



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique



Université Amar Telidji- Laghouat

**FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE**

MEMOIRE DE MASTER

Présenté par :

BESSAS Mustapha

DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE

FILIERE : ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE

Thème

**Etude et conception de composants passifs intégrés pour
l'électrotechnique**

Jury de soutenance :

Nom et Prénom	Grade	Qualité
Mr BIRAME Mohamed	Prof	Président
Mr : DJEKIDEL Rabah	Prof	Rapporteur
Mr : BENSACI Ahmed	MCA	Co-Rapporteur
Mr : BESEDIK Sid Ahmed	Prof	Examineur

Promotion : 2022/2023

Dédicaces

Nous remercions Dieu de nous avoir aidés tout au long de nos années d'études. Il nous a donné la force et la patience nécessaires pour mener à bien ce travail. C'est avec des mots profonds et sincères, que nous dédions ce modeste travail.

Comme une preuve de respect et de gratitude à nos chers parents, qui n'ont jamais cessé de nous encourager et de nous conseiller.

A nos très chères sœurs et leurs maris.

A nos très chers frères.

A toutes nos familles : pour leur soutien moral tout au long de nos études.

A tous nos amis.

A tous les gens qui nous aiment.

A vous, cher lecteur.

BESSAS Mustapha

Remerciement

Nous remercions Dieu de nous avoir donné la vie, la santé et d'avoir fait de nous ce que nous sommes aujourd'hui. C'est grâce à lui que ce présent travail a vu le jour.

Nous tenons particulièrement à remercier **Pr. DJEKIDEL Rabeh** d'avoir accepté de nous encadrer, pour ses conseils et sa disponibilité durant notre préparation de ce mémoire.

C'est avec un grand plaisir que nous remercions **Dr. BENSACI Ahmed** pour son aide, ses orientations judicieuses, son soutien moral et ses encouragements.

Nous tenons à exprimer nos remerciements aux membres du jury qui ont accepté d'évaluer notre travail

Merci énormément pour l'intérêt que vous portez à notre mémoire.

Nos profonds remerciements vont également à toutes les

Personnes qui nous ont aidé et soutenu de près ou de loin.

Liste des figures

LISTE DES FIGURES

Figure 1. Exemple de composants passifs discrets dans un convertisseur DC-DC Boost.	4
Figure 2. Schéma synoptique du module d'un convertisseur standard [3]	6
Figure 3. Exemple d'intégration monolithique d'une inductance [5]	7
Figure 4. Principe de l'électrodéposition [8-9].....	8
Figure 5. Principe de l'intégration des composants passifs.....	8
Figure 6. PCB classique avec des composants passifs discrets (en haut) et passifs intégrés dans le substrat (en bas) [13].	9
Figure 7. Exemple de l'intégration au PCB (Kapton) : vue en 3D du micro-convertisseur avec les bobinages intégrés.	10
Figure 8. Intégrer la technologie à l'intérieur du PCB [14].	10
Figure 9. Bobine spirale (a) Vue d'ensemble 3D; (b) Photographie de la réalisation (tiré de [15]).	11
Figure 10. Différentes topologies planaire [18].	12
Figure 11. Bobine toroïdale : (a) Vue d'ensemble 3D ; (b) Photographie de la réalisation [19]. ..	13
Figure 12. Bobine serpentins : a) Vue d'ensemble 3D; b) Photographie de la réalisation [6].....	14
Figure 13. Distribution du courant due à l'effet de peau dans un conducteur de forme cylindrique	16
Figure 14. Illustration de l'épaisseur de peau dans un conducteur de forme carré.....	16
Figure 15. Représentation schématique des lignes de courant induites par couplage magnétique dans un conducteur volumique. (a) Circuit d'émission, (b) Conducteur volumique, (c) Profil de la densité du courant dans le conducteur, (d) Principes physiques des effets de proximité [25]	17
Figure 16. Les principales formes élémentaires d'inductance planaires les plus utilisées :.....	22
Figure 17. Approximation d'une structure spirale à un ensemble de cercles concentriques aidant la modélisation	22
Figure 18. Schéma de principe du convertisseur de configuration BUCK	26
Figure 19. Principe de fonctionnement du convertisseur Buck.....	26
Figure 20. Chronogrammes de fonctionnement des tensions et courants dans un convertisseur Buck [34].	27
Figure 21. Définition des paramètres géométriques décrivant une inductance planaire spirale. ...	30
Figure 22. Variation de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence.....	31
Figure 23. Influence du diamètre moyen sur la valeur de l'inductance en fonction de sa forme... 35	35
Figure 24. Influence du rapport d_{out}/d_{int} sur nombre de tours selon Mohan	36
Figure 25. Variation de l'inductance en fonction de nombre de tours et pour différentes valeurs de largeur de spires.....	36
Figure 26. Coupe transversale d'une inductance ferromagnétique planaire spirale [32]	37
Figure 27. Circuit électrique équivalent en π d'une inductance ferromagnétique planaire spirale	37
Figure 28. Substrat bloc et circuit équivalent	39
Figure 29. Schéma de micro convertisseur Buck contenant à une bobine idéale.....	41
Figure 30. Forme d'ondes des courants du micro-convertisseur contenant une inductance idéale.41	41
Figure 31. Forme d'ondes des tensions du micro-convertisseur contenant une inductance idéale.42	42
Figure 32. Circuit électrique équivalent d'une inductance ferromagnétique planaire spirale	43
Figure 33. Forme d'ondes des courants du micro-convertisseur contenant une inductance ferromagnétique planaire spirale	43
Figure 34. Forme d'ondes des tensions du micro-convertisseur contenant une inductance ferromagnétique planaire spirale	44

Liste des tableaux

LISTE DES TABLEAUX

Table 1. Résistivité des trois meilleurs conducteurs	14
Table 2. Oxyde diélectrique utilisé dans la micro-électronique.....	18
Table 3. Caractéristiques de différentes ferrites.....	18
Table 4. Coefficients de Wheeler [32].....	23
Table 5. Coefficients de Monomial [32].....	24
Table 6. Paramètres géométriques utilisés par Mohan [31].....	25
Table 7. Résultats du dimensionnement géométriques	33
Table 8. Les valeurs des différents matériaux.....	39
Table 9. Paramètres électriques du circuit électrique équivalent	40
Table 10. Valeurs maximales et minimales des courants mesurés I_c , I_L et I_s	42
Table 11. Valeurs maximales et minimales des tensions mesurées V_L , V_e et V_s	42
Table 12. Valeurs maximales et minimales des courants mesurés I_c , I_L et I_s	44
Table 13. Valeurs maximales et minimales des tensions mesurées V_L , V_e et V_s	44
Table 14. Tableau comparatif	45

Sommaire

Introduction général.....	1
<i>CHAPITRE I : Généralités sur l'intégration des composants passifs</i>	3
I.1.Introduction	4
I.2. Généralités sur les composants passifs	4
I.3. Etat de l'art sur l'intégration des composants	5
I.4. Certaines tendances du développement de l'intégration des composants passifs	8
I.5. Différentes structures d'intégration d'une inductance	11
I.6. Les matériaux en électronique de puissance	14
I.7. Conclusion.....	19
<i>CHAPITRE II : Dimensionnement de l'inductance intégrée</i>	20
II.1. Introduction	21
II.2. Critères de choix du noyau magnétique dans un micro convertisseur :	21
II.3. Choix de la topologie de la micro bobine	21
II.4. Différentes expression analytique pour détermination d'une inductance spirale	23
II.5. Présentation du micro convertisseur.....	25
II.6. Conclusion	33
<i>CHAPITRE III : Résultats des simulations d'un nouveau modèle d'inductance planaire</i>	34
III.1. Introduction.....	35
III.2. Influence des paramètres géométriques sur l'inductance :.....	35
III.3. Modèle électrique d'une inductance ferromagnétique planaire :.....	37
III.4. Résultats du dimensionnement électrique :	40
III.5. Discussion des résultats	40
III.6. Simulation du circuit électrique équivalent de l'inductance spirale :	40
III.7. Conclusion :	45
CONCLUSION GENERALE.....	46
Références bibliographiques	48

Introduction générale

Le monde de l'électronique va dans le sens toujours croissant de la miniaturisation et de l'intégration. Dans le domaine de la Microélectronique, l'intégration des systèmes s'applique bien évidemment au marché des équipements électroniques portables et embarqués et plus particulièrement aux dispositifs de conversion de l'énergie électrique de très faible puissance. La nécessité de réaliser un maximum de fonctions sur une même puce de silicium nous pousse à nous préoccuper de l'intégration des composants passifs [1].

Devant l'accroissement de la demande, les efforts de recherche en intégration se sont multipliés et ont donné naissance à plusieurs technologies sur lesquels les actions se sont concentrées. Il existe à ce jour deux types d'intégrations de puissance : l'intégration monolithique et l'intégration hybride. La première a permis de faire éclore des passerelles entre l'électronique de puissance et la micro-électronique par des similitudes liées à la technologie silicium. En effet l'intégration monolithique sur silicium a été appliquée dans un premier temps aux éléments actifs représentés par les semi-conducteurs sur lesquels se repose tout le fonctionnement des convertisseurs d'électronique de puissance. Cette technologie a permis, dans un premier temps, non seulement de réduire les volumes mais également d'améliorer les interconnexions souvent source de problèmes électromagnétiques et parasites [1-2].

Notre mémoire de fin d'études se concentre sur l'intégration des composantes passives et basé sur l'étude d'une micro bobine sous forme planaires circulaire sans ou avec un noyau ferromagnétique. Ces matériaux sont choisis pour leur haute permittivité, procédé relativement simple et économique permettant de réaliser des composants planaires pour une grande gamme d'application.

Notre mémoire est composée en trois chapitres qui vont être résumés selon le plan suivant:

Le premier chapitre est consacré à l'étude bibliographique sur l'état de l'art de l'intégration des composants passifs (inductances, capacités, etc...) pour l'électronique de puissance, les différentes techniques d'intégration des éléments passifs, ainsi que les divers types matériaux qui rentrent dans la fabrication de ces composants qui sont les matériaux conducteurs, semi-conducteurs, magnétiques et les matériaux isolants.

Ensuite, nous présentons un bref panorama de quelques structures convertisseurs DC-DC intégrés en technologie monolithique et hybride.

Le second chapitre est consacré sur le dimensionnement géométrique d'une inductance planaire spirale circulaire, dont le point de départ est le cahier des charges d'un micro-convertisseur abaisseur de tension de type Buck, dont le choix est lié au niveau de puissance

et son domaine d'application. Nous présentons dans ce chapitre les différentes méthodes de calculs d'inductance d'une bobine planaire intégrée.

Le troisième chapitre aborde dans sa première partie, les différentes simulations qui portent sur l'influence des paramètres géométriques sur le comportement de l'inductance. La deuxième partie est consacrée au dimensionnement des paramètres électriques du modèle électrique équivalent au micro convertisseur intégré qui prend en compte le noyau ferromagnétique, le schéma électrique en pi constitue le schéma équivalent de base pour la modélisation de ce modèle.

Des modélisations ont été effectuées pour extraction des paramètres électriques. Ensuite, le fonctionnement du micro-convertisseur est simulé par un logiciel de type circuit (PSIM) afin d'évaluer la performance de ce modèle.

Les résultats des simulations, nous ont permis de visualiser les différentes formes d'ondes des courants et tensions entrants et sortants du ce micro-convertisseur, ces résultats montrent que notre modèle est fiable et efficace.

*CHAPITRE I : Généralités sur l'intégration des
composants passifs*

I.1.Introduction

Il est habituel de remarquer que la majorité du volume d'un convertisseur d'électronique de puissance est occupée par les composants passifs. Les modifications actuelles que connaît l'électronique de puissance marchent donc dans le sens d'une meilleure occupation de l'espace grâce aux techniques de réalisation permettant une meilleure intégration des composants passifs, mais leur intégration reste encore au stade de l'étude et est encore loin de l'industrialisation [3-4].

La tendance vers l'intégration de ces composants est de fournir le meilleur compromis entre les trois facteurs importants : aspects électriques tels que le contrôle, la topologie, la réduction des pertes. Nous présentons dans ce chapitre, une synthèse de ce que l'on rencontre dans la littérature sur l'intégration des composants passifs ainsi que quelques structures de convertisseurs DC-DC intégrés en technologie monolithique et hybride. Cette partie sera suivie par la présentation des matériaux les plus utilisés dans l'intégration ainsi que des différentes étapes de leur réalisation et de fabrication [1].

I.2. Généralités sur les composants passifs

Le concept de base des composants passifs est qu'ils réduisent l'énergie disponible au lieu d'en générer, comme le font les actifs. Ils peuvent fonctionner sans alimentation et nombre d'entre eux peuvent exécuter différentes fonctions [1]. Dans le passé, ils ont joué divers rôles dans de nombreux types de dispositifs électroniques (figure.1) et continuent à occuper une place importante dans l'électronique moderne [3][5].

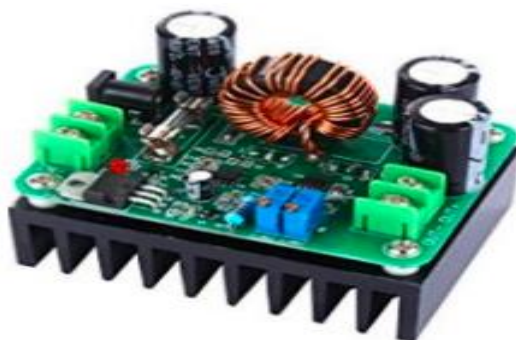


Figure 1. Exemple de composants passifs discrets dans un convertisseur DC-DC Boost.

Un composant est dit passif quand il ne peut pas introduire l'énergie dans le circuit auquel il appartient. Par conséquent, il est incapable d'augmenter la puissance du signal, dans certains cas, il s'agit même de réduire la puissance, souvent par effet Joule. Depuis les premiers dispositifs électroniques, les caractéristiques des composants passifs sont une nécessité. La demande en composants passifs a progressivement augmenté avec le

développement des composants à micro-ondes passifs et l'évolution des circuits électroniques. Les progrès ont continué et bon nombre de composants utilisés aujourd'hui sont beaucoup plus petits que leurs prédécesseurs [3].

Ils offrent aujourd'hui une qualité nettement supérieure et un fonctionnement à la fois plus efficace et plus durable. Avec l'évolution continue de l'électronique, les composants passifs évolueront et changeront aussi. Ces changements promettent des améliorations dans tous les types de composants aussi bien en termes d'efficacité que de fiabilité [5-6].

En marge de l'activité purement liée aux semi-conducteurs, il existe une activité grandissante dans le domaine des composants passifs, l'association de ces derniers au plus près des circuits microélectroniques devenant une nécessité. Rappelons que les composants passifs comportent un grand nombre de produits accomplissant des fonctions complémentaires et périphériques, par rapport à celles que remplissent les composants actifs. Parmi lesquelles [3] :

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

I.3. Etat de l'art sur l'intégration des composants

I.3.1. Intégration des composants actifs et passifs dans les convertisseurs de puissance

Les convertisseurs de puissance ont considérablement évolués ces dernières années grâce à l'utilisation des interrupteurs statiques rapides (IGBT). De nouveaux matériaux ont permis des assemblages par des procédés technologiques proches de ceux utilisés en microélectronique. Les fréquences de fonctionnement élevées de ces nouveaux matériaux ont permis la réalisation de systèmes de plus en plus fiables et performants nés de l'idée de toujours associer le maximum de fonctions électroniques sur un minimum de surface.

Le schéma synoptique de la figure.2 présente les différentes fonctions d'un convertisseur susceptible d'être intégré [7-8].

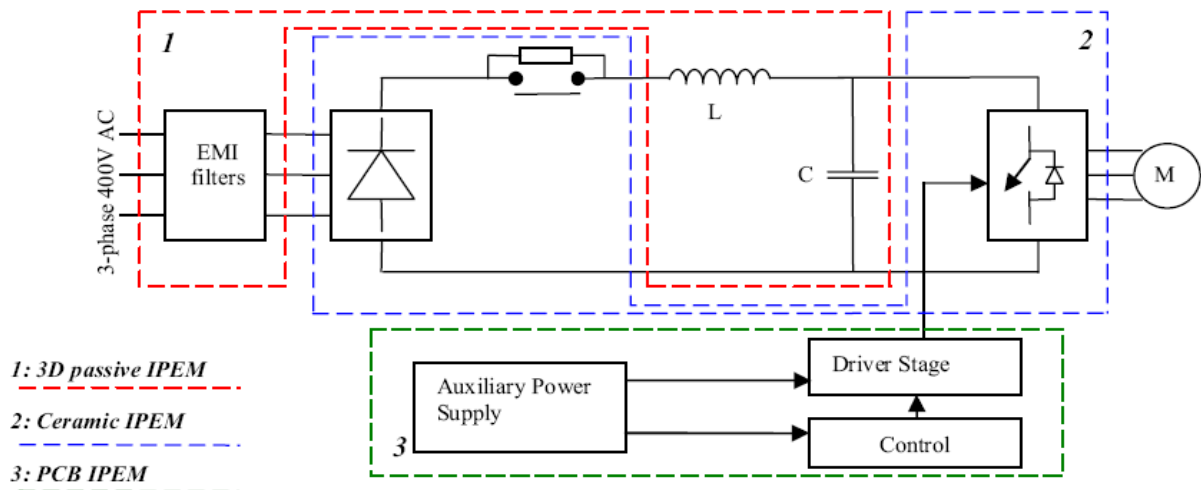


Figure 2. Schéma synoptique du module d'un convertisseur standard [3]

Sur ce schéma synoptique on distingue: le bloc 1 désignant les composants passifs, le bloc 2 les composants actifs et le bloc 3 le circuit de commande. L'idée fondamentale de cette intégration complète de convertisseur est que les composants actifs et passifs partagent totalement ou partiellement le même volume en fonction des niveaux de puissance envisagés.

I.3.2. Différentes technologies de l'intégration

L'électronique de puissance connaît actuellement une évolution vers l'intégration, conséquence des contraintes liées aux besoins de miniaturisation mais aussi de la réduction des coûts de fabrication. Cette intégration peut se présenter en deux types sous forme hybride pour des systèmes de plus forte puissance ou bien monolithique pour les composants semi-conducteurs, voire pour les composants passifs en très faible puissance [6].

I.3.2.1. L'intégration hybride

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

Ce mode d'intégration est adapté aux applications fonctionnant dans des gammes en puissance plus ou moins fortes, typiquement pour des courants supérieurs à 30 A et des tensions se situant dans la fourchette 600 V/1200 V [7].

Dans ces gammes de puissance, il est avant tout nécessaire de recourir à un mode d'intégration conduisant à une bonne évacuation de la chaleur et à une isolation galvanique parfaite entre les différents éléments. En outre, les avantages de ce mode d'intégration sont nombreux : ils concernent principalement la réduction des coûts, la réduction des dimensions,

un montage plus simple, la réduction des inductances et la réduction de la résistance thermique [9].

I.3.2.2. L'intégration monolithique

I.3.2.2.1. L'intégration sur silicium

L'intégration monolithique, plus appropriée pour les convertisseurs de faible à très faible puissance, est apparue grâce à l'évolution faite sur les procédés de gravure et de dépôt de matériau sur le support substrat silicium. L'intégration de composants passifs par ce procédé fut alors envisageable et réalisable.

L'avantage de cette technique est de permettre la réalisation des parties actives et passives d'un convertisseur ainsi que leurs interconnexions sur un même substrat de silicium conduisant à des réalisations de très faibles encombrements pour les très faibles puissances [6].

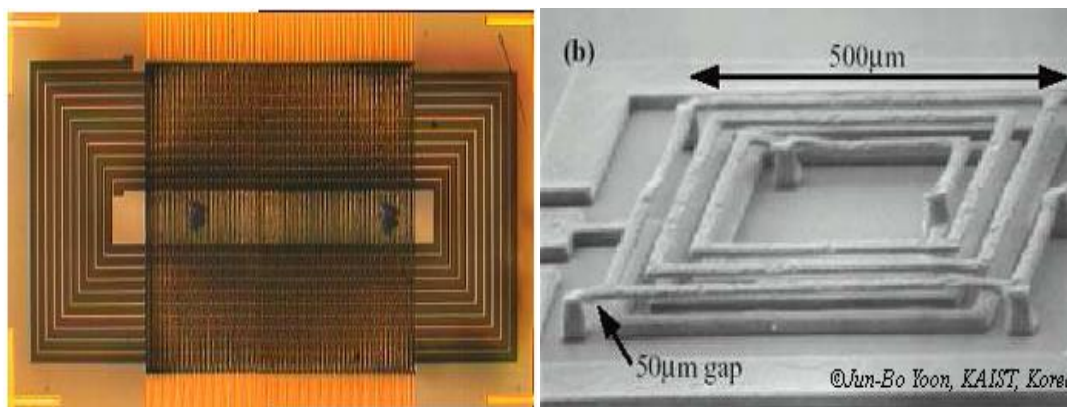


Figure 3. Exemple d'intégration monolithique d'une inductance [5]

I.3.2.2.2. L'électrodéposition

Cette méthode repose sur une croissance du matériau par simple électrolyse. Le courant servant à l'électrolyse est conduit par des pistes de cuivre (appelées amenées de courant). Ces pistes aboutissent sur une fine couche d'accroche conductrice (en or, le plus souvent) fixant la largeur désirée pour notre matériau à électro-déposer (Figure.4).

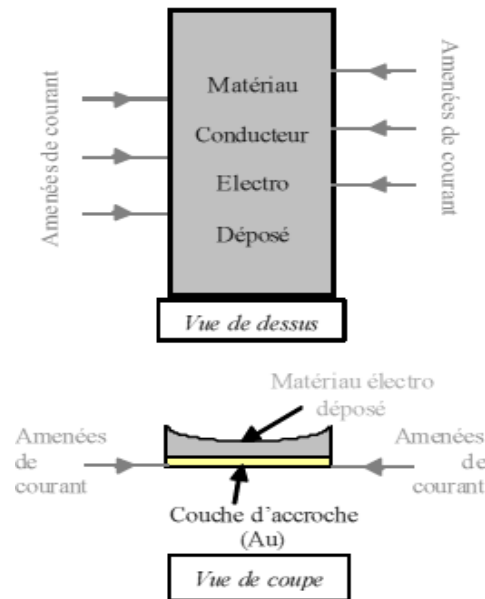


Figure 4. Principe de l'électrodéposition [8-9]

Cette méthode présente deux gros inconvénients. Tout d'abord, le profil des matériaux formés est peu régulier sur des hauteurs importantes et dépend fortement de la valeur et de l'allure du courant servant à l'électrolyse (impulsionnel, créneau, ...). Le matériau présente souvent une allure creusée comme le montre la figure précédente, ce qui faussera la section de passage du flux magnétique (pour un matériau magnétique) ou la section de passage du courant dans le cas d'un conducteur [10].

I.4. Certaines tendances du développement de l'intégration des composants passifs

L'intégration des composants passifs peut se définir comme étant l'action de réaliser des blocs fonctionnels passifs hybrides, intégrant des composants inductifs et capacitifs ainsi que les éléments d'interconnexion. Selon la disposition des différents matériaux, on obtient des composants hybrides LC ou LCT [8]. Pour une structure de filtre LCT par exemple, le schéma de la figure.5 illustre le passage de composants discrets au composant intégré [10].

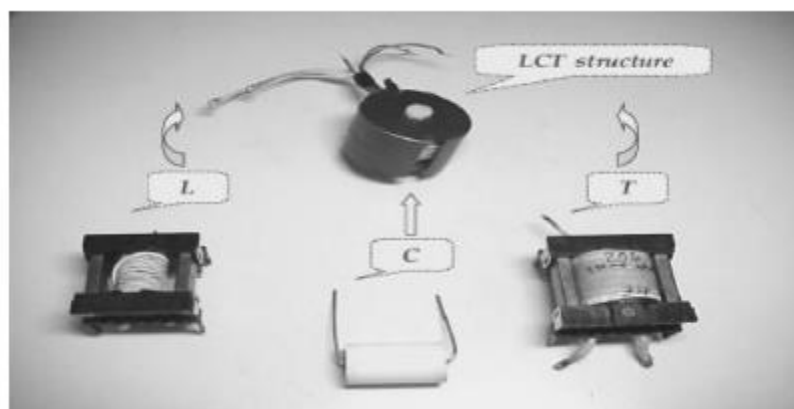


Figure 5. Principe de l'intégration des composants passifs

I.4.1. Comment intégrer des composants passifs en électronique de puissance ?

Par composants passifs, on entend les inductances, les condensateurs et les résistances. Ils peuvent se rencontrer sous la forme de composants discrets, de composants intégrés/embarqués (enfouis) et des réseaux passifs. Durant ces dernières années, les composants passifs se présentent essentiellement sous formes de composants discrets montés sur un même substrat que les composants actifs. Les inconvénients de l'utilisation de composants discrets résident dans le fait que [11]:

- 1) des centaines de composants sont présents dans un circuit et leur assemblage discret occupe un espace important,
- 2) la présence de centaines de points de brasure est susceptible d'engendrer un problème crucial de fiabilité.

Pour pallier ces inconvénients liés à l'occupation d'espace et à la fiabilité, de nombreuses recherches explorent le domaine de leur miniaturisation, ce qui a conduit à l'élaboration du concept de composants intégrés passifs qui consiste à fabriquer ces composants sous forme de groupe dans ou sur un substrat commun au lieu de les fabriquer de façon individuelle.

La figure.6 vise à comparer des composants intégrés dans le PCB à des composants passifs discrets montés à sa surface. Il paraît alors évident que le "circuit intégré" présente une plus grande miniaturisation par rapport au circuit discret [12].

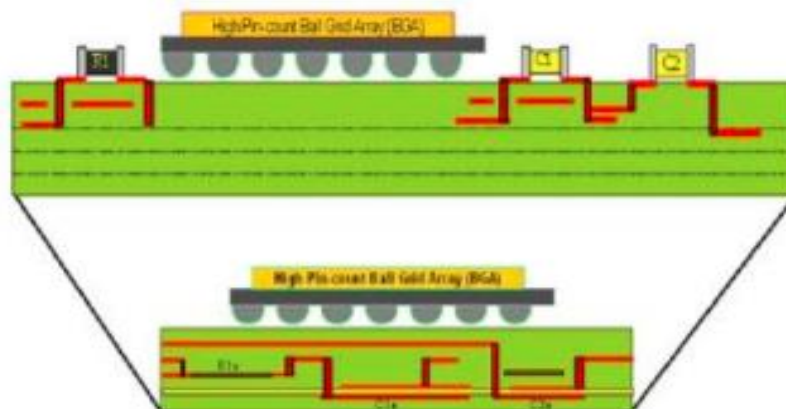


Figure 6. PCB classique avec des composants passifs discrets (en haut) et passifs intégrés dans le substrat (en bas) [13].

La figure.7 présente un exemple d'intégration hybride d'un micro convertisseur sur du PCB. Cette procédure est basée sur la technologie de réalisation de circuits sur Kapton, L'avantage de cette topologie est qu'elle permet de réduire de façon conséquente les effets parasites [3][6].

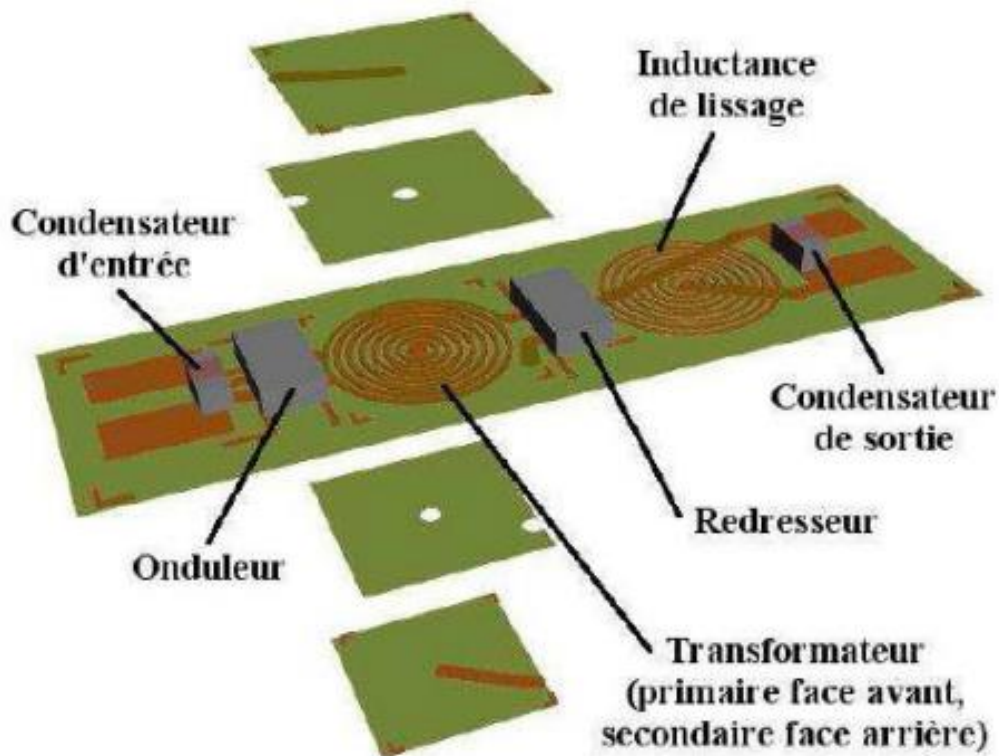


Figure 7. Exemple de l'intégration au PCB (Kapton) : vue en 3D du micro-convertisseur avec les bobinages intégrés.

I.4.2. Technologie passive embarquée

Elle est l'une des méthodes les plus efficaces pour l'intégration de composants passifs dans une carte PCB [11]. Les matériaux spécifiques choisis sont formés sur le dessus, ou autrement inséré à l'intérieur du substrat d'interconnexion primaire comme le montre la figure.8, visant à la fabrication et l'ébarbage des composants passifs tels que les condensateurs et les résistances, dans des couches au cours du processus de fabrication de la planche brute ou dans un processus suivant avant les composants discrets qui sont montés [12-14].

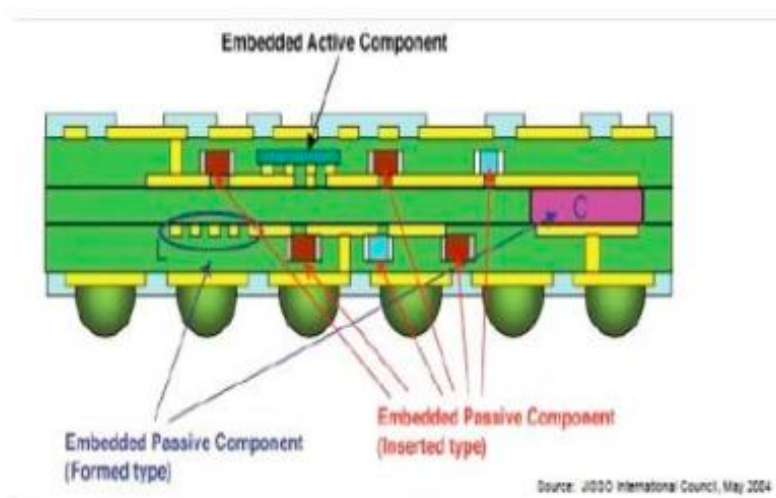


Figure 8. Intégrer la technologie à l'intérieur du PCB [14].

I.5. Différentes structures d'intégration d'une inductance

I.5.1. Structure spirale

Les spirales simples sont très répandues dans le domaine des radiofréquences pour réaliser des valeurs de quelques dizaines de nH. Afin de les adapter aux applications nécessitant de faibles puissances, on doit augmenter la section du conducteur pour réduire sa résistance. La solution la plus répandue pour augmenter la valeur d'inductance par unité de surface utilisée dans le cas des transformateurs et des convertisseurs DC-DC, est d'emprisonner le conducteur entre deux couches de matériaux magnétiques.

Pour bien caractériser un lien inductif, il est impératif de déterminer la valeur de l'inductance avec exactitude, pour ceci on doit prendre en compte le coefficient d'inductance mutuelle entre les spires, ce qui conduit à une expression assez complexe en comparaison avec le tore simple [15-16]. La figure.9 montre (a) une vue en perspective d'une bobine spirale et (b) une photographie de la réalisation prise à l'aide d'un microscope électronique.

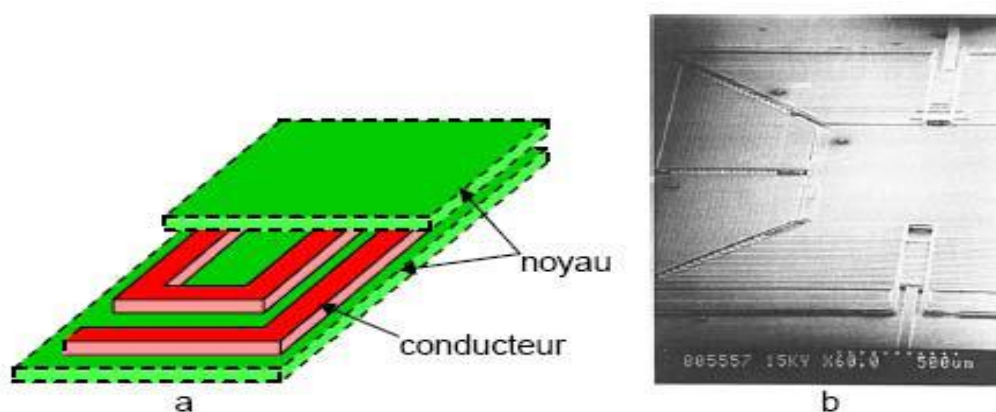


Figure 9. Bobine spirale (a) Vue d'ensemble 3D; (b) Photographie de la réalisation (tiré de [15]).

Citons comme exemple les travaux de Sugahara et al qui ont développé une spirale en cuivre ayant une épaisseur de $27\mu\text{m}$ prise en sandwich entre deux films magnétiques (Co-Hf-Ta-Pd) de $3\mu\text{m}$ [15-16]. Ce composant a été employé dans un dévolteur (convertisseur abaisseur de tension) fournissant une puissance de $0,5\text{ W}$ et fonctionnant à 1 MHz avec un rendement de 85% .

Utilisant une architecture basée sur la prise en sandwich du conducteur entre deux couches de matériau magnétique permet de limiter les problèmes d'interférences en plus d'accroître la valeur de l'inductance. Ahn et Allen ont constaté une augmentation d'un facteur 4 à 5 de la valeur de l'inductance en présence de matériau magnétique par rapport à une spirale sans noyau [16-18]. Une étude faite par Daniel et al, de ce type de bobines, met en évidence que le rendement et la densité de puissance sont plus importants que pour les autres topologies [19].

Ainsi, la bobine utilisée dans ce convertisseur dévolteur ayant une densité de puissance de $12,8\text{W}/\text{cm}^2$, une puissance de 5 W et fonctionnant à 5 MHz permet un rendement de 94% . Le conducteur fait en cuivre est déposé par électrochimie et le noyau est de type laminé, formé de couches en Nickel/Fer ($80/20\%$) de $1,3\ \mu\text{m}$ d'épaisseur déposées par «sputtering». Le conducteur et les couches de matériau magnétique sont séparés par des couches en SiO_2 de $0,3\ \mu\text{m}$ d'épaisseur obtenues par LPCVD. Cette technique est destinée à limiter les pertes dans le noyau.

Pour ce types de structure, il existe plusieurs modèles topologiques se représentant soit en carrées, hexagonale ou polygonales :

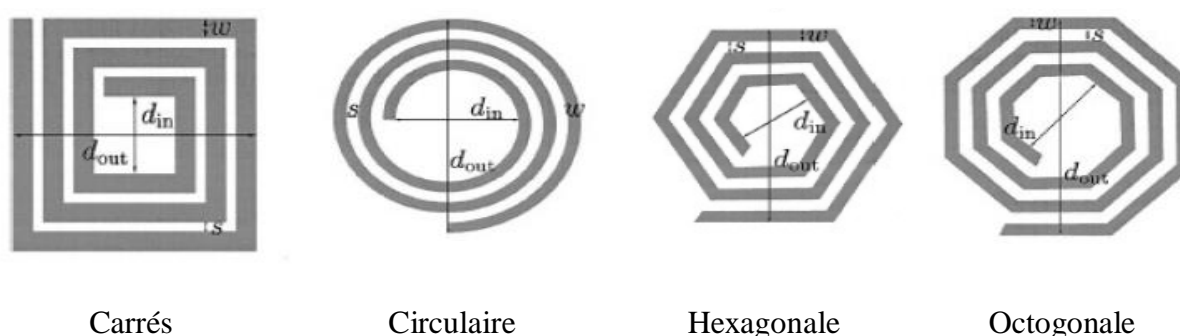


Figure 10. Différentes topologies planaire [18].

La valeur de l'inductance dépend de plusieurs paramètres qui sont :

- Le nombre de tours **n**.
- La largeur du conducteur **w**.
- L'épaisseur des conducteurs **t**.
- L'espacement entre deux conducteurs **s**.
- Les diamètres intérieurs **d_{in}**, extérieure **d_{out}** et moyen **d_{moy}**.

I.5.2. Structure toroïdale

Le principe de base des bobines toroïdales conventionnelles consiste à enrouler les spires conductrices autour d'un noyau magnétique fermé. C'est ainsi qu'on assure un faible flux de fuite et on minimise les interférences électromagnétiques. Par conséquent, trois couches de matériaux sont nécessaires pour fabriquer ce type de bobines. Le calcul de l'inductance est assez simple et le nombre de spires par unité de longueur peut être élevé [15][19].

La figure.11 montre (a) la topologie de ce type de bobine et (b) une photographie à l'aide d'un microscope électronique d'une réalisation de transformateur utilisant cette topologie.

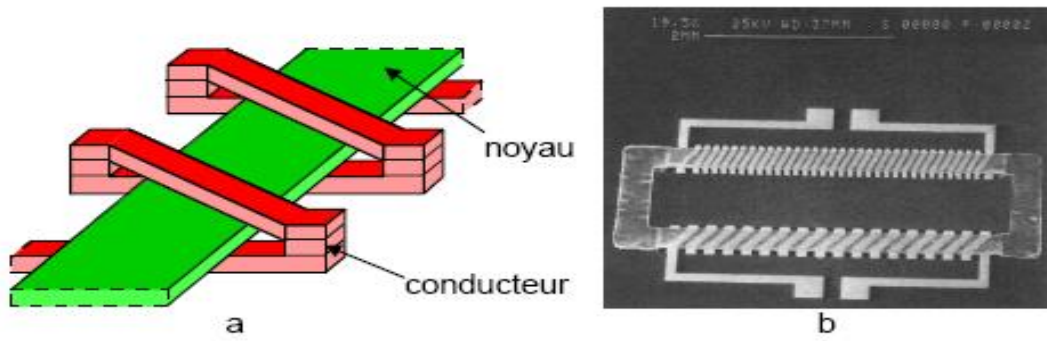


Figure 11. Bobine toroïdale : (a) Vue d'ensemble 3D ; (b) Photographie de la réalisation [19].

Des études ont été réalisées par Ahn et Allen, sur des micro-convertisseurs intégrés DC/DC (type survolteur) qui utilisent ces micro-bobines. Cependant, Ils ont obtenu une tension de sortie de 6V à partir d'une source de 3V avec une fréquence de fonctionnement de 300 kHz [24-25].

Pour obtenir un transformateur à partir de l'architecture de ce genre de bobines, il suffit d'aménager un deuxième enroulement autour du noyau (Figure.11.b). Les étapes technologiques restent les mêmes. Mino *et al* ont mis au point un tel composant pour un convertisseur fonctionnant à 32 MHz, en déposant les matériaux conducteurs et le noyau par "sputtering" [26]. Lotfi *et al* ont utilisé ces dispositifs comme transformateurs d'impulsions pour un isolement galvanique à 500 kHz [27].

I.5.3 Structure serpentin

La seule différence entre ce type de bobines et celles décrites dans la section I.5.2 est la permutation faite à l'emplacement du conducteur avec celui du noyau. Par conséquent, le conducteur monocouche est aménagée en forme de serpentin, alors que le noyau se trouve réparti sur trois niveaux pour envelopper le conducteur. Cette structure a pour objectif de réduire considérablement les résistances de contact le long du conducteur, permettant ainsi une montée en puissance par rapport au composant de forme toroïdale, sans risque de pertes excessives [6].

La valeur d'inductance est calculée de façon identique à celle de la bobine précédente. Finalement, vu que la longueur moyenne du noyau est plus importante, ceci a pour conséquence d'augmenter la réluctance du circuit magnétique et ainsi de diminuer la valeur de l'inductance. La figure.12 montre (a) la topologie de ce type de bobine et (b) une photographie M.E.B. d'une réalisation [6][15].

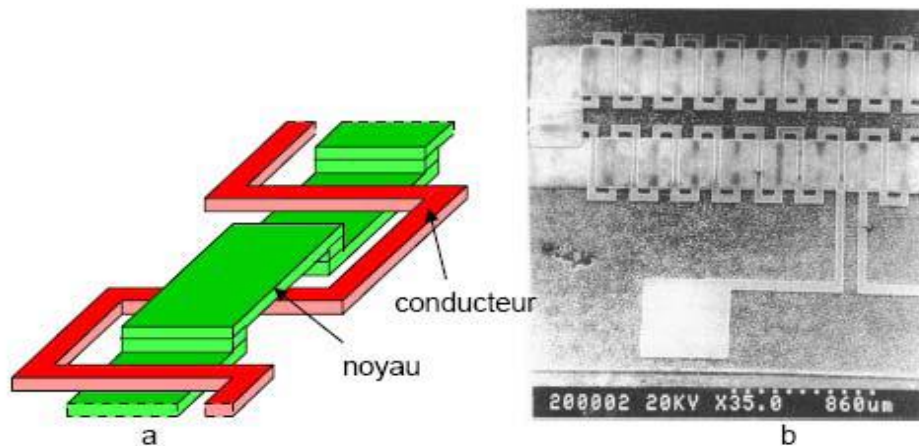


Figure 12. Bobine serpentin : a) Vue d'ensemble 3D; b) Photographie de la réalisation [6].

I.6. Les matériaux en électronique de puissance

Les matériaux pouvant être mis en œuvre dans le contexte de l'intégration des composants passifs se répartissent en quatre familles en fonction de leurs propriétés physiques : les Diélectriques, les Magnétiques, les Conducteurs et les semi-conducteurs.

I.6.1. Matériaux conducteurs

Les parties conductrices généralement réalisées en cuivre rentrent dans la réalisation des bobinages des différents éléments inductifs (inductance et transformateur) ainsi que les électrodes des condensateurs. Les conducteurs permettent également d'effectuer les interconnexions entre les différentes couches et les différents composants des convertisseurs. Les matériaux utilisés souvent sont le cuivre, l'aluminium et l'or, le dernier est plus performant et bon conducteur grâce à sa faible résistivité, mais le problème c'est son coût qui est très élevé. Le plus utilisé c'est le cuivre grâce à sa disponibilité et faible coût. L'utilisation de la technologie planaire simplifie la mise en œuvre des matériaux conducteurs en réduisant les longueurs d'interconnexions ce qui permet une réduction des pertes [19-20].

Table 1. Résistivité des trois meilleurs conducteurs

Matériaux	Cu	Al	Or
Résistivité ($\mu\Omega \cdot \text{Cm}$)	1.75	2.9	2.3

L'aluminium présente une résistivité plus élevée que celle du cuivre, ce qui implique d'utiliser des sections plus importantes pour un même cahier des charges. En revanche l'aluminium présentant une masse volumique faible et résistant à l'oxydation sera préféré pour des applications spatiales. Dans notre application, nous nous restreindrons à l'utilisation du cuivre afin de pouvoir minimiser le volume du composant tout en restant dans des technologies classiques [23].

Le cuivre reste le métal le plus utilisé pour la réalisation de micro bobines. En plus il offre différentes possibilités pour le déposer (évaporation, pulvérisation ou électrochimie).

Quel que soit le matériau utilisé, les bobinages sont les sièges de pertes dues à différents phénomènes tels que:

- l'effet joule : représenté par les pertes dues à la résistance ohmique du bobinage en continu R_{DC} ;
- l'effet de peau : modélisé par les pertes provenant de la résistance ohmique accrue des fils du bobinage en hautes fréquences R_{AC} [9][23].
- l'effet de proximité : qui correspond aux pertes dues à des courants induits par les conducteurs voisins en hautes fréquences, également pris en compte par la résistance R_{AC}

En hautes fréquences, les courants de Foucault qui se développent à l'intérieur des conducteurs, conduisent à une augmentation parfois très importante des pertes. Ces courants sont dus aux variations rapides des champs magnétiques dans lesquels sont plongés les conducteurs. Ces phénomènes se traduisent par des pertes supplémentaires qu'il faut prendre en compte : effet de peau et effet de proximité [15-17][24].

II.6.1.1.Effet de peau

Le courant circulant dans la spirale évolue à mesure que la fréquence augmente. Aux très basses fréquences, le courant occupe l'intégralité de la section du conducteur et la résistance est calculée à partir de la relation classique : $R = \rho \cdot \frac{l}{S}$

Où : ρ , l et S désignent respectivement la résistivité, la longueur et la section du conducteur. Lorsque la fréquence s'élève, le courant se concentre sur les bords de la section du conducteur avec une épaisseur δ appelée épaisseur de peau.

Les figure.13 et.14 représentent la section circulaire d'un barreau magnétique subissant une excitation d'une fréquence suffisante pour faire apparaître le phénomène d'effet de peau. La partie claire à l'intérieur est désertée par les lignes de champ qui se concentrent en périphérie (partie foncée) [20].

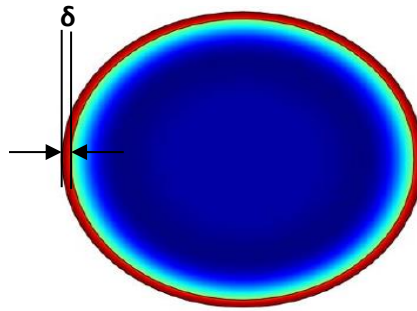


Figure 13. Distribution du courant due à l'effet de peau dans un conducteur de forme cylindrique

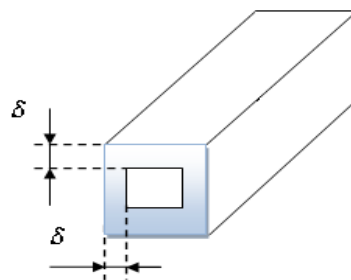
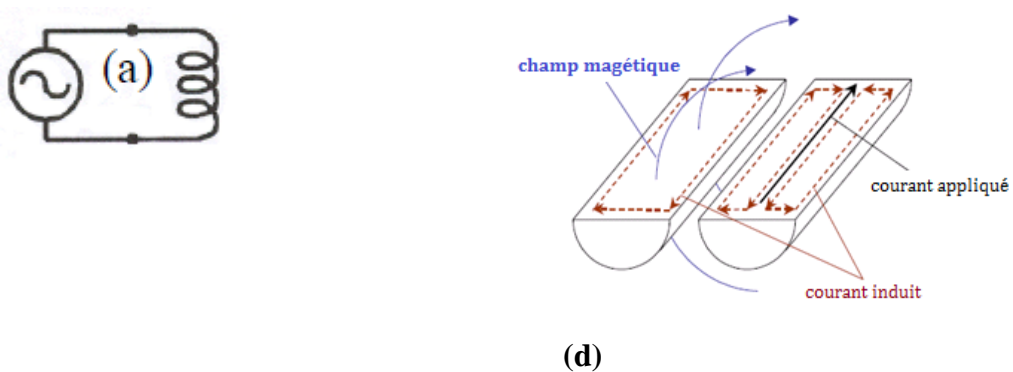


Figure 14. Illustration de l'épaisseur de peau dans un conducteur de forme carré

II.6.1.2. Les courants de Foucault

Le champ magnétique généré lorsqu'un conducteur est parcouru par un courant alternatif étant lui-même variable en fonction du temps, un courant circulaire est induit dans les conducteurs avoisinants. On appelle cela l'effet de proximité. Ce courant, appelé courant de Foucault (ou Eddy current), est orienté de telle façon qu'il s'oppose aux variations initiales du champ magnétique (loi de Lenz-Faraday) [25]. Des courants de Foucault vont apparaître à la fois dans la spirale conductrice et le substrat (cf. figure.15).



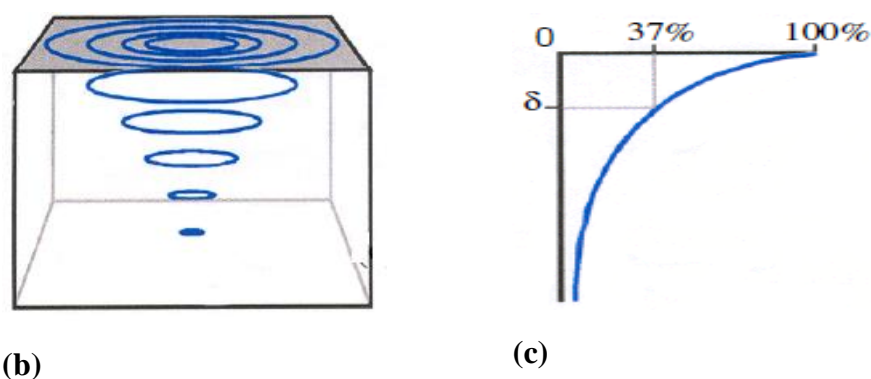


Figure 15. Représentation schématique des lignes de courant induites par couplage magnétique dans un conducteur volumique. (a) Circuit d'émission, (b) Conducteur volumique, (c) Profil de la densité du courant dans le conducteur, (d) Principes physiques des effets de proximité [25]

Plus la fréquence est élevée, plus le champ magnétique original est affecté par les courants induits, provoquant une diminution de la valeur inductive de la spirale. De plus, ces courants induits vont accroître la non-uniformité du courant dans le conducteur et donc accroître aussi les pertes résistives [23].

Dans la spirale conductrice, l'impact des courants de Foucault sera d'autant plus important que le conducteur est large et le champ magnétique important. Un compromis doit donc être trouvé, puisqu'augmenter la largeur de la spirale permet par ailleurs de diminuer les pertes séries de l'inductance. A mesure que la fréquence augmente, le champ électrique pénètre dans le substrat provoquant une importante dissipation de l'énergie par effet Joule [25]. En ce qui concerne la résistivité du substrat, l'utilisation d'un substrat hautement résistif rend ces pertes négligeables.

I.6.2. Matériaux isolants

Les matériaux diélectriques jouent un rôle crucial dans l'intégration des composants passifs, car dans un composant planaire intégré, la présence d'un diélectrique pris en sandwich entre deux matériaux conducteurs ou entre un matériau conducteur et un matériau semi-conducteur, génère différents effets capacitifs qui perturbent le bon fonctionnement des composants. Un bon choix du matériau isolant et un bon dimensionnement permettent d'atténuer fortement ces effets parasites, mais leur suppression totale est impossible, c'est pourquoi les chercheurs essaient aujourd'hui de tirer profit en accentuant ces effets capacitifs (et non pas de les supprimer) pour avoir la capacité voulue sans l'intégrer, comme dans les cas du concept LTC. Le table.2 nous présente les diélectriques les plus utilisés en électronique de puissance [15-17].

Table 2. Oxyde diélectrique utilisé dans la micro-électronique

Matériaux diélectriques	Al ₂ O ₃	SiO	SiO ₂	Ta ₂ O ₅	Si ₃ N ₄
Permittivités relatives	7 à 10	6 à 8	4 à 5	25	6 à 9

I.6.3. Les matériaux magnétiques

La fonction première des composants magnétiques, dans les circuits de l'électronique de puissance est de transmettre une puissance (transformateurs) ou de stocker de l'énergie (inductances), et la présence d'un noyau dans une bobine met en évidence différents avantages, il permet d'accroître la valeur de son inductance, de canaliser le flux magnétique, d'emmagasiner de l'énergie ou de la transmettre. Les caractéristiques optimales du matériau constituant ce noyau sont : une perméabilité relative élevée permettant une augmentation significative de l'inductance, un niveau d'induction à saturation et une résistivité électrique élevée afin de limiter les «pertes fer» par courants de Foucault. Il n'existe pas de matériau parfait et tout est affaire de compromis. Il existe une grande diversité des ferrites [26-27].

Le table.3. Nous donne une idée sur les principales ferrites utilisées en électronique de puissance ainsi que leurs caractéristiques.

Voici les caractéristiques de quelques matériaux magnétiques les plus utilisés :

Table 3. Caractéristiques de différentes ferrites

Matériau	Perméabilité	Bmax (KGauss)	T(°C)	Résistivité (Ω.cm)	Fréquences de travail
Fe	250	22	770	10×10 ⁻⁶	60-1000Hz
Si-Fe (non orienté)	400	20	740	50×10 ⁻⁶	60-1000Hz
Si-Fe (orienté)	1500	20	740	50×10 ⁻⁶	60-1000Hz
50-50 Ni Fe (Grain- orienté)	2000	16	360	40×10 ⁻⁶	60-1000Hz
79 Permalloy	12 à 100	8 à 11	450	55×10 ⁻⁶	1Khz-75Khz
AMORPHOS Alloy B	3000	15-16	370	135×10 ⁻⁶	< 250KHz
AMORPHOS Alloy E	20000	5-6.5	205	140×10 ⁻⁶	< 250KHz
Permalloy Powder	14 à 550	3	450	1	10KHz-1MHz
High Flux Powder	14 à 160	15	360	-	10KHz-1MHz
Kool Mu Powder	26 à 125	10	740	-	< 10MHz
Iron Powder	5 à 80	10	770	1×10 ⁴	100KHz à

					100MHz
Ferrite Mn-Zn	750 à 15000	3 à 5	100 à 300	10 à 100	10KHz à 2 MHz
Ferrite Ni-Zn	10 à 1500	3 à 5	150 à 450	1×10^6	200KHz à 100MHz
Co-Fe 50%	800	24	980	70×10^{-6}	-

I.6.4. Les semi-conducteurs

Un semi-conducteur est un matériau qui a les caractéristiques électriques d'un isolants, mais pour lequel la probabilité qu'un électron puisse contribuer à un courant électrique, quoique faible, est suffisamment importante.

Les inductances intégrées sont habituellement élaborées sur un substrat semi-conducteur de silicium (CMOS et BICMOS) pour permettre une cohabitation des composants actifs et des composants passifs dans les dispositifs de l'électronique de puissance, et aboutir à une intégration totale de ces dispositifs, d'une façon monolithique ou hybride, seulement La nature conductrice du substrat Silicium entraîne ainsi plusieurs formes de pertes [17-19].

I.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur l'intégration des composants passifs dans les convertisseurs de puissance et notamment l'intégration de l'inductance pour les applications de faible puissance (quelques Watts) et on peut distinguer trois familles de micro inductance dédiées à l'intégration : spirale, toroïdale et en serpent.

Nous présentons également les matériaux les plus utilisés dans l'intégration de ces composants, la présence d'un noyau magnétique favorise une énergie plus importante à stocker. Cela permet d'atteindre des dimensions plus réduites et une valeur d'inductance plus élevée.

*CHAPITRE II : Dimensionnement de l'inductance
intégrée*

II.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons fait un état de l'art sur l'intégration des composants passifs au cours des années précédentes. L'étude bibliographique fait apparaître une disparité des avancées dans ces différents domaines et notamment un net déficit concernant le développement pour les applications orientées petite puissance.

Nous allons, dans ce chapitre, recentrer notre étude sur nos besoins et sur les applications visées. Cela nous conduira aux spécifications d'un micro-convertisseur qui sera notre point de départ pour l'étude d'une micro-bobine. À partir des conditions de fonctionnement de ce système, nous estimerons les valeurs requises pour le dimensionnement des composants passifs nécessaires tels que la longueur et la section du conducteur, la valeur d'inductance, le nombre de spires, le volume du noyau magnétique, la quantité d'énergie magnétique stockée et la résistance du conducteur. Ensuite nous sélectionnerons les matériaux qui seront utilisés pour la réalisation de la micro-bobine.

II.2. Critères de choix du noyau magnétique dans un micro convertisseur :

Pour le noyau magnétique, nous choisirons l'alliage **NiFe** dans une proportion de 80% de Nickel et 20% de Fer. C'est un matériau magnétique que nous retrouvons souvent dans la littérature scientifique et qui a fait l'objet de plusieurs travaux. Il est utilisé dans diverses applications dont la réalisation de tête magnétique. À ce titre, nous utiliserons les quelques informations que l'on trouve dans la littérature scientifique ainsi que des produits commerciaux existants pour la mise en œuvre des dépôts électrochimiques de ce matériau.

Si l'on se réfère aux travaux traitant de cet alliage, nous prendrons les valeurs de perméabilité magnétique qui sont de l'ordre de $\mu_r=800$ et d'un champ magnétique maximal B_{max} autour de 600Mt [16].

II.3. Choix de la topologie de la micro bobine

Les inductances spirales étant les plus étudiées dans la littérature, et leurs architectures ressemblent plus aux composant actifs intégrés que les méandres ou les solénoïdes, c'est le choix de la micro bobine que nous souhaitons intégrer dans un dispositif de puissance.

Nous avons tout d'abord concentré nos efforts sur l'étude de la forme des inductances planaires pour en augmenter leurs performances en conversion de puissance. En effet, quatre principales formes reviennent régulièrement : carrée, hexagonale, octogonale et circulaire , laquelle choisir (Figure.16) [28-29]?

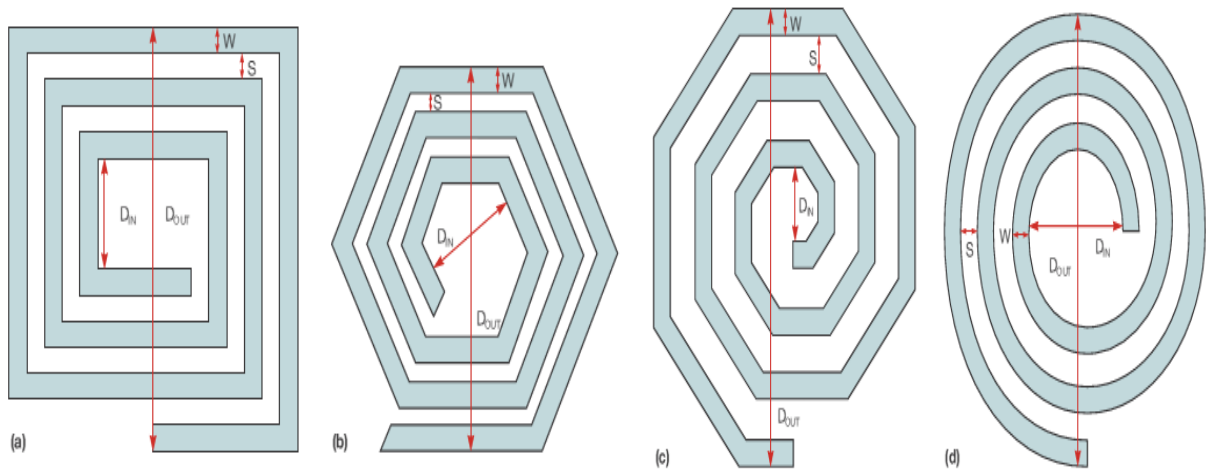


Figure 16. Les principales formes élémentaires d'inductance planaires les plus utilisées : (a) Carrée, (b) Hexagonale (c) Octogonale et (d) circulaire [29].

La forme carrée est très utilisée car elle est facile à dessiner à l'aide d'outils de CAO, mais la présence d'angles dans la forme spirale carrée, favorise la dégradation des performances de l'inductance, suites aux effets de pointes.

En RF, les designers apprécient les formes polygonales (Figures.16 : b-c-d) car elles présentent des facteurs de qualité et des fréquences de résonance de 10% à 20% supérieures aux inductances orthogonales (Figure.16.a)[29].

Par ailleurs, les travaux de recherche [30] montrés que la circulation du courant était facilitée par la suppression des angles vifs, elle présente moins d'effets parasites. Pour ces raisons, nous avons choisi de concentrer notre travail sur des inductances circulaires.

Seul Mohan, a traité le cas des inductances spirales circulaires, c'est ce qui nous a poussés à opter pour la méthode de Mohan [31].

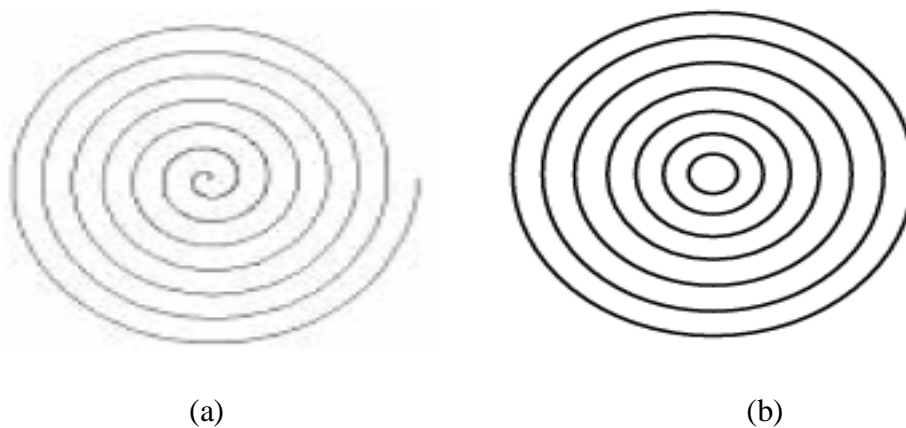


Figure 17. Approximation d'une structure spirale à un ensemble de cercles concentriques aidant la modélisation

a) Inductance spiralee,

b) Structure équivalente avec des cercles concentriques

II.4. Différentes expression analytique pour détermination d'une inductance spirale

De nombreuses expressions analytiques existent dans la littérature pour déterminer l'inductance de type spirale, telles que les expressions développées Wheeler, Monomial, Grover et Mohan, Monomial, Grover et Terman.

Dans les paragraphes suivants nous allons comparer plusieurs de ces expressions et voir laquelle est la mieux adaptée à notre modèle [6][16].

II.4.1.Méthode de Wheeler

La méthode de calcul développée par Wheeler permet une évaluation de l'inductance d'une bobine hexagonale, octogonale ou circulaire, réalisée de manière discrète. Une simplification peut être opérée lorsqu'on se transpose dans le cas planaire intégré. L'inductance L donnée par la méthode de Wheeler a alors pour expression [31-33]:

$$L = k_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{n^2 \cdot d_{avg}}{1+k_2 \cdot \rho} \quad \text{II.1}$$

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

$$\rho = \frac{d_{out}-d_{in}}{d_{out}+d_{in}} \quad \text{II.2}$$

d_{avg} est le diamètre moyen de l'inductance, défini par:

$$d_{avg} = \frac{(d_{out}+d_{in})}{2} \quad \text{II.3}$$

Et k_1 et k_2 , deux coefficients fonctions de la forme géométrique utilisée. Les valeurs de ces deux coefficients sont données dans le table.4.

Table 4. Coefficients de Wheeler [32]

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

II.4.2.Méthode de Monomial

Monomial a présenté une autre expression analytique totalement différente de celle de Wheeler [32-33]:

$$L = \beta \cdot d_{out}^{\alpha_1} \cdot w^{\alpha_2} \cdot d_{avg}^{\alpha_3} \cdot n^{\alpha_4} \cdot s^{\alpha_5} \quad \text{II.4}$$

Avec :

Et $\beta, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5$: Coefficients fonction de la forme géométrique utilisée.

Les valeurs de ces coefficients sont données dans le table.5.

Table 5. Coefficients de Monomial [32]

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

II.4.3.Méthode de Bryan :

L'équation de Bryan a la forme suivante [31-32]:

$$L = 0,024 \cdot \frac{d_{avg}}{2} \cdot n^{5/3} \cdot \ln\left(\frac{4}{\rho}\right) \quad \text{II.5}$$

Où L est exprimé en micro-Henry et les dimensions en centimètres.

II.4.4.Méthode de Terman :

L'expression suivant n'est valable que pour $n > 10$, [31] :

$$L = \frac{\mu_0 d_{out}^3}{4\pi(w+s)^2} \cdot \left[1 - \left(\frac{d_{in}}{d_{out}}\right)^2\right] \cdot \left(1 - \frac{d_{in}}{d_{out}}\right) \cdot (0,2235\rho + 0,726 - \ln\rho) \quad \text{II.6}$$

Où L est exprimé en Henry et les dimensions en mètres.

II.4.5.Méthode de Mohan :

Mohan a développé une autre méthode pour la détermination de L qui simplifie les calculs et qui est basée sur le concept de feuilles de courants. Sa méthode sert d'approximation correcte dans le cas de géométrie où l'épaisseur du conducteur est négligeable devant sa largeur ou sa longueur. Cette méthode a de plus l'avantage d'être facilement adaptable à toutes les géométries (carrée, octogonale et circulaire). L'inductance s'exprime par la relation suivante [18][31-32]:

$$L = \frac{\mu_0 n^2 d_{avg} C_1}{2} \cdot \left(\ln\left(\frac{C_2}{\rho}\right) + C_3 \cdot \rho + C_4 \cdot \rho^2\right) \quad \text{II.7}$$

Rappelons que n est le nombre de spires, C_1, C_2, C_3, C_4 des Coefficients dépendants de la forme géométrique utilisée.

Les valeurs de ces coefficients sont données dans le table.6.

Table 6. Paramètres géométriques utilisés par Mohan [31]

Géométrie	C1	C2	C3	C4
Carrée	1.27	2.07	0.18	0.13
Hexagonal	1.09	2.23	0	0.17
Octogonal	1.07	2.29	0	0.19
Circulaire	1	2.46	0	0.20

II.5. Présentation du micro convertisseur

Nous présentons les spécifications d'un micro-convertisseur qui sera notre point de départ pour l'étude d'une micro-bobine. À partir des conditions de fonctionnement de ce système, nous estimerons les valeurs requises pour le dimensionnement des composants passifs nécessaires. Pour cela, nous nous sommes orientés vers un micro convertisseur continu-continu abaisseur de tension, dévolteur de type BUCK. Dans ce type de convertisseur, l'énergie est périodiquement stockée dans l'inductance sous forme d'un champ magnétique puis transférée vers la sortie, celui-ci est destiné pour des applications de petites puissances.

II.5.1. Cahier des charges du micro convertisseur :

Afin d'évaluer ce cas concret, le cahier des charges retenu est celui d'un micro convertisseur (Référence Commerciale : fabricant: LM3674MF-ADJ/NOPB, Marque: Texas Instruments) dont les caractéristiques sont les suivantes :

- ✓ Tension d'entrée de 5,5 Volts
- ✓ Tension de sortie de 2,5 Volts
- ✓ Puissance de sortie maximale de 1 Watt
- ✓ Courant maximal : $I_{Lmax}=600mA$
- ✓ Fréquence de fonctionnement : 2 MHz

II.5.2. Principe de fonctionnement du micro convertisseur

La figure.18 illustre le schéma de principe du convertisseur à découpage de type BUCK abaisseur de tension continue.

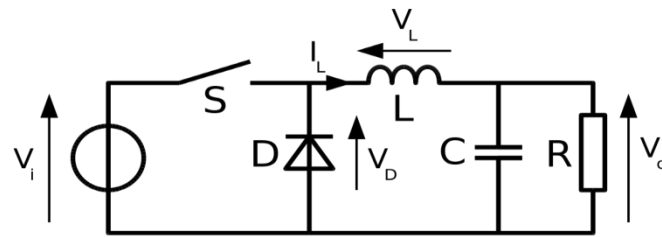


Figure 18. Schéma de principe du convertisseur de configuration BUCK

Le convertisseur Buck possède une seule cellule de commutation, composée d'un interrupteur commandable (MOSFET IGBT) et d'une diode qui vont fonctionner simultanément dans des modes opposés [1].

Un convertisseur Buck doit être connecté à une charge inductive. De par sa caractéristique de stockage énergétique, cette charge va alterner entre une consommation de tension pour son fonctionnement (réduisant la tension fournie par le générateur disponible pour le circuit en aval) avec un comportement équivalent à une source de tension (fournissant une tension alors que le générateur est mis hors circuit). Le fonctionnement peut être divisé en deux phases suivant l'état de l'interrupteur commandable S (voir figure.19) [15-17] :

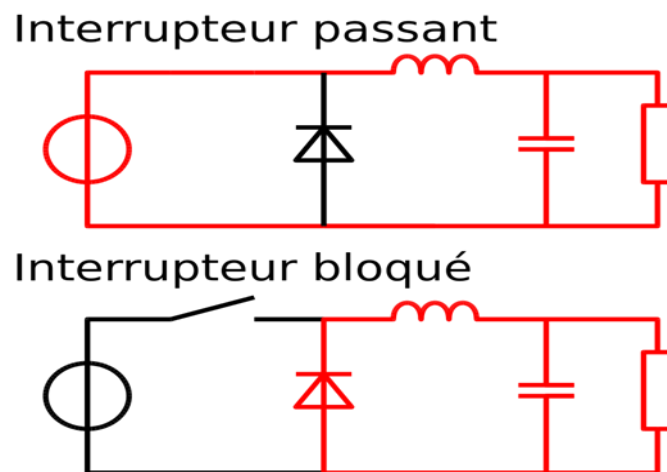


Figure 19. Principe de fonctionnement du convertisseur Buck

- On ferme l'interrupteur S (voir figure.19). Le courant fourni par le générateur, initialement nul, augmente linéairement et traverse l'inductance. L'inductance s'oppose à cette augmentation du courant, produisant une tension opposée, et elle stocke l'énergie reçue sous forme magnétique. La diode étant polarisée en inverse avec la tension du générateur, aucun courant ne la traverse [32].
- L'interrupteur est ouvert. Le générateur est mis hors circuit, plus aucun courant ne le traverse. La diode devient passante afin d'assurer la continuité du courant dans l'inductance. Le courant traversant l'inductance décroît. L'inductance s'oppose à cette

réduction du courant, produisant une tension qui la met en situation de source pour le circuit aval, en utilisant l'énergie magnétique stockée à la phase précédente.

Sur la figure.20 sont représentés les oscillogrammes des tensions et courants au niveau des composants.

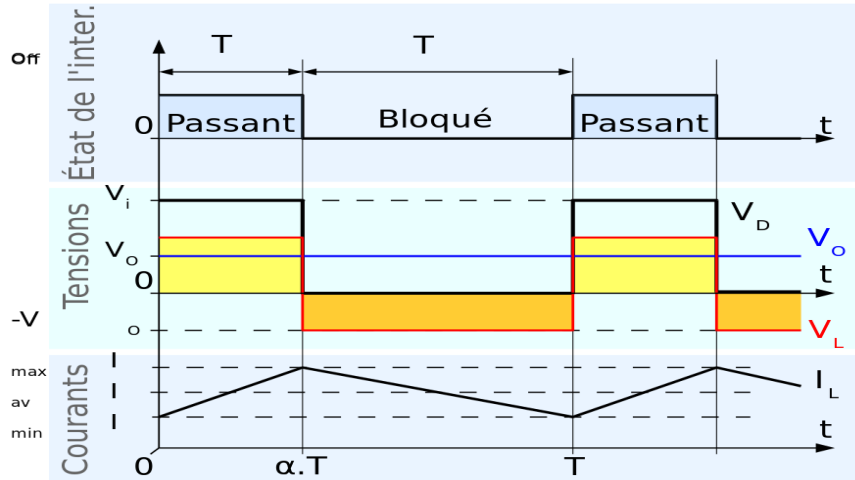


Figure 20. Chronogrammes de fonctionnement des tensions et courants dans un convertisseur Buck [34].

II.5.3. Calcul de la valeur d'inductance de la micro bobine

Les équations suivantes nous permettent de calculer la valeur de l'inductance nécessaire pour la réalisation du micro convertisseur.

Durant l'état passant (Interrupteur S fermé) la tension aux bornes de la bobine suit la variation du courant traversant cette dernière selon la relation :

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad \text{II.8}$$

A la fin de l'état passant, le courant I_L aux bornes de la bobine aura augmenté de :

$$(\Delta I_L)_{max} = I_{Lmax} - I_{Lmin} \quad \text{II.9}$$

Les puissance et tension de sortie moyennes (Cahier des charges) nous permettent de calculer le courant moyen de sortie I_{Smoy} : $I_{Smoy} = \frac{P_s}{V_s} = 0,4A$

Le mode de fonctionnement est imposé par le courant de sortie moyen I_{Smoy} .

$I_{Smoy} = I_{Lmoy} - I_{Cmoy}$, avec $I_{Cmoy} = 0$ puisque le courant moyen traversant le condensateur est nul en régime permanent, ainsi : $I_{Smoy} = I_{Lmoy}$

$$I_{Lmoy} = \frac{I_{Lmax} + I_{Lmin}}{2} \quad \text{II.10}$$

D'où : $I_{Lmin} = 2I_{Lmoy} - I_{Lmax}$

Et par la suite : $I_{Lmin} = 0,2A$ et $(\Delta I_L)_{max} = 0,4A$.

En effet, le rapport cyclique a du convertisseur sera [32-35] :

$$\alpha = \frac{v_s}{v_e} = \frac{2,2}{5,5} = \mathbf{0,45} \quad \text{II.11}$$

A cette valeur de rapport cyclique l'ondulation en courant a pour expression :

$$(\Delta I_L)_{max} = \alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{V_e}{L \cdot f} \quad \text{II.12}$$

Nous avons choisi un mode de fonctionnement en limite de conduction continue, c'est-à-dire que le courant dans la bobine est toujours positif et ne s'annule jamais. La forme du courant est représentée sur la figure.24.

Connaissant les valeurs de f et V_e ($f=2\text{MHz}$ et $V_e=5,5\text{V}$), nous pouvons en tirer la valeur de l'inductance de notre bobine.

$$L = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot V_e}{(\Delta I_L)_{max} \cdot f} \quad \text{II.13}$$

Ainsi nous devons réaliser une micro bobine dont l'inductance aura une valeur de **1,7μH**.

II.5.4. Calcul de la valeur de capacité du condensateur

Nous allons également calculer la valeur du condensateur de sortie. L'ondulation en tension maximale à pour expression [35]:

$$(\Delta v_s)_{max} = \alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{V_e}{8 \cdot L \cdot C \cdot f^2} \quad \text{II.14}$$

Maintenant que nous avons la valeur d'inductance nous pouvons extraire la valeur de la capacité par la relation II.15.

$$C = \alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{V_e}{8 \cdot L \cdot (\Delta v_s)_{max} \cdot f^2} \quad \text{II.15}$$

En choisissant une ondulation de la tension de sortie de l'ordre de 20% de la valeur moyenne de v_s , soit $(\Delta v_s)_{max} = 0.5\text{V}$ nous obtenons une valeur de capacité de :

$$\mathbf{C = 50nF}$$

II.5.5. Calcule la densité volumique d'énergie

Les topologies de convertisseur peuvent être classées en 2 catégories, en fonction du milieu où elles stockent l'énergie magnétique [33]:

- Stockage dans le noyau magnétique
- Stockage dans l'air avec ou sans noyau (entrefer)

La valeur de l'inductance ayant été déterminée pour la limite de conduction discontinue au point de fonctionnement nominal, il est possible de calculer l'énergie à stocker dans ce composant par la relation II.16 [32-33]:

$$W = \frac{1}{2} L I_{Lmax}^2 \quad \text{II.16}$$

Si l'on applique la relation (II.16) à notre système, c'est-à-dire avec une bobine d'une valeur d'inductance de $1,7\mu\text{H}$ traversée par un courant maximum de $0,6\text{A}$, il faut stocker une quantité d'énergie de :

$$W = \frac{1}{2} \cdot 1,7 \cdot 10^{-6} \cdot 0,6^2 = 0,306 \mu\text{J}$$

Afin de déterminer le volume de matériau nécessaire à ce stockage, nous devons connaître la densité volumique d'énergie caractérisant ce matériau.

Cette densité volumique d'énergie que peut supporter un matériau sans qu'il y ait saturation est donnée par l'équation II.17 [35]:

$$W_{vmax} = \frac{B_{max}^2}{2\mu_0\mu_r} \quad \text{II.17}$$

Le volume nécessaire pour stocker l'énergie va donc être fixé par :

- Le champ magnétique maximal B_{max} que peut supporter le matériau,
- La perméabilité relative μ_r du matériau.

Dans le cas d'un alliage NiFe (80% de nickel et 20% de fer) (références commerciales [27]) et sans entrefer dont les caractéristiques sont : $\mu_r=800$ et $B_{max}=0,6\text{T}$, on obtient en utilisant l'équation (II.17) :

$$W_{vmax} = 179,04 \text{ J} \cdot \text{m}^{-3}$$

μ_0 étant la perméabilité de l'air : $\mu_r = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

Ceci signifie qu'il faut :

$$Vol = \frac{W}{W_{vmax}} = 1,713 \cdot 10^{-9} \text{ m}^3 \quad \text{II.18}$$

Soit $1,713 \text{ mm}^3$ de NiFe pour stocker $0,306 \mu\text{J}$. Notons ici que plus la perméabilité magnétique μ_r sera élevée plus le volume du circuit magnétique sera important, pour une induction maximale donnée.

Le volume du noyau ferromagnétique étant évalué à $1,713 \text{ mm}^3$, nous allons opter pour une superficie du noyau de $1 \times 1 \text{ mm}^2$, afin d'obtenir une épaisseur h_{mag} de $1,7 \text{ mm}$.

II.5.6. Détermination des paramètres géométriques du micro-filtre

Le micro convertisseur choisi contient une micro-bobine planaire circulaire qui est sous la forme d'un enroulement concentrique d'un ruban conducteur. Il impose une self de surface assez importante [36].

De façon plus générale, nous rappelons qu'une bobine est caractérisée par son inductance L (liée au nombre de tours), par sa résistance R et par ses capacités parasites C . L'intérêt d'une forme spirale est de bénéficier d'effets de mutuelles positives entre les spires voisines.

La micro-bobine planaire spirale est géométriquement décrite par sept paramètres. Nous avons la largeur w , l'épaisseur des conducteurs t , l'espacement s , la longueur total du conducteur l , aussi le nombre de tours n ; Son diamètre extérieur d_{out} et intérieur d_{in} , doivent être choisi afin d'optimiser le rapport entre la valeur d'inductance et la surface occupée sur le circuit (figure.21) [35-36].

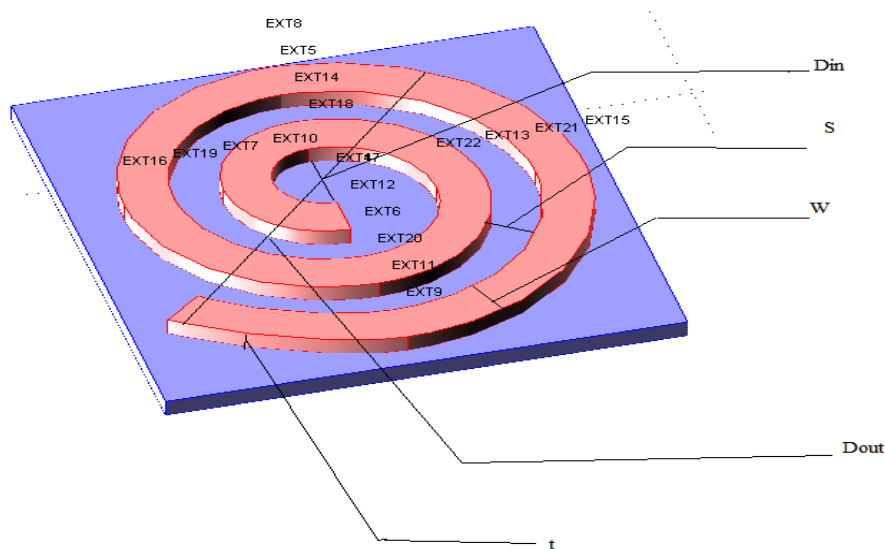


Figure 21. Définition des paramètres géométriques décrivant une inductance planaire spirale.

II.5.6.1. Calcul du nombre de spires

Le calcul du nombre de spire est tiré à partir de l'équation donnée par Mohan [31].

$$n^2 = \frac{2L}{\mu_0 \cdot d_{avg} \cdot C_1 \left[\ln\left(\frac{C_2}{\rho}\right) + C_3 \cdot \rho + C_4 \cdot \rho^2 \right]} \quad \text{II.19}$$

Un volume du noyau de $1 \times 1 \times 1,7 \text{ mm}^3$, et pour un rapport $C = \frac{d_{in}}{d_{out}} = 0,2$, nous laissons dans chaque côté de la section à une épaisseur de $0,1 \text{ mm}$, le diamètre externe serait égale à avec un diamètre extérieur : $d_{out} = 0,9 \text{ mm} \Rightarrow d_{in} = 0,2 \times 0,9 = 0,18 \text{ mm}$

En remplaçant les coefficients par leurs valeurs, et nous obtenons une valeur de nombre de spire : $n = 2$ spire.

II.5.6.2. Calcul de la largeur et de l'épaisseur du conducteur

Pour contourner ce problème, nous allons calculer la largeur w et les épaisseurs t du conducteur en fonction de l'épaisseur de peau et de la densité de courant qui circule dans ce dernier. Elles sont données par les formules suivantes [36]:

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

La figure.22, représente la variation de l'épaisseur de peau lors d'augmentation de la fréquence augmente. On remarque aussi que la fréquence augmente l'épaisseur de peau décroît rapidement, ce qui fait que la zone du conducteur où circule le courant devient de plus en plus faible.

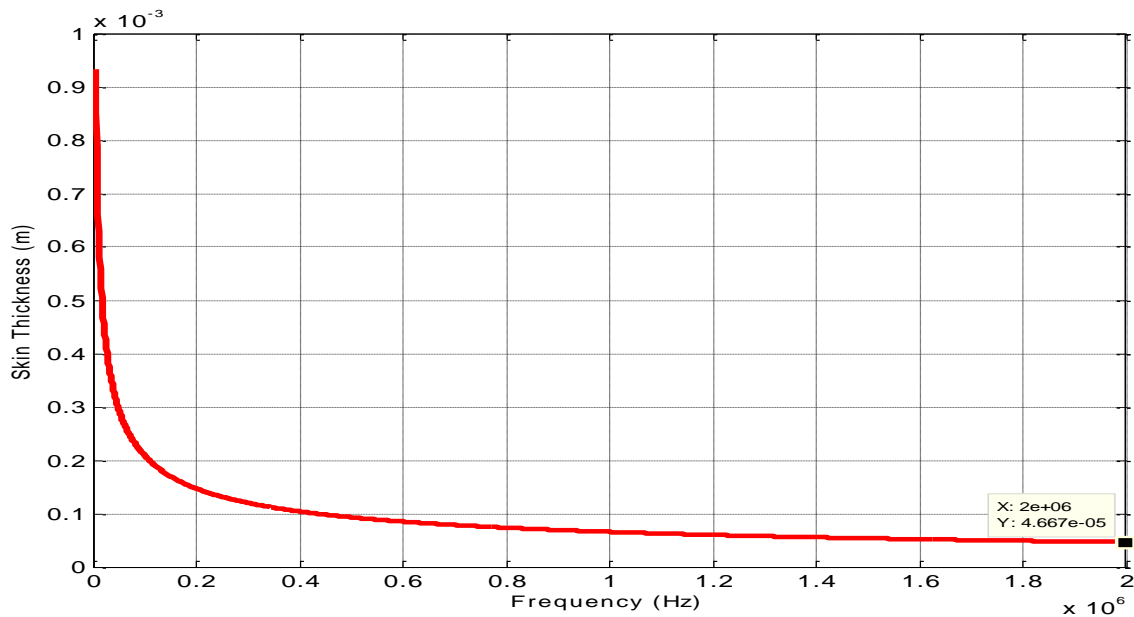


Figure 22. Variation de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence.

Densité du courant (x varie de 0 jusqu'à $t/2$) :

$$\mathbf{j}(x) = \mathbf{j}_0 e^{-\frac{x}{\delta}} e^{-\frac{jx}{\delta}} \text{ Et } \|\mathbf{j}(x)\| = \mathbf{j}_0 e^{-\frac{x}{\delta}} \quad \text{II.21}$$

La valeur moyenne de la densité du courant:

$$\|\mathbf{J}_{moy}\| = \mathbf{j}_0 \frac{\left[\frac{-t}{e^{2\delta} + 1} \right]}{2} \quad \text{II.22}$$

Avec : $\rho_{cuivre} = 1,72 \cdot 10^{-8} [\Omega \cdot m]$, $\mu_r = 1$.

On trouve après le calcul :

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\omega \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}} = 4,66 \cdot 10^{-5} m$$

Pour que le courant circule dans tout le conducteur, il faut que la condition suivante soit remplie [32]: $w \leq 2\delta$ ou $t \leq 2\delta$. On impose une des deux valeurs t ou w ; en posant par exemple l'épaisseur du conducteur $w = 60 \mu m$, on peut calculer sa largeur w .

Pour qu'un courant maximal $I_{\max}=0,6A$ puisse circuler dans un fil conducteur qui constitue le circuit électrique du convertisseur qu'on souhaite intégrer, il faut que la section S_c de ce dernier remplisse la condition suivante :

$$I = S_c \cdot j_{moy} \quad \text{II.23}$$

Avec $S_c = w \cdot t$: surface du conducteur

Dans la plupart des cas, les micro-conducteurs sont en contact avec de substrat (ferrite) ayant des bonnes propriétés de conduction de température. Ce qui nous permet de poser comme conditions aux limites $j_0 = 10^9 [A/m^2]$, d'où la densité de courant moyenne [36]:

$$j_{moy} = 7,623 \cdot 10^8 [A/m^2]$$

Après calcul, la largeur aura comme valeur $t = 13,1 \mu m$

II.5.6.3. Calcul de l'espace inter-spires

A partir de la forme géométrique carrée de l'inductance, on établit la formule suivante [32] :

$$s = \frac{d_{out} - d_{in} - (2wn)}{2(n-1)} \Rightarrow s = 0,4 mm \quad \text{II.24}$$

II.5.6.4. Calcul de la longueur totale du conducteur

La longueur totale du conducteur dans une inductance spirale carrée est déterminée à partir de la formule [36]:

$$l_t = 4n[d_{out} - (n-1)s - nw] - s \Rightarrow l_t = 3,699 mm \quad \text{II.25}$$

Tous les paramètres qui rentrent dans le dimensionnement du convertisseur sont représentés dans un table récapitulatif .7; ce jeu de dimensions nous a servi de base pour la réalisation de l'inductance intégrée.

II.5.6.5. Résultats du dimensionnement géométrique

Les résultats du dimensionnement géométriques, sont regroupés dans le table 7.

Table 7. Résultats du dimensionnement géométriques

Paramètres géométriques	Résultats du dimensionnement
Nombre de spires : n	2
Longueur totale du conducteur : L_t	3,699 mm
Largueur du conducteur : w	60 μm
Epaisseur du conducteur : t	13,1 μm
Espacement inter-spires : s	0,4 mm
Diamètre externe de la spirale : d_{out}	0,9 mm
Diamètre externe de la spirale : d_{in}	0,18 mm

Les valeurs des différents paramètres géométriques sont dans les normes des dimensions préconisées pour l'intégration des composants passifs.

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, Notre point de départ était l'étude des dimensions d'une micro bobine intégrée dans un convertisseur DC/DC abaisseur de tension de type Buck. Les conditions de fonctionnement de ce système nous ont permis d'estimer les valeurs requises pour le dimensionnement du composant passif nécessaire. Du fait de la limitation en surface et en volume, deux paramètres sont fondamentaux dans le dimensionnement des bobines intégrées. Le premier est la forme géométrique ou topologie de la structure, le second est la nature des matériaux utilisés pour la fabrication des différentes parties du composant.

*CHAPITRE III : Résultats des simulations d'un
nouveau modèle d'inductance planaire*

III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons procéder à une série de simulations de type circuit à l'aide du logiciel PSIM et MATLAB. Nous présentons les résultats des différentes simulations qui portent sur l'influence des paramètres géométriques sur la valeur l'inductance. Ceci nous permettra d'avoir une idée précoce sur les plages de variations de chaque paramètre.

Ensuite, nous présenterons un nouveau modèle électrique équivalent d'une micro bobine que nous avons élaboré. Nous terminerons par une discussion des résultats obtenues.

III.2. Influence des paramètres géométriques sur l'inductance :

La courbe.1, montre que le changement de forme ne modifie pas le sens de variation de l'inductance en fonction du diamètre moyen.

De plus, ces simulations montrent que la forme carrée donne la plus grande valeur d'inductance, quelle que soit la configuration.

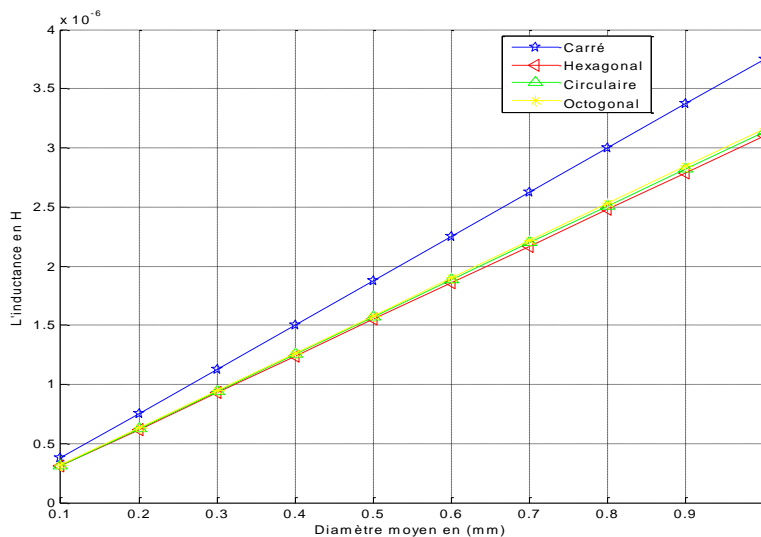


Figure 23. Influence du diamètre moyen sur la valeur de l'inductance en fonction de sa forme.

Les courbes dans la figure.24, montrent que la variation du rapport (diamètre extérieur/ diamètre intérieur) de la micro-bobine influée sur le nombre de tours, que la plage de nombre de tours décroît progressivement lorsque le rapport (diamètre extérieur/ diamètre intérieur) est augment.

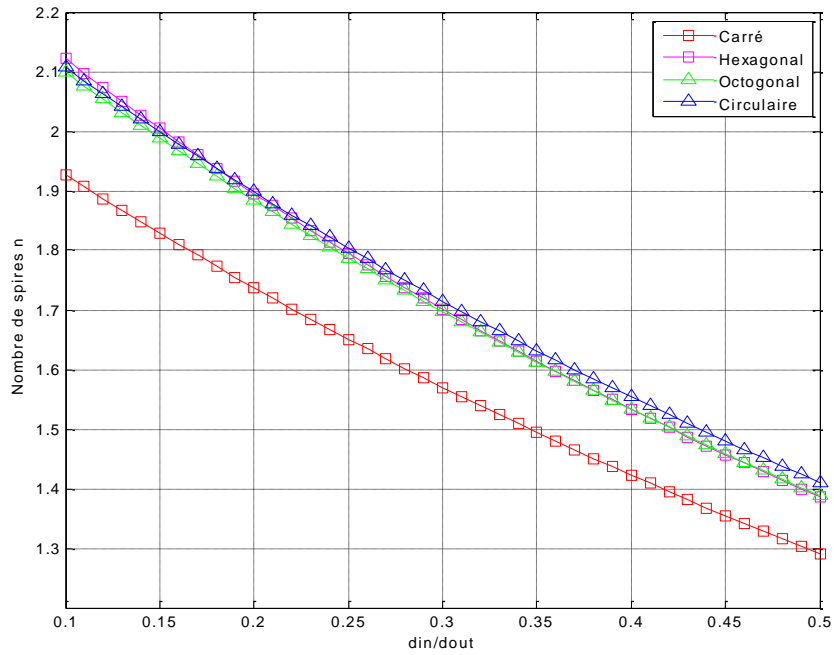


Figure 24. Influence du rapport d_{out}/d_{int} sur nombre de tours selon Mohan

D'après La figure.25 montrent que la réduction de la largeur du conducteur augmente la valeur de l'inductance mais au prix d'une augmentation de la densité de courant et donc d'échauffements.

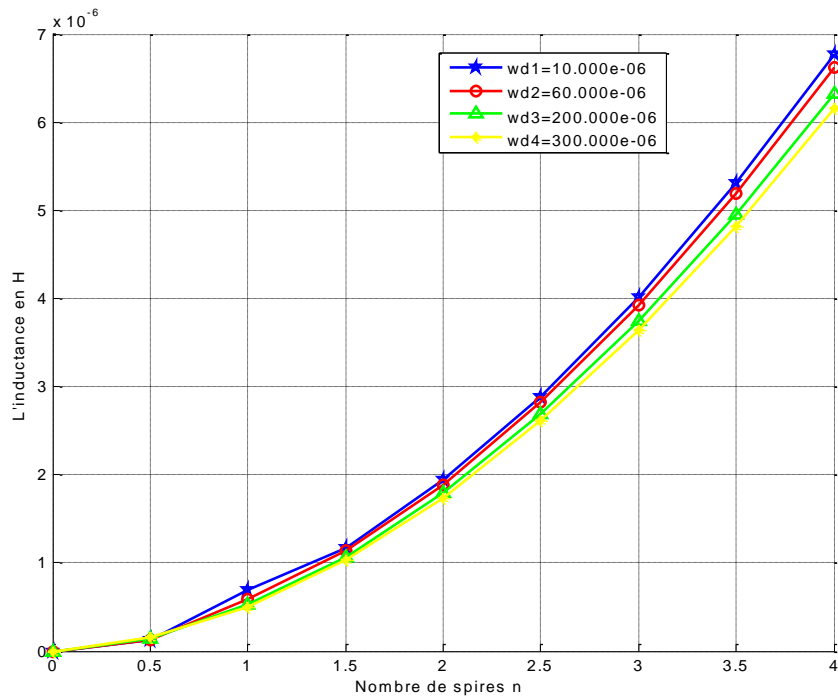


Figure 25. Variation de l'inductance en fonction de nombre de tours et pour différentes valeurs de largeur de spires

III.3. Modèle électrique d'une inductance ferromagnétique planaire :

Notre modèle (en π) électrique d'une inductance planaire spirale est constitué d'une spirale conductrice en cuivre posée sur un noyau ferromagnétique (NiFe) (figure.26). Afin d'éviter le court-circuit entre le conducteur et le noyau, nous allons utiliser une couche d'isolant dioxyde de silicium (SiO_2) et la troisième couche c'est un semi-conducteur en silicium (substrat) [32-33][35].

La figure.27. Montre le circuit électrique équivalent d'une inductance spirale planaire circulaire. L'objectif de cette étude est de voir l'influence des paramètres électriques sur le micro convertisseur.

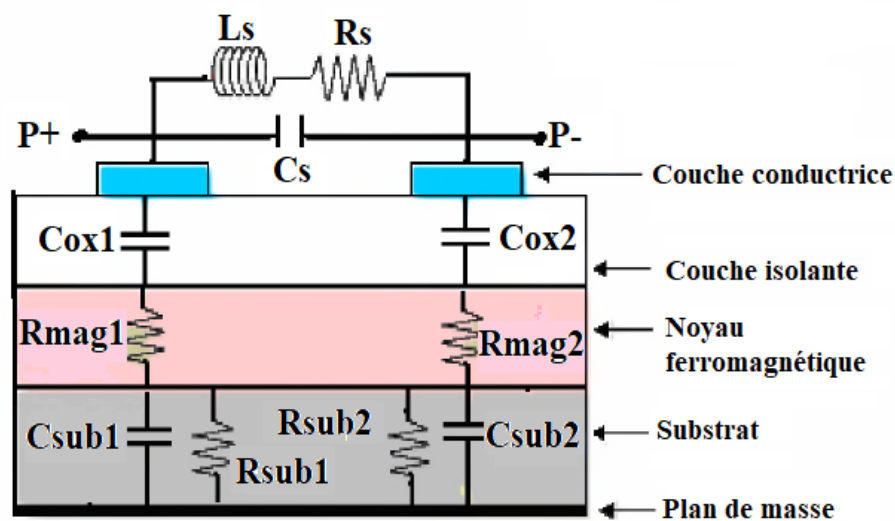


Figure 26. Coupe transversale d'une inductance ferromagnétique planaire spirale [32]

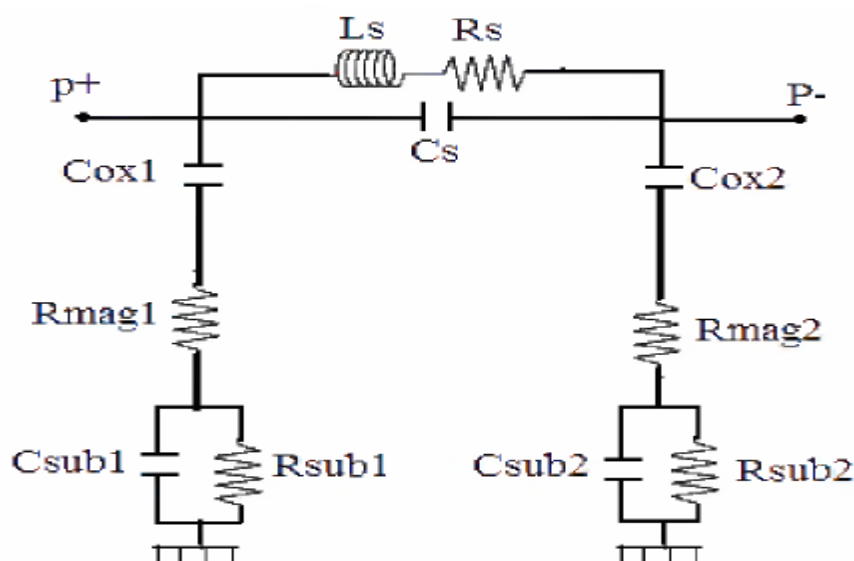


Figure 27. Circuit électrique équivalent en π d'une inductance ferromagnétique planaire spirale

Le modèle inclut l'inductance série (L_s), la résistance série (R_s) la capacité de couplage entre les spires (C_s), la capacité associée à la couche d'isolation (oxyde) avec le substrat (C_{ox}), la résistance (R_{mag}) représente les pertes par effets Joule dans le noyau magnétique, la capacité de substrat (C_{sub}) et la résistance associée au substrat (R_{sub}) [32-33].

On va maintenant présenter les expressions analytiques des différents éléments constituant le circuit électriques.

III.3.1. La Résistance série R_s :

La résistance série R_s découle de la résistance propre du ruban conducteur constituant l'inductance. C'est donc un paramètre crucial dans la conception des inductances. De plus, quand la bobine fonctionne en régime dynamique, la ligne du métal souffre des effets de peau et de proximité, R_s devient fonction de la fréquence. En première approximation R_s exprimée à partir de la résistivité du conducteur ρ , de la longueur totale de la bobine l_t et de l'épaisseur de peau la par la relation suivante [35] :

$$R_s = \rho_{cu} \frac{l_t}{w \cdot t_{eff}} = \rho_{cu} \frac{l_t}{w \delta (1 - \exp(-\frac{t}{\delta}))}$$

III.3.2. La Capacité série C_s :

La capacité série C_s modélise la capacité parasite de couplage existant entre les deux ports de la bobine. Sa formule est donnée par la relation suivante [33-34]:

$$C_s = \epsilon_0 \frac{t \cdot l_t}{s}$$

ϵ_0 : étant la permittivité électrique du vide.

III.3.3. La capacité de l'oxyde C_{ox} :

La capacité d'oxyde C_{ox} modélise les effets de capacité parasite de l'oxyde. Sa formule est donnée par la relation suivante [34]:

$$C_{ox1} = C_{ox2} = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_{ox} \frac{A}{h_{ox}}$$

ϵ_{ox} : La permittivité relative de la couche d'isolation (oxyde)

h_{ox} : L'épaisseur de la couche d'isolation (oxyde)

A : est la section du ruban conducteur en contact avec l'isolant (oxyde)

III.3.4. La résistance R_{sub} et la capacité du substrat C_{sub} :

Le schéma bloc du substrat en silicium montre sur la figure.28 placé entre deux conducteurs idéaux, celui qui est en dessus est séparé du substrat par un isolant. Le circuit équivalent électrique de la configuration physique comprend la résistance R_{sub} et le shunt-condensateur C_{sub} [32].

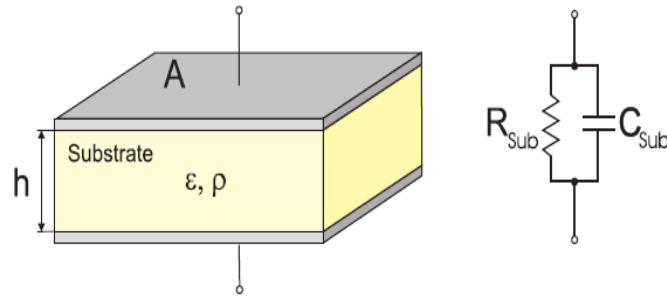


Figure 28. Substrat bloc et circuit équivalent

La capacité du substrat C_{sub} modélise les effets des capacités parasites du substrat en haute fréquence. Sa formule est donnée par la relation suivante :

$$C_{sub1} = C_{sub2} = \frac{1}{2} \varepsilon_0 \varepsilon_{si} \frac{A}{h_{sub}}$$

ε_{si} : La permittivité relative de substrat (silicone)

h_{sub} : L'épaisseur de la couche de substrat (silicone)

La résistance du substrat R_{sub} traduit l'effet Joule généré par les boucles de courants induits qui circulent dans le substrat. Cette résistance dégrade les performances de l'inductance en haute fréquence. Sa formule est donnée par la relation suivante :

$$R_{sub1} = R_{sub2} = 2 \cdot \rho_{si} \frac{h_{sub}}{A}$$

ρ_{si} : La résistivité électrique de substrat (silicone)

III.3.5. La Résistance du noyau magnétique R_{mag} :

La résistance du noyau magnétique R_{sub} traduit les pertes par effets Joule dans le noyau en ferrite. Sa formule est donnée par la relation suivante [35] :

$$R_{mag1} = R_{mag2} = 2 \cdot \rho_{NiFe} \frac{h_{mag}}{A}$$

ρ_{NiFe} : La résistivité électrique du ferrite (NiFe)

En raison de l'hypothèse de symétrie sur le circuit en « π », nous avons:

$$C_{sub1} = C_{sub2} = \frac{C_{sub}}{2}, C_{ox1} = C_{ox2} = \frac{C_{ox}}{2}, R_{mag1} = R_{mag2} = 2 \cdot R_{mag},$$

$$R_{sub1} = R_{sub2} = 2 \cdot R_{sub}$$

Le table 8 Consigne les valeurs des différents matériaux constituant les couches de la micro-bobine avec ses épaisseurs [33, 35].

Table 8. Les valeurs des différents matériaux

Matériaux	Cuivre	Ferrite (NiFe)	Isolant (SiO ₂)	Substrat en silicium
Résistivité ρ (Ωm)	$1,7 \cdot 10^{-8}$	$20 \cdot 10^{-8}$	18,5	$0,58 \cdot 10^{-6}$
Permittivité relative ε_r	1	10	3,9	11,8
Epaisseurs (μm)	h_{cu} : 20	h_{mag} : 1500	h_{ox} : 50	h_{sub} : 150

III.4. Résultats du dimensionnement électrique :

Connaissant les caractéristiques des différents matériaux constituant les couches de la micro-bobine, ainsi que les dimensions des différents paramètres géométriques de l'inductance planaire spirale avec noyau ferromagnétique, nous pouvons calculer les valeurs des paramètres du dimensionnement électriques de notre circuit électrique équivalent.

Les valeurs des paramètres du dimensionnement électriques sont consignées dans le table 9 suivant :

Table 9. Paramètres électriques du circuit électrique équivalent

Paramètres électriques	Valeurs Calculées
Rs (Ω)	0,092
Cs (pF)	0,0010
Cox (pF)	0,0766
Rmag (Ω)	0,0014
Rsub (kΩ)	12,50
Csub (pF)	0,0772

III.5. Discussion des résultats

L'objectif du dimensionnement géométrique d'une inductance est de minimiser au maximum les pertes dans cette dernière.

Les résultats obtenus sont globalement en accord avec les objectifs souhaités. Les capacités Cox, Csub et Cs sont de l'ordre du picofarad. La valeur de la résistance série Rs est de l'ordre du milliOhm, ainsi que la valeur de la résistance Rmag est trop faible (1,4 m Ω). Par contre, la valeur de la résistance Rsub est de l'ordre du kilo-Ohm (12,5k Ω), ce qui est également conforme aux résultats souhaités.

III.6. Simulation du circuit électrique équivalent de l'inductance spirale :

Après l'extraction des paramètres du dimensionnement électriques de notre circuit électrique équivalent, nous allons simuler le fonctionnement d'un micro convertisseur de type Buck afin de visualiser ses différentes formes d'ondes des tensions et courant dans les deux situations suivantes :

- Micro convertisseur Buck contenant une inductance idéale.
- Micro convertisseur Buck contenant une inductance planaire avec noyau en ferrite.

Les simulations ont été effectuées à l'aide du logiciel de simulation PSIM 9.0.

III.6.1. Détermination de la valeur de la charge R du micro-convertisseur :

La résistance de la charge R est calculée à l'aide de la relation suivante :

$$R = \frac{V_s}{I_{s\text{moy}}}$$

Après le calcul on trouve : $R=6,25\Omega$

III.6.2. Cas du micro-convertisseur contenant une inductance idéale :

La figure.29. Présente le circuit électrique équivalent du micro-convertisseur type Buck comportant contenant une inductance idéale.

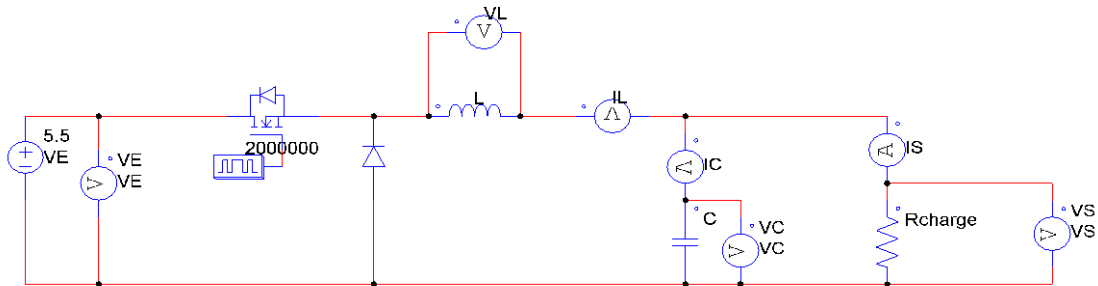


Figure 29. Schéma de micro convertisseur Buck contenant à une bobine idéale

Les formes d'ondes des courants et tensions obtenues par simulation du fonctionnement de notre micro convertisseur contenant une bobine idéale, représentées par les figures.30 et.31 sont similaires à celles d'un micro convertisseur Buck. Le courant traversant la bobine ne s'annule jamais, ce qui correspond au mode de conduction continue. Le courant de sortie est également continu. Enfin, les valeurs des courants et tensions (Table.10 et.11) sont en accord avec ceux contenues dans le cahier des charges de la section II.5.1.

➤ Forme d'ondes des courants

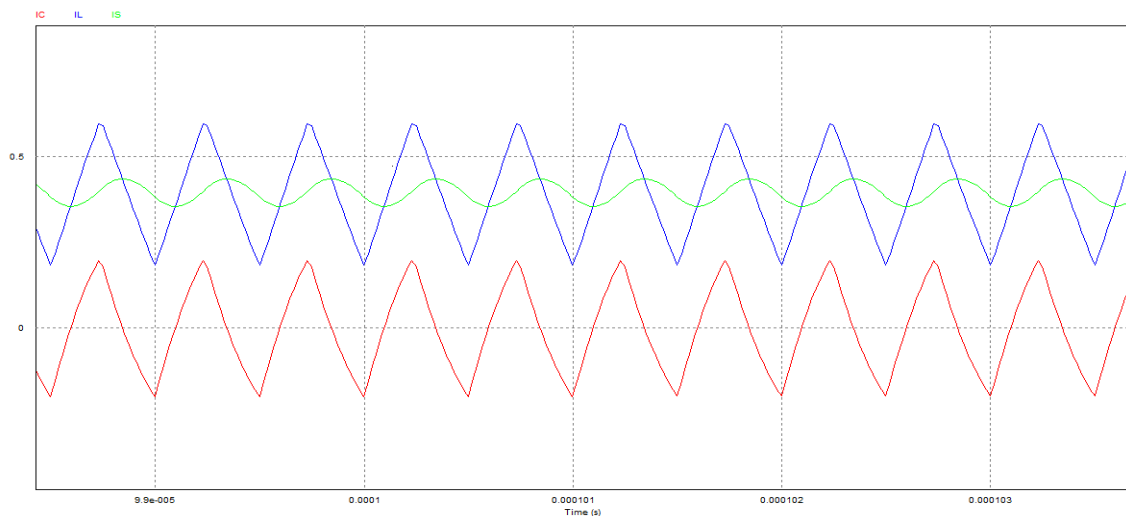


Figure 30. Forme d'ondes des courants du micro-convertisseur contenant une inductance idéale.

IL : Courant dans la bobine idéale (bleu),
 Ic : Courant circulant dans le condensateur C (rouge).
 Is : Courant de sortie du micro-convertisseur (vert).

Table 10. Valeurs maximales et minimales des courants mesurés Ic, IL et Is.

Mesure		Mesure	
Time	9.8727587e-005	Time	9.8498424e-005
IC	1.9668370e-001	IC	-1.9861420e-001
IL	5.9481892e-001	IL	1.8371034e-001
IS	3.9813522e-001	IS	3.8232454e-001

➤ Formes d'ondes des tensions

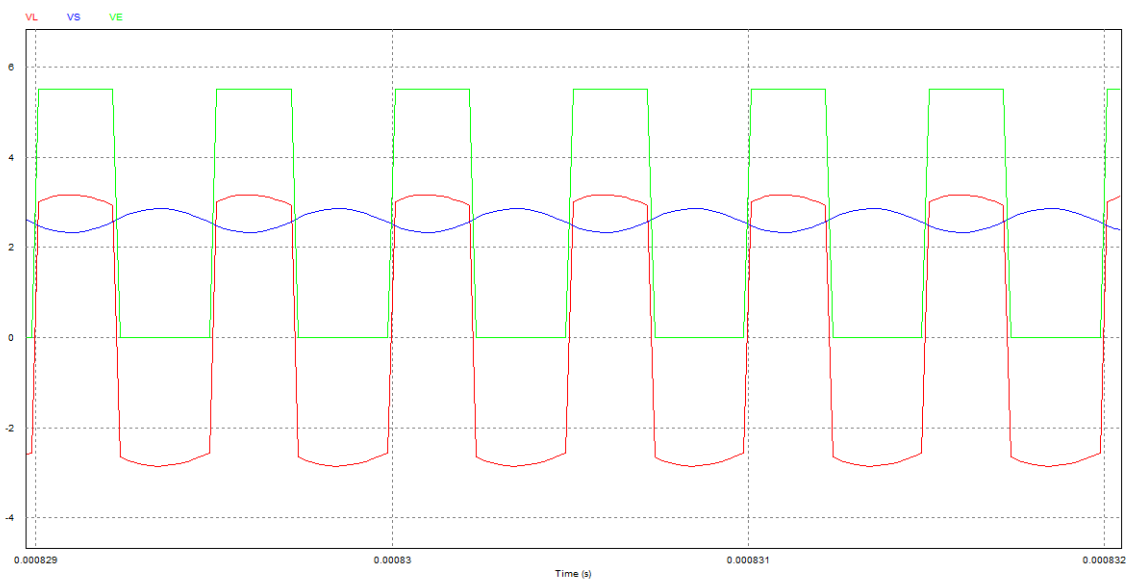


Figure 31. Forme d'ondes des tensions du micro-convertisseur contenant une inductance idéale.

VL : Tension aux bornes de la bobine idéale (rouge).
 Vs : Tension de sortie du micro-convertisseur (bleu).
 Ve : Tension d'entrée du micro-convertisseur (vert).

Table 11. Valeurs maximales et minimales des tensions mesurées VL, Ve et Vs

Mesure		Mesure	
Time	8.3159086e-004	Time	8.3184086e-004
VL	3.1691895e+000	VL	-2.8577537e+000
VS	2.3308060e+000	VS	2.8577485e+000
VE	5.4999962e+000	VE	-4.3738226e-006

III.6.3. Cas du micro-convertisseur contenant une inductance ferromagnétique planaire spirale :

La figure.32 représente le circuit électrique équivalent d'un micro-convertisseur type Buck contenant une inductance ferromagnétique planaire.

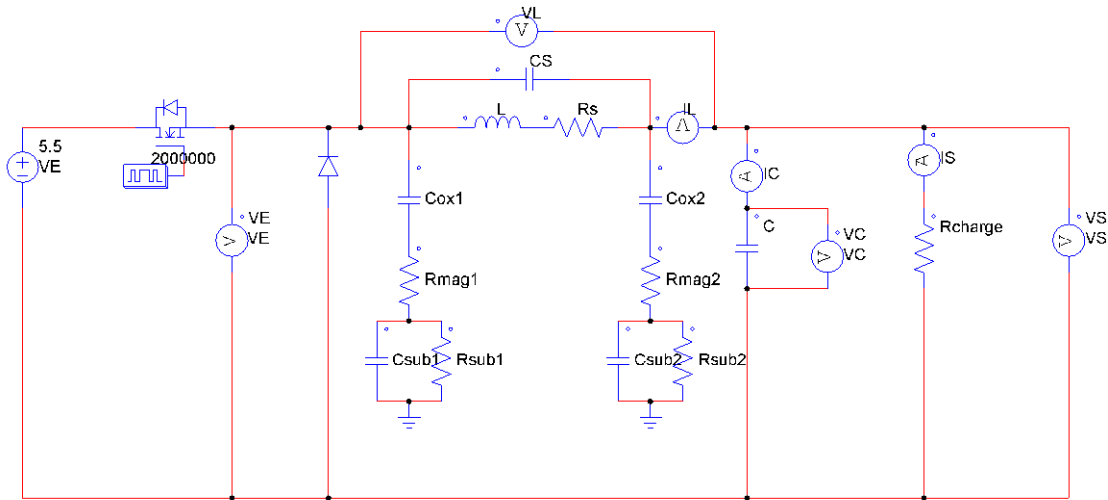


Figure 32. Circuit électrique équivalent d'une inductance ferromagnétique planaire spirale

➤ Forme d'ondes des courants

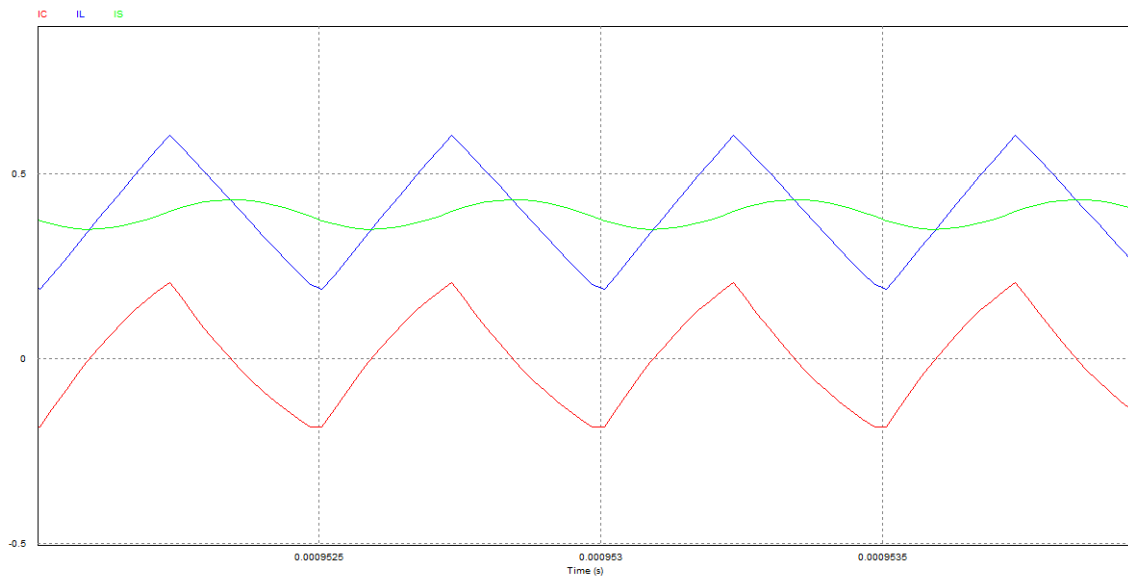


Figure 33. Forme d'ondes des courants du micro-convertisseur contenant une inductance ferromagnétique planaire spirale

IL : Courant dans la bobine idéale (bleu),
 IC : Courant circulant dans le condensateur C (rouge).
 IS : Courant de sortie du micro-convertisseur (vert).

Table 12. Valeurs maximales et minimales des courants mesurés I_c , I_L et I_s

Mesure		Mesure	
Time	9.5223476e-004	Time	9.5350558e-004
I_C	2.0494375e-001	I_C	-1.8581500e-001
I_L	6.0224457e-001	I_L	1.8677709e-001
I_S	3.9730082e-001	I_S	3.7259210e-001

➤ Formes d'ondes des tensions

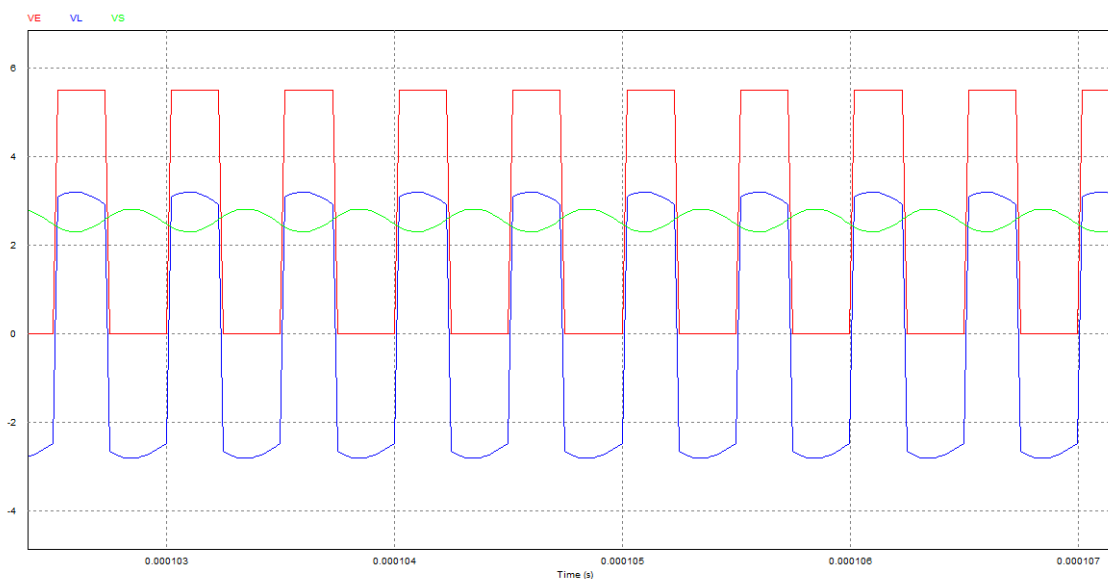


Figure 34. Forme d'ondes des tensions du micro-convertisseur contenant une inductance ferromagnétique planaire spirale

VL : Tension aux bornes de la bobine idéale (rouge).
 VS : Tension de sortie du micro-convertisseur (bleu).
 VE : Tension d'entrée du micro-convertisseur (vert).

Table 13. Valeurs maximales et minimales des tensions mesurées VL, Ve et Vs

Mesure		Mesure	
Time	1.0701912e-004	Time	1.0674829e-004
VE	5.4999977e+000	VE	-5.8415999e-006
VL	3.0946346e+000	VL	-2.6602914e+000
VS	2.4053631e+000	VS	2.6602855e+000

Les formes d'ondes des courants et tensions obtenues par simulation du fonctionnement de notre micro convertisseur contenant une inductance ferromagnétique planaire spirale, représentées par les figures.33 et.34 sont similaires à celles d'un micro convertisseur Buck contenant une inductance idéale. Ces résultats sont également en accord avec ceux de la littérature. Les valeurs mesurées des courants et tensions sont très proches des valeurs du cahier des charges (Tableau.14).

Table 14. Tableau comparatif

	Cahier des charges	Cas d'un micro-convertisseur contenant une inductance idéale.	Cas d'un micro-convertisseur contenant une inductance ferromagnétique planaire spirale.
Vs	2.5 V	2.330 V	2.405 V
Is	0.4 A	0.398 A	0.397 A
IL	0.6 A	0.594 A	0.602 A

Le mode de conduction continue est également respecté (Le courant traversant la bobine ne s'annule jamais).

III.7. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats des différentes simulations effectuées sur l'inductance du micro convertisseur afin de voir l'influence des différents paramètres géométriques sur elle. Nous avons également présenté dans cette partie, différentes simulations l'aide du logiciel PSIM, afin pour valider le fonctionnement et les performances électrique de notre modèle électrique équivalent.

Nous avons mené une étude comparative entre un micro convertisseurs contenant une inductance idéale et un autre micro convertisseurs contenant une inductance ferromagnétique planaire spirale,

Ces simulations, nous ont permis de visualiser les différentes formes d'ondes des courants et tensions d'entrée et de sortie d'un micro convertisseur pour les deux cas.

Conclusion générale

Le travail abordé dans le cadre de projet de fin d'études consistait à réaliser de micro bobine sous forme planaires circulaire pour les topologies sans ou avec un noyau ferromagnétique pour l'intégration éventuelle dans un micro convertisseur abaisseur de tension de type BUCK.

Notre plan de travail était le suivant :

Dans la première partie de ce mémoire, nous avons fait un état de l'art de l'intégration des composants passifs (inductances, capacités, etc...) pour l'électronique de puissance, les différentes techniques d'intégration des éléments passifs, ainsi que les divers types matériaux qui rentrent dans la fabrication de ces composants.

Dans la deuxième partie et comme point de départ de notre étude, nous avons choisi le cahier des charges d'un micro convertisseur abaisseur de tension de type BUCK, destiné à des applications dans le domaine de l'électronique de puissance nécessitant une conversion d'énergie de faible puissance. A partir des conditions de fonctionnement de ce système, on a effectué dimensionnement géométrique d'une inductance spirale circulaire, avec un noyau ferromagnétique sous forme de bloc pris en sandwich entre le substrat et l'isolant, dans le but de l'intégrer dans ce micro convertisseur.

Le choix de la topologie de l'inductance et les matériaux à utiliser pour la fabrication du composant, ainsi que les méthodes de calcul ont été effectués suite à une étude bibliographique.

Nous avons consacré le dernier chapitre aux résultats qui sont l'influence des différents paramètres géométriques sur le comportement de l'inductance intégrée.

Par la suite, nous avons présenté les différentes étapes qui nous permis d'extraction des paramètres électriques du modèle électrique équivalent au micro convertisseur intégré qui prend en compte le noyau ferromagnétique.

Enfin, nous avons effectué une série des tests de type circuit à l'aide du logiciel PSIM sur ce circuit électrique équivalent.

Les résultats des simulations, nous ont permis de visualiser les différentes formes d'ondes des courants et tensions entrants et sortants du ce micro-convertisseur, ces résultats montrent que notre modèle est fiable et efficace.

Références bibliographiques

[1] A. Bensaci, « Conception d'un filtre intégré pour convertisseur DC-DC abaisseur de tension », Thèse de doctorat, Université des Sciences et de Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf (2016).

[2] G. Troussier, « Intégration de bobines sur silicium Pour la conversion d'énergie », Thèse de Doctorat, Laboratoire d'Analyse Et d'Architecture Des Systèmes Du CNRS, 2004.

[3] H. Kharbouch, « Modélisation d'un composant passif par des méthodes non conventionnelles Application : Inductances classiques et Inductances à largeur variable », Thèse de doctorat, Université des Sciences et de Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf (2017).

[4] Ulrich. R, « Integrated and Embedded Passives », Wiley Encyclopedia of electrical and Electronics Engineering ». 2013.

[5] K. Lai Dac, « Contribution à l'optimisation du dimensionnement de composants passifs intégrés pour l'électronique de puissance », Thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2010.

[6] A. Salles, « Conception d'éléments passifs magnétiques pour convertisseurs de faible puissance », Thèse de Doctorat soutenue à l'université Toulouse III – Paul Sabatier, 2008.

[7] J. Popovi, J. A. Ferreira, M. B. Gerber, A. König and R. de Doncker, « Integration technologies for high power density power electronic converters for AC drives », SPEEDAM 2006, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, pp. 16-21.

[8] Thi Bang DOAN, « Contribution à l'intégration 3D de composants passifs pour l'électronique de puissance », Thèse de doctorat, Université Toulouse III. Paul Sabatier, 2014.

[9] Boggetto J.M., Lembeye Y., Ferrieux J.P. and Keradec J.P., « Copper Losses in Power Integrated Inductors on Silicon », IAS 2002.

[10] B.Vallet, « Etude et Conception d'une Nouvelle Alimentation à Découpage à Transfert D'énergie Mixte Basée sur un Composant Passif LCT Intègre », Thèse de doctorat, Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2007.

[11] Yasushi Katayama, Satoshi Sugahara, Haruo Nakazawa and Masaharu Edo, « High-Power-Density MHz-Switching Monolithic DC-DC Converter with Thin-Film Inductor », IEEE 2000.

[12] Van Der Linde et al, « Design of a High-Frequency Planar Power Transformer in Multilayer Technology », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol 38, N° 2, avril 1991.

- [13] Smit et al, «Technology for manufacture of integrated planar L-C structures for power electronic applications», Power Electronics and Applications, 13-16 September 1993, Fifth European Conference, pp 173-178.
- [14] Marais et al, « Technology for planar integrated output filters for hybrids», EPE 1997, pp 3.129-3.133.
- [15] J.Boggetto,« Contribution à l'intégration d'une inductance sur silicium et étude de son convertisseur synchrone associé», Thèse de doctorat. Université Joseph Fourier, 2003.
- [16] R Melati,« Conception d'un nouveau modèle d'inductance intégrée», Thèse de doctorat, Université des Sciences et de Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf (2013).
- [17] M. Derkaoui,« Intégration d'un transformateur dans une alimentation à découpage de type FLYBACK», Thèse de doctorat, Université des Sciences et de Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf (2015).
- [18] S. Mohan, «The design, modelling and optimization of on-chip inductor and transformer circuit», Doctoral Dissertation, Stanford University, 1999.
- [19] B.Vallet, « Etude et Conception d'une Nouvelle Alimentation à Découpage à Transfert D'énergie Mixte Basée sur un Composant Passif LCT Intègre », Thèse de doctorat, Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2007.
- [20] J.T. Strydom, J.D. van Wyk and M.A. de Rooij, « Integration of a 1-MHz Converter with Active and Passive Stages»,IEEE, pp. 1045-1050.
- [21] T. Sato, T. Inoue, H. Tomita, S. Yatabe, K. Nishijima, Y. Tokai, M. Nameki, N. Saito, T. Mizoguchi, « 5 MHz switching micro DC-DC converter using planar inductor», Telecommunications Energy Conference, 1996. INTELEC '96, 18th International, 6-10 Oct.1996 Page(s):485 – 490.
- [22] A-B. Frazier, R-O. Warrington, C. Friedrich, « The Miniaturization Technologies: Past, Present and Future»,IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 42, n°5, pp.423-430, 1995.
- [23] A-W. Lofti, M-A. Wilkowski, « Issues and Advances in High-Frequency Magnetics for Switching Power Supplies», Proceedings of the IEEE, vol. 89, n°6, pp. 833-845, 2001.
- [24] B. Estibals, J.-L. Sanchez, C. Alonso, H. Camon et J.-P. Laur, « Vers l'intégration de convertisseurs pour l'alimentation des microsystemes », J3eA, Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systemes, Volume 2, Hors-Série 2, 5 (2003).

- [25] H.HAKIM,L. Jean-Pierre,S.Jean-Louis,S.Emmanuel and D.Pascal, « Nonlinear Capacitors Integration»,IEEE, International Semiconductor Conference,2000.
- [26] G. Couderchon., « Alliages magnétiques doux », Techniques de l'ingénieur.Matériaux fonctionnels, Vol .n°2, 1998.
- [27] FERROXCUBE, « Soft Ferrites and Accessories 2013 Data handbook», 2013.
- [28] Z.Jonsenser, « A new calculation for designing multilayer planar spiral inductors », EDN Pulse,JULY 29, 2010.
- [29] G. Stojanovic, JJ. Zivanov, « Comparison of Optimal Design of Different Spiral Inductors », Proc. 24th Int. Conf. On Microelectronics (MIEL 2004), vol. 2, pp. 613-616,2004.State Circuits, vol. 25, no. 4, pp. 1028-1031, Aug. 1990.
- [30] H. M. Greenhouse, « Design of planar rectangular microelectronic inductors », Trans. Parts, hybrids, packaging, vol. PHP-10, n°2, Jun 1974, pp. 101-109.
- [31] S. Mohan Sunderarajan,Maria del Mar Hershenson, Stephen P. Boyd, and H. Lee Thomas, « Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances» , IEEE Journal Of Solid-State Circuits, VOL. 34, NO. 10, October 1999.
- [32] R. Melati, A. Hamid, and T. Lebey, «Modeling and dimensioning of a planar inductor for a monolithic integration», APPEEC'11 Proceedings of the 2011 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, IEEE xplore (2011), pp. 1–9.
- [33] R. Melati, A. Hamid, T. Lebey, and M. Derkaoui, «Design of a new electrical model of a ferromagnetic planar inductor for its integration in a micro-converter», Mathematical and Computer Modelling 57,200 (2013).
- [34] A. Allaoui, A. Hamid, P.Spiteri, V.Bley, T.Lebey, «Thermal Modeling of an Integrated Inductor in a Micro-Converter», Journal of Low Power Electronics, Volume 11, Number 1, March 2015, pp. 63-73(11).
- [35] H. Kharbouch, A. Hamid, T. Lebey, V. Bley, L. Havez, C. Combette, « Using the variable width in a planar inductor on Kapton for optimising its performance », Turkish Journal Of Electrical Engineering & Computer Sciences, in press, 2017.
- [36] A. Bensaci, A. Hamid, A. Flitti, T. Lebey, V. Bley, F. Z. Medjaoui, « Design of a New Electrical Model of Integrated LC Filter in DC–DC Converter », Journal of Low Power Electronics, vol.12, no. 1, pp. 34-44, 2015.

Résumé

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés essentiellement à la conception d'une micro-bobine planaire circulaire avec et sans circuit magnétique, intégrée dans un micro convertisseur Buck continu-continu abaisseur de tension adapté pour les petites puissances.

Le choix des matériaux entrant dans sa constitution, les dimensionnements géométrique et électrique, la modélisation et la simulation de son fonctionnement sont des points primordiaux dans cette étude.

Pour valider les résultats du dimensionnement ainsi que le fonctionnement de l'inducteur dimensionné, nous utilisons le logiciel PSIM6.0.

Mots-clés: Intégration, Convertisseur Buck DC-DC, Micro-bobine, Modèle électrique équivalent, PSIM.

Abstract

In this work, we are mainly interested in the design of a circular planar micro-coil with and without magnetic circuit, integrated in a buck micro-converter suitable for low powers.

The choice of materials used in its constitution, the geometric and electrical sizing, modeling and simulation of its operation are key points in the study.

To validate the results of dimensioning as well as the operation of the dimensioned inductor, we use PSIM6.0 software.

Keywords: Integration, Buck DC-DC converter, Micro-coil, Equivalent electrical model, PSIM.