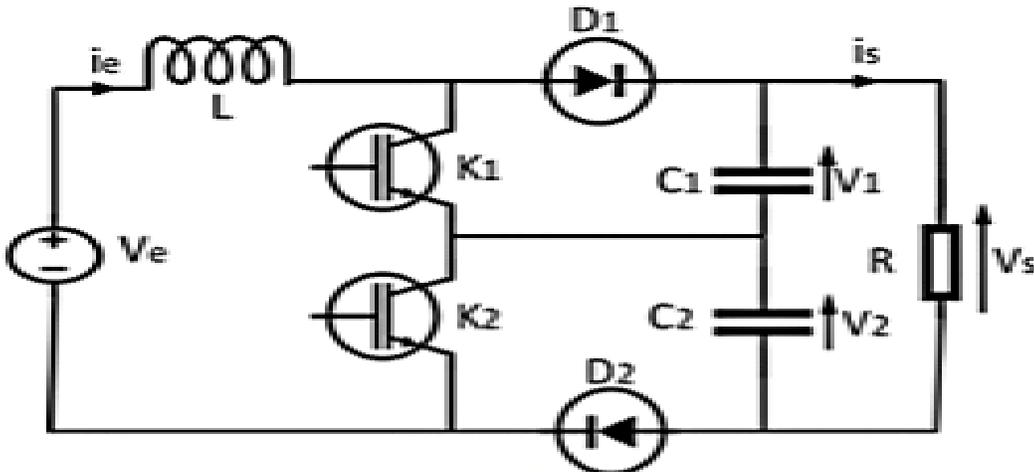


Figure II.4 : convertisseur boost en trois niveaux tension

Les deux interrupteurs S_1 et S_2 sont commandés avec le même rapport cyclique α mais elles sont décalées de $T/2$. et suivant le même raisonnement que les topologies précédentes, le

Dimensionnement de ce convertisseur se fait toujours pour les mêmes valeurs de V_e , V_s et I_s

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION

Par :

$$\text{Du rapport de tension} \quad \frac{v_s}{v_e} = \frac{1}{1-\alpha} \quad (\text{II.3})$$

On utilise les relations suivant pour calcule L et C :

$$\Delta I = \frac{v_e}{2 * L * F} * \frac{\alpha(1-2\alpha)}{1-\alpha} \quad (\text{II.4})$$

$$L = \frac{v_e * \alpha(1-2\alpha)}{\delta I * 2 * F * (1-\alpha)} \quad (\text{II.5})$$

On calcule C

$$\Delta v_s = \frac{2I_s(0,5-\alpha)}{c * F} = \frac{v_e * (1-2\alpha)}{(1-\alpha) * R * c * F} \quad (\text{II.6})$$

$$C = \frac{v_e * (1-2\alpha)}{\delta v_s * (1-\alpha) * R * F} \quad (\text{II.7})$$

II.2 Le Cahier des charges de notre application (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 élévateur de tension répondant aux paramètres suivants :

- Puissance d'hacheur : 550 Watt
- Tension d'entrée: $V_e = 40V$
- Tension de sortie : $V_s = 320V$
- Un courant moyen traversant la bobine : $I_{L\text{moy}} = 13 A$
- Un courant maximal traversant la bobine: $I_{L\text{max}} = 15 A$
- Fréquence de fonctionnement : $f = 700 \text{ kHz}$
- Le temps taux : $(\Delta I_L)_{\text{max}} = 2A$
- L'ondulation de la tension de sortie : $\Delta V_s = 1\%$

II.2.1 Dimensionnement du convertisseur Boost :

A partir du cahier des charges. Nous définissons les spécifications du convertisseur qui constitue le point de départ pour le Dimensionnement de la bobine

A. Rapport cyclique :

$$\alpha = 1 - \frac{V_e}{V_s} \quad (\text{II.8})$$

$$\alpha = 0.875 = 87.5\%$$

B. Calcul de la valeur de l'inductance :

La valeur de l'inductance de la bobine à insérer dans le convertisseur est déduite à partir des formules suivantes

Calculer la valeur de l'inductance L'on doit passer par calcul ΔI .

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

$$\Delta I = 2 \text{ A.}$$

$$L = \frac{V_e \cdot \alpha}{f \Delta I} \quad (\text{II.10})$$

$$L = \frac{40 \cdot 0.875}{700000 \cdot 2}$$

$$L = 25 \mu\text{H}$$

C. Détermination de la Valeur de la Résistance de Charge R:

Presque tous les convertisseurs utilisent une résistance pour régler la tension de sortie. La valeur de la charge est calculée selon l'équation (II.11):

$$p = v_s \cdot I \quad (\text{II.11})$$

$$P_s = \frac{v_s^2}{R} \quad (\text{II.12})$$

$$n = \frac{p_s}{p_a} \quad (\text{II.13})$$

$$n = 1\%$$

$$p_a = v_e \cdot I_{L\text{moy}} \quad (\text{II.14})$$

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION

$$1 = \frac{V_s^2}{R \cdot V_e \cdot I_{lmoy}} \quad (\text{II.15})$$

$$1 = \frac{V_s^2}{R \cdot V_e \cdot I_{lmoy}} \quad (\text{II.16})$$

$$R = \frac{V_s^2}{V_e \cdot I_{lmoy}} \quad (\text{II.17})$$

$$R = 197 \, \Omega$$

D. Calcul de la capacité C :

L'objectif d'ajouter un condensateur en parallèle avec la charge est de réduire l'ondulation de la tension de sortie. [8] Lorsque l'interrupteur d'alimentation est ouvert, le condensateur se charge. Une fois l'interrupteur fermé, le condensateur est capable de fournir de l'énergie à la charge. La valeur du condensateur de sortie C_{out} est calculée selon l'équation (II.18) :

$$C = \frac{I_{max} \cdot \alpha}{f \cdot \Delta V_s} \quad (\text{II.18})$$

On Calcule ΔV_s depuis la valeur d'ondulation $\Delta V_s \% = 0.1\%$

$$\Delta V_s = \frac{V_s \cdot \Delta V_s \%}{100} \quad (\text{II.19})$$

$$\Delta V_s = \frac{320 \cdot 0.1}{100}$$

$$\Delta V_s = 0.32V$$

La valeur du courant de sortie maximale I_{outmax} est calculée en utilisant l'équation (II.20) :

$$I_{outmax} = \frac{V_s + \frac{\Delta V_s}{2}}{R} \quad (\text{II.20})$$

$$I_{outmax} = \frac{320 + \frac{0.32}{2}}{197}$$

$$I_{outmax} = 1.62A$$

Nous formons ΔV_s et I_{outmax} par leur valeur On trouve :

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION

$$C = \frac{1.62 \cdot 0.875}{700000 \cdot 0.32} = 0.000006348 \text{ F}$$

$$C = 6.36 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

E. Simulation d'un Convertisseur Boost Idéal

Dans cette phase, une simulation sera exécutée sur PSIM afin d'exploiter les résultats obtenus pour générer les graphiques de la tension et du courant de sortie, en tenant compte de l'ondulation ΔV_{out} . Cette démarche vise à confirmer la validité des calculs des paramètres du convertisseur, conformément aux spécifications énoncées dans le cahier des charges.

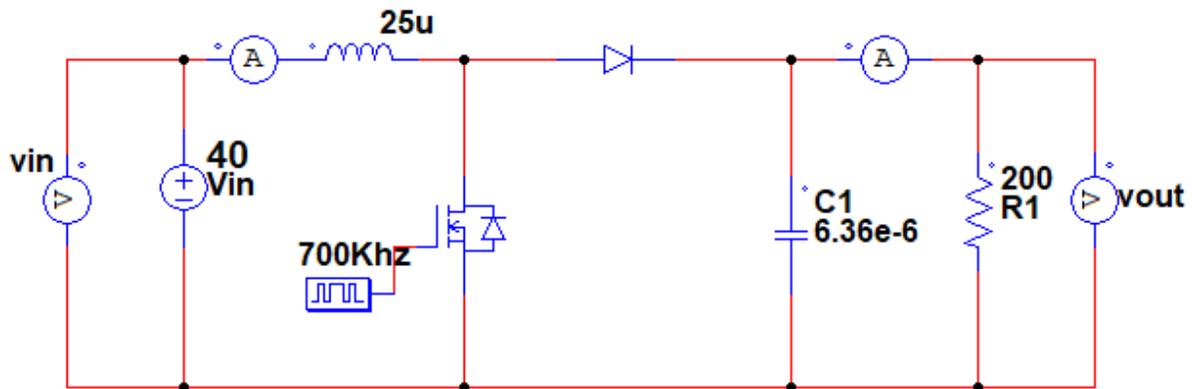


Figure II.5 : Schéma équivalent d'un convertisseur boost

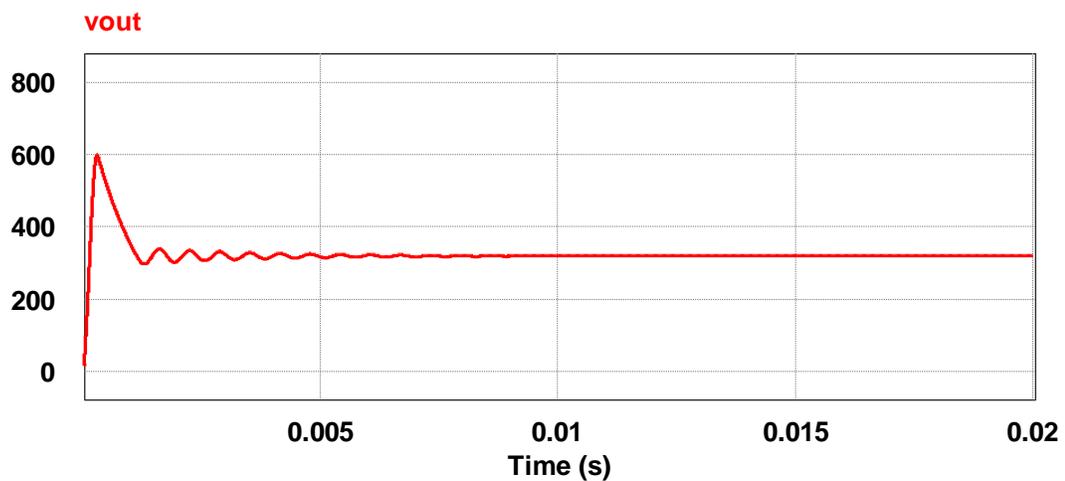


Figure II.6 : Résultats tension de sortie.

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION

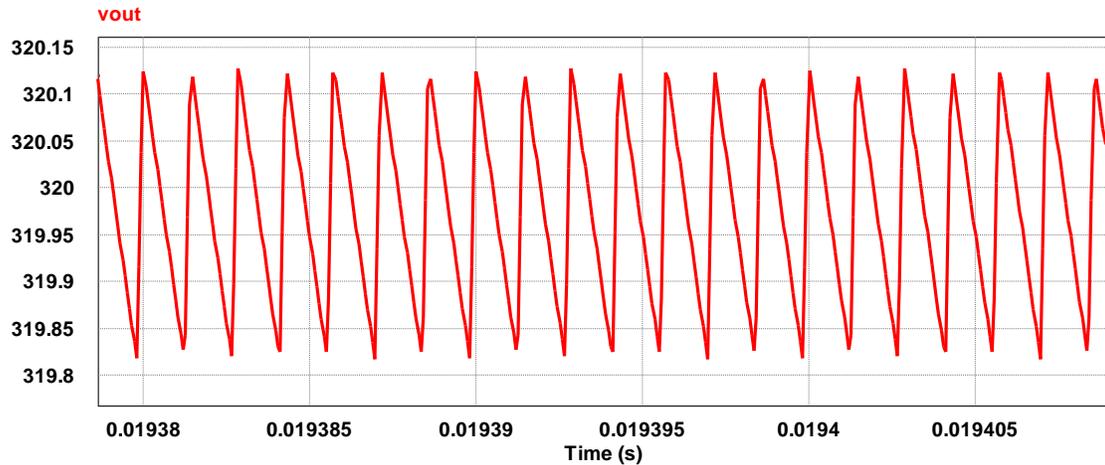


Figure II.7 : L'ondulation de tension de sortie ΔV_{out} .

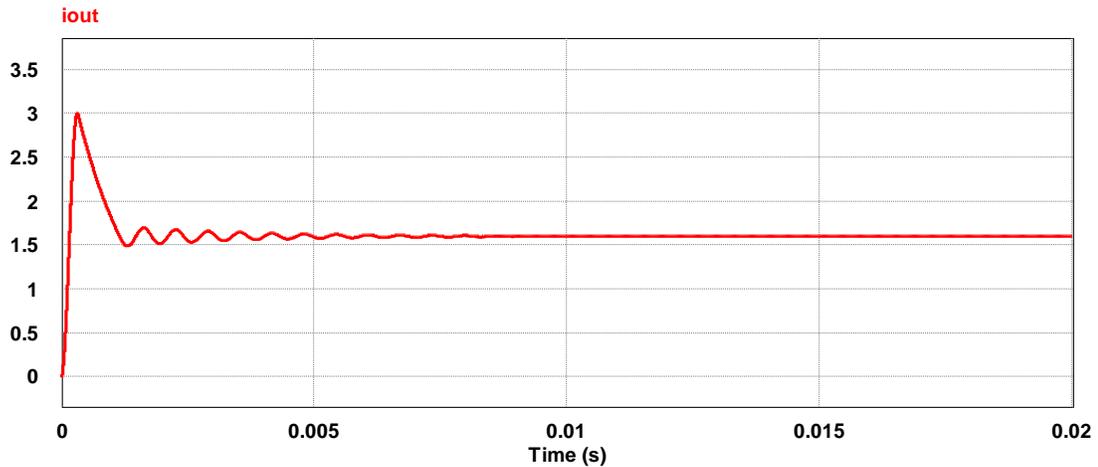


Figure II.8 : Résultats de courant de sortie I_{out} .

Nous avons défini tous les paramètres du convertisseur Boost en fonction des exigences spécifiées dans notre cahier des charges. Ensuite, nous avons simulé le comportement de ces paramètres à l'aide du logiciel PSIM. Les résultats obtenus sont conformes aux spécifications établies dans le cahier des charges. Ces résultats montrent une tension de sortie et un courant de sortie continus, avec des valeurs proches de celles spécifiées, ce qui démontre l'exactitude de nos calculs.

Nous remarquons que les niveaux de sortie du convertisseur sont similaires à ceux contenus dans le cahier des charges.

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION

II.2.2. Choix et Dimensionnement du Noyau Magnétique:

Dans notre analyse approfondie, nous nous concentrerons sur la sélection de deux types de noyaux distincts : les noyaux Kool Mu Cores et les noyaux High Flux Cores. Cette décision est motivée par la nécessité d'évaluer et de comparer les performances de ces deux variantes en fonction des exigences spécifiques de notre application. Les noyaux Kool Mu sont réputés pour leur efficacité dans la gestion des pertes par courant de Foucault, tandis que les noyaux High Flux se distinguent par leur densité de flux magnétique élevée, particulièrement adaptée aux applications nécessitant des performances optimales en termes de puissance et de fréquence. Notre objectif est d'effectuer une évaluation rigoureuse de ces deux options afin de déterminer celle qui répond le mieux aux critères de notre projet, notamment en termes d'efficacité énergétique, de capacité de charge et de stabilité opérationnelle. Les propriétés de ces deux types de noyaux sont présentées dans le tableau II.1, fournissant ainsi une base solide pour notre analyse comparative.

	Perméabilité	$B_{\text{Saturation T}}$
kool Mu Cores	60	1.05
High Flux Cores	125	1.5

Tableau II.1 : Noyaux des bobines.

La conception du circuit magnétique repose sur la taille de la bobine nécessaire pour stocker l'énergie. L'énergie moyenne stockée est déterminée à partir de la valeur d'inductance de la bobine et du courant moyen est donnée par :

$$W = \frac{1}{2} L I_{\text{moy}}^2 \quad (\text{II.21})$$

A. Le volume de noyaux

Afin de déterminer le volume du noyau magnétique en kool Mu cores et High-Flux-Cores nécessaire pour stocker une énergie de 2110uJ, nous devons connaître la densité volumique d'énergie caractérisant le kool Mu Cores et High-Flux-Cores.

En effet la densité d'énergie volumique stockable dans un milieu de perméabilité $\mu = \mu_0 \mu_r$ vaut :

$$W = \frac{B_{\text{max}}^2}{2\mu_0\mu_r} \quad (\text{II.22})$$

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION

Avec une perméabilité relative de $\mu_r = 60$, une induction à saturation $B = 1.05$ tesla dans première bobine 4 tour et $\mu_r = 125$ saturation $B = 1.5$ Tesla dans deuxième bobine 3 tour. avec une perméabilité magnétique du vide $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H / m, on obtient:

$$W_{\max 1} = 7314.88 \text{ Jm}^{-3}$$

$$W_{\max 2} = 7165.60 \text{ Jm}^{-3}$$

Le calcul du volume du noyau magnétique peut se faire selon l'expression

$$V = \frac{W}{W_{\max}} \quad (\text{II.23})$$

II.2.3. Dimensionnement du circuit électrique de la bobine :

Les inductances ou bobines spirales planaires se présentent sous différentes formes géométriques, circulaire, carrée, octogonale, et hexagonale. Nous rappelons qu'elles sont toutes caractérisées par les mêmes paramètres géométriques : les diamètres interne D_{in} et externe D_{out} , le nombre de spires N , la largeur W et l'épaisseur t du conducteur ainsi que l'espacement inter-spires S .

Pour dimensionner le circuit électrique, nous allons calculer tous les paramètres géométriques de façon à atténuer les effets parasites

Dans notre cas on a choisi la bobine spirale carré avec deux noyaux différents, 1^{er} Bobine avec un $D_{out} = 30\text{mm}$ et $D_{in} = 11$, pour la deuxième bobine $D_{out} = 20\text{mm}$ et $D_{in} = 10\text{mm}$

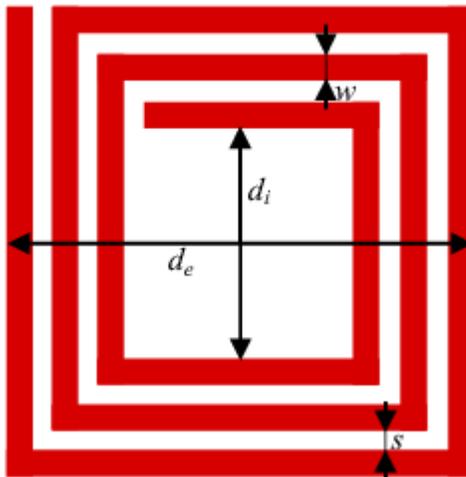


Figure II.9 : Les paramètres géométriques de la bobine planaire carré

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION

A. Calcule de nombre de spires :

En se basant sur la méthode de Wheeler, nous calculons le nombre de spires N à partir de la relation de Wheeler transformée [5]

$$N = \sqrt{\frac{2L[(1+C)+k_2*(1-C)]}{U_r*U_0*k_1*D_{ex}(1+C)^2}} \quad (\text{II.24})$$

k = 2,34 et k = 2,75 sont les coefficients de Wheeler attribués à la géométrie carrée. [5]

$$C = \frac{D_{in}}{D_{ex}}$$

$$\text{Première bobine} \quad C = 0.36 \quad (\text{II.25})$$

$$\text{Deuxième bobine} \quad C = 0.5$$

$$N_1 = 4 \text{ spire}$$

$$N_2 = 2.76 = 3 \text{ Spire}$$

B. Calcul de l'épaisseur t et la largeur w du conducteur :

Le calcul de l'épaisseur t et la largeur w du conducteur se fait en fonction de l'épaisseur de peau et de la densité de courant admissible par le ruban conducteur. L'effet de **peau** est un phénomène physique qui provoque la décroissance de la densité de courant à mesure que l'on s'éloigne de la périphérie du conducteur. [7]

Il est défini par l'équation

L'épaisseur : $U_r = 1H/m$

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_{cu}}{\pi \mu f}} = \sqrt{\frac{(1.7 \cdot 10^{-8})}{\pi \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 700000}} \quad (\text{II.26})$$

a) La valeur de la densité du courant moyenne :

Pour que l'effet de peau soit contourné dans tout le conducteur, il faut que l'une des conditions suivantes soit remplie : $W \leq 2\delta$ ou $T \leq 2\delta$. On impose une des deux valeurs t ou w et on calcule la deuxième valeur en fonction de la densité de courant tolérée dans le conducteur. On opte par exemple pour $t = 160 \mu m$. De ce fait, nous avons besoin de calculer la valeur de la densité de courant moyenne donnée par l'expression [7]

$$j_{moy} = j_0(1 - e^{-1}) = 0.68j_0 \quad (\text{II.27})$$

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION

Les densités de courant tolérées dans les bobines planaires spirales sont de 10^3 A / mm à 10^7 A / mm, on peut poser donc comme conditions aux limites $j= 10^7$ A/mm, d'où la densité de courant moyenne : [3]

$$J=10^7 \text{ A/m} \quad I_{lmax} = 15A$$

Pour qu'un courant maximale I_{lmax} 15A puisse circuler dans le ruban conducteur de notre bobine, il faut que la section S de ce dernier remplisse la condition suivante :

$$I_{lmax}=\delta J_{moy} \rightarrow \delta=\frac{I_{lmax}}{J_{moy}} \quad (\text{II.28})$$

$$\delta=0.00000220588\text{m}^2$$

$$\delta=W*t \quad (\text{II.29})$$

b) La largeur :

Nous utilisons l'équation (II.29), on obtient une largeur du conducteur :

$$t1=t2=2* \delta=160\mu\text{m}$$

$$W=\frac{\delta}{t} \quad (\text{II.30})$$

c) Espace interne s:

La formule de la distance inter spires « s » dans le cas d'une bobine spirale carrée est exprimée par l'équation (II.31) (II.32) :

$$S1=\frac{D_{out}-D_{in}-8w}{6} \quad (\text{II.31})$$

$$S1=\frac{30-11-8*1.4}{6}$$

$$S2=\frac{D_{out}-D_{in}-2nw}{(n-1)*2} \quad (\text{II.32})$$

$$S2=\frac{20-10-6*1.4}{4}$$

La condition $t \leq 2\delta$ étant vérifiée, on peut augmenter la valeur de la largeur w afin d'éviter des spires trop espacés. On prend par exemple $w=160 \mu\text{m}$.

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION

d) Calcule de la longueur totale de la bobine conductrice :

La longueur moyenne du conducteur dans une inductance spirale carrée est déduite à partir de l'expression :

$$L_t = 4n [D_{ext} - (N-1) * S - N * W] - S \quad (II.33)$$

II.2.4. Résultats des paramètres géométrique :

Les résultats du dimensionnement des paramètres géométriques de la spirale sont regroupés dans le tableau

	kool Mu Cores	High Flux Cores
inductance L uH	25	25
Nombre de Tour n	4	3
Longeur l_{moy} (mm)	328	175
Largeur W (mm)	1.4	1.4
Epaisseur t um	160	160
Espacement S mm	1.3	0.4
Diamètre externe D_{out} mm	30	20
Diamètre interne D_{in} mm	11	10

Tableau II.2 : Les résultats du dimensionnement géométrique.

II.2.5 Modélisation de la bobine planaire par le schéma équivalent :

La modélisation de la bobine planaire par le schéma équivalent est une étape cruciale dans la conception et l'analyse des circuits électriques comme présenter dans la figure II.10. Cette approche permet de représenter de manière simplifiée le comportement électromagnétique complexe de la bobine, tout en conservant les caractéristiques essentielles du composant. Le schéma équivalent de la bobine planaire comprend généralement des éléments tels que la résistance série, qui représentent les pertes par effet Joule dans le conducteur, et l'inductance, qui caractérise la capacité de la bobine à stocker de l'énergie magnétique. En utilisant ce schéma, les ingénieurs peuvent analyser et prédire le comportement de la bobine dans différents circuits et conditions de fonctionnement, ce qui facilite la conception de systèmes électriques et électroniques performants et fiables.

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION

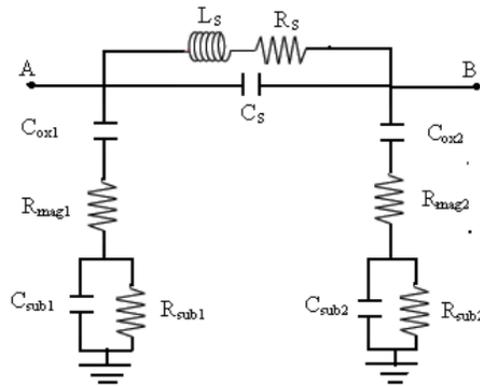


Figure II.10: Circuit électrique équivalent en π D'une bobine planaire [6]

Les paramètres technologiques de la bobine sont décrits comme suit :

c_s : Capacité parasite de couplage inter-spires.

C_{sub} : Capacité parasite de couplage dans le substrat.

C_{ox} : Capacité parasite de couplage dans l'oxyde.

R_{sub} : Pertes ohmiques dans le substrat semi-conducteur.

R_s : Pertes ohmiques dans le ruban conducteur de la spirale.

L_s : L'inductance globale de la bobine

ϵ_0 : Permittivité du vide $\epsilon_0 = 8.85 \rho F n^{-1}$

ϵ_{ox} : Permittivité de l'isolant en dioxyde de silicium $\epsilon_{ox} = 3.9$

ϵ_{si} : Permittivité de silicium $\epsilon_{si} = 11.8$

ρ_{si} : Résistivité de silicium $\rho_{si} = 18.5$

h_{sub} : L'épaisseur du substrat en silicium $h_{sub} = 100 \mu m$.

h_{mag} : L'épaisseur du noyau magnétique, dans première bobine 4 tour $h_{mag} = 353 \mu m$ et deuxième bobine 3 tour $h_{mag} = 750 \mu m$

ρ_{noy} : Résistivité de noyau magnétique, dans première bobine 4 tour $\rho_{noy} = 1.5 * 10^{-6} \text{ ohm.m}$ et deuxième bobine 3 tour $\rho_{noy} = 1.3 * 10^{-6} \text{ ohm.m}$

II.2.6 Calcule des paramètres internes de la bobine :

Pour calculer les valeurs des paramètres technologiques, nous avons besoin de connaître les caractéristiques électriques des matériaux utilisés, ainsi que leurs caractéristiques magnétiques.

II.2.6.1 La résistance série parasite R_s :

La résistance série R_s qui apparaît le long du conducteur est due aux effets de la peau et de proximité sur le cuivre conducteur, exprimés par l'équation (II.34):

$$R_s = \frac{\rho L t}{w * t} \quad (\text{II.34})$$

$$R_{s1} = \frac{1.7 * 10^{-8} * 328 * 10^{-3}}{1.4 * 10^{-3} * 160 * 10^{-6}}$$

$$R_{s2} = \frac{1.7 * 10^{-8} * 175 * 10^{-3}}{1.4 * 10^{-3} * 160 * 10^{-6}}$$

II.2.6.2 La capacité inter-spires C_s :

La capacité de couplage électrostatique entre les spires C_s est exprimée par la relation :

$$C_s = \epsilon_0 \frac{t * L_t}{S} \quad (\text{II.35})$$

$$C_{s1} = 8.85 * 160 * 10^{-6} \frac{328 * 10^{-3}}{1.3 * 10^{-3}}$$

$$C_{s2} = 8.85 * 160 * 10^{-6} \frac{175 * 10^{-3}}{0.4 * 10^{-3}}$$

Où : ϵ_0 est la permittivité du vide, t est l'épaisseur du conducteur, L_t est la longueur de la bobine, et S est la distance entre les spires.

II.2.6.3 La résistance parasite R_{noy} du noyau magnétique :

La résistance du noyau magnétique représente les pertes ohmiques qui se produisent à l'intérieur d'un noyau magnétique et est calculée à l'aide de l'équation (II.36) :

$$R_{noy} = \rho_{noy} \frac{hmag}{A} \quad (\text{II.36})$$

$$R_{noy1} = 0.000001153 \Omega$$

$$R_{noy2} = 0.000003979 \Omega$$

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION

h_{mag} : l'épaisseur de noyau magnétique et $A = L_t * w$.

II.2.6.4 La résistance parasite R_{sub} du substrat :

La résistance du substrat R_{sub} représente les pertes ohmiques dans la couche de silicium et est déterminée par l'équation (II.37) :

$$R_{sub} = \rho_{sil} \frac{h_{sub}}{A=(L*w)} \quad (II.37)$$

$$R_{sub1} = 18.5 \frac{100 * 10^{-6}}{328 * 1.4 * 10^{-3} * 10^{-3}}$$

$$R_{sub2} = 18.5 \frac{100 * 10^{-6}}{175 * 1.4 * 10^{-3} * 10^{-3}}$$

II.2.6.5 Capacité du substrat C_{sub} :

La différence de potentiel entre la jonction de la couche de silicium et la terre est exprimée par le condensateur C_{sub} selon l'équation (IV.38):

$$C_{sub} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{2 h_{sub}} \quad (II.38)$$

$$C_{sub1} = 239.77 pf$$

$$C_{sub2} = 127.92 pf$$

Où : ϵ_r est la permittivité relative du substrat de silicium, et h_{sub} est l'épaisseur de la couche de silicium. $A = L_t * w$.

II.2.6.6 Capacité de la couche dioxyde de silicium :

La couche isolante entre le cuivre et le noyau génère une capacité parasite due à la différence de potentiel entre ces deux conducteurs, qui est calculée en utilisant la relation. :

$$C_{ox} = \frac{1}{2} L_t W \left(\frac{\epsilon_0 \epsilon_{ox}}{T_{ox}} \right) \dots \dots \dots (39)$$

$$C_{ox1} = 7.61 pf \quad \text{Dans la première bobine}$$

$$C_{ox2} = 42.28 pf \quad \text{Dans la deuxième bobine}$$

T_{ox} : L'épaisseur de l'isolant en dioxyde de silicium $100 \mu m$

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION

II.2.6.7 Hypothèse de symétrie :

En raison de l'hypothèse de symétrie des circuits électriques illustrés dans les figures II.7, les éléments parasites C_{sub} , C_{ox} sont divisés en deux parties égales et placés de chaque côté des pôles. Ils sont exprimés par les relations suivantes :

$$C_{sub1} = C_{sub2} = \frac{C_{sub}}{2}$$

$$C_{ox1} = C_{ox2} = \frac{C_{ox}}{2}$$

Résultat des calculs Les valeurs calculées des paramètres technologiques sont regroupées dans le tableau

Paramètre technologique	kool Mu Cores	High Flux Cores
$R_s \Omega$	0.024	0.0132
$R_{noy} \Omega$	0.0000005765	0.000001989
$R_{sub} \Omega$	2.014	3.875
C_s PF	0.357	0.2655
C_{ox} PF	3.805	21.14
C_{sub} PF	119.885	63.96

Tableau II.3: Paramètres technologiques.

En analysant nos résultats, nous constatons qu'ils répondent tous aux conditions exigées, à l'exception de la résistance R_{noy} qui est très faible, ceci est dû à la résistivité du matériau MPP qui constitue le noyau. Mais vu que la capacité C_{ox} est de l'ordre du picofarad, le courant parasite induit par C_{ox} est de l'ordre du micro-ampère, donc, même si la résistance R_{noy} est très faible, le noyau est protégé des courants parasites

Maintenant, si on compare les résultats des deux bobines, nous constatons que la bobine Du High flux cores présente des résultats légèrement meilleurs que kool Mu cores.

Ces résultats étant insuffisant, nous passons à la comparaison des courants et tensions générés par les deux bobines.

II.3. COMPARAISON PAR SIMULATION PSIM :

II.3.1 Cas d'une bobine parfaite :

Avant de passer à la comparaison, nous allons d'abord valider les résultats des calculs des paramètres du convertisseur Boost et valider son bon fonctionnement. Pour cela, nous avons inséré une bobine parfaite (Figure II.11) et nous avons simulé la courbes du courant de sortie I_s et de la tension de sortie V_s du convertisseur Boost.

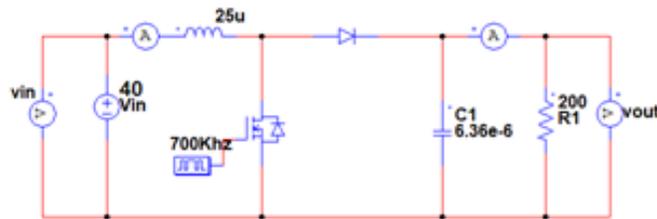


Figure II.11 : Circuit électrique du convertisseur contenant une bobine parfaite.

Forme d'ondes du courant I_{out} :

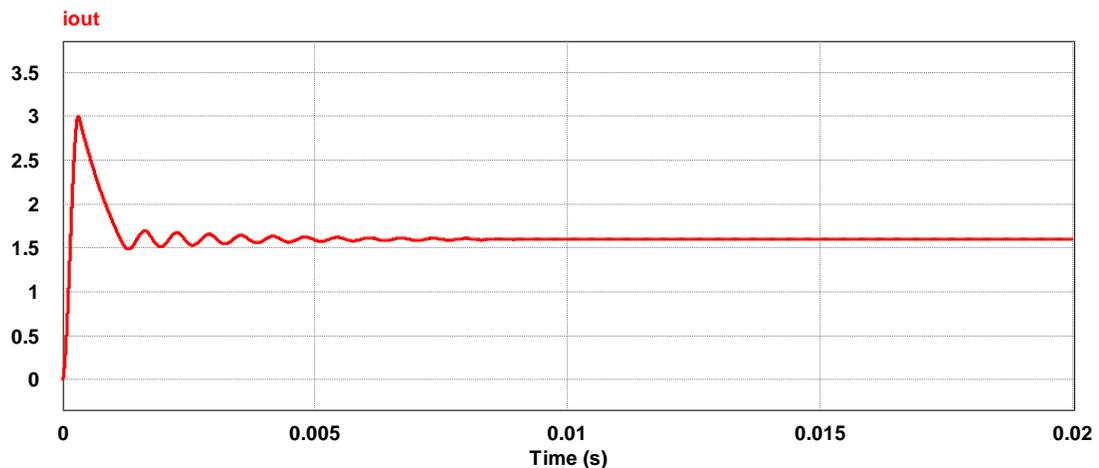


Figure II.12 : Ondulations du courant de sortie I_{out} du convertisseur contenant une bobine parfaite.

Forme d'ondes de la tension de sortie V_s :

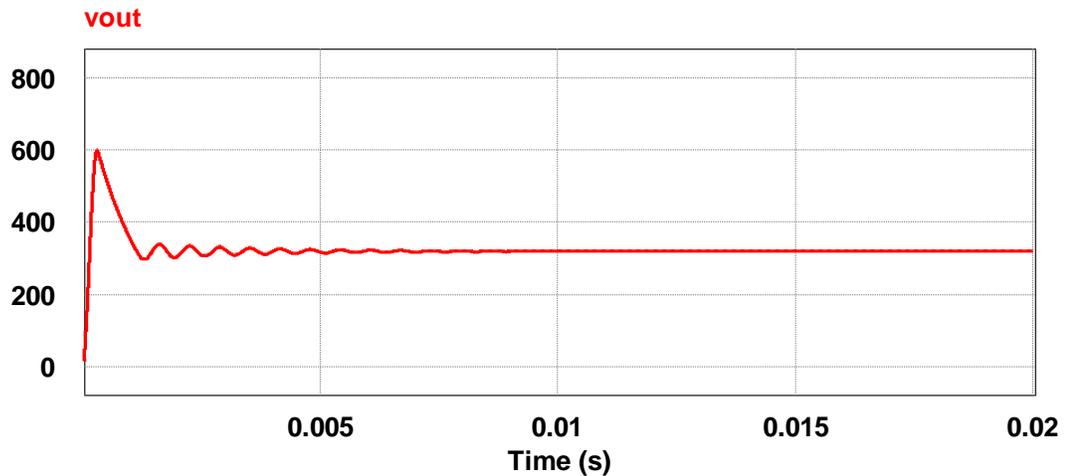


Figure II.13 : Ondulations de la tension de sortie V_s du convertisseur contenant une bobine parfaite.

Interprétation des résultats :

Nous constatons que les deux figures (II.12 et II.13) sont conformes à celles de la littérature. La valeur du courant de sortie mesuré (1.62A) est la même que celle calculée (Tableau II.1) et la valeur mesurée de la tension de sortie (297V) est presque égale à celle exigée par le cahier des charge (300V).

Les résultats obtenus confirment les valeurs calculées des paramètres du convertisseur et valide son bon fonctionnement, donc, nous pouvons passer à l'étape de comparaison.

Dans le circuit du convertisseur Boost, nous allons remplacer la bobine parfaite par le circuit de la bobine spirale pour les deux cas : Bobine du 3 Tour et Bobine de 4 Tour.

II.3.2. Comparaison de la bobine spirale planaire 3 Tour et 4 Tour :

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION

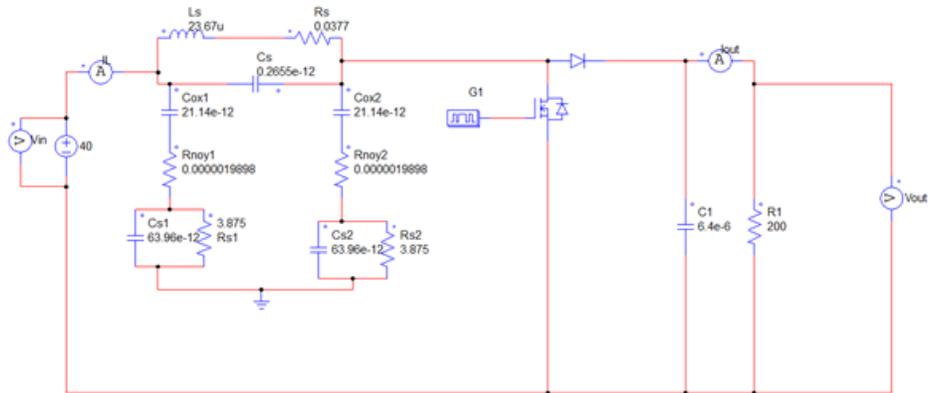


Figure II.14 : Circuit électrique du convertisseur contenant la bobine planaire du 3 Tour avec noyau magnétique.

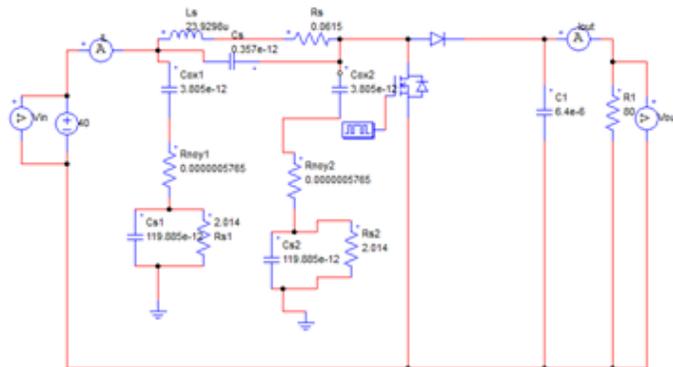


Figure II.15 : Circuit électrique du convertisseur contenant la bobine planaire du 4 Tour avec noyau magnétique.

Forme d'ondes de la tension de sortie V_s :

V_{out1} : Bobine 3 Tour

V_{out2} : Bobine 4 Tour

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION

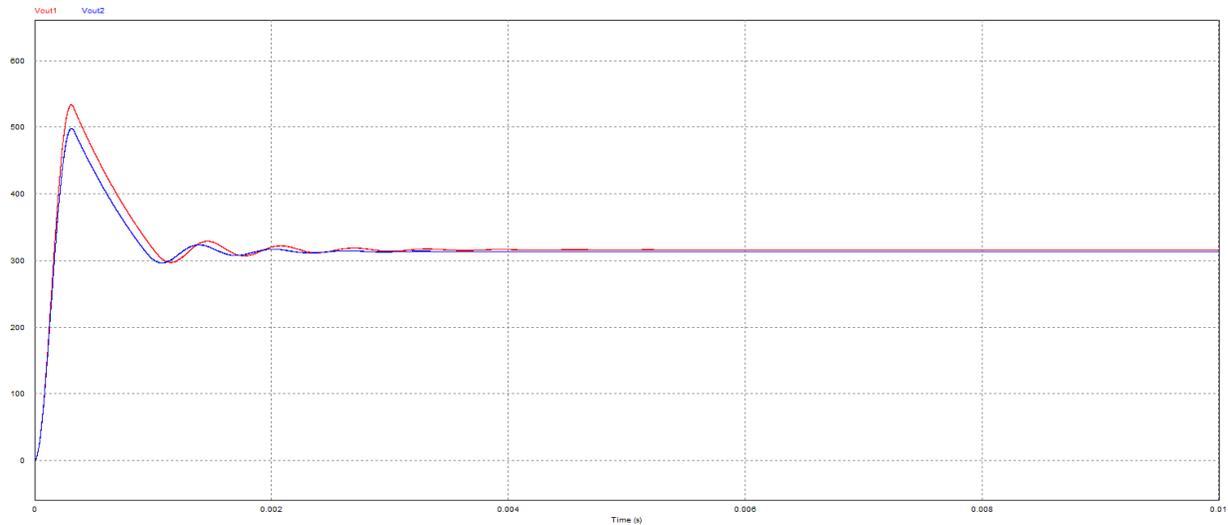


Figure II.16 : La tension de sortie du convertisseur contenant la bobine 4 Tour et 3 Tour

Forme d'ondes du courant I_s :

I_{out1} : Bobine 3 Tour

I_{out2} : Bobine 4 Tour

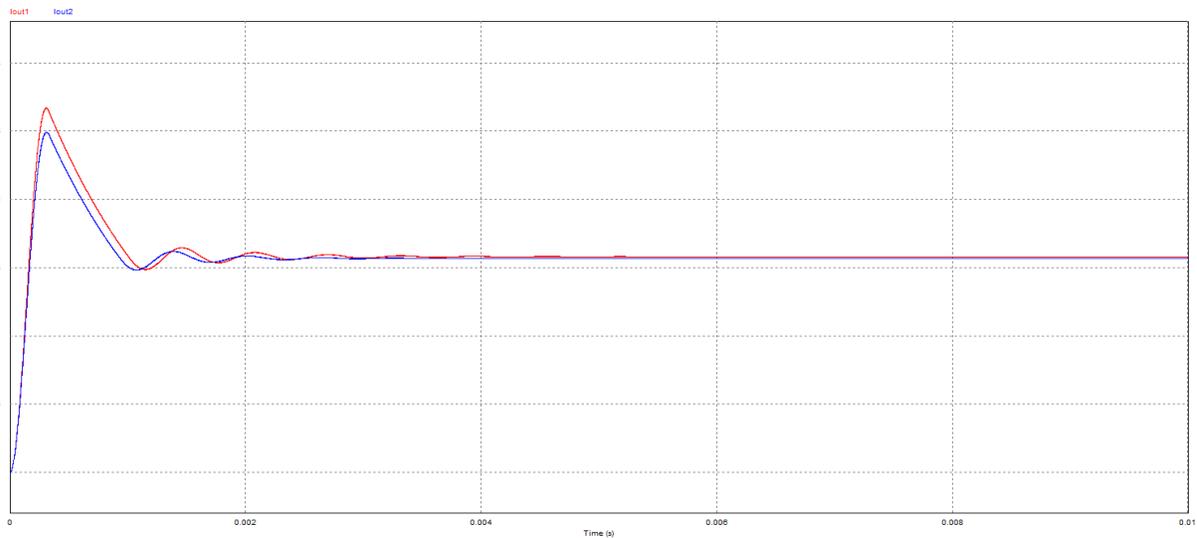


Figure II.17 : Courant de sortie du convertisseur contenant la bobine planaire 4 Tour et 3 Tour.

A. Interprétation des résultats

Les courbes de la figure (II.16) et celles de la figure (II.17) issues des bobines spirales, 3 Tour et 4 Tour sont conformes à celles d'un convertisseur Boost DC/DC. Les valeurs des tensions et

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION

courants mesurées à l'état stationnaire au même moment (0.004 ms) et celles calculées sont très proches. Ces résultats sont reportés dans le tableau II.4.

La bobine spirale du 3 Tour montre un courant de sortie légèrement meilleur, et la même tension de sortie moyenne que la bobine de 4 Tour, mais avec une ondulation plus faible. Donc la bobine spirale du 3 Tour reste toujours légèrement meilleure que la spirale 4 Tour.

Pour plus de précision, dans le chapitre III, nous allons simuler les effets électromagnétiques des deux bobines par le logiciel COMSOL Multiphysics.

	Idéale	3 Tour	4 Tour
V_{out} V	319.975	316.08	313.69
V_{Max} V	320.106	316.21	313.85
V_{Min} V	319.82	315.92	313.147
ΔV_{out} V	0.0089	0.33	0.306
I_{out} A	1.599	1.58	1.568
$I_{out Max}$ A	1.6	1.5811	1.569
$I_{out Min}$ A	1.599	1.5797	1.565
ΔI_{out} A	0.0015	0.0014	0.0015
IL A	12.933	12.8832	12.76
IL_{Max} A	13.99	13.853	13.856
IL_{Min} A	11.92	12.005	11.831
ΔIL A	2.06	1.84	2.0277

Tableau II.4: données résultantes du tension et courant de sortie pour chaque bobine.

II.4. L'efficacité du convertisseur :

L'efficacité d'un convertisseur boost DC-DC est déterminée en comparant la puissance d'entrée à la puissance de sortie. L'efficacité théorique d'un convertisseur boost est égale à 1, et elle est exprimée comme le rapport entre la puissance de sortie (P_{out}) et la puissance d'entrée (P_{in}).

$$n = \frac{v_{out} * I_{out}}{V_{in} * I_{in}} \quad (\text{II.40})$$

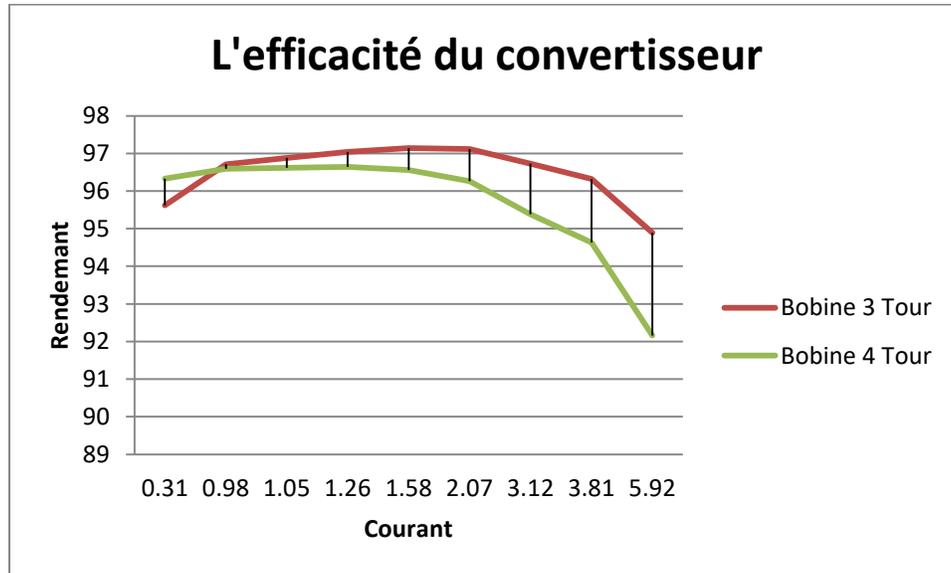


Figure II.18 : Présentation du rendement du convertisseur de puissance

Pour évaluer l'efficacité du convertisseur, nous avons effectué une simulation électrique basée sur la variation de la résistance de charge. Cette simulation nous a permis d'observer la variation de l'efficacité du convertisseur en fonction du courant traversant l'inducteur figure II.18. Dans un bobine à 4 spires, l'efficacité commence à 96 % avec un courant de 0,31 ampère et reste progressivement stable à 96 %, puis diminue directement avec les courants plus élevés pour atteindre 92 % avec un courant de 5,92 ampères. Pour bobine à 3 spires, l'efficacité est de 95 % avec un courant de 0,31 ampère, puis elle atteint son maximum à 97,2 % avec des courants de 1,26 et 2,07 ampères, ensuite elle diminue progressivement mais reste supérieure à 96 % avec les courants élevés

Nous concluons d'après la figure II.18 que l'inducteur à 3 spires offre une efficacité supérieure par rapport à l'inducteur à 4 spires pour la majorité des courants mesurés. Le choix de l'inducteur dépend de plusieurs facteurs : la taille, le coût et l'efficacité supérieure

II.5. Conclusion :

Ce deuxième chapitre était consacré au calcul des paramètres électriques du convertisseur Boost ainsi que le dimensionnement du noyau magnétique et des paramètres géométriques de deux bobines spirales planaires de 4 Tour et 3 Tour. Notre objectif est d'intégrer la meilleure de ces deux bobines dans un convertisseur Boost DC/DC dédié pour les systèmes photovoltaïques pour élever la tension de 40 V reçue du panneau PV vers une tension de 320 V. Les résultats obtenus dans ce chapitre vont être utilisés dans le 3eme chapitre afin de concevoir le circuit électrique du convertisseur Boost, et comparer les résultats issus de la simulation permettant de faire le choix de la meilleure bobine.

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION

Référence

- [1] Abouchabana, N. (2009). *Etude d'une nouvelle topologie buck-boost appliquée à un MPPT* (Doctoral dissertation, Alger, Ecole Nationale Polytechnique).
- [2] Lakhdar Toumi, A., & Badaoui, Y. (2018). *Etude et conception d'un convertisseur DC- DC Boost* (Doctoral dissertation, Université Ibn Khaldoun-Tiaret-).
- [3] El Maat, E. A. (2022). Modélisation et commande des convertisseurs non isolés DC-DC utilisés dans les systèmes photovoltaïques.
- [4] LAIDI, A., & Hamouda, M. (2022). *Conception et caractérisation de micro-bobine planaire intégrée dédiée à la conversion de l'énergie* (Doctoral dissertation, UNIVERSITE AHMED DRAIA-ADRAR).
- [5] H-A. Wheeler, « Simple inductance formulas for radio coils », Proceedings of IRE, vol. 16, no10, pp. 1398-1400, 1928.
- [6] R. Melati, A. Hamid, L. Thierry and M. Derkaoui, «Design of a new electrical model of a ferromagnetic planar inductor for its integration in a microconverter», Mathematical and Computer Modelling, Vol. 57, N° 3, pp. 200-227, (2013).
- [7] El Maat, E. A. (2022). Modélisation et commande des convertisseurs non isolés DC-DC utilisés dans les systèmes photovoltaïques.
- [8] Ye, Yuanmao, K. W. E. Cheng, and Sizhe Chen. « A high step-up PWM DC-DC converter with Coupled-inductor and resonant switched-capacitor. » IEEE Transactions on Power Electronics 32.10 (2016): 7739-7749.

Chapitre III :

Simulation électromagnétique de la bobine

Introduction :

Dans ce chapitre, nous présentons l'étude du comportement électromagnétique des deux types de bobines qui diffèrent par le nombre de spire et le core magnétique, la première bobine carre N=4 tour et deuxième N=3 tour, fréquence 700khz.

A l'aide de logiciel de simulation numérique qui repose sur la méthode des élément fini qui nous a permis d'étudier la distribution de l'intensité des lignes de courant et de champ magnétique et électrique pour déterminer la distribution optimale

III.1. Simulation des phénomènes magnétiques :

Dans cette section, la simulation présentée vise à étudier l'influence des paramètres des bobines sur ses performances afin de comprendre le comportement en passant par plusieurs étapes. La conception d'une bobine nécessite plusieurs étapes, telles que la prise en compte de la géométrie de la bobine. Les phénomènes étudiés se concentrent sur ceux qui se produisent à l'intérieur du conducteur, tels que l'effet de peau et l'effet de proximité [1][2].

III.1.1 Modèle physiques :

La figure (III.1) (III.2) montre le modèle physique des bobines planaires du 3 tours et 4 tours dont nous souhaitons faire la comparaison. Ces deux modèles comportent un circuit électrique spiral en cuivre déposé sur une couche isolante de PCB, l'ensemble est posé sur une couche magnétique à base de MPP (Moly Permalloy Powder). Le dimensionnement géométrique de ces deux bobines a été fait au deuxième chapitre.

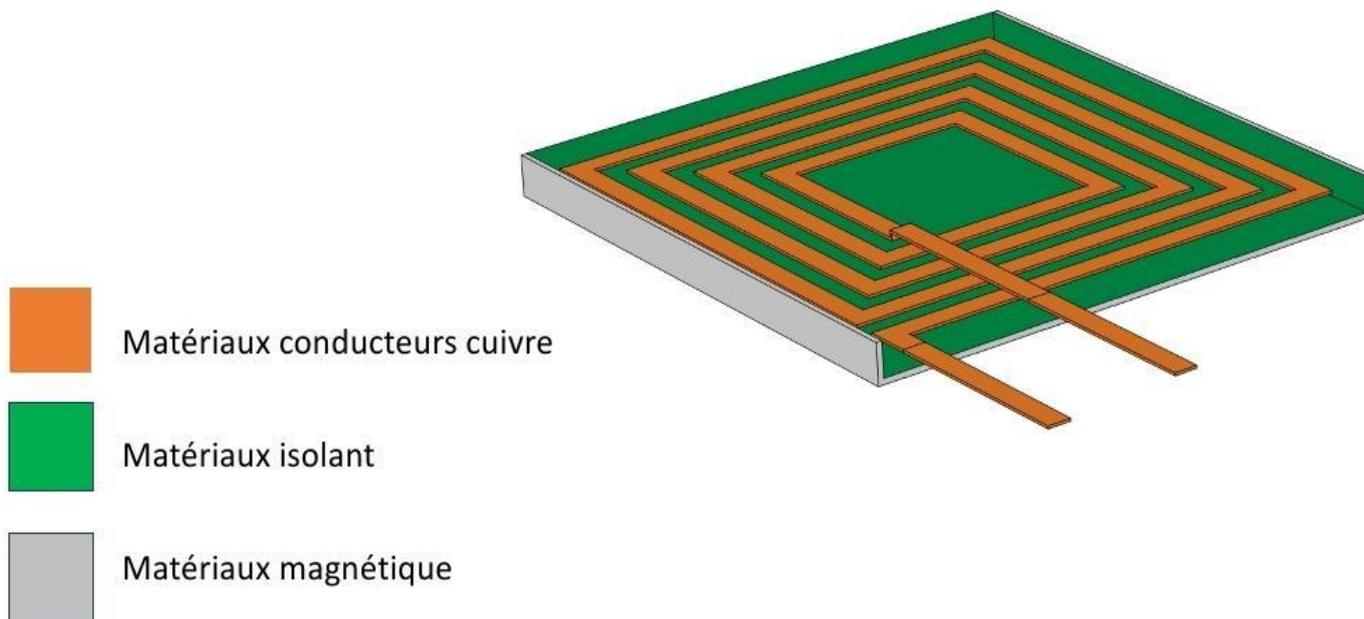


Figure III.1 : Modèle physique des bobines spirales carrée 4 tour avec noyau

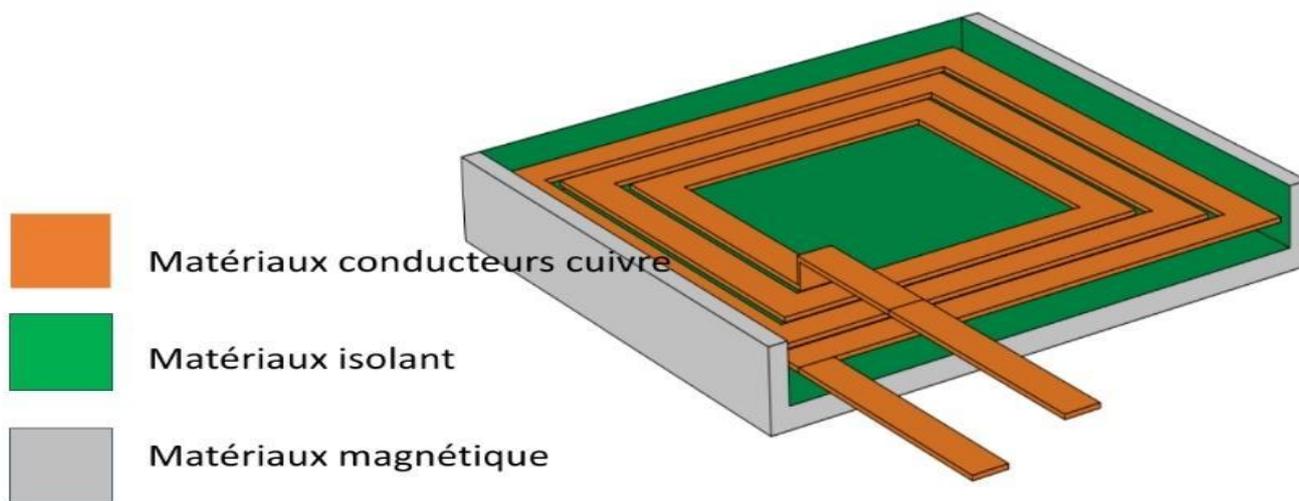


Figure III.2: Modèle physique des bobines spirales carrée 3 tour avec noyau

III.1.2 Maillage du domaine d'études :

La simulation par le logiciel COMSOL nécessite de passer par un maillage[3].

Le maillage fonctionne en divisant le modèle géométrique en plusieurs triangles, voire En représentant les figures (III.3) le processus de résolution est soumis à une fréquence de fonctionnement. Les résultats de calcul sont plus précis lorsque le maillage est plus fin, Tandis que le temps est plus long. La complexité des calculs augmente et la taille des données augmentera[4].

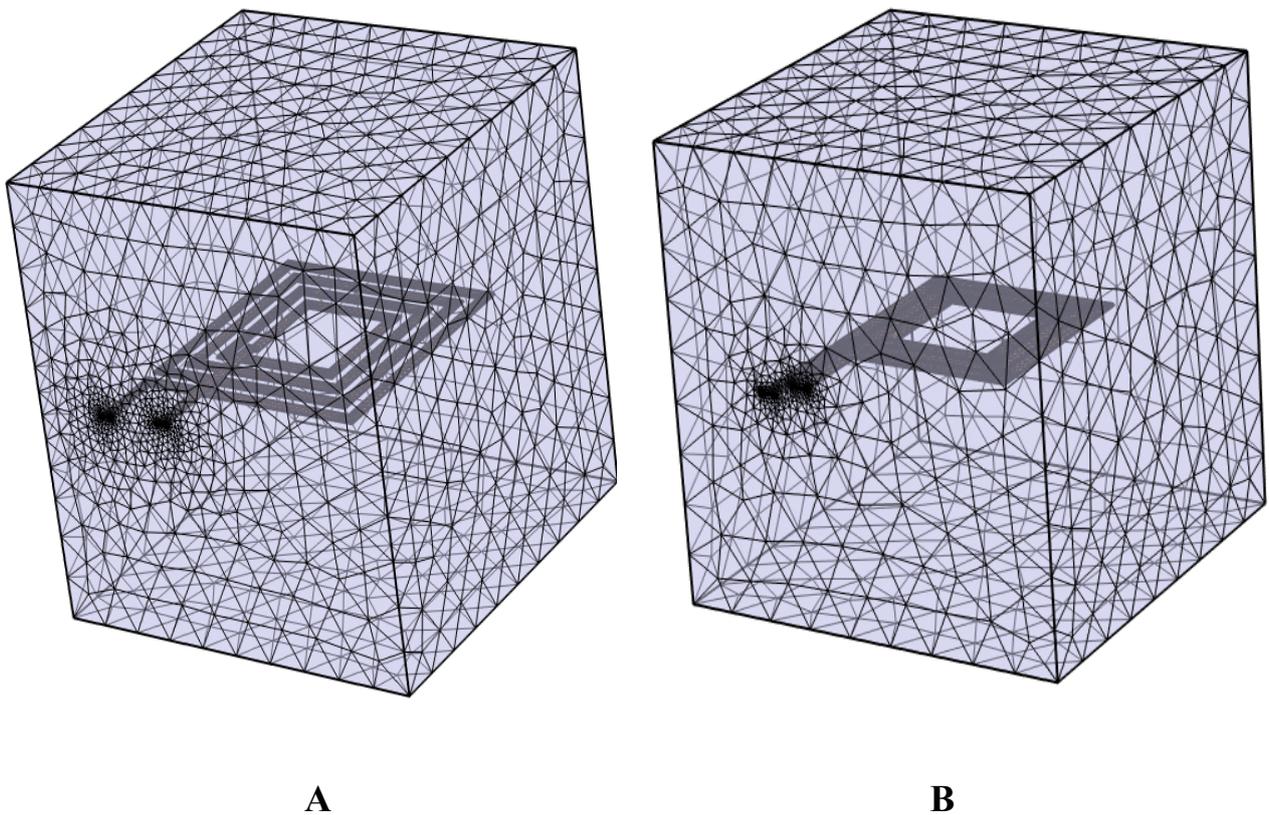


Figure III.3 : A Maillage du domaine étude bobine 3 tours.

B Maillage du domaine étude bobine 4 tours

III.1.3 Conditions initiales :

La simulation requiert également des conditions initiales dans notre domaine d'étude. A et B représentant respectivement l'entrée et la sortie du courant figure (III.4)

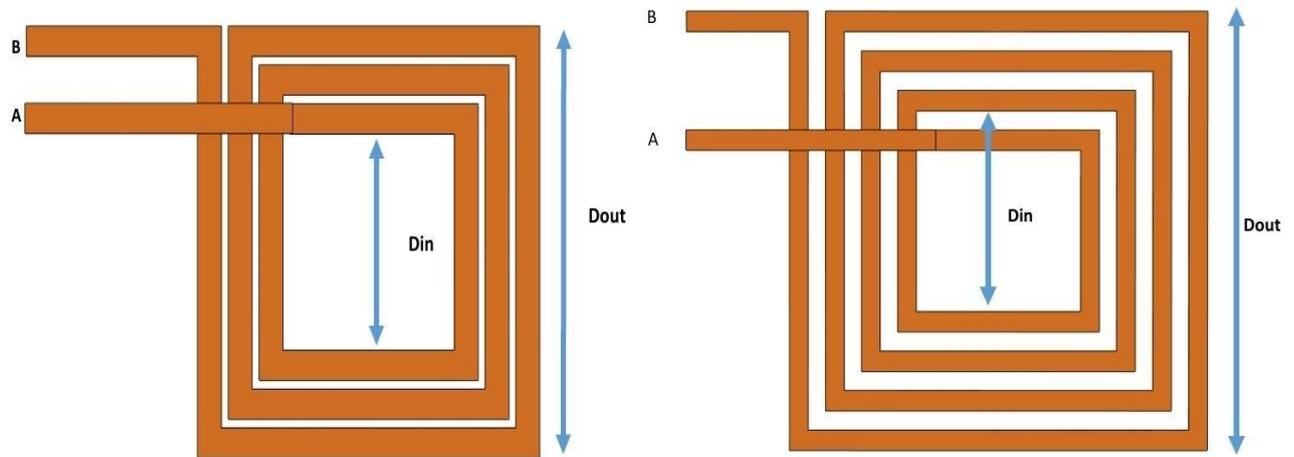


Figure III.4: Conditions initiales,

(A) entrée du courant, (B) sortie du courant

III.1.4 Les différentes méthodes de représentation des résultats:

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats sous trois formes différentes pour une meilleure compréhension des phénomènes étudiés. Tout d'abord, nous avons exposé les résultats sous forme tridimensionnelle (3D), offrant ainsi une visualisation approfondie des caractéristiques spatiales des données. Cela permet une analyse détaillée des comportements dans un espace tridimensionnel.

Ensuite, nous avons également présenté les résultats sous forme bidimensionnelle (2D), en se concentrant sur une section transversale particulière de l'objet d'étude. Cette approche, illustrée dans la **figure (III.6)**, nous permet d'examiner les variations des phénomènes à travers une coupe spécifique, offrant ainsi une perspective plus détaillée sur certains aspects de l'étude.

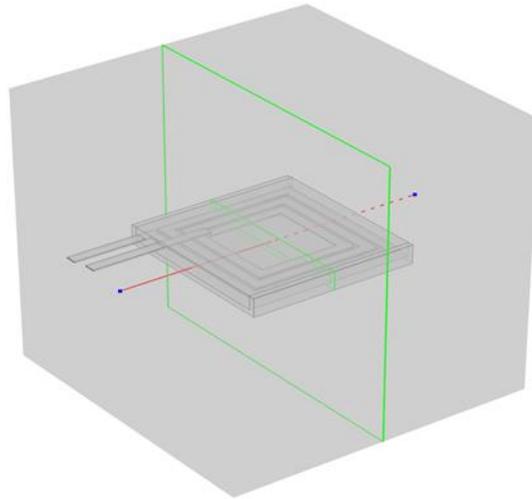


Figure III.5: la coupe 2D

Enfin, nous avons adopté une approche unidimensionnelle (1D), où nous avons étudié les phénomènes le long d'un segment de ligne droite spécifique, tel que présenté en rouge dans la figure (III.6). Cette représentation simplifiée nous permet de concentrer notre analyse sur des variations spécifiques le long d'une trajectoire linéaire, offrant ainsi des informations précieuses sur les comportements dans une seule direction.

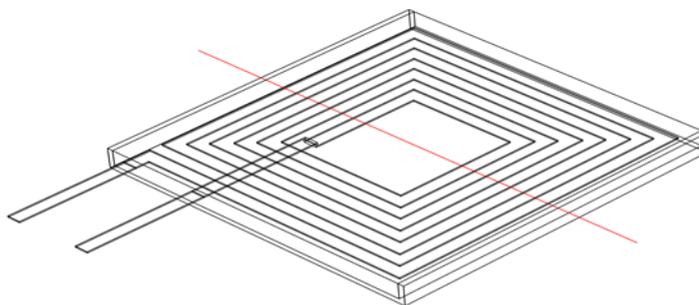


Figure III.6: Représentation du segment de ligne droite choisi

En combinant ces trois approches de présentation des résultats, nous avons pu obtenir une compréhension holistique et approfondie des phénomènes étudiés, tout en offrant une variété de perspectives pour une analyse plus complète.

III.1.5 Résultats de simulation et discussion :

Dans cette partie, nous allons visualiser plusieurs grandeurs électromagnétiques, dont la distribution du champ magnétique, la répartition du flux magnétique et densité de courant à l'intérieur du conducteur des deux bobines carrée et circulaire à l'aide du programme de simulation.

III.1.5.1 Répartition de la densité du courant :

L'utilisation des éléments finis permet de visualiser la distribution de la densité de courant électrique en 2D et 3D. Il est nécessaire de prendre en compte les facteurs de contrôle pour bien maîtriser la distribution du courant. La figure (III.7) montre la distribution de la densité de courant à une fréquence de 700 kHz dans une bobine à 4 spires. Les valeurs de densité varient de $1,49 \times 10^6$ à $8,87 \times 10^8$, représentées en rouge. Elles sont plus élevées au centre de la bobine car la longueur du fil est plus courte et diminuent vers l'extérieur et les bords des conducteurs, car la longueur du fil augmente en raison de l'augmentation de la résistance du conducteur.

Dans la deuxième bobine 3 tour, nous voyons la même chose, mais il y a une différence claire que densité de courant dans la deuxième bobine est plus élevé que le premier.

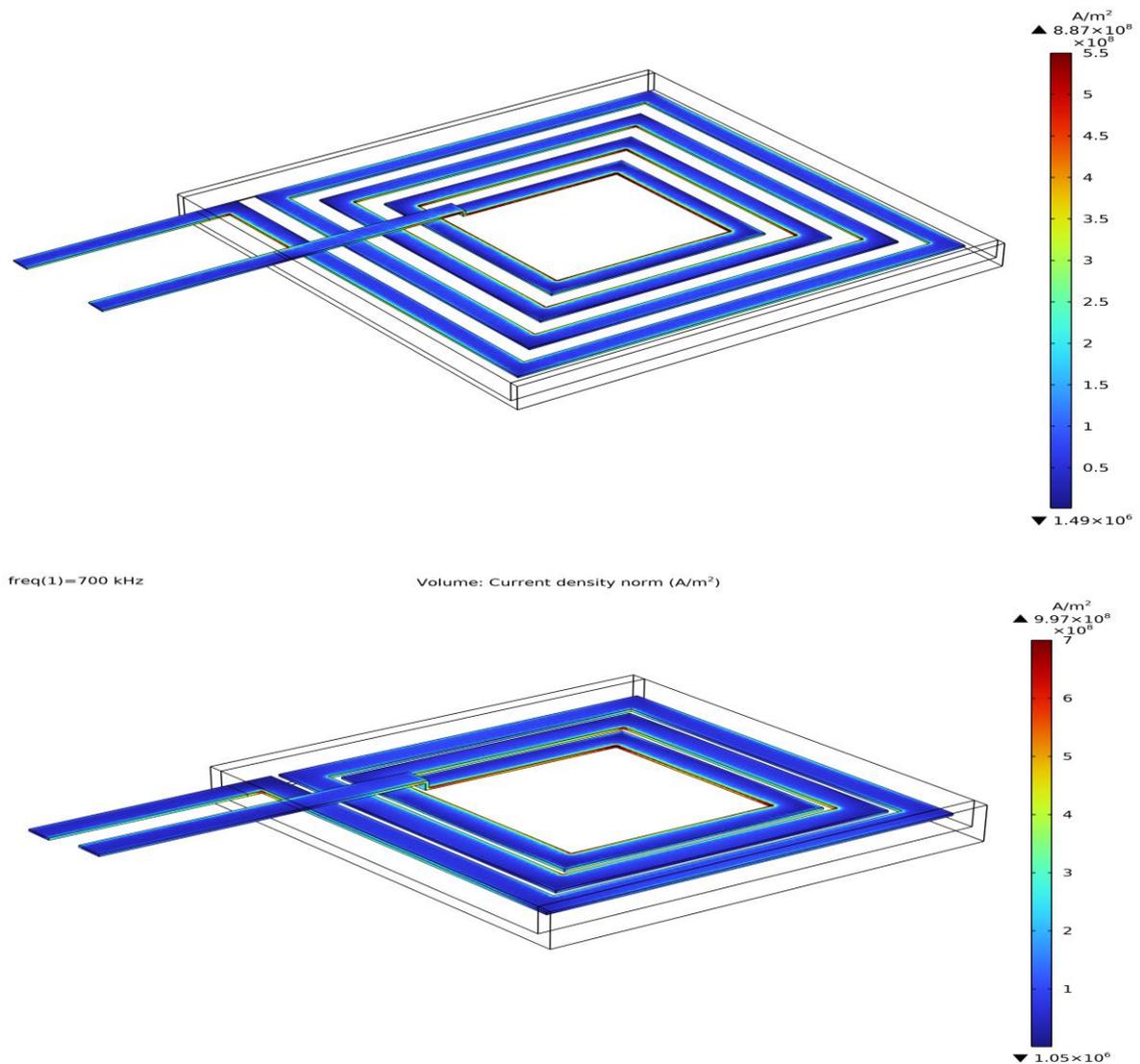


Figure III.7 : Distribution de la densité du courant dans les deux bobines

III.1.5.2 Interprétation des résultats et comparaison :

Pour visualiser la distribution de la densité de courant dans les bobines, nous passons par une coupe longitudinale en deux dimensions dans les deux figures (III.10), (III.11), montrant la distribution de la densité de courant le long de l'arc. On observe une densité de courant plus élevée sur les bords des conducteurs et à l'intérieur de la bobine, en raison de l'effet de proximité inverse. La densité de courant est presque nulle à l'intérieur du diamètre et dans les espaces entre les spires.

Dont nous concluons que cette augmentation et cette diminution dépendent de plusieurs facteurs, la différence d'intensité du courant dépend de la géométrie de la bobine et de core noyau et de la fréquence utilisées.

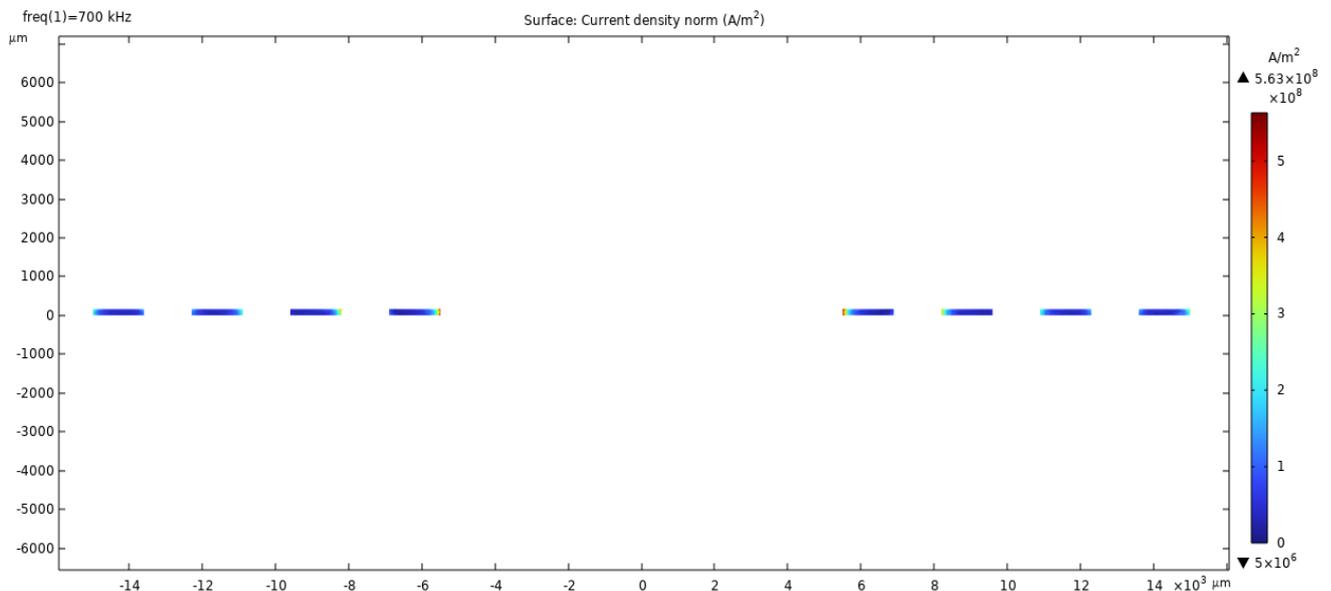


Figure III.8 : Répartition de la densité du courant selon la coupe transversale de la bobine carrée 4 tour

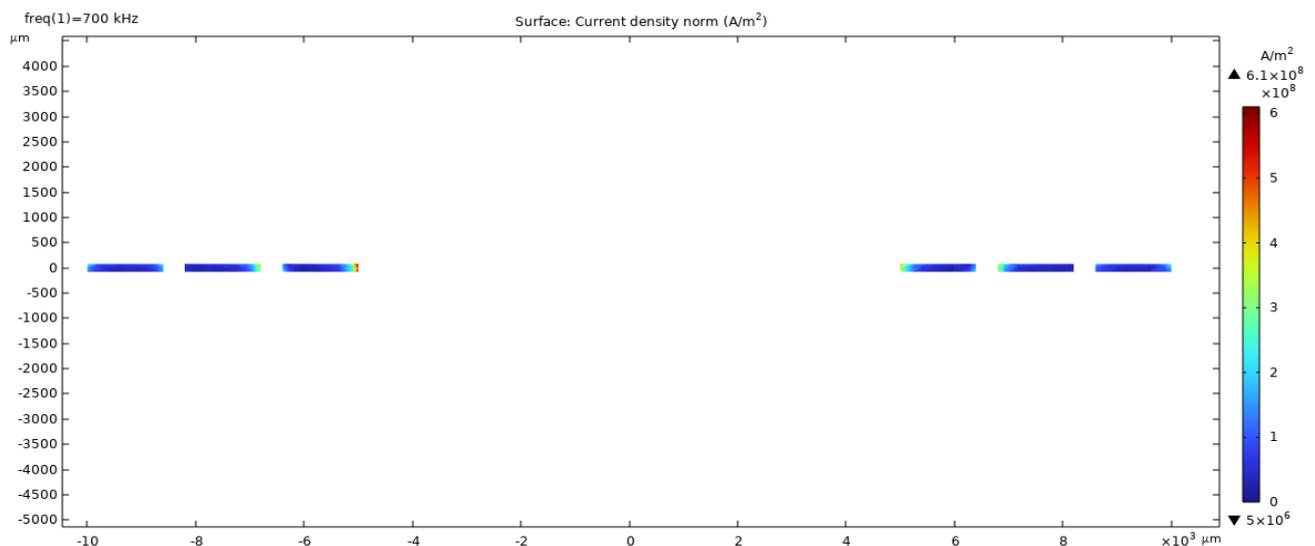


Figure III.9 : Répartition de la densité du courant selon la coupe transversale de la bobine carrée 3 tour

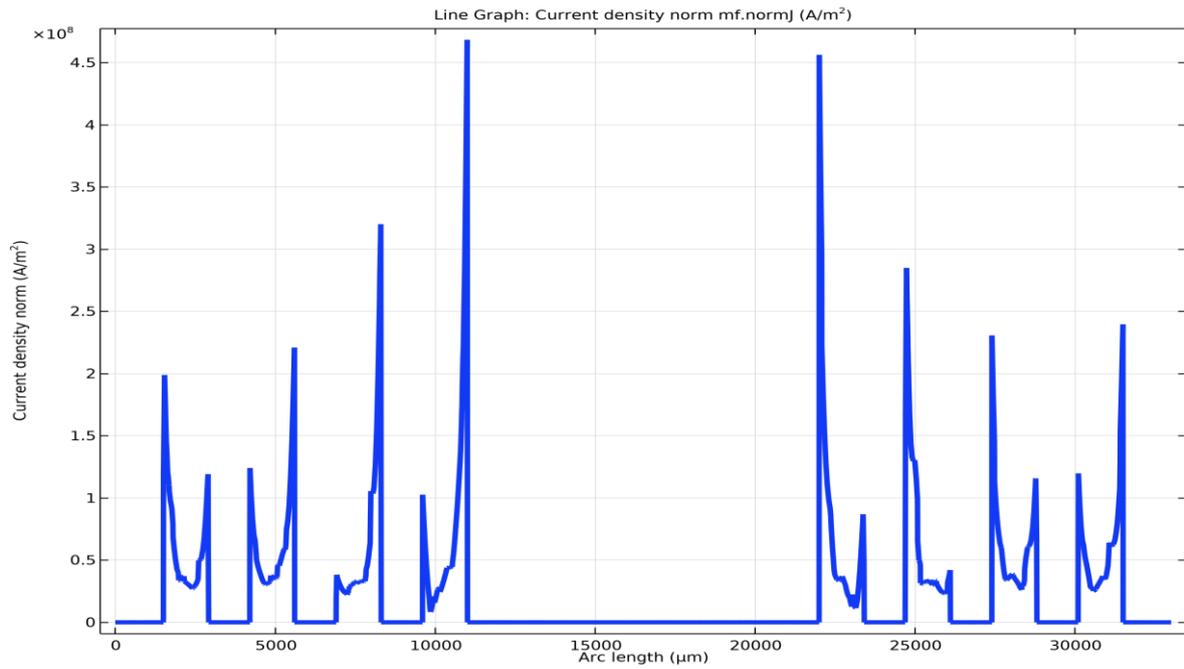


Figure III.10 : La densité de courant de bobine 4 tour

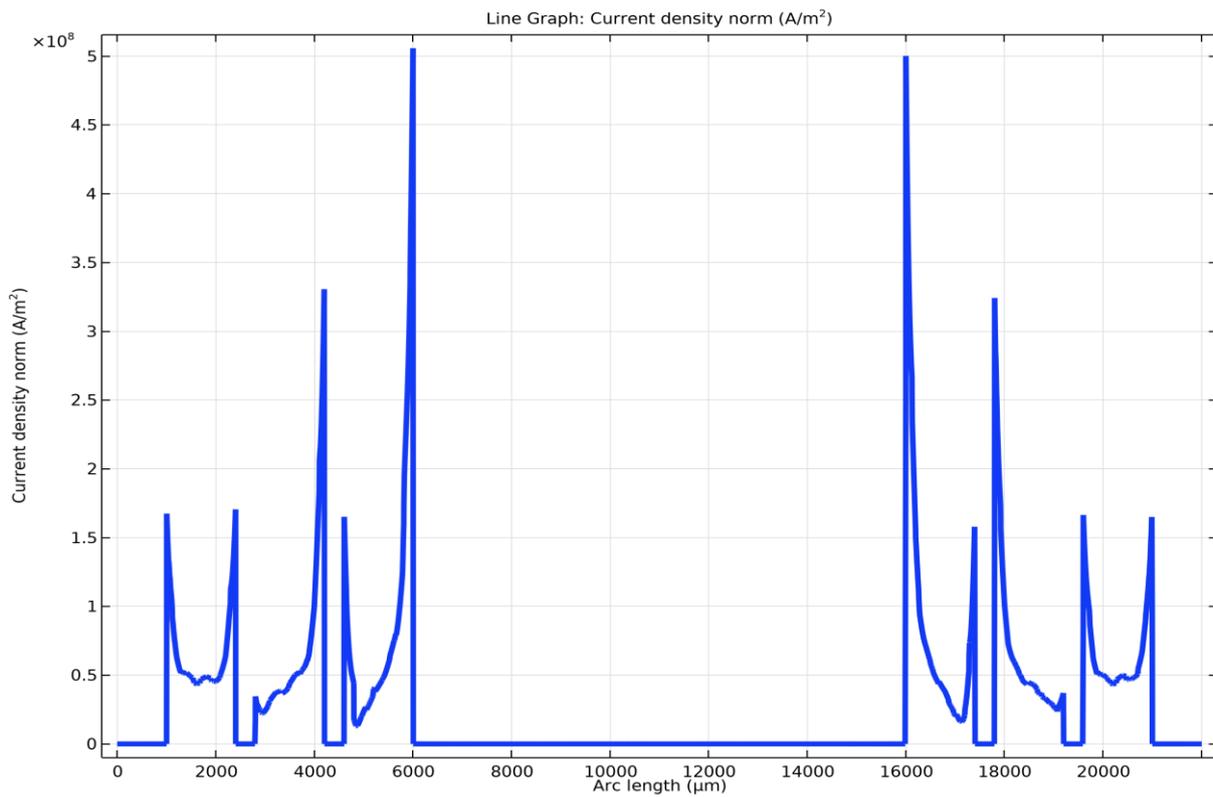


Figure III.11 : La densité de courant de bobine 3 tour

III.1.5.3 Répartition du champ magnétique :

Les deux figures (III.12, III.13) montrent la distribution des lignes de champ magnétique dans la première et la deuxième bobine. Cette distribution est symétrique autour du centre de la bobine, ce qui indique que le champ magnétique est réparti uniformément sur la bobine. On remarque une intensité plus élevée du champ magnétique au centre de la bobine, indiquée en rouge, où l'intensité du champ diminue à mesure que l'on s'éloigne du centre de la bobine.

a) La bobine spirale planaire carrée 4 tour

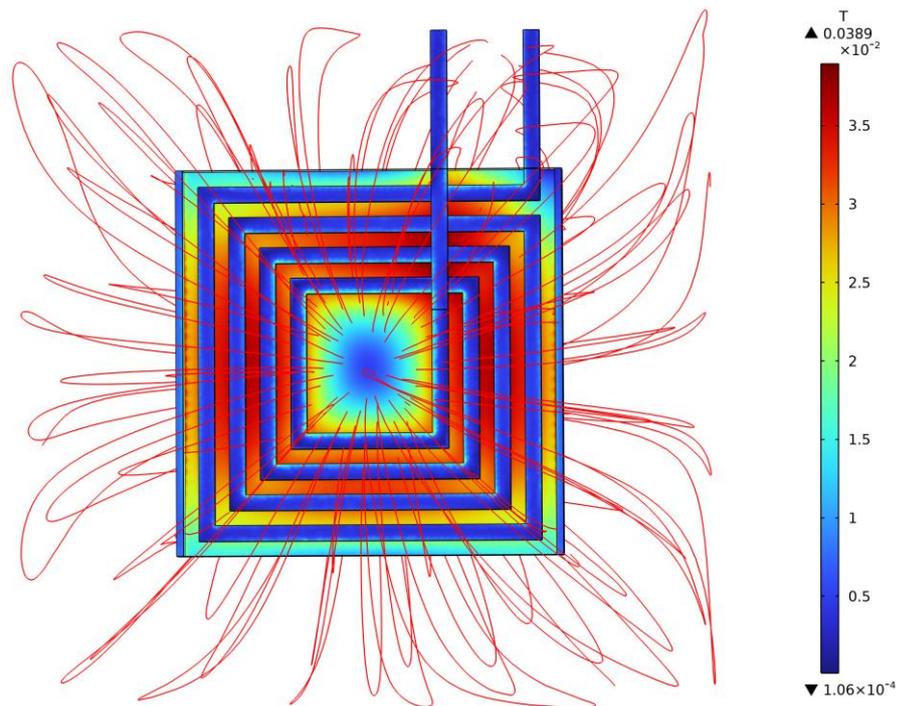


Figure III.12: Distribution des lignes de champ magnétique dans la bobine spirale carrée 4 tours

b) La bobine spirale planaire carrée 3 tour :

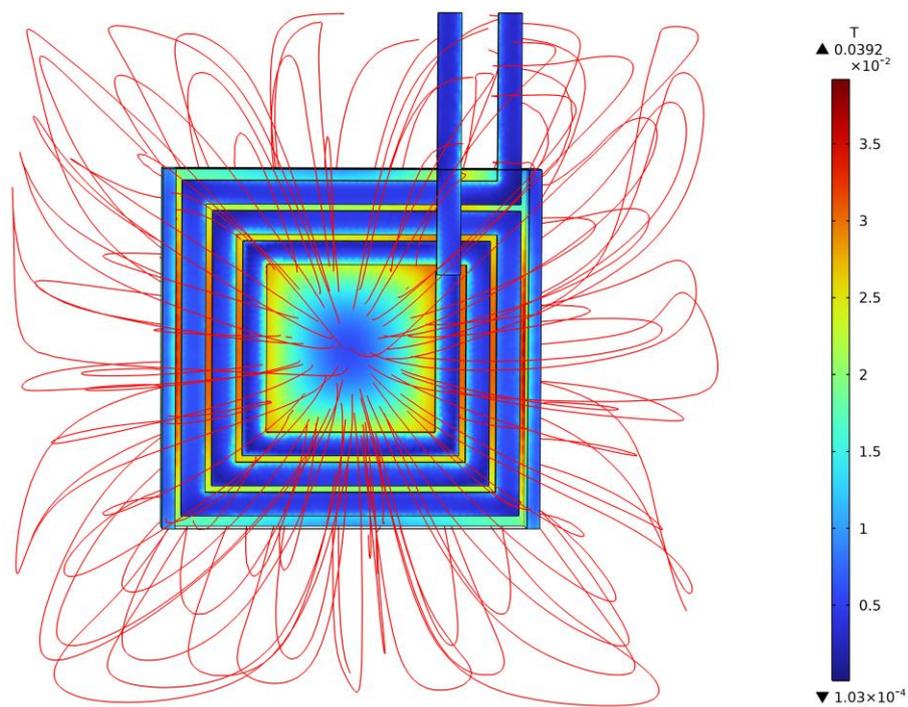


Figure III.13: Distribution des lignes de champ magnétique dans la bobine spirale carrée 3 tour

III.1.5.4 Répartition de flux magnétique :

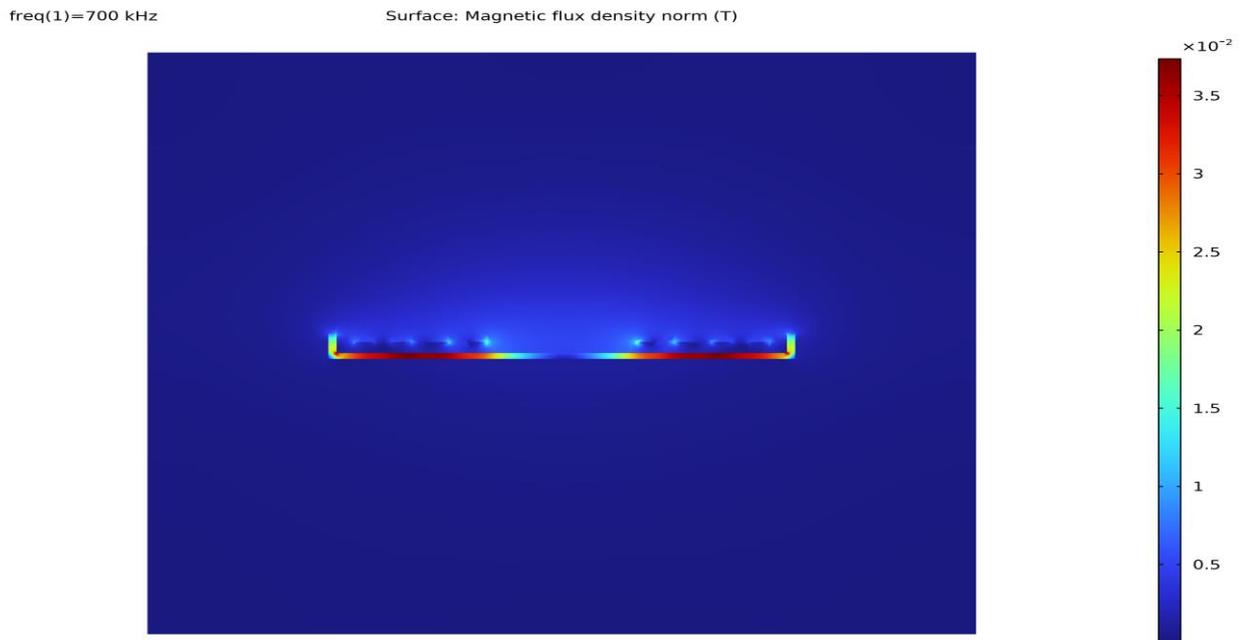


Figure III.14 : répartition de flux magnétique selon la coupe transversale de bobine carrée 4

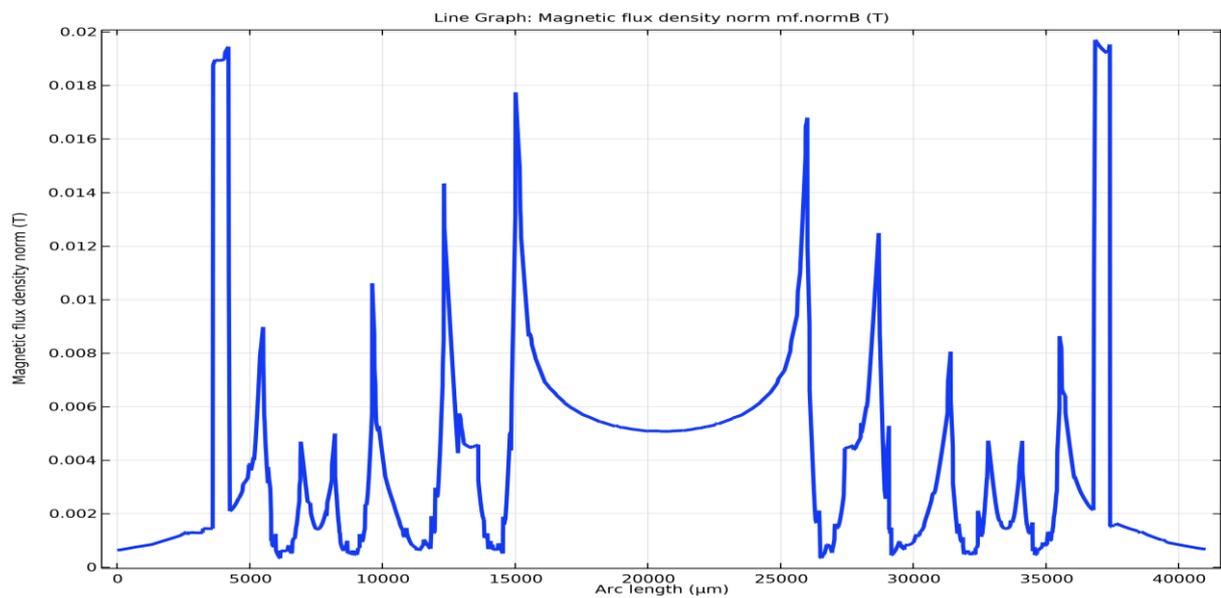


Figure III.15 : courbe de la densité de flux magnétique dans la bobine carrée 4 tours selon l'axe figure (III.6)

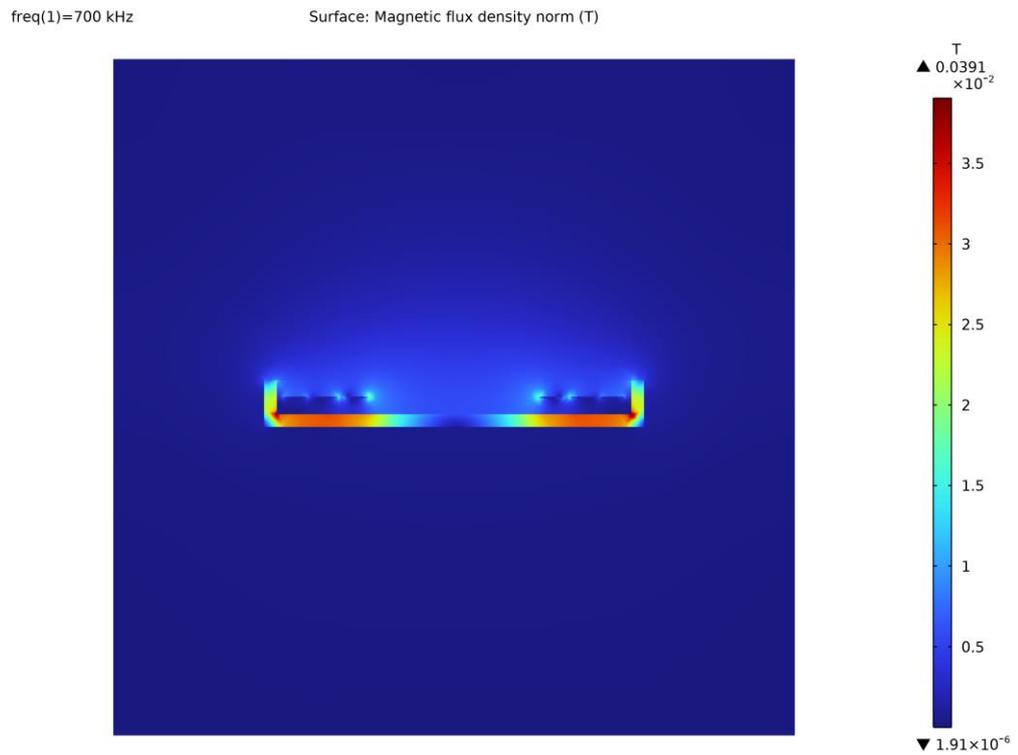


Figure III.16 : Répartition de flux magnétique selon la coupe transversale de bobine 3 carrée tour

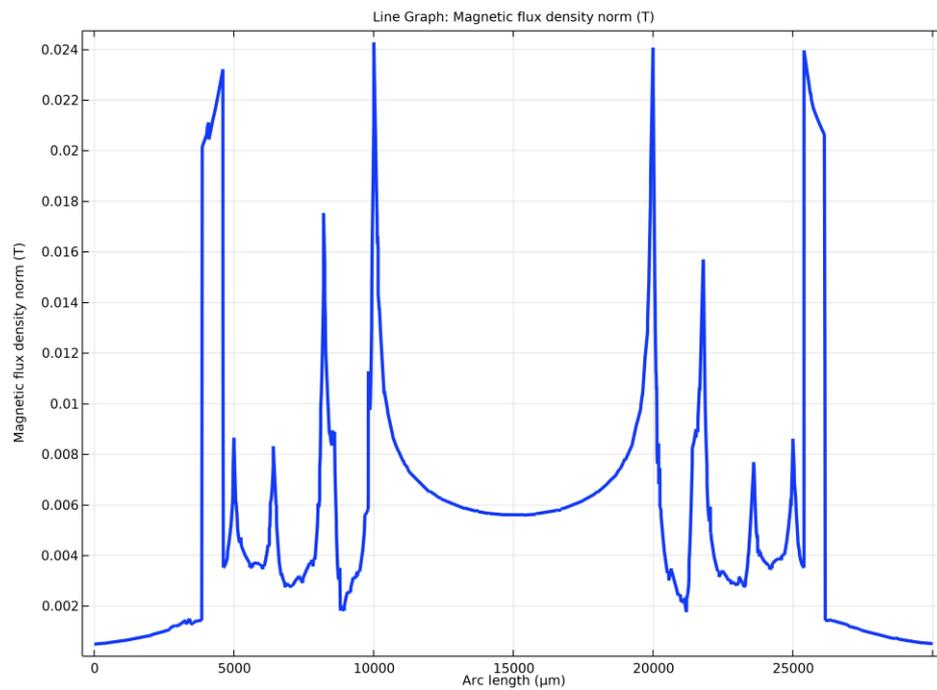


Figure III.17 : courbe de la densité de flux magnétique dans la bobine carrée 3 tours selon l'axe figure (III.6)

III.1.5.5 Interprétation des résultats et comparaison :

Deux figure (III.14), (III.16) sont présentées flux magnétique dans chacun bobine c'est un plus dans les conducteurs à l'inférieure et extérieur de bobine, expliquer que ces zones sont traverses des lignes de champ magnétique.

Après voir pris une demi-section pour les deux bobines figure (III.15) Figure (III.17), Nous voyons valeur du flux magnétique dans bobine première à partir de 1mT au 18 Mt, et dans deuxième bobine du 1 mT au 24 mT il y'a donc une augmentation significative de la bobine deuxième avec connaissance, nous avons pris le même l'épaisseur $t=160\mu\text{m}$.

De là nous concluons que la deuxième bobine est meilleure en flux magnétique. Cela est dû à l'augmentation de la surchauffe et de détérioration du facteur de qualité.

III.1.5.6 Influence de la fréquence sur la valeur de l'inductance :

Le graphique montre la simulation des deux bobines carrées en fonction de fréquence, comme le montre les figures (III.18) l'inductance d'une bobine à 4 tours sont supérieures à celle d'une bobine à 3 tours au début fréquence, mais à une 700khz l'inductance de 4 tours diminue. Ce qui réduit la valeur de l'inductance.

Une bobine 3 tour à une inductance plus élevée en vision de la saturation par un champ magnétique un portant à une fréquence plus élevée à cause de core magnétique élevée (high flux magnétique).

Nous concluons que la plus grand de la valeur de l'inductance est lui au nombre de tour et core magnétique.

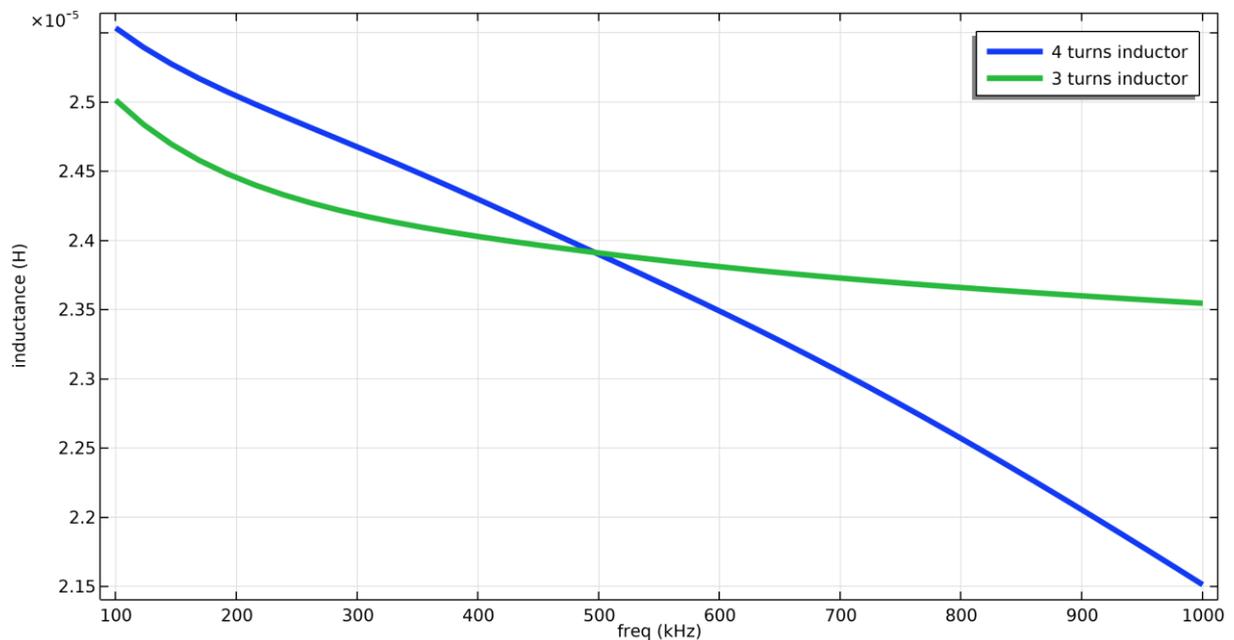


Figure III.18 : Les courbes d'inductance pour différentes nombre de tour

III.1.5.7 Influence de la fréquence sur la valeur de résistance :

Figure (III.19) montre une comparaison de résistance entre deux bobines de 4 tours et 3 tours, où l'on constate une augmentation progressive de la résistance avec une fréquence croissante en raison des effets de la peau. Il semble qu'une bobine à 3 tours présente moins de résistance que l'autre. Cette différence entraîne une diminution de l'épaisseur de la peau et une augmentation du courant et entraîne des pertes d'effet Joule.

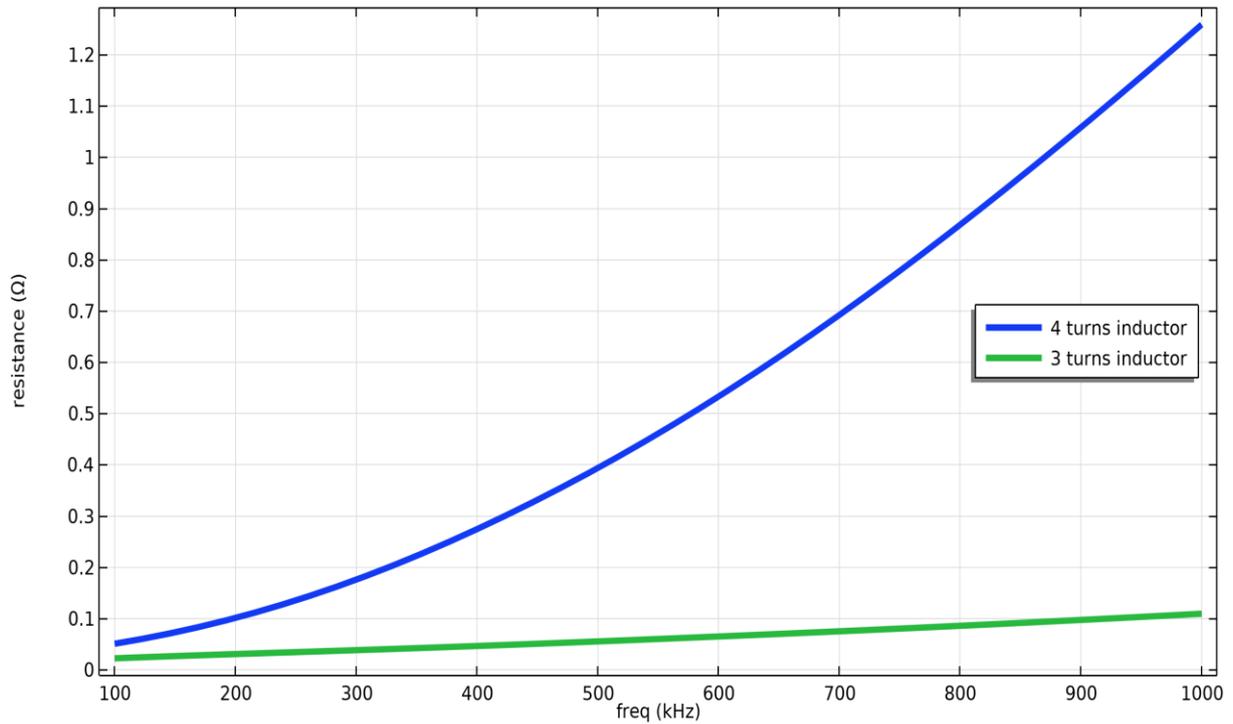


Figure III.19 : variation de résistance en fonction de la fréquence dans bobine

III.1.5.8 Facteur de qualité :

L'analyse de la figure (III.20) révèle que le facteur de qualité est enregistré en nombre de tours .nous constatons que bobine 4 tour présente un facteur de qualité qui se détériore en raison de l'augmentation de la fréquence. Une bobine à 3 tours offre les meilleures performances.

Le facteur de qualité des deux bobines diminue généralement. Mais une bobine 3 tours à un meilleur facteur de qualité aux hautes fréquences.

Le facteur diminue que la fréquence augmente tel que les pertes par effet de peau et effet de proximité

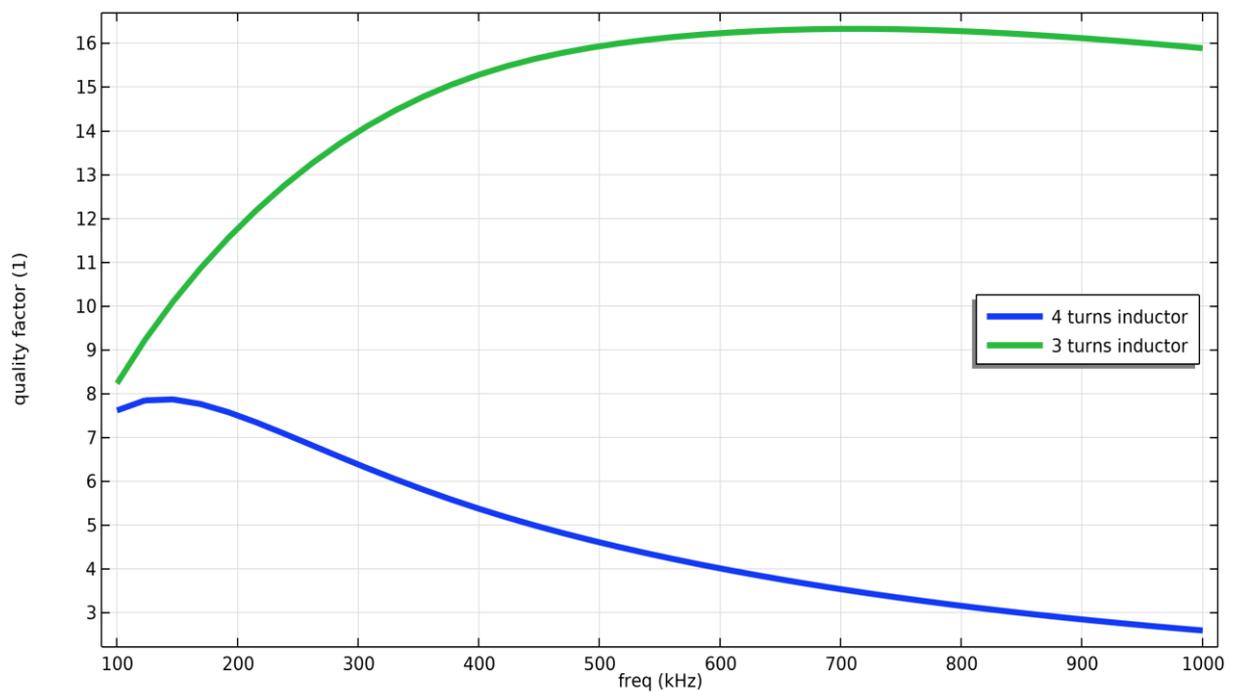


Figure III.20 : Variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence Pour différentes nombre de tour et core magnétique

III.1.5.9 Simulation des effets thermiques dans bobine :

Le développement de systèmes électronique dans un temps actuel nécessite une étude approfondie afin de diminuer les composant et de gagner de l'espace. Mais cela favorise le réchauffement.

En utilisant un logiciel de simulation comsol .nous avons obtenu des résultats de distribution de la température figure (III.21) .nous voyons une bobine 4 tour dont la température varie de 22 à 40.8 C. un deuxième bobine de 30° à 55.7°. A noter que la température de la deuxième bobine est élevée.

Les facteurs affectant la température sont la tension et le courant appliqués à la bobine ainsi que la résistance électrique du fil de haute résistance à la surchauffe.

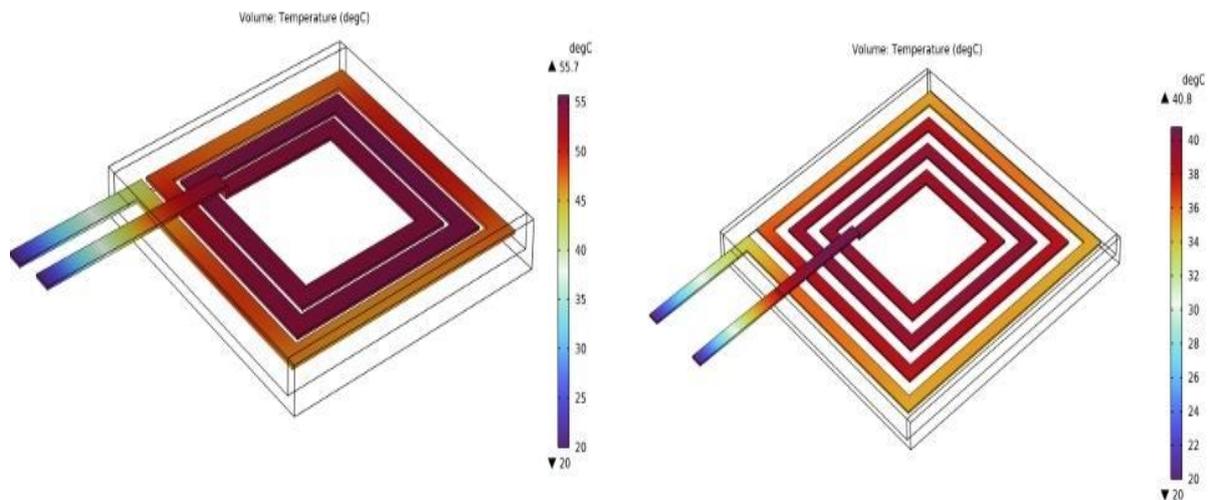


Figure III.21 : Répartition de la température dans deux bobines

III.2 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons validé dans un premier temps le bon fonctionnement du convertisseur Boost. Ensuite nous sommes passés à l'étape de comparaison des bobines planaires 4 tours et 3 tours afin d'opter pour la bobine la plus performante.

En se basant sur le cahier des charges et les valeurs des paramètres technologiques calculées, nous avons simulé par le logiciel PSIM, les différentes formes d'ondes des courants et tensions de sortie du convertisseur contenant chacune des bobines spirales 3 tours et 4 tours. Les résultats ont montré que celle de 3 tours est légèrement meilleure que celle de 4 tours.

Nous avons simulé le logiciel COMSOL comme un moyen d'imagerie de Champ magnétique, flux magnétique et densité de courant dans deux bobines que la simulation a montré une différence entre la première et la deuxième bobine que la deuxième donne de meilleurs résultats dans la valeur d'induction et le facteur de qualité.

Ces résultats nous ont permis de choisir une bobine de 3 tours comme étant la plus performante.

Référence

- [1] Patel, U. R., & Triverio, P. (2016). Skin effect modeling in conductors of arbitrary shape through a surface admittance operator and the contour integral method. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 64(9), 2708-2717.
- [2] Biswas, D. (2019). The anode proximity effect for generic smooth field emitters. *Physics of Plasmas*, 26(7).
- [3] Preney, T., Namy, P., & Wheeler, J. D. (2016, October). Adaptive mesh refinement: Quantitative computation of a rising bubble using COMSOL Multiphysics®. In *COMSOL Conf.*
- [4] Franciosa, P., & Gerbino, S. (2009). Handling Tessellated Free Shape Objects with a Morphing Mesh Procedure in Comsol Multiphysics®. In *Proc. of COMSOL Conference 2009* (pp. 14-16).

CONCLUSION

GENERALE

Conclusion générale

Conclusion générale :

Le travail présenté dans ce mémoire représente une étude et modélisation magnétothermique d'une bobine planaire pour un convertisseur boost.

Notre objectif majeur est d'étudier deux bobines dans convertisseur boost dc-dc, comprenant deux types de noyaux : kool-mu et High-Flux- *Cores*. Cette bobine comporte plusieurs couches de différents matériaux : conducteur, magnétique, isolants, et semi-conducteur, afin de réduire la taille de la bobine et choisir la meilleure performance.

Pour réduire la taille d'un convertisseur, on passe nécessairement par la réduction de ses composants passifs qui sont : bobines et condensateurs. Dans ce travail, notre étude a porté sur la miniaturisation des bobines.

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 deuxième 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. Les résultats des calculs ainsi que le bon fonctionnement du convertisseur Boost ont été validés par le logiciel de simulation PSIM

Pour la validation du bon dimensionnement géométrique et le comportement magnétothermique, sur le chapitre 3 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 bobine dimensionnée.

Nous concluons enfin que les résultats obtenus sont très encourageants car la dimension effectuée était bien étudié. Cela nous a permis non seulement de réduire la taille de la bobine, mais aussi de découvrir que la bobine à 3 spires avait de meilleures performances que celle à 4 spires. Cependant, en termes de température, la bobine à 3 spires présentait une température très élevée par rapport à la bobine à 4 spires, qui distribuaient mieux la chaleur. Pour réduire la température, il est nécessaire d'ajouter une pâte thermique de bonne qualité à la bobine à 3 spires, ce qui aide à distribuer la chaleur de manière plus équilibrée.