

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université des Sciences et de la Technologie d'Oran



Faculté de Génie Electrique
Département d'électrotechnique



Mémoire

Pour l'obtention du diplôme de Magister
Option: Intégration pour l'électronique de puissance et matériaux

**Contribution à l'étude d'un transformateur de type planair dans
les dispositifs de l'électronique de puissance**

**Présenté par :
Belkiseria Mustapha**

Soutenance prévue le 09 /01 /2014 devant le Jury composé de :

PRESIDENT	Bouthiba Tahar	Professeur	USTO MB
RAPPORTEUR	Rizouga Mohamed	Maître de Conférences	USTO MB
CO-RAPPORTEUR	Hamid Azzedine	Professeur	USTO MB
EXAMINATEUR	Bourahla Mohamed	Professeur	USTO MB
EXAMINATEUR	Benouzza Noure-Eddinne	Maître de Conférences	USTO MB

DEDICACE

À ma mère

Remerciements

REMERCIEMENTS

Ces trois ans de thèse resteront pour moi une expérience marquante. Principalement parce qu'elles représentent mes premiers pas dans le monde de la recherche, avec toutes les expériences nouvelles et les changements de vie.

Je tiens à remercier ici les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à la concrétisation de ce travail de thèse de Magister.

Je souhaiterais dans un premier temps adresser ma profonde reconnaissance à mon encadreur **Monsieur RIZOUGUA Mohamed**, maître de conférences à l'université des sciences et de la technologie d'Oran, pour m'avoir proposé ce sujet de recherche, pour son dynamisme, ses compétences scientifiques et ses qualités pédagogiques qui m'ont permis de mener à bien cette étude.

Je remercie tout particulièrement **Monsieur AZZEDINE Hamid**, professeur à l'université des sciences et de la technologie d'Oran, de m'avoir accueilli dans son post graduation « Intégration pour l'Electronique de Puissance et Matériaux (IEPM) ».

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à **Monsieur LARAB Moulay**, pour ses nombreux conseils, son soutien constant tout au long de ma thèse ainsi que pour la confiance qu'elle a bien voulu m'accorder.

Je dois cependant ajouter que la rédaction de chacune des pages de cette thèse n'a pu être possible que grâce à la contribution de tous ceux qui, à leur manière, à un moment ou à un autre, m'ont aidée ou tout simplement ont accepté de prendre un peu de temps pour converser avec moi. J'espère n'oublier personne dans la liste qui suit.

Je tiens dans un premier temps à adresser un grand merci à mes collègues **SELAM Karim et AOUAD Houari** pour son aide à la simulation.

Sommaire

TABLE DES MATIERES

Remerciements	I
Table des matières	II
Introduction générale	1

CHAPITRE I

Introduction aux convertisseurs aux transformateurs de puissance

I.1 Introduction.....	4
I.2 domaine de l'Electronique de puissance.....	4
I.2.1 Historique des composants de puissance.....	5
I.2.1.1 Diode de puissance	5
I.2.1.2 Le transistor bipolaire.....	5
I.2.1.3 Le thyristor.....	6
I.2.1.4 Les transistors MOS.....	7
I.3 Les composants pour l'électronique.....	8
I.3.1 Les composants magnétiques en électronique de Puissance.....	10
I.3.1.1 Noyau magnétique.....	10
I.3.1.2 Noyaux à entrefer.....	13
I.3.1.3 Enroulements.....	15
I.4. Les différentes structures des quelques composants passifs intégrés.....	15
I.5 Conclusion.....	17

CHAPITRE II

Intégration des Composants Passifs

II.1 Introduction	19
II.2 Les composants passifs	19
II.2.1 Résistance	19
a) Définition	19
b) Caractéristiques électriques.....	20
c) Application en haute fréquence	20
II.2.2 Condensateur	21
a) Définition	21
b) Caractéristiques électriques.....	21
c) Application en haute fréquence	22
II.2.3 Bobine et les effets associés	22
II.2.3.1 Bobine	22
II.2.3.2 Les effets de la bobine	23
a) L'effet inductif [L]	24
a.1) Inductance propre	24

a.2) Inductance mutuelle	25
b) L'effet capacitif [C]	25
c) L'effet résistif [R]	25
d) L'effet de peau	25
e) L'effet de proximité	26
II.3 L'intégration des composants passifs	27
II.3.1 Définition d'un composant passif intégré	27
II.3.2 Exemple d'intégration des composants passifs.....	27
II.3.3 Avantages de l'intégration en électronique de puissance	28
II.3.4 Technologies d'intégration	29
II.3.4.1 L'intégration hybride	29
II.3.4.1.1 Empilement de fonctions	29
a) Principe	29
b) Concept hybride PIAC	30
c) Concept hybride emPIC	30
II.3.4.1.2 Regroupement de fonctions.....	31
a) Principe	31
b) Concept IPEM	31
c) Les technologies PCB	32
d) La technologie LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics).....	32
II.3.4.2 L'intégration monolithique	32
II.3.4.2.1 Introduction à l'intégration sur silicium	32
II.3.4.2.2 Principe	33
II.3.4.2.3 Les techniques de dépôt	33
a) L'électrodéposition	34
b) Le dépôt CVD (Chemical Vapor Deposition).....	34
c) La technique de dépôt PVD (Physical Vapor Deposition).....	34
II.4. L'intégration de l'inductance planaire.....	35
II.4.1. Les matériaux magnétiques	35
II.4.2 Les ferrites.....	35
II.4.3 Les alliages ferreux.....	36
II.4.4 Les alliages amorphes.....	37
II.4.5 Les nanocristallins.....	38
II.5. Les différentes topologies des inductances intégrées	38
II.5.1. Le méandre (serpentin).....	38
II.5.2. Le tore	39
II.5.3. La spirale	39
II.6. Les difficultés pour l'intégration d'une inductance.....	39
II.6.1 Résistance.....	40
II.6.2 L'effet de peau.....	41
II.6.3 L'effet de proximité.....	41
II.6.4 Effet résistif	42
II.6.5 Effet de bord.....	42
II.6.6 Effet de l'entrefer.....	42
II.7. Propriétés électriques et physiques des inductances	43
II.7.1 Les pertes résistives.....	43

II.7.2 Les pertes par couplage capacitif.....	45
II.7.3 Les pertes par couplage inductif.....	45
II.8. Choix du matériau.....	46
II.8.1 Matériaux conducteurs.....	46
II.8.2 Matériaux conducteurs.....	46
II.8.3 Matériaux isolants.....	47
II.9. Topologie des inductances	47
II 10. Conclusion.....	48

CHAPITRE III :

Dimensionnement de la bobine intégrée.

III.1 Introduction	50
III.2 Présentation du convertisseur	50
III.2.1 Le convertisseur abaisseur de tension avec point milieu inductif à la sortie	51
III.2.2 Analyse du fonctionnement de la structure sélectionnée	52
III.2.3 Expression de la tension de sortie	52
III.2.4 Ondulation de courant	53
III.2.5 Cahier de charge du convertisseur	54
III.2.6 Définition des composants passifs du convertisseur	55
III.2.6.1 Condensateur de sortie	55
III.2.6.2 L'inductance de la bobine de sortie	55
a) Calcul de la valeur de l'inductance	55
b) Stockage de l'énergie magnétique	56
c) La densité volumique d'énergie	57
d) Le calcul du volume	57
III.3 Dimensionnement de la bobine intégrée	57
III.3.1 Les paramètres géométriques de la bobine	58
III.3.1.1 Nombre de spires de la bobine	59
III.3.1.2 La largeur et l'épaisseur du conducteur	59
III.3.1.3 L'espace inter spires	60
III.3.1.4 Calcul de la longueur totale du conducteur	61
III.3.2 Procédure de dimensionnement d'une bobine intégrée	62
III.4 Conception d'une inductance intégrée	62
III.4.1 Effets parasites créés par une inductance sur le substrat	63
III.4.2 Présentation des éléments parasites	64
III.4.3 Modèle équivalent d'une inductance	65
III.5 Influence de la géométrie sur le comportement inductif d'une spirale planaire	66
III.5.1 Influence de nombre de tours sur l'inductance série	66
a) Pour différentes valeur de l'espace inter spire	66
b) Pour différentes valeurs de la largeur de conducteur	67
c) Pour différentes valeurs du diamètre extérieur de la bobine	67
III.5.2 Influence du nombre de tours sur la résistance série	68
a) Pour différentes valeurs de l'espace inter spire	68

b) Pour différentes valeurs de la largeur de conducteur	69
c) Pour différentes valeurs du diamètre extérieur de la bobine	69
III.5.3 Influence de nombre de tours sur la capacité parasite	70
a) Pour différentes valeur de l'espace inter spire	70
b) Pour différentes valeurs de la largeur du conducteur	70
III.5.4 Influence de nombre de tours sur la longueur totale du conducteur	71
a) Pour différentes valeur de l'espace inter spire	71
b) Pour différentes valeurs de la largeur du conducteur	71
III.5.5 Influence de la valeur de l'inter spire sur la capacité parasite	72
a) Pour différentes valeurs de nombre de tours	72
b) Pour différentes valeurs de la largeur de conducteur	72
III.5.6 Influence de l'épaisseur de l'oxyde sur la capacité de l'oxyde	73
III.6 Conclusion	73

CHAPITRE IV

Modélisation et simulation d'une inductance intégrée & transformateur de type planair

IV.1 Introduction	75
IV.2 Modélisation d'une inductance intégrée	75
IV.2.1 Etablissement d'un modèle équivalent de la bobine intégrée	75
IV.2.2 Modèle physique simplifié d'une inductance sur ferrite	76
IV.2.3 Paramètres électriques d'une inductance spirale planaire carrée	77
IV.2.3.1 Inductance série	77
a) Self inductance	77
b) La mutuelle inductance	77
c) L'inductance spirale	78
IV.2.3.2 Résistance	79
IV.2.3.3 Capacités	80
a) Capacité parasite série CS	80
b) Capacité du substrat	81
c) Capacité de l'oxyde	82
IV.2.4 Les pertes en fréquence et ses origines	82
IV.2.4.1 L'effet de peau	82
IV.2.4.2 Les courants de Foucault	83
IV.3 Influence des paramètres électriques sur le comportement inductif d'une inductance spirale planaire	84
IV.3.1 Influence de la fréquence sur la valeur de l'inductance série	84

a) Pour différentes valeurs de l'espace inter spires « s »	85
b) Pour différentes valeurs de la largeur du conducteur	85
c) Pour différentes valeurs du nombre de spires	86
IV.3.2 Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série	87
a) Pour différentes valeurs de l'espace inter spires « s »	87
b) Pour différentes valeurs de la largeur du conducteur « w »	88
c) Pour différentes valeurs du nombre de spires	88
IV.3.3 Influence de la fréquence sur la valeur de l'épaisseur de peau	89
IV.4 Le facteur de qualité	89
IV.4.1 Expression de Q pour une inductance intégrée	90
IV.4.2 Influence des paramètres électriques et géométriques sur le facteur de qualité ...	92
IV.4.2.1 Influence des paramètres géométriques sur le facteur de qualité pour différentes valeurs de la fréquence	92
a) Influence de l'espace inter spire	92
b) Influence de la largeur du conducteur	92
c) Influence du nombre de tours	93
IV.4.2.2 Influence de la fréquence sur le facteur de qualité	93
a) Pour différents valeurs de l'espace inter spire	94
b) Pour différents valeurs de la largeur du conducteur	94
c) Pour différents valeurs du nombre de tours	95
IV.5. Etude transformateur de type planair	96
IV.5.1 Rappels sur la matrice [S]	96
IV.5.1.1 Matrices impédance et admittance	96
IV.5.1.2 Coefficients de réflexion en tension et en courant	97
IV.5.1.3 Ondes incidentes et réfléchis	99
IV.5.1.4 Calcul des paramètres S d'un quadripôle	100
IV.5.1.5 Signification physique des paramètres S	101
IV.5.2 Matrices [S] élémentaires.....	102
IV.5.2.1 Matrice [S] d'une impédance série	102
IV.5.2.2 Matrice [S] d'un tronçon de ligne.....	103
IV.5.2.3 Matrice [S] d'une admittance parallèle.....	103
IV.6. Modélisation en PI d'inductance à partir des paramètres S et Y et Z	103
IV.7.Exemple d'une inductance planair	108

IV.7.1 Paramètres électriques du dispositif équivalent de la bobine	109
IV.7.2 Représentation graphique des S-paramètres de la bobine	110
IV.8. Transformateur de type planair	111
IV.8.1. Géométrie	111
IV.8.2. Modèle d'un transformateur planair	111
IV.8.3. Analyse d'un transformateur planair	115
IV.8.4. Exemple d'un transformateur planair	116
IV.8.5. Paramètres électriques du dispositif équivalent de la bobine	118
IV.8.6. Représentation graphique des S-paramètres	118
IV.9. Conclusion	121
Conclusion générale	123
BIBLIOGRAPHIE	126
ANNEXE	131
Liste des figures	134
Liste des tableaux	138

Introduction
Générale

INTRODUCTION GENERALE :

Tout montage électronique demande pour fonctionner d'être alimenté en énergie. Dans de nombreux cas, c'est une "alimentation électrique" ou "convertisseur de puissance" qui remplit ce rôle en délivrant une ou plusieurs tensions continues. Bien qu'elles soient souvent peu visibles, les alimentations constituent donc un sous-ensemble essentiel dans d'innombrables applications. On en trouve dans les téléviseurs, les ordinateurs, les centraux de télécommunications, les appareils médicaux, les appareils de mesure, sur la table de tout amateur ou professionnel de l'électronique c'est-à-dire partout. Le rôle des alimentations consiste à transformer et à stabiliser l'énergie d'une source (le réseau électrique ou des batteries) vers une charge, d'où leur dénomination plus rigoureuse des convertisseurs de puissance". Au sein de ces convertisseurs, un transformateur remplit deux fonctions essentielles: d'une part modifier le niveau de la tension pour atteindre celui demandé à la charge et d'autre part isoler galvaniquement celle-ci de la source alimentant le convertisseur.

La variété des dispositifs de l'électronique de puissance est telle (traction électrique, entraînements industriels, gestion du réseau de distribution, électroménager et domotique, automobile et appareils portatifs) qu'ils interviennent à plusieurs niveaux sur la chaîne de traitement de l'énergie.

Le développement rapide de technologies domestiques ou industrielles nécessitant des convertisseurs d'électronique de puissance encourage les recherches universitaires et industrielles concernées par ce domaine à innover en permanence. Le défi incessant soumis à ces recherches est d'augmenter le rendement, de diminuer le volume et le coût des convertisseurs d'énergie, et qui constitue un facteur majeur pour la sauvegarde de l'énergie de la chaîne de traitement dans son ensemble.

Naturellement, des questions sérieuses se cachent derrière ce défi et qui doivent être prises en compte comme: les problèmes thermiques, la compatibilité électromagnétique, la sécurité de fonctionnement, la fiabilité et la technologie de réalisation des convertisseurs. Ces systèmes de l'électronique de puissance devront donc présenter une fiabilité élevée et pouvoir, selon les cas, assurer une permanence de fonctionnement même en cas de défaillance.

Depuis que les alimentations à découpage rendent possible la conversion d'énergie statique en assurant un bon rendement, les recherches se portent principalement sur l'optimisation des composants passifs de puissance (sont les plus volumineux, lourds, coûteux et générateurs de pertes) et qui considèrent que celle-ci peut être vue comme une optimisation globale des convertisseurs statiques.

La réalisation d'une inductance, d'un condensateur et d'un transformateur dans un seul et unique composant passif, baptisée LCT, se présente comme une solution prometteuse pour la problématique précédente. D'une part, cette intégration diminue le nombre de composants magnétiques implantés sur la carte, ce qui diminue le volume total,

la quantité des matériaux (ferrites, cuivre et isolants) utilisés et le coût total. De plus, l'intégration réduit le nombre des points de connexion, ce qui peut évidemment être un avantage pour les applications forts courants. Donc elle relève d'une démarche volontaire qui vise à sécuriser et à rendre opérationnelles et plus performantes les fonctions de conversion de l'énergie tout en améliorant leur compacité et leur coût de fabrication. Ces fonctions interviennent dans la réalisation des convertisseurs de puissance présents dans les dispositifs électriques dès qu'un changement de gamme de puissance, de tension, de courant ou de fréquence intervient durant le transport et la gestion de l'énergie électrique.

La démarche de ce travail débutera avec le premier chapitre divisé en deux points :

- Le premier point expose un bref historique de l'électronique de puissance.
- Le deuxième point présente les caractéristiques essentielles des pièces magnétiques qu'il est nécessaire en électronique.

Le deuxième chapitre se focalisera sur la définition des composants passifs utilisés en électronique de puissance, plus particulièrement la bobine.

Ensuite, nous allons voir à travers de ce chapitre que l'intégration en électronique de puissance se traduit par différentes techniques, de l'intégration hybride à l'intégration monolithique. À ce sujet, plusieurs travaux ont déjà été réalisés depuis quelques années et sont actuellement en cours d'évolution. Ce premier chapitre permet de retracer les différents travaux d'intégration effectués et plus particulièrement ceux appliqués aux composants passifs des convertisseurs.

Analyse complète du fonctionnement pour aboutir finalement à une formulation générale de dimensionnement de l'inductance de la sortie, fera l'objectif du troisième chapitre. Le choix de ce convertisseur est guidé par le niveau de puissance et le besoin de forts courants en sortie. Les résultats des simulations à la fin de ce chapitre, qui représente l'influence de la géométrie de l'inductance dimensionnée sur le comportement inductive de la bobine sont mis en relief.

La modélisation d'une inductance intégrée, et les différentes simulations effectuées à partir de modèles issus de la littérature (Les résultats obtenus présentent l'influence des différents paramètres électriques sur une inductance intégrée et les S-paramètres de la bobine et du transformateur de type planaire) constitueront le sujet du quatrième chapitre. Enfin, les résultats trouvés sont très raisonnables et compatibles avec l'intégration de la micro bobine.

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

Chapitre I

*Généralités sur Les composants
magnétiques en électronique de
Puissance*

I.1 Introduction

Le progrès rapide qu'a connu le domaine de la microélectronique a ouvert le champ à une foule de nouvelles applications et aussi marqué une nouvelle tendance vers la très haute intégration des systèmes. Dans l'univers numérique, les progrès technologiques dictés par la loi de Moore ont permis d'intégrer au cours de ces 10 dernières années un plus grand nombre de fonctions sur un seul substrat, fonctions d'un système qui auparavant se répartissaient en divers circuits intégrés. La baisse des coûts de fabrication engendrée par cette intégration et la plus grande fiabilité des procédés sont les forces motrices au cœur du changement, car la subdivision joue tout de même un rôle bien particulier : rendre modulaire la complexité, et ainsi assurer un meilleur rendement par un plus faible taux de rejet de puces défectueuses.

I.2 domaine de l'Electronique de puissance

En électronique on peut distinguer trois grands domaines :

- l'électronique analogique où l'on fait du traitement de signal.
- l'électronique numérique où l'on fait du traitement d'information binaire.
- l'électronique de puissance où l'on fait du contrôle de transfert d'énergie.

La finalité de l'électronique de puissance est de contrôler les échanges d'énergie entre une source et une charge. Les appareils réalisés dans cette optique sont appelés des "convertisseurs statiques" (par opposition aux machines tournantes). Le grand principe de base de tous ces convertisseurs est que les composants électroniques qui les constituent ne doivent pas dissiper d'énergie. C'est pourquoi les composants actifs ne fonctionnent qu'en tout ou rien, c'est à dire comme des interrupteurs que l'on ouvre ou que l'on ferme.

Ce principe conduit à un état d'esprit totalement différent de celui de l'électronique analogique. Il s'applique aussi bien à des convertisseurs traitant des dizaines de mégawatts qu'à d'autres qui ne gèrent que des watts (voire des fractions de watt si le souci de minimiser les pertes est essentiel). Les convertisseurs ainsi réalisés trouveront leur application dans un domaine extrêmement vaste allant des échanges d'énergie entre deux pays à la gestion optimale des ressources dans un téléphone cellulaire.

I.2.1 Historique des composants de puissance

I.2.1.1 Diode de puissance

La diode de puissance (Figure I.1) est un composant non commandable. Elle n'est pas réversible en tension et ne supporte qu'une tension anode-cathode négative ($v_{AK} < 0$) à l'état bloqué.

Elle n'est pas réversible en courant et ne supporte qu'un courant dans le sens anode-cathode positif à l'état passant ($i_{AK} > 0$).

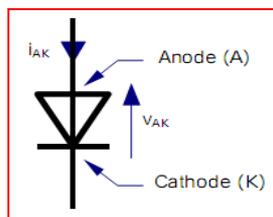


Figure I.1 : Diode de puissance.

En résumé, une diode se comporte comme un interrupteur parfait dont les commutations sont exclusivement spontanées :

- il est fermé ON tant que le courant qui le traverse est positif.
- il est ouvert OFF tant que la tension à ses bornes est négative.

I.2.1.2 Le transistor bipolaire

Les premiers composants de puissance sont les transistors bipolaires. Ils sont apparus dans les années 50 et étaient capables de contrôler des courants et des tensions élevés (Shockley, Sparks et al. 1951) (Shockley 1952) [3]. Les transistors bipolaires sont constitués de trois couches semi-conductrices dopées P ou N séparées par deux jonctions représentées sur la figure I.2. Ces trois couches sont appelées : émetteur (E), base (B), collecteur(C). Il existe deux types de transistors : le transistor NPN (émetteur N, base P, collecteur N) et le transistor PNP (émetteur P, base N, collecteur P).

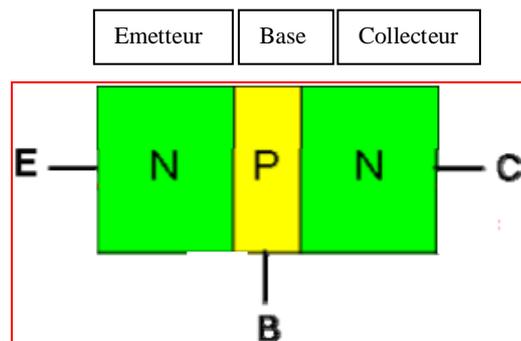


Figure I.2 : Composition d'un transistor bipolaire NPN.

Le transistor peut être utilisé principalement comme interrupteur commandé (électronique logique) ou comme amplificateur (électronique analogique), mais aussi pour stabiliser une tension, moduler un signal ainsi que pour de nombreuses autres utilisations.

I.2.1.3 Le thyristor

Au début des années 1960 le développement du thyristor a constitué l'étape suivante. Contrairement au transistor bipolaire, ce composant était capable de commuter des courants AC (Alternating Current). Le thyristor est constitué d'un sandwich de quatre couches de silicium, alternativement dopé P et N (Figure I.3). C'est un élément assez similaire à la diode à jonction, utilisée pour le redressement du courant alternatif. Comme la diode, il laisse passer le courant électrique dans un seul sens, de l'anode à la cathode. Cependant, le thyristor possède une troisième électrode: la porte (ou la gâchette) représentée sur la figure (I.3).

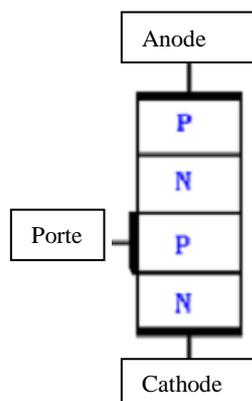


Figure I.3: Schéma d'un thyristor.

I.2.1.4 Les transistors MOS

Dans les années 1970 les circuits intégrés à technologie MOS (Metal Oxyde Semiconductor) ou MOSFET (MOS Field Effect Transistor) (Adler, Owyang et al. 1984) constituèrent une évolution majeure. Il existe deux types de transistors MOS, de type N et de type P, l'un étant le complémentaire de l'autre. Comme le montre la figure I.4, le transistor NMOS est constitué d'une grille en polysilicium sur une fine couche d'oxyde isolant (SiO_2) d'épaisseur T_{ox} . Dans le substrat de type P, deux régions de type N^+ sont implantées qui constituent la source (S) et le drain (D). Le canal s'étend sur toute la longueur entre la source et le drain et se comporte comme une résistance ($I_S = I_D = V_{DS}/R$) dont la valeur R est indépendante de V_{DS} , mais varie avec la tension de commande V_{GS} . La densité électronique dans le canal augmente lorsque la tension de grille augmente, et donc la conductivité du canal augmente elle aussi.

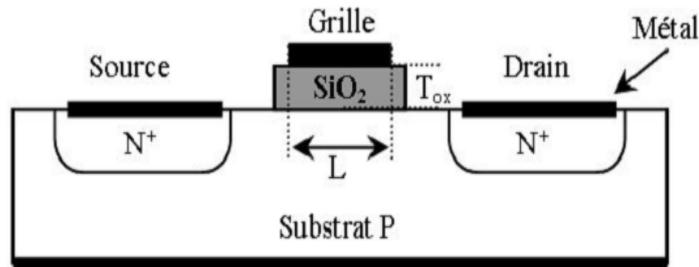


Figure I.4 : Coupe transversale d'un transistor NMOS.

Par rapport aux dispositifs bipolaires de puissance, les MOS ont l'avantage de présenter une haute vitesse de commutation (passage de l'état bloqué à l'état saturé), une facilité d'intégration et une plus grande région d'utilisation SOA (Safe Operating Area) définie comme les conditions en courant et en tension selon lesquelles le composant peut fonctionner sans subir de dommage (Baliga 1991). Les bipolaires, quant à eux, ont l'avantage d'avoir une faible tension d'activation et autorisent des plus forts courants que les MOS. Par contre, ils ont des temps de commutation longs et une commande en courant qui gaspille de l'énergie.

Au cours des années 80 un nouveau composant est conçu cherchant à conjuguer les avantages des MOS et des bipolaires : il s'agit de l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) qui est l'un des composants de puissance les plus utilisés encore aujourd'hui pour les applications de moyennes puissances (quelques dizaines de kilowatt).

L'IGBT présente la commande simple et à faible consommation typique des structures MOS ainsi qu'une vitesse de commutation élevée. Il a également une faible tension d'activation. Dans les applications de puissance d'aujourd'hui, les thyristors sont utilisés pour la commutation de forts courants et tensions AC (+de 1000A et + de 300V), tandis que les hautes tensions et petits ou moyens courants (<500A) DC (Direct Current) sont mieux contrôlés par des composants de type DMOS-FETs (Double MOS FET) ou IGBT. Des principaux dispositifs de puissance, le MOS est celui qui possède la vitesse de commutation la plus élevée comme le montre la figure (I.5).

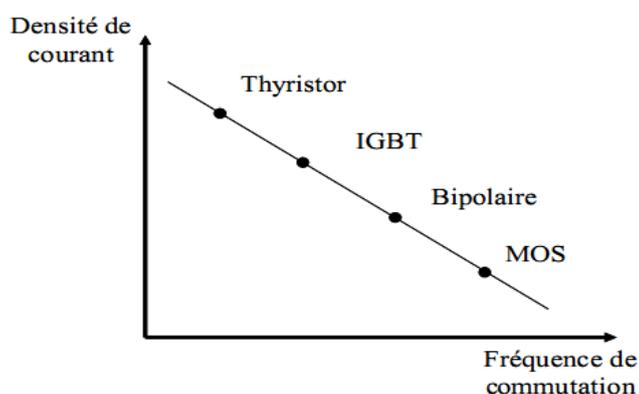


Figure I.5 : Comparaison des différents composants de puissance en termes de densité de courant et fréquence de commutation.

Les MOS ou bipolaires de puissance peuvent être auto protégés contre les courts-circuits (Sanchez 1999) ce qui les rend moins fragiles que les thyristors ou les relais mécaniques. En effet, il s’est avéré possible d’intégrer sur une puce unique les composants de puissance et les circuits analogiques grâce aux avancées technologiques (Breil et Morancho 2003). Ces produits intelligents de puissance appelés Smart Power et HVIC (**H**igh **V**oltage **I**ntegrated **C**ircuit) ne sont pas seulement des commandes et interrupteurs de puissance, mais doivent être assez robustes et fiables afin de supporter des conditions de défaut et pouvoir fonctionner de nouveau dès la disparition des erreurs.

I.3 Les composants pour l’électronique :

Les composants pour l’électronique sont classés en deux catégories, les composants actifs assurant le transfert d’énergie (amplificateurs de puissance, composants actifs en régime linéaire et/ou commutation) et passifs associés (inductances, capacités, transformateurs)

ayant divers rôles comme le stockage temporaire de l’énergie électrique, le filtrage, l’isolation galvanique, le transfert énergétique ainsi que l’adaptation d’impédance.

Les chiffres d’affaires de chacune des deux catégories sont sensiblement les mêmes. Le domaine des composants passifs est essentiellement celui des composants d’interconnexion, d’encapsulation, des condensateurs, des matériaux piézoélectriques ou magnétiques, des résistances linéaires et non linéaires, de la connectique, etc.

La plupart des fonctions assurées par les composants passifs sont rassemblées dans le

Tableau I.1:

Fonction électronique	Composant
Interconnexion	Circuits imprimés ; Circuits hybrides ; Interconnexion pour circuits intégrés
Connexion	Connecteurs, relais
Capacitive	Condensateurs
Résistive	Résistances ; Lignes à retard ; Potentiomètres
Inductive	Inductances ; Transformateurs; Alimentations à découpage
Protection, régulation	Thermistances ; Varistances

Tableau I-1 : Exemple des fonctions assurées par les composants passifs.

Les composants passifs sont très présents dans les structures de conversion pour aider à convertir l'énergie électrique à travers les filtres d'entrée et de sortie des alimentations à découpage mais aussi certains étages intermédiaires et certaines fonctions tels que les circuits de commande et d'aide à la commutation. Ils assurent également des fonctions de protections comme l'isolation galvanique.

I.3.1 Les composants magnétiques en électronique de Puissance

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) :

Les transformateurs sont utilisés pour isoler deux parties d'un circuit ou pour modifier l'amplitude des tensions (ou des courants). Ils sont également utilisés pour transmettre des signaux de faible puissance tout en assurant une isolation galvanique entre deux sous-ensembles d'un équipement [56].

En conversion d'énergie les inductances sont utilisées comme élément de stockage. A chaque période, l'énergie est stockée temporairement dans l'inductance pour être ensuite restituée. Les inductances sont également utilisées comme élément de filtrage.

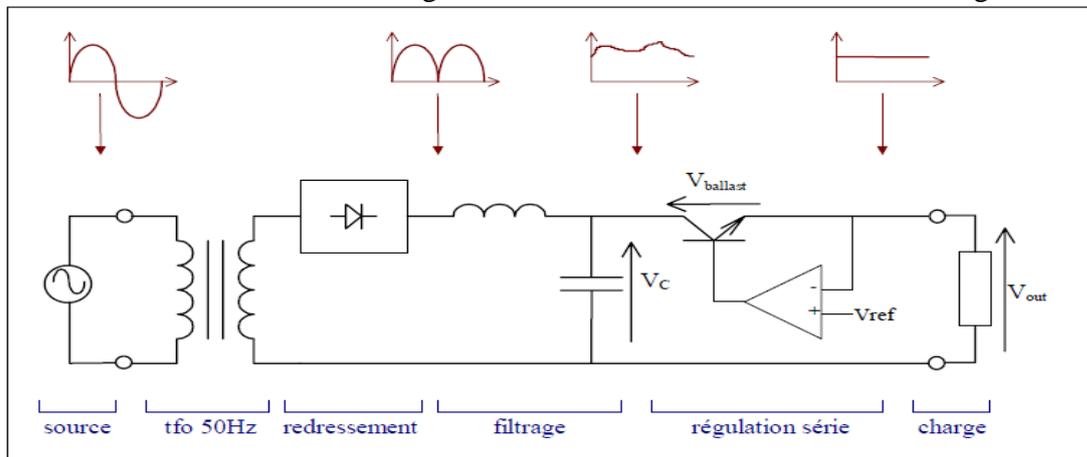


Figure I.6: Schéma de principe d'une alimentation série (partie supérieure de la figure: allure de la tension en fonction du temps en différents points du convertisseur)

I.3.1.1 Noyau magnétique :

- **Ferrites:**

Le rôle du noyau est de canaliser les lignes de champ magnétique en vue de transférer ou d'emmagasiner de l'énergie. Il faut pour cela utiliser un matériau qui possède une perméabilité élevée, supportant un champ d'induction important sans entrer en saturation et ne génère pas trop de pertes aux fréquences utilisées.

Pour les alimentations, les ferrites sont les matériaux qui réalisent le mieux ce compromis: elles possèdent typiquement une perméabilité valant plusieurs milliers de fois celle de l'air ainsi que des pertes fer acceptables, pour une induction à saturation malheureusement limitée à 0,2 à 0,3 tesla.

Elles sont constituées d'un oxyde de fer Fe_2O_3 auquel on adjoint un ou plusieurs métaux. Les deux associations les plus courantes sont les ferrites manganèse-zinc (Ma-Zn) et nickel-zinc (Ni-Zn). La poudre ainsi obtenue est frittée et passée au four pour obtenir des noyaux de formes diverses.

L'obtention des pertes faibles dans le noyau vient du fait que la ferrite est constituée de petits grains conducteurs isolés les uns des autres par un liant, ce qui empêche la circulation de courants induits trop importants.

Le nombre de constructeurs de noyaux magnétiques en ferrite dans le monde est très réduit. Les noyaux utilisés en milieu industriel possèdent des formes et des tailles standardisées, bien qu'il soit possible de réaliser des noyaux plus particuliers si l'application justifie ce surcoût. Deux types de géométries peuvent être distingués: les transformateurs classiques et les transformateurs planaires.

Géométrie classique et géométrie planaire (La Figure I-7) montre un noyau "E" classique comme on en utilise très couramment dans les convertisseurs. Les enroulements sont bobinés successivement et de manière concentrique sur une carcasse (au centre de la figure) au travers de laquelle les deux demi-noyaux sont ensuite assemblés.

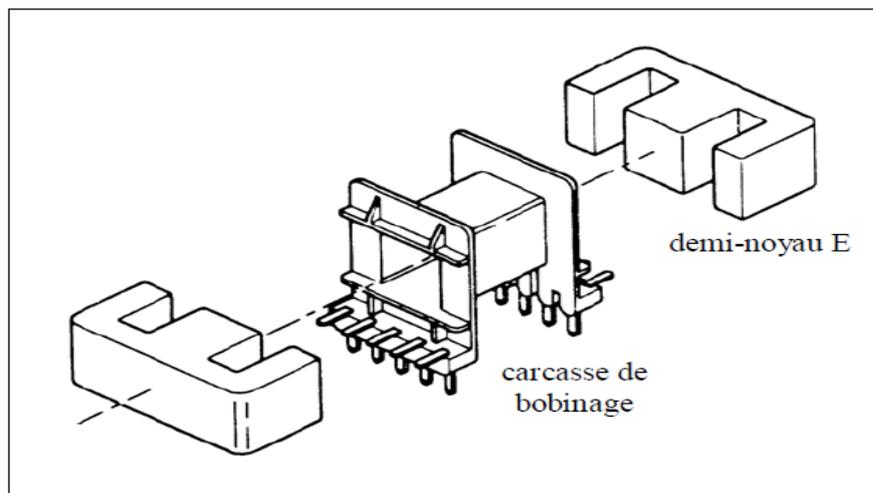


Figure I.7: Noyau E classique et sa carcasse de bobinage [40]

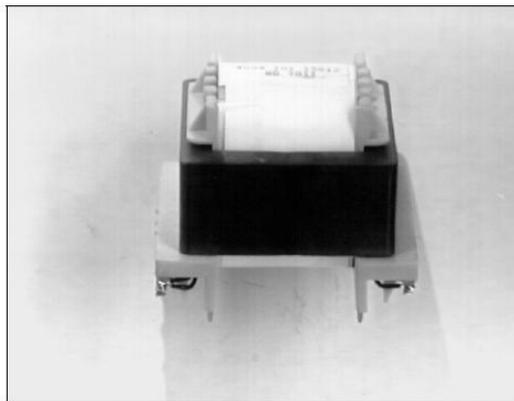


Figure I.8: Transformateur assemblé sur base d'un noyau E classique (largeur totale: 50mm) [40]

Par opposition à ces noyaux "classiques", on peut définir les noyaux planaires, apparus il y a quelques années, comme des noyaux extrêmement plats, c'est-à-dire dont une dimension est beaucoup plus petite que les deux autres. Nous préférons cependant utiliser une autre définition, plus précise et non équivalente: les transformateurs planaires sont ceux dans lesquels les enroulements sont superposés au lieu d'être concentriques (ce qui permet effectivement une hauteur réduite), comme montré aux Figures I-9 et I-10. Le caractère "planaire" du transformateur tient donc plus à la disposition des enroulements selon des plans superposés qu'à la géométrie du noyau.

Les enroulements des pièces magnétiques planaires sont réalisés soit en circuit imprimé (un ou plusieurs circuits multicouches) soit dans des feuilles de métal découpées, soit plus rarement en fil rond. Plusieurs possibilités existent pour connecter le transformateur ou l'inductance dans le convertisseur, depuis la pièce totalement indépendante jusqu'à l'intégration complète des enroulements dans le circuit imprimé principal de l'alimentation.

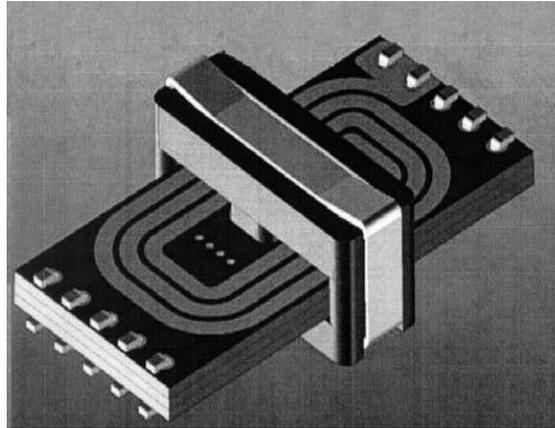


Figure I.9: Géométrie typique d'un transformateur planaire [40]

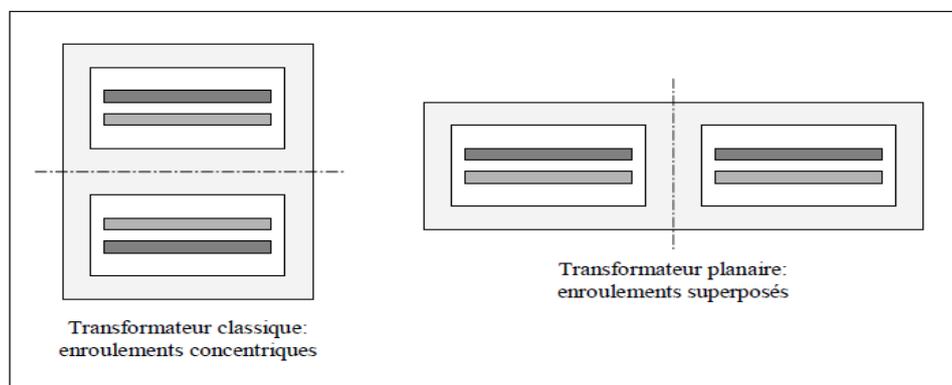


Figure I.10: Comparaison de la disposition des enroulements dans un transformateur classique et dans un transformateur planaire

Parmi les avantages des noyaux planaires, on peut citer: un volume réduit par rapport aux noyaux classiques magnétiquement équivalents (et donc des pertes fer significativement plus faibles), une meilleure reproductibilité des bobinages lorsqu'ils sont réalisés en circuit imprimé, de meilleures performances thermiques et évidemment une épaisseur très réduite qui permet leur utilisation sur des cartes placées côte-à-côte dans des armoires industrielles par exemple. Leurs inconvénients sont leur coût plus élevé et la surface occupée, généralement plus grande que pour un noyau classique équivalent. De ce fait, ces noyaux ne se justifient que dans certaines applications où un de leurs avantages est décisif.

I.3.1.2 Noyaux à entrefer

La première fonction de l'entrefer est d'éviter la saturation du matériau magnétique, il permet également de stocker une énergie magnétique importante comme l'indique la figure I.11 ci-dessous.

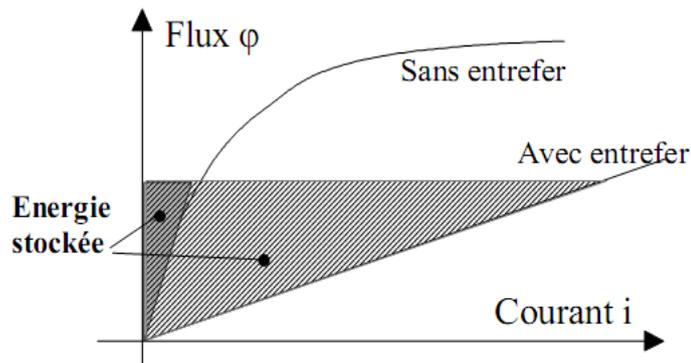


Figure I.11 : Energie stockée en fonction de l'entrefer

A flux constant, plus l'entrefer est important, plus l'énergie stockée est élevée l'augmentation de l'énergie emmagasinée étant naturellement due à un courant plus élevé.

Pour les matériaux comme les ferrites, l'entrefer est classiquement obtenu en rectifiant la jambe centrale du circuit magnétique ou en utilisant des cales. Pour des entrefers de forte valeur il est préférable d'utiliser des matériaux à entrefer réparti [56].

Dans certains noyaux, on ménage un entrefer, c'est-à-dire un espace où le chemin magnétique est interrompu par un matériau de plus faible perméabilité (air ou isolant). Dans l'entrefer, le champ magnétique (H) est beaucoup plus élevé que dans le matériau magnétique. De ce fait, une énergie plus grande peut être emmagasinée dans la pièce. L'essentiel de cette énergie étant localisé dans l'entrefer lui-même, les dimensions de celui-ci permettent de fixer avec une meilleure précision la valeur de l'inductance par rapport à un noyau sans entrefer (la perméabilité du matériau magnétique subissant une dispersion relativement importante).

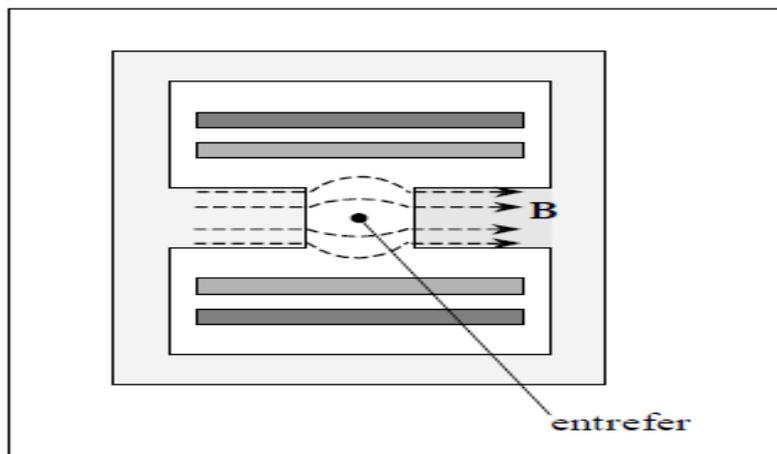


Figure I.12: Epanouissement des lignes de champ au voisinage d'un entrefer.

L'existence d'un entrefer implique par contre que les lignes de champ ne sont plus aussi bien canalisées à son voisinage. Ceci provoque l'apparition de pertes cuivre supplémentaires parfois très importantes dans les conducteurs placés à proximité. La solution à ce problème consiste à utiliser soit plusieurs entrefers plus petits soit un entrefer réparti, c'est-à-dire un noyau en matériau magnétique de perméabilité intermédiaire entre la ferrite et l'air.

I.3.1.3 Enroulements

- **Types d'enroulements**

- Les enroulements sont classiquement en cuivre. Le primaire, véhiculant un courant faible sous une tension élevée, est généralement en fil rond ou en fil de Litz tandis que le ou les secondaire(s), portant un courant élevé sous une tension faible, sont en ruban ou en pistes de circuit imprimé, parfois sur support souple.

L'isolation des enroulements revêt une grande importance puisqu'elle conditionne l'isolation galvanique du transformateur, liée à la sécurité d'utilisation du convertisseur. Là aussi, une évolution est perceptible et se traduit par l'apparition de matériaux diélectriques toujours plus performants et plus compacts.

I.4. Les différentes structures des quelques composants passifs intégrés

Ces figures représentent différentes structures des composants passifs intégrés.

a. Inductance :

La plupart des inductances intégrées que l'on trouve dans la littérature possèdent une forme spirale. Elles sont réalisées soit sur un substrat isolant, soit magnétique ou bien entre deux couches des matériaux magnétiques



Figure I.13: Topologies des inductances [58]

(a) Suspendue, (b) « effilée » ou « tapered ».

b. transformateur planaire :

Les principales différences entre traditionnels composants magnétiques et planaire magnétiques se trouvent dans la géométrie de base et la structure d'enroulement.

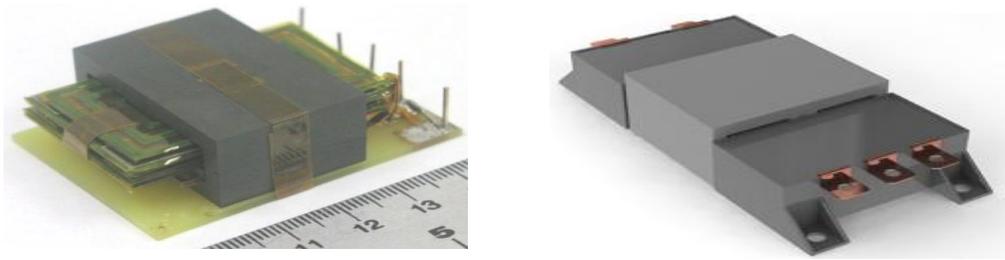


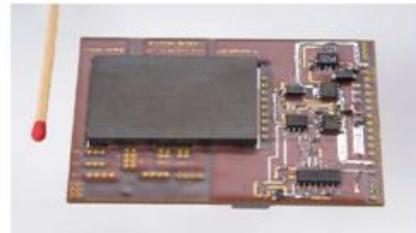
Figure I.14: Les différents types d'un transformateur planair intégré [57]

c. LCT planair :

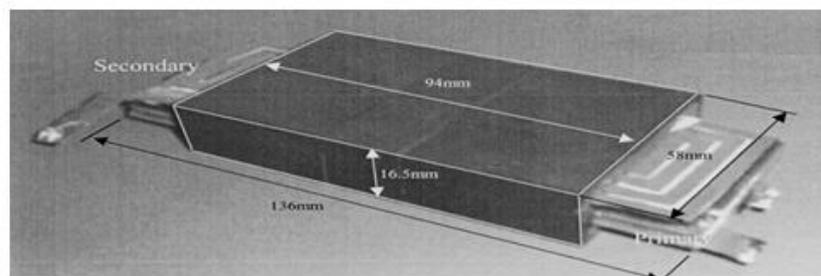
En mariant trois fonctions passives : inductance (L), capacité (C) et transformateur (T), on donne naissance a un composant complexe nommé LCT. Ce dispositif présente de nombreux avantages car il permet un gain en volume et une amélioration du rendement en réduisant l'impact des connexions. De plus, ce concept marie avec la technologie planaire appliquée aux composants magnétiques permet de proposer des solutions innovantes pour les concepteurs d'alimentation de puissance [59].



(a) Ph. Goubier 2003



(b) B. Vallet 2007



c

Figure I.15: (a, b) Différents LCT planairs réalisés [59], (c) LCT construit avec 1KW et 1MHz [60].

I.5 Conclusion :

Ces dernières années, les recherches en électronique de puissance se sont focalisées pour une grande part sur l'intégration en vue d'améliorer les performances des convertisseurs en termes de rendement, compacité et fiabilité. Dans ce chapitre nous avons établie un aperçu sur les composants magnétiques en électronique de Puissance.

L'idée peut être dégagée du rapide tour d'horizon que nous venons d'effectuer que les pièces magnétiques –et plus spécifiquement les transformateurs assurés le transfert

d'énergie l'isolation galvanique. Il est classique de constater que la majorité du volume d'un dispositif d'électronique de puissance est occupée par les composants passifs. Les évolutions actuelles que connaît l'électronique de puissance vont donc dans le sens d'une meilleure occupation de l'espace grâce aux techniques de réalisation permettant une meilleure intégration des composants passifs et une meilleure maîtrise de l'environnement.

Chapitre II

Intégration des composants passifs

II.1 Introduction :

Les alimentations électriques, nécessaires pour faire fonctionner les diverses fonctions électroniques, sont composées d'éléments actifs assurant le transfert d'énergie (amplificateurs de puissance, composants actifs en régime linéaire et/ou commutation) et de composants passifs associés (inductances, capacités, transformateurs) ayant divers rôles comme le stockage temporaire de l'énergie électrique, le filtrage, l'isolation galvanique, le transfert énergétique ainsi que l'adaptation d'impédance.

L'utilisation de chacune des deux catégories sont sensiblement les mêmes. Le domaine des composants passifs est essentiellement celui des composants d'interconnexion, d'encapsulation, des condensateurs, des matériaux piézoélectriques ou magnétiques, des résistances linéaires et non linéaires, de la connectique, etc.

Les composants passifs sont très présents dans les structures de conversion pour aider à convertir l'énergie électrique à travers les filtres d'entrée et de sortie des alimentations à découpage mais aussi certains étages intermédiaires et certaines fonctions tels que les circuits de commande et d'aide à la commutation. Ils assurent également des fonctions de protections comme l'isolation galvanique.

II.2. Les composants passifs :

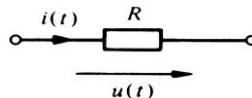
II.2.1. Résistance :

a) Définition :

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

$$u(t) = R.i(t) \quad (\text{II.1})$$

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



b) Caractéristiques électriques :

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

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

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

S : la section [m^2],

l : la longueur [m],

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

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

La puissance dissipée par effet Joule est:

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

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

c) Application en haute fréquence :

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

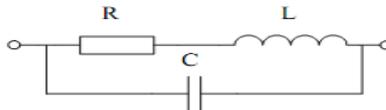


Figure II.1: schéma équivalente haute fréquence.

Pour les faibles valeurs $<30 \Omega$, les résistances sont inductives
 Pour les fortes valeurs $>3 \text{ k}\Omega$, elles sont capacitives

II.2.2 Condensateur :

a) Définition :

Un condensateur est constitué d'un matériau diélectrique entouré par deux électrodes métalliques appelées armatures. Quand on impose une différence de potentiel entre les deux armatures, il apparaît une polarisation au sein du diélectrique et, en conséquence, un mouvement de charges dans les armatures. Ce mouvement de charge se traduit, dans les connexions reliées aux armatures et dans le circuit électrique extérieur, à l'apparition d'un courant [14].

On classe les condensateurs en fonction du diélectrique employé (condensateurs tout film, condensateurs céramique) mais aussi du type d'armatures (métallisées, armatures débordantes) ou d'autres constituants (condensateurs électrolytiques).

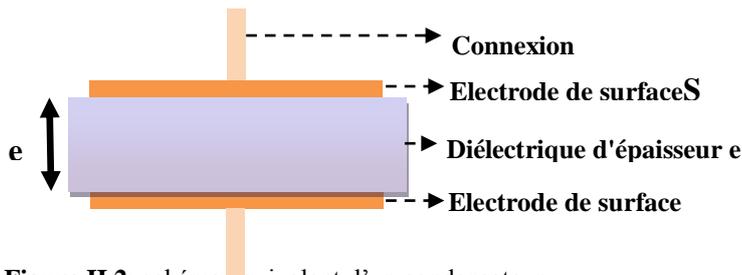


Figure II.2: schéma équivalent d'un condensateur.

b) Caractéristiques électriques :

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

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

Q: quantité d'électricité déplacée.

U: tension à ses bornes

Ce phénomène est une accumulation locale d'énergie qui n'est pas dissipée en chaleur comme dans une résistance, mais qui peut au contraire être restituée. La valeur nominale de la capacité dépend essentiellement des dimensions des surfaces, de la distance les séparant ainsi que de la nature du matériau isolant (diélectrique) utilisé. Traduit en formules, nous obtenons:

$$C = \frac{\varepsilon \cdot S}{d} \quad (\text{II.5})$$

Où : $\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$

ε : Permittivité absolue [F/m]

S: Surface commune aux deux électrodes conductrices [m²]

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

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

ε_r : Permittivité relative du diélectrique [sans unité]

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

c) Application en haute fréquence :

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

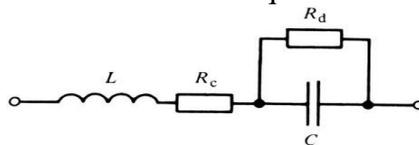


Figure II.3: schéma équivalent d'un condensateur en haute fréquence.

II.2.3 Bobine et les effets associés :

II.2.3.1 Bobine:

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

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

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

L'inductance d'un circuit électrique est un coefficient qui traduit le fait qu'un courant le traversant crée un champ magnétique à travers la section entourée par ce circuit

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

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

L : inductance en henry [H]

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

μ_r : perméabilité relative effective du matériau magnétique

n : nombre de spires

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

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

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



Figure II.4: schéma équivalent d'une bobine en basse fréquence.

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

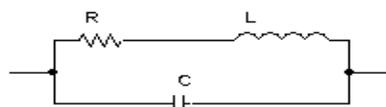


Figure II.5: schéma équivalent d'une bobine en haute fréquence.

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

$$Q = \frac{\text{Energie stockée}}{\text{Energie dissipée}} \quad Q = \frac{\text{Imag}(Z)}{\text{Re}el(Z)} \quad (\text{II.7})$$

Où,

Imag (Z): énergie stockée.

Reel (Z): énergie dissipée.

II.2.3.2 Les effets de la bobine :

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

a) L'effet inductif [L]:

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

- ✓ Inductance propre
- ✓ Inductance mutuelle

a.1) Inductance propre:

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

$$L = \frac{\Phi}{i} \quad (\text{II.8})$$

L : Inductance propre du circuit ou composant

Φ : Flux du champ d'induction magnétique

i : courant dans l'élément auto-inductif

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

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

e : est la tension force électromotrice d'induction

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

e et i sont des valeurs instantanées.

Nous remarquons que:

Lorsque le courant est constant, $\frac{di}{dt}$ est nul et par conséquent la tension e auto-induite est nulle aussi.

Le signe (-) indique que la tension auto-induite aux bornes de l'inductance s'oppose aux variations du courant qui la traverse.

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

a.2) Inductance mutuelle :

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

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

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

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

b) L'effet capacitif [C]:

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

c) L'effet résistif [R]:

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

d) L'effet de peau :

Ce phénomène d'origine électromagnétique existe pour tous les conducteurs parcourus par des courants alternatifs. Le courant qui parcourt un conducteur crée un champ magnétique à l'intérieur de lui-même. A partir d'une certaine fréquence, le courant résultant de ce champ n'est plus négligeable et il se superpose au courant initial. Le courant a alors tendance à se concentrer sur la périphérie du conducteur [11]. Un effet de pellicule apparaît comme le montre la figure II.6.

Plus la fréquence augmente, plus cet effet est marqué. L'épaisseur équivalente sur laquelle se répartit le courant, appelée épaisseur de peau, est donnée par (II.11).

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \quad (\text{II.11})$$

D'où:

μ_0 : perméabilité du vide.

μ_r : perméabilité du matériau.

f : fréquence du courant.

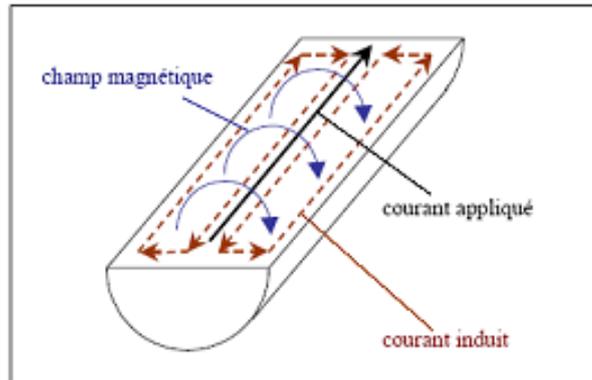


Figure II.6: Illustration de l'épaisseur de peau dans un conducteur.

e) L'effet de proximité :

Lorsqu'un second conducteur non alimenté, est placé à proximité du précédent qui est alimenté, un courant se développe dans ce second conducteur sous l'effet du champ magnétique créé par le premier (Figure II.7). Le courant moyen reste nul puisque le conducteur n'est pas alimenté, mais cette circulation de courant, appelée effet de proximité, cause forcément des pertes à l'intérieur du conducteur. Le courant se répartit également sur la périphérie du conducteur mais le phénomène est différent de celui causé par l'effet de peau puisque le champ magnétique est créé par un autre conducteur et non pas par lui-même. Cet effet est présenté sur la figure (II.7).

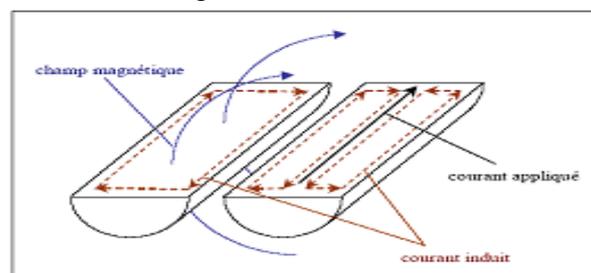


Figure II.7: Illustration de l'effet de proximité.

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

✓ Effet de proximité direct :

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

✓ Effet de proximité inverse :

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

✓ Effet de proximité induit :

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

II.3 L'intégration des composants passifs :

L'amélioration des performances (rendement, compacité, fiabilité, etc.) en électronique de puissance passe par l'intégration qui constitue aujourd'hui le moteur de la recherche industrielle et scientifique.

De nombreuses techniques sont aujourd'hui à l'étude afin de réduire l'encombrement, simplifier la mise en œuvre et multi fonctionnaliser les composants passifs. Hier, et aujourd'hui encore, ces composants étaient conçus et réalisés indépendamment puis implantés dans le circuit définitif. Demain cette méthodologie devra être profondément revue en intégrant la conception des composants passifs très tôt dans les choix technologiques de réalisation afin d'optimiser l'ensemble "connectique, passifs et actifs".

II.3.1 Définition d'un composant passif intégré :

Un composant passif intégré est l'association de plusieurs composants passifs (inductances et condensateurs) intégrés dans un même boîtier (Figure II.8). Bien sûr, il faut penser à rajouter des connexions internes, des bornes de sortie, un boîtier.

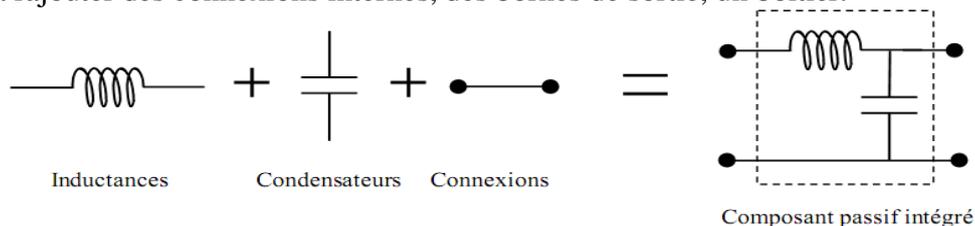


Figure II.8: Définition d'un composant passif intégré.

II.3.2 Exemple d'intégration des composants passifs :

Prenons un exemple moins volontairement simpliste que celui de la figure I.8 : la figure II.9 représente un convertisseur statique continu/continu pour lequel les composants passifs ont été regroupés (intégrés) au sein d'un même module.

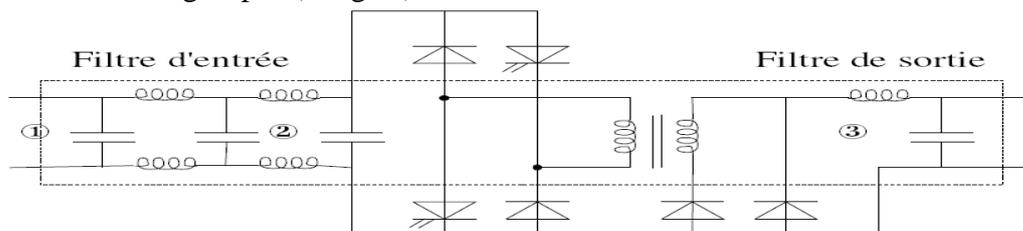
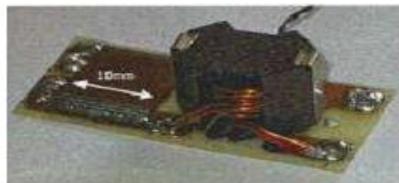


Figure II.9: Exemple d'application des composants passifs intégrés : convertisseur statique avec un filtre d'entrée, un filtre de sortie et un transformateur.

II.3.3 Avantages de l'intégration en électronique de puissance:

Les bénéfices que l'on peut retirer d'une telle structure sont d'abord ceux que l'on retrouve dans toute phase d'intégration en électronique de puissance par exemple à savoir :

- La simplification du câblage : c'est limiter le nombre d'interconnexions externes, c'est aussi limiter fortement les causes de défaillances, les tâches de maintenance et donc augmenter la fiabilité et la disponibilité d'un système ;
- La modularité et la standardisation : L'objectif est d'arriver à proposer des briques élémentaires ou modules, chacune réalisant une fonction complète, qu'il suffit d'assembler pour obtenir le système désiré. Il est alors nécessaire que chaque brique soit en quelque sorte autonome et puisse être reliée sans souci aux autres constituants.



filtre LC non intégré



filtre LC intégré

Figure II.10: Exemple de Filtre LC non intégrée et intégrée.

Une plus grande compacité: L'argument prend toute sa valeur quand on songe à la place très importante que prennent les composants passifs dans un convertisseur statique. Il n'est pas surprenant de trouver des convertisseurs pour lesquels plus de la moitié du volume est dû aux composants passifs, une autre part importante de la place étant nécessaire pour les dissipateurs. Les industriels commencent d'ailleurs, pour des éléments discrets, à proposer des topologies planaires intégrées afin de pallier cet inconvénient.

- Fabrication en un nombre réduit d'étapes : L'intégration nécessite forcément l'adaptation des processus de fabrication afin de permettre aisément de combiner les composants entre eux. Un des processus technologiques prometteur est le cofrittage de différents matériaux : du titanate de baryum pour obtenir des zones à forte permittivité diélectrique ; des zones conductrices et de la ferrite (NiFe) pour les zones à fortes perméabilité magnétique.
- La diminution des perturbations électromagnétiques : Cette amélioration est envisageable d'abord par la réduction du nombre de connexions électriques et par la diminution des longueurs de connexion, car l'utilisation de composants intégrés permettrait sans doute d'atteindre un bien meilleure réjection des perturbations car les problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM) pourraient être pris en compte très tôt dans la phase de conception et des solutions pourraient être trouvées par l'emploi de procédés de fabrication novateurs.

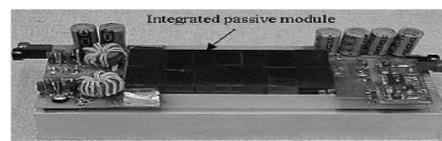


Figure II.11: Photo alimentation intégrée/ non intégrée [3].

II.3.4 Technologies d'intégration :

Lorsque le dispositif répond aux critères d'intégration, se pose alors le choix du type d'intégration car l'approche est différente suivant les niveaux de puissance et les contraintes à supporter. Pour cela, deux niveaux d'intégration existent monolithique ou hybride visant à réaliser, dans un procédé technologique unique, l'ensemble d'un convertisseur de puissance.

Donc le niveau de puissance demandée, l'encombrement et le coût sont des facteurs déterminants dans le choix de la technologie

II.3.4.1 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 plus ou moins fortes puissances. Ces différentes techniques sont d'avantage explicitées dans les paragraphes suivants.

II.3.4.1.1 Empilement de fonctions:

a) Principe:

Cette technique consiste à intégrer chacune des fonctions passives séparément et ensuite les empiler de manière à former un seul bloc comprenant plusieurs fonctions. Au préalable cette technique a fait l'objet de simple empilement de deux fonctions de manière à obtenir un filtre CEM intégrée. Elle a été étendue ensuite au convertisseur complet. En effet l'aboutissement d'une telle idée est de pouvoir rassembler l'intégralité d'un convertisseur dans un même bloc de manière à condenser celui-ci et à obtenir une plus grande puissance volumique.

b) Concept hybride PIAC:

Un exemple Figure II.12 présente cette approche visant l'intégration d'une structure complète étudiée au laboratoire SATIE en empilant chacune des fonctions intégrées individuellement. Celle-ci se nomme la structure PIAC (structure Passive Intégrée obtenue par Assemblage, Complète) et permet notamment d'enterrer les éléments inductifs mais aussi capacitifs dans un circuit imprimé.

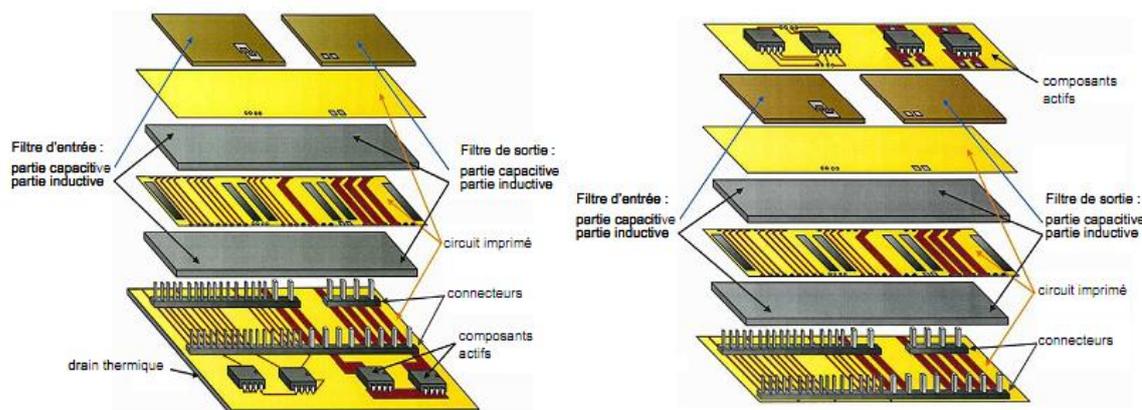


Figure II.12: Concepts d'intégration d'une structure PIAC [3].

Cet empilement est composé de différentes couches de différents matériaux nécessaires à la réalisation des diverses fonctions. Il dispose de parties inductives remplissant le rôle d'élément magnétique, autour duquel on peut retrouver des circuits imprimés disposant de pistes conductrices permettant la réalisation d'enroulements pour construire soit une inductance soit un transformateur. La capacité est reportée sur le dessus du dispositif. Nous obtenons au final un circuit multicouche composé par différents matériaux, auxquels la partie « composants actifs » peut également être ajoutée. En effet, il est aisé d'empiler un nouveau circuit imprimé intégrant les composants actifs et leurs connexions, ou alors d'étendre l'un des circuits imprimés déjà mis en œuvre pour placer ces éléments. Cette deuxième solution présente l'inconvénient d'étendre la surface du dispositif, mais en contrepartie la surface d'échange thermique est plus importante et permet ainsi une meilleure évacuation de la chaleur. Il reste à établir les connexions entre les différents étages en les réalisant par l'intermédiaire de trous métallisés

c) Concept hybride emPIC:

La figure II.13 présente le principe d'un exemple d'intégration hybride d'un convertisseur nommé emPIC (embedded passives integrated circuits) développé à l'Université de Technologie, Delft, Hollande, par l'équipe de J.A. Ferreira. Ce concept permet d'intégrer plusieurs fonctions passives conçues par différents matériaux qui se retrouvent imbriquées les unes sur les autres pour former un seul bloc. Le convertisseur réalisé s'appuie sur une topologie à résonance série avec isolation galvanique.

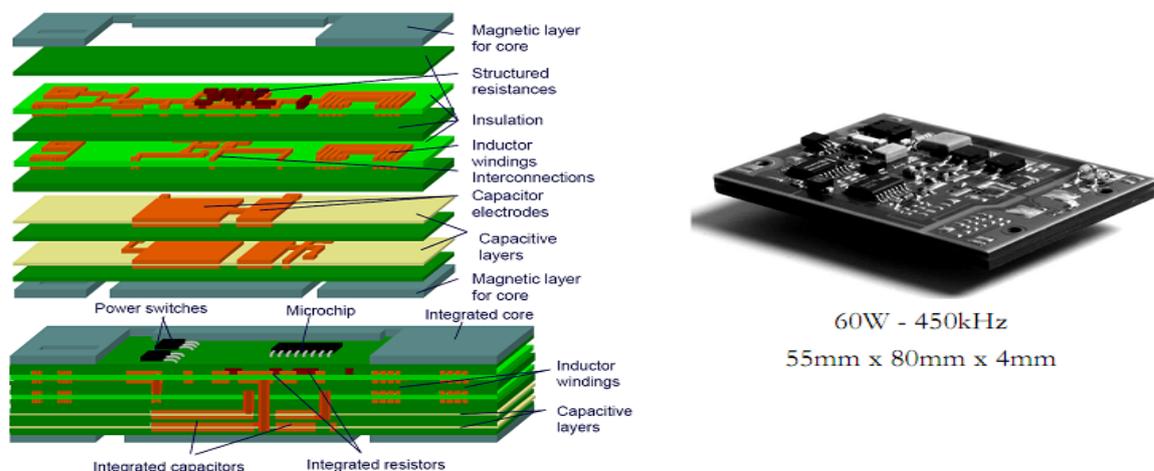


Figure II.13: Principe et exemple d'un convertisseur emPIC développé par J.A.Ferreira.

II.3.4.1.2 Regroupement de fonctions :

a) Principe :

La philosophie reste la même à savoir rassembler des fonctions passives. Néanmoins le concept technologique est différent dans le sens où l'intégration des différentes parties est abordée dans l'ensemble et non pas individuellement. Le principe est d'utiliser les parasites et les fuites qui peuvent être engendrées par le dispositif d'empilement de matériaux de natures différentes. En effet les circuits multicouches, de par la superposition, permettent d'obtenir des capacités parasites pouvant être plus ou moins importantes.

b) Concept IPEM:

Ce concept issu des nombreux travaux réalisé par l'équipe de J.D. van Wyk (CPES Virginia Polytechnic Institute and State University) est défini comme un module intégré d'électronique de puissance IPEM (Integrated Power Electronic Module).

La figure (II.14) présente un exemple d'intégration de composants passifs au sein d'un module IPEM pour une application de convertisseur résonnant comprenant une capacité et une inductance en série pour la résonance avec deux transformateurs dans ce cas précis.

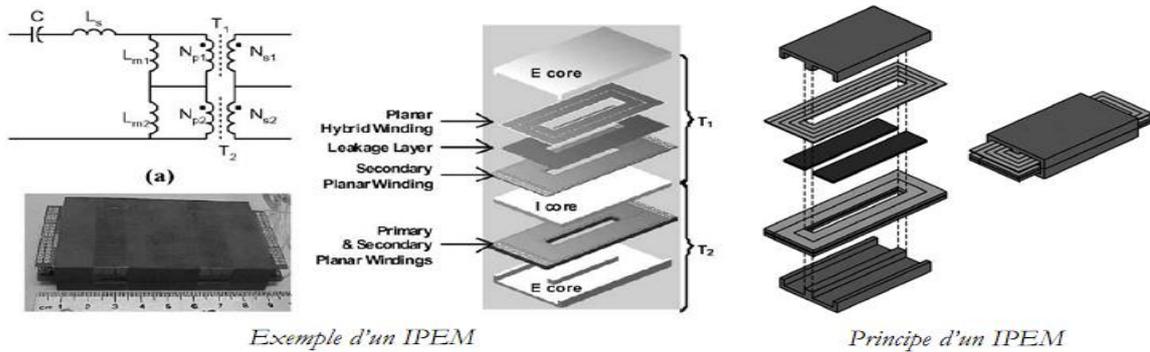
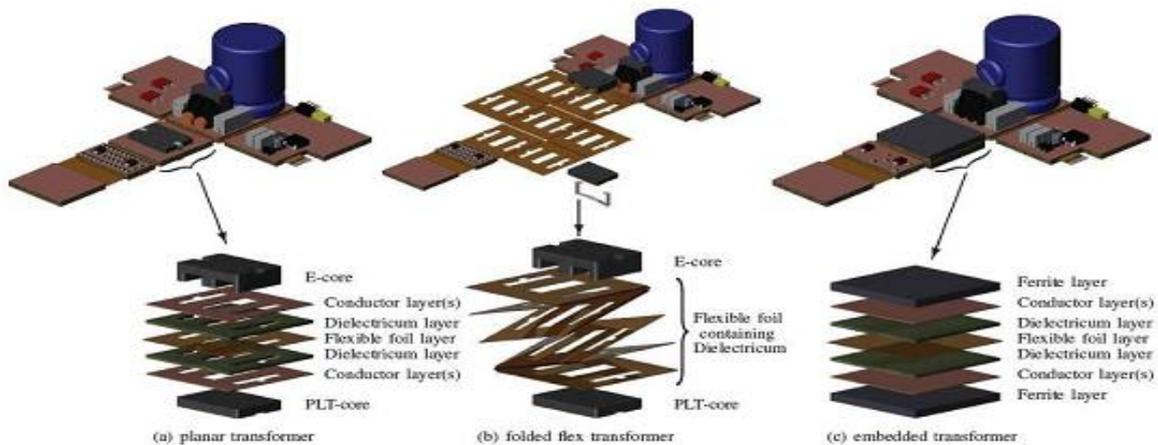


Figure II.14: Principe et exemple d'un module d'intégration « Passive IPEM » [3], [34].

c) Les technologies PCB:

Les progrès importants faits par l'industrie du circuit imprimé grâce à l'avènement des matériaux fins flexibles (flex) ont permis, dans un premier temps, l'intégration dans le circuit imprimé (PCB pour Printed Circuit Board) les bobinages des composants inductifs. En effet l'usage de matériaux fins permet ainsi d'empiler le grand nombre de couches conductrices et isolantes que nécessite ce type de composants tout en gardant un encombrement réduit.



Autrefois cantonnée aux usages des circuits RF, la technique LTCC est maintenant accessible pour des réalisations en électronique de puissance. Ainsi, la société Thales propose des ferrites réalisées par un alliage de NiZnCu permettant d'abaisser leur température de frittage aux alentours de 900°C. Grâce à cette innovation, la réalisation de circuits multicouches mariant trois types de matériaux : de l'argent pour la réalisation des conducteurs, des ferrites NiZnCu et des céramiques diélectriques du type BaTiO3 le tout

empilé et cofritté à basse température par la technique LTCC (LowTemperature Co-firedCeramics) devient envisageable figure II.16.

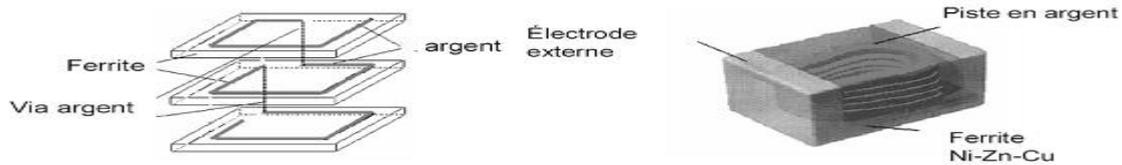


Figure II.16: Inductance intégrée réalisée par la technique LTCC. Le bobinage et le noyau magnétique sont cofrittés à basse température.

II.3.4.2 L'intégration monolithique:

II.3.4.2.1 Introduction à 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 ferrite. L'intégration de composants passifs par ce procédé fut alors envisageable et réalisable. L'avantage de cette technique est de permettre la réalisation des parties actives et passives d'un convertisseur ainsi que leurs interconnexions sur un même substrat de ferrite conduisant à des réalisations de très faible encombrement pour les très faibles puissances [16].

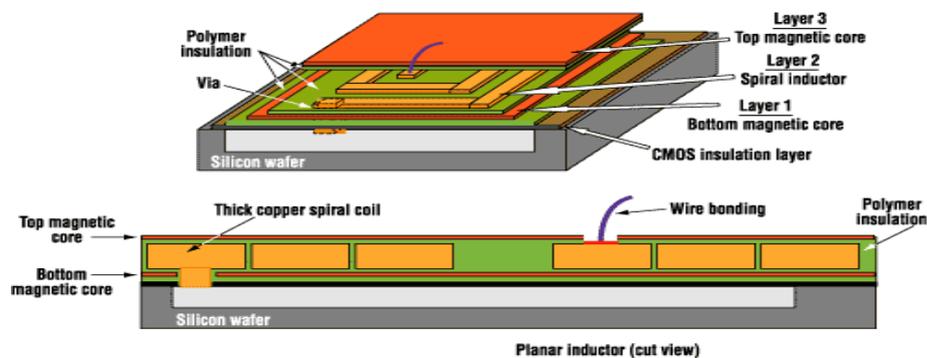


Figure II.17: Intégration monolithique.

II.3.4.2.2 Principe:

L'intégration monolithique consiste à faire réaliser sur un même substrat diélectrique semi-conducteur des fonctions spécifiques de puissance (bras d'onduleur par exemple) et des circuits ou systèmes classiques qui réalisent les fonctions de filtrage, de protection et même de commande ainsi que leurs interconnexions

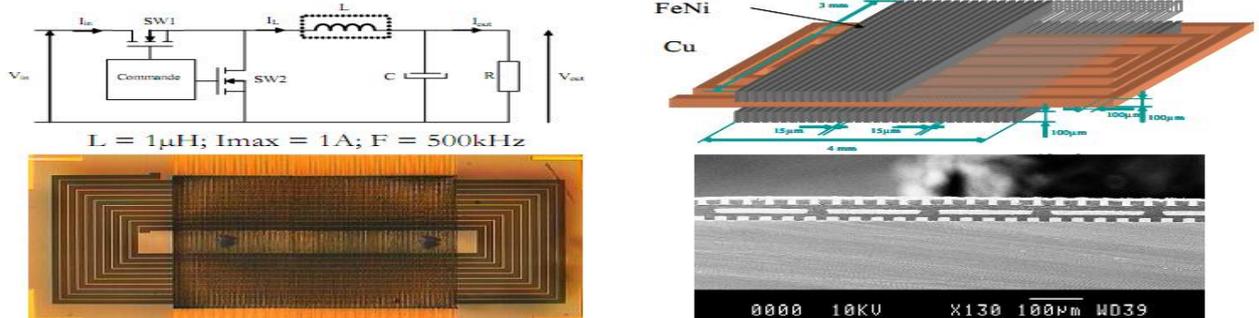


Figure II.18: Intégration monolithique d'une inductance.

II.3.4.2.3 Les techniques de dépôt :

Un des points délicats pour la mise en œuvre de cette technique est la difficulté que représente le dépôt de matériaux divers (matériaux magnétiques isolants conducteurs) de bonne qualité sur un substrat silicium. Plusieurs techniques développées en salle blanche permettent de faire ces dépôts et sont à choisir en fonction des caractéristiques physiques des matériaux à déposer et des caractéristiques des dépôts à réaliser. Les plus courantes vont être énumérées dans la suite.

a) L'électrodéposition:

Permet de déposer uniquement des matériaux conducteurs mais autorise des épaisseurs importantes (quelques 10 Dm) grâce à des vitesses de dépôt conséquentes (300nm/min).

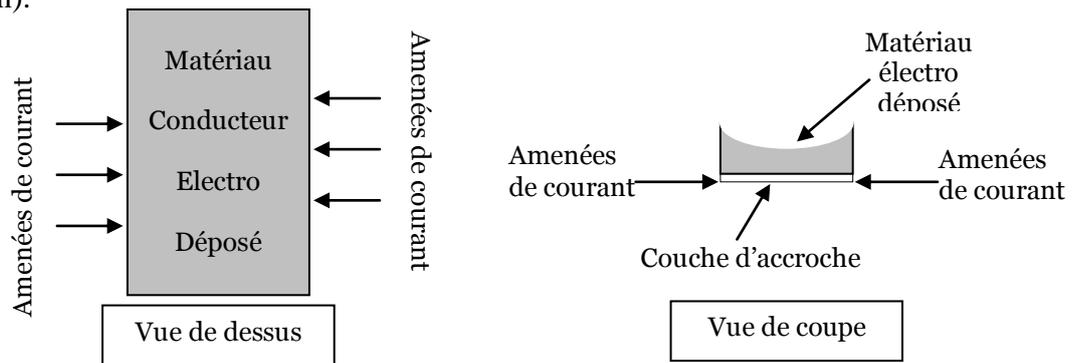


Figure II.19: Principe de l'électrodéposition.

b) Le dépôt CVD (Chemical Vapor Deposition):

Consiste à utiliser une réaction chimique entre le substrat sur lequel on souhaite faire le dépôt et le matériau en phase vapeur, permet de déposer une grande variété de matériaux. En revanche la mise en œuvre est relativement complexe et sensible.

c) La technique de dépôt PVD (Physical Vapor Deposition) :

Appelé également sputtering présente l'avantage d'être plus simple à mettre en œuvre. Le principe est basé sur le bombardement d'une cible constituée du matériau à déposer à l'aide d'ions par l'intermédiaire d'un faisceau à vitesse relativement importante. On détache ainsi de la matière de la cible qui va venir se déposer, entre autre, à l'endroit où doit être réalisé le dépôt. Un masquage du support est nécessaire de manière à dessiner la forme voulue. Cette technique s'applique à tout type de matériau mais sa vitesse de dépôt est extrêmement lente (6nm/min), ce qui limite l'épaisseur de dépôt envisageable.

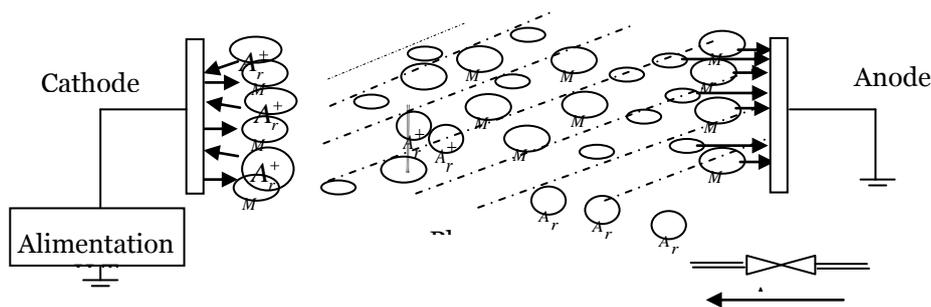


Figure II.20: Principe du dépôt par pulvérisation cathodique.

II.4. L'intégration de l'inductance planaire :

A cause des limitations en surface et en volume, deux paramètres sont fondamentaux dans le dimensionnement des bobines intégrées. Le premier est la forme géométrique ou encore la topologie de la structure, le second est les matériaux choisis et utilisés pour la fabrication des différentes parties de la bobine. Ces paramètres vont influencer la valeur d'inductance, l'énergie emmagasinée, les pertes dans le noyau (dans le cas d'une bobine avec noyau), le choix des matériaux formant la bobine.

Toutes ces caractéristiques sont inter-reliées et impliquent de faire des compromis dépendamment des applications visées, du coût et du temps de réalisation.

Dans ce chapitre, nous ferons une synthèse de ce que l'on rencontre dans la littérature scientifique sur les bobines intégrées dans différents domaines de l'électronique.

II.4.1 Les matériaux magnétiques :

Les divers matériaux magnétiques envisageables en Génie Electrique

Dans cette partie, seuls les matériaux magnétiques doux utilisés couramment par le monde du génie électrique seront abordés.

II.4.2 Les ferrites :

Ces matériaux sont aujourd'hui très répandus en électronique de puissance, même si leur domaine de prédilection reste celui des télécommunications.

Les ferrites sont, à la base, des oxydes de fer (Fe_2O_3) qui en pratique sont mélangés avec d'autres constituants tels que le manganèse Mn, le nickel Ni ou le zinc Zn. Les proportions de ces additifs sont choisies pour optimiser les propriétés magnétiques du matériau final. Pour la fabrication des pots ferrites, le mélange composé est chauffé puis finement broyé (jusqu'à quelques microns). La poudre ainsi obtenue est séchée avant qu'un liant lui soit ajouté. La mixture obtenue est alors constituée de grains conducteurs isolés les uns des autres. Afin de solidifier l'ensemble, une opération de frittage est menée à haute température (au-delà de $1000^\circ C$) [41]. Cette opération va déterminer la microstructure de la ferrite, c'est-à-dire notamment la taille des grains.

Cette opération de frittage induit des modifications géométriques importantes et difficilement contrôlables. Ainsi, si l'utilisateur désire obtenir un entrefer de valeur précise, il lui faudra faire une rectification mécanique à la meule diamant.

En ce qui concerne leurs propriétés magnétiques, l'induction à saturation est très modeste ($0,3T$ très souvent ; $0,5T$ dans des cas exceptionnels). Leur résistivité électrique est un atout de tout premier ordre. Les ferrites MnZn ont des résistivités au-delà de $10 \Omega.m$, ceux contenant du lithium Li (utilisées en haute fréquence) atteignent des résistivités de l'ordre de $105 \Omega.m$ ([Par98]). Ces valeurs de résistivité font que les courants induits dans ces matériaux sont souvent négligeables.

Par contre, du point de vue technologique, les ferrites n'étant que très peu conducteurs, ils ne pourront être déposés que par sputtering et jamais par électrodéposition. Le cahier des charges de cette étude se serait bien prêté à l'utilisation de ferrites, mais la technologie de dépôt n'est pas disponible chez notre partenaire technologique.

II.4.3 Les alliages ferreux :

Les alliages ferreux couramment utilisés en électrotechnique et électronique de puissance sont nombreux, mais seuls les trois plus communs seront étudiés ici : les alliages fer-silicium (SiFe), fer-nickel (NiFe) et fer-cobalt (CoFe).

L'alliage SiFe est une variante du fer pur particulièrement adaptée aux fréquences industrielles ($50 Hz$). L'alliage idéal est constitué d'au plus $3,2\%$ de silicium en poids dans du fer pur. L'effet négatif de cet ajout de silicium est de diminuer l'aimantation à

saturation par rapport au fer pur. En effet, l'induction à saturation du SiFe classique (3,2% de Si) est de l'ordre de 1 à 1,5T au mieux, alors que celle du fer pur est supérieure à 2T.

Par contre, trois avantages majeurs se dégagent :

- le fer pur est un métal mou non manipulable industriellement sous forme de tôles ; l'ajout de silicium rigidifie l'alliage,
- le recuit et le laminage du fer pur induisent toujours de nombreux défauts de réseau cristallin perturbant ainsi les caractéristiques attendues, ceci de manière assez aléatoire ; la présence de silicium va stabiliser le réseau dans des conditions de hautes températures,
- la présence d'atomes de Si augmente considérablement la résistivité du métal ; la résistivité du fer pur à température ambiante est de $11 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ alors que celle du SiFe à 3,8% de Si est de $48 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$.

Les CoFe sont des alliages exceptionnels en qualité puisque leur point de Curie dépasse celui du fer (soit supérieur à 1050 °K) et leur induction à saturation s'approche sans problème de 2,4T. Ils sont souvent fabriqués sous forme de tôles de faible épaisseur afin de pallier les inconvénients dus à leur faible résistivité ($40 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$).

Par contre, les propriétés de cet alliage se dégradent avec la température et son coût le disqualifie souvent pour une utilisation grand public puisque le cobalt est un matériau atteignant souvent 50€/kg, ce qui place la tôle FeCo au moins 20 fois plus chère que la meilleure tôle SiFe.

Enfin, les alliages NiFe sont les composés les plus utilisés dans le domaine grand public, puisqu'on les retrouve dans les têtes de lecture de magnétophones et baladeurs, disjoncteurs différentiels, etc. Les seuls alliages intéressants sont ceux dont la composition est comprise entre 30% et 80% de Ni. En effet, au-dessous de 30% de Ni, les propriétés magnétiques sont très mauvaises ; et au-delà de 80% de Ni, les valeurs caractéristiques de l'alliage (induction à saturation, perméabilité relative, ...) évoluent dans le mauvais sens[41]. Le nickel étant un matériau onéreux, il n'y a donc aucun intérêt à en mettre dans l'alliage plus que nécessaire.

L'aimantation à saturation ne peut pas être reliée simplement à celle du fer et celle du nickel. Elle passe par un maximum à 1,6T pour l'alliage NiFe 50-50 (50% de fer et 50% de Ni) et décroît de part et d'autre, très vite du côté des faibles concentrations en Ni.

La température de Curie est à peine supérieure à l'ambiante pour les alliages à 30% de Ni et elle atteint un maximum voisin de 600°C vers 70% de Ni.

Les familles de NiFe utilisées en électronique et électronique de puissance peuvent être séparées en trois groupes :

Les invars (36% de Ni) : ils sont intéressants pour leur grande valeur d'induction à saturation (1,3T) et surtout leur relativement grande résistivité électrique ($80 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$). Ils sont surtout utilisés en téléphonie et dans les transformateurs fonctionnant à fréquence élevée (transformateurs d'impulsions). Leur perméabilité relative ne dépasse pas 10000,

Les NiFe 50-50 : ils possèdent l'aimantation à saturation la plus élevée (1,6T). Leur perméabilité relative est exceptionnellement élevée jusqu'à une induction très élevée (μ possible au-delà de 100000),

La famille des permalloys (entre 70% et 80% de Ni) : Une très grande perméabilité relative peut être espérée (300000 par exemple). Ils sont très sensibles aux traitements métallurgiques et leur aimantation à saturation est un peu faible (0,85T). Mais, surtout, leur

résistivité électrique est médiocre [43]. Pour y remédier, il est possible d'ajouter du cuivre, du chrome, du molybdène pour amener la résistivité vers $60 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$.

II.4.4 Les alliages amorphes :

Ces alliages ont été découverts dans les années 60 et ont commencé à être commercialisés vers 1975. Les atomes constituant ces alliages sont complètement désordonnés, ce qui les différencie des cristaux. Leur désordre les rendra très faciles à aimanter et rendra leurs pertes faibles (faible énergie anis-tropique).

Par construction, ces matériaux sont, dans la plupart des cas, obtenus directement sous forme de rubans minces, par refroidissement très rapide (à partir de l'état liquide) sur une roue froide en cuivre. L'épaisseur de ces rubans est, en général, de $50 \mu m$.

Leur aimantation à saturation peut atteindre, pour les plus performants, 2T ; pour cela, il est nécessaire de combiner du fer, du bore, du silicium et du carbone, ce qui rend l'alliage complexe.

La résistivité électrique des amorphes est très élevée, de l'ordre de 120 à $160 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ à température ambiante [44].

Par contre, ce sont des alliages à base de matériaux souvent onéreux (présence régulière de cobalt).

II.4.5 Les nanocristallins :

Ces nouveaux alliages, dérivés des amorphes, ont été découverts dans les années 80 par Hitachi. La première phase de leur élaboration est identique à celle des amorphes (trempe ultra rapide), la seconde consiste en un recuit thermique entre $500^\circ C$ et $600^\circ C$. Ce recuit active la cristallisation de grains FeSi de dimensions nanométriques (environ 10nm) et leur confère leurs propriétés magnétiques finales [45].

Les alliages nanocristallins les plus répandus sont de type finemet, de composition fer, silicium, cuivre, niobium et bore.

Ces matériaux présentent in fine une induction à saturation élevée (de l'ordre de 1,2T) et une résistivité comparable à celle des amorphes ($160 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$) : ils seront donc siège de faibles pertes dynamiques.

Technologiquement, les propriétés magnétiques de ces alliages peuvent être grandement adaptées et modifiées par les conditions de recuit. L'application d'un champ magnétique transversal ou longitudinal, des températures de recuit plus ou moins élevées ou encore un recuit sous contraintes concourent à adapter leurs pertes et leur perméabilité relative dans de larges plages (de quelques milliers aux millions).

La ductilité importante de ces alliages favorise l'obtention de poudres permettant la réalisation de matériaux composites à entrefers répartis et, donc, de faible perméabilité.

Les propriétés « nanocristallines » sont alors exploitables pour un grand nombre d'applications, que ce soit en transformateur ou en inductance.

Le coût de tels matériaux se situe entre ceux des ferrites et des amorphes, ce qui fait des nanocristallins des alliages d'avenir dans les applications de l'électronique de puissance.

II.6 Les différentes topologies des inductances intégrées:

II.6.1 Le méandre (serpentin):



Figure II.21: Vue partielle d'un méandre.

Cette topologie, bien moins connue que le tore, est représentée sur une vue partielle sur la Figure (II.21). Le champ circule dans le matériau magnétique et passe donc de la couche du bas à la couche du haut. Les spires sont réalisées par du cuivre, sur une seule couche

II.6.2 Le tore:

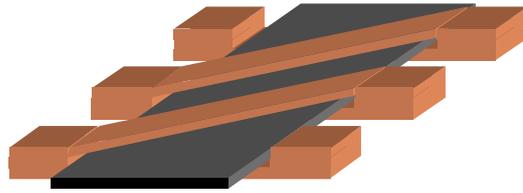


Figure II.22: Vue partielle d'un tore.

Le tore est une structure pouvant se présenter sous forme circulaire (cas le plus courant), carrée ou rectangulaire. Pour faciliter la représentation et la compréhension, seule une vue partielle d'un tore intégré est schématisée sur la Figure (II.22)

II.6.3 La spirale :

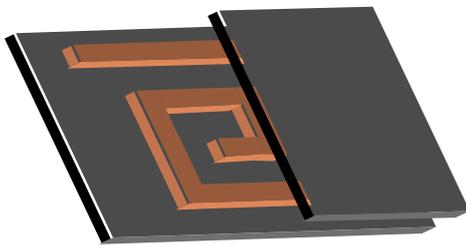


Figure II.23: Vue complète d'une spirale à spires enfermées.

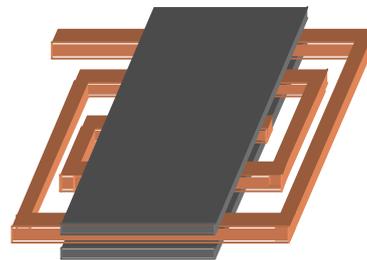


Figure II.24: Vue complète d'une spirale à sorties.

Les spires ne dépassent pas des deux plaques magnétiques Figure(II.23) et les spirales dont les entrées et sorties sont en dehors du capot magnétique Figure (II.24). L'avantage de la seconde structure est qu'il n'est pas nécessaire de percer le circuit magnétique pour amener et faire ressortir le courant. Par contre, cette topologie occupera une surface plus importante (son coût de réalisation sera donc plus élevé que celui de la spirale à spires enfermées).

Cette structure en spirale sera donc très avantageuse pour une utilisation en inductance, l'utilisation en transformateur, elle, s'avérera peu judicieuse puisqu'un entrefer existe par construction. Mais des structures proches, à enroulements en spirale, peuvent tout de même être de bons transformateurs

II.7 Les difficultés pour l'intégration d'une inductance :

L'inductance spirale peut prendre différentes formes telle que la circulaire, carrée, hexagonale, etc. Pour la fabrication de cette spirale on la met sur un isolant où ce dernier va se placer sur un substrat. Et comme l'indique la figure (II-25), le temps de variation du voltage entre les rubans du conducteur des champs électrique et magnétique seront générés

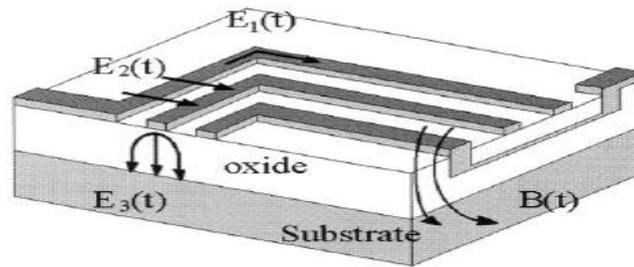


Figure II.25: les effets physiques créés dans une inductance spirale sous voltage.

On peut définir les effets de ces champs sur l'inductance spirale comme suit :

-Le champ magnétique $B(t)$:

La variation du courant produit un champ magnétique au long du conducteur. Deux effets sont produits:

- Self et inductance mutuelle
- Courant d'induction au niveau de substrat et de tous les chemins du métal utilisé.

-Champ électrique au long de la spirale $E_1(t)$:

Il est la conséquence de l'existence d'une différence de potentiel entre deux rubans du conducteur de la spirale. Il produit les pertes ohmiques dans la spirale due à la résistivité du matériau utilisé.

-Champ électrique passant entre l'isolant et le conducteur $E_2(t)$:

Il est la conséquence de l'existence d'une différence de potentiel entre les rubans du conducteur et l'inter connexion. Il produit la capacité de couplage

-Champ électrique entre l'isolant et le substrat $E_3(t)$:

Il est la conséquence de l'existence d'un différent de potentiel entre la spirale et le substrat. Il produit la capacité de couplage entre la spirale et le substrat et les pertes ohmiques dans le conducteur dues au déplacement du courant d'induction.

Après avoir analysé une inductance à une inductance spirale intégrée, il est nécessaire d'étudier une autre caractéristique qui est sa résistance.

II.7.1 Résistance :

A distribution uniforme du courant sur toute la surface du conducteur. Ce dernier a une certaine résistance qui est due à la résistivité du conducteur. Cette valeur est donnée par :

$$R = \rho \frac{l}{S}$$

Avec ρ est la résistivité, l la longueur du conducteur et S la section.

Cette résistance dépend non seulement du conducteur mais dépend aussi de l'influence de l'effet de peau et de l'effet de proximité.

Les courants de Foucault qui se développent à l'intérieur des conducteurs, conduisent à une augmentation parfois très importante des pertes. Ces courants de Foucault sont dus aux

variations rapides des champs magnétiques dans lesquels sont plongés les conducteurs. On distingue généralement trois cas différents bien qu'il s'agisse du même phénomène :

- L'effet de peau
- L'effet de proximité

II.7.2 L'effet de peau :

Considérons un conducteur isolé parcouru par un courant électrique. Le courant i crée un champ magnétique dont les variations induisent des courants de Foucault à l'intérieur du conducteur. Ceux-ci diminuent la densité de courant au centre du conducteur et l'augmentent sur la périphérie.

Aux basses fréquences ce phénomène est négligeable, en revanche aux fréquences élevées le courant se répartit uniquement à la périphérie du conducteur. L'effet de peau se traduit par une augmentation apparente de la résistance du conducteur puisque sa section utile diminue au fur et à mesure que la fréquence augmente.

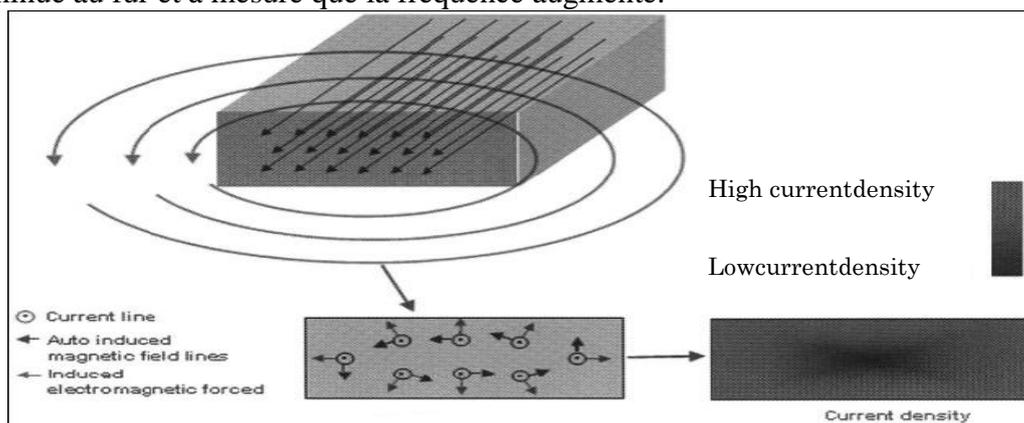


Figure II.26: illustration de l'effet de peau.

II.7.3 L'effet de proximité :

Dans un bobinage, les conducteurs ne peuvent plus être considérés indépendamment les uns des autres. Chaque conducteur subit l'influence du champ magnétique créé par l'ensemble des bobinages. Les variations rapides du champ créent des courants de Foucault à l'intérieur des conducteurs. Cet effet est appelé l'effet de proximité.

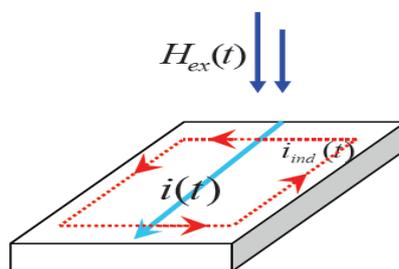


Figure II.27: Illustration de l'effet de proximité dans une plaque conductrice.

La circulation d'un courant dans un conducteur va générer un champ magnétique de fuite pouvant venir perturber les conducteurs à proximité de ce premier. Ceci peut se traduire, selon le sens des courants, par une tendance des courants à circuler seulement sur les parties en vis-à-vis des conducteurs. Pour atténuer cet effet venant s'ajouter à l'effet de peau, il peut être intéressant d'écarter les conducteurs au risque d'augmenter le volume du produit final. Ceci va donc à l'encontre de l'idée d'intégration.

II.7.4 Effet résistif :

Comme tout matériau le conducteur dispose d'une résistivité qui va engendrer des pertes joules. La résistance continue d'un enroulement est définissable en fonction de la surface de cuivre ainsi que de la longueur moyenne de l'enroulement (II-12).

$$R_{DC} = \frac{\rho.l}{s} \quad (\text{II.12})$$

Avec ρ : résistivité du matériau ($\rho = 1.673 \Omega.m$) dans le cas du cuivre)

l : Longueur moyenne de l'enroulement (m)

s : Surface du conducteur (m^2)

Cette résistance, en raison des effets de peau et de proximité, va croître avec la fréquence, ce qui va accentuer d'avantage les pertes joules. Plusieurs méthodes, dont la méthode de Dowell, permettent de calculer analytiquement les pertes cuivre. Cependant cette méthode ne s'applique que lorsque le champ magnétique présente des caractéristiques bien particulières et ne peut pas s'appliquer dans le cas où le dispositif présente un entrefer au sein du noyau magnétique, ce qui sera notre cas. Dans ces conditions une autre méthode, développée au LEG au cours des travaux dirigés par J.P. Keradec, permet une évaluation de ces pertes. Elle se nomme la méthode « μ complexe » et consiste en une représentation du bobinage par un matériau homogène dont les caractéristiques magnétiques sont approximées par une perméabilité complexe. Toutefois, cette méthode reste extrêmement complexe et nécessite des développements complémentaires pour être applicable.

II.7.5 Effet de bord :

Appelé encore couramment effet de tête de bobine, il se traduit par une forte concentration de la densité de courant aux extrémités d'un conducteur plat susceptible de se manifester en hautes fréquences. Celui-ci se rapproche physiquement de l'effet de peau.

II.7.6 Effet de l'entrefer :

Un conducteur a proximité d'un entrefer peut également être exposé à des courants induits créés par l'épanouissement de lignes de champ magnétique autour de l'entrefer. Une solution peut alors être de placer les conducteurs suffisamment éloignés de l'entrefer.

II.8 Propriétés électriques et physiques des inductances :

La Figure (II-28) montre d'une inductance spirale sur un substrat. Une couche d'oxyde de ferrite assure l'interface entre l'inductance et le substrat.

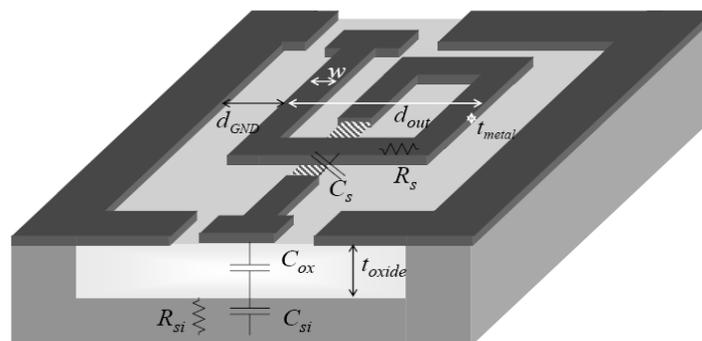


Figure II .28: l'inductance spirale sur substrats.

Le facteur de qualité Q de l'inductance se définit par [46]:

$$Q = \omega \cdot \frac{W_{\max}}{P_{\text{diss}}} \quad (\text{II.13})$$

Avec ω : est la pulsation en [rad/s],

W_{\max} : est l'énergie totale maximum (électrique et magnétique) emmagasinée dans le système en [J],

P_{diss} : est la puissance moyenne dissipée en [W].

Une inductance atteint sa fréquence de résonance f_r , lorsque les énergies électriques et magnétiques sont égales. Le facteur de qualité est alors nul. Au-delà de la fréquence de résonance, l'inductance est équivalente à une capacité.

Cette définition décrit le lien entre Q et les mécanismes physiques d'échange d'énergie et de pertes. Nous allons donc décrire ces mécanismes afin de mieux comprendre leurs origines et leur influence à haute fréquence.

Il existe plusieurs sources de pertes au sein d'une inductance planaire [47]:

1. les pertes résistives,
2. les pertes par couplage capacitif,
3. les pertes par couplage inductif avec le substrat.

II.8.1 Les pertes résistives :

Les pertes résistives ont plusieurs origines selon la fréquence d'opération [48]. Elles influent sur le facteur de qualité des inductances. Les variations conjointes de R_s et de Q sont représentées sur la figure (II-29):

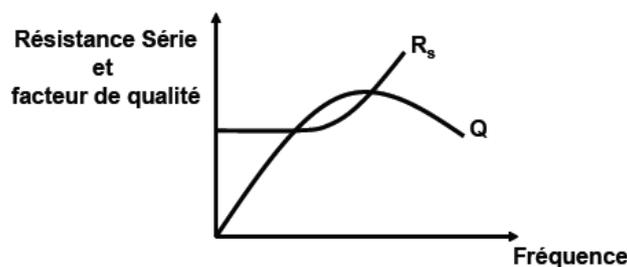


Figure II.29: Variation de la résistance série et du facteur de qualité d'une inductance en fonction de la fréquence.

En courant continu (DC), la résistance série d'une inductance est fonction de la résistivité du métal utilisé (exprimée en $\Omega \cdot m$) et inversement proportionnelle à la largeur de la piste. Dans le cas de l'aluminium, la résistance par carré peut varier selon le procédé de 20 à 70m Ω .

A plus haute fréquence, d'autres phénomènes physiques tels que l'effet de peau et les courants de Foucault (ou Eddy current) provoquent une augmentation de cette résistance. L'effet de peau traduit l'influence de la fréquence sur un conducteur. A très basse fréquence, le courant parcourant un conducteur occupe l'intégralité de la piste. Lorsque la fréquence augmente, le courant se concentre à la périphérie de la piste sur une épaisseur inversement proportionnelle à la fréquence. L'épaisseur de peau δ dont l'expression est donnée par (II-14) est une approximation de l'épaisseur de conducteur parcouru par le courant.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}} \quad (\text{II.14})$$

δ : est l'épaisseur de peau en [m], f est la fréquence en [Hz], μ est la perméabilité en [H/m] et σ est la conductivité en [S/m].

L'effet de peau a pour conséquence l'augmentation de la résistance série de l'inductance en racine carrée de la fréquence.

Un second phénomène conduisant à l'augmentation de la résistance série a pour origine les courants de Foucault [49]. Considérons la portion d'une inductance multi tours représentée sur la Figure (II-30).

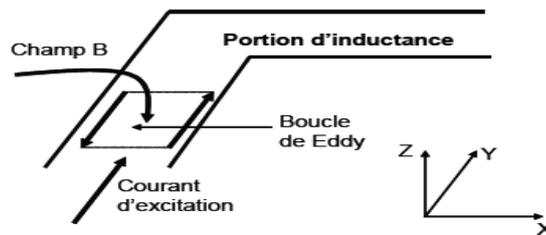


Figure II.30: Courants de Foucault dans une inductance.

Le champ magnétique produit par les tours adjacents pénètre cette portion orthogonalement à la surface. Ce champ provoque la naissance de courants à la périphérie de la portion d'inductance. L'intensité de ces courants dépend alors de la portion considérée. Au centre d'une inductance multi-tours, ce courant se concentre du côté intérieur. Inversement, à la périphérie de l'inductance, ce courant se concentre du côté extérieur [50].

Dans [51], une inductance de neuf tours est simulée par décomposition en éléments finis. La résistance du tour extérieur à 2GHz est supérieure à la valeur courant continue de 18%. Par contre, la résistance du tour intérieur à 2GHz est supérieure de 480 % à la valeur DC. Ainsi, il a été montré que la résistance des tours contenus au centre de l'inductance augmente plus vite que la résistance des tours extérieurs.

Dans [49], il est montré que les courants de Eddy provoquent une augmentation quadratique avec la fréquence de la résistance série d'une inductance. Pour cette raison, les inductances sur silicium sont généralement dépourvues de tours proches du centre, afin d'augmenter leurs coefficients de qualité.

II.8.2 Les pertes par couplage capacitif :

Les pertes par couplage capacitif proviennent des capacités entre l'inductance et le substrat.

Ces capacités ont deux effets néfastes sur la qualité de l'inductance. Tout d'abord, elles permettent, à haute fréquence, une interaction entre le substrat et le courant dans l'inductance.

Deuxièmement, elles augmentent la capacité parasite de l'inductance, réduisant ainsi la fréquence de résonance. En réduisant la largeur de l'inductance, on réduit le couplage capacitif mais on augmente la résistance série. Il faut donc trouver un compromis entre ces deux pertes. Une approche consiste à utiliser un plan paterne sous l'inductance [52]. L'idée de l'inductance "paternes" permet de réduire les pertes dans le substrat par couplage capacitif. En effet, la polarisation d'un plan fortement dopé au-dessus du substrat permet d'écranter en grande partie ce dernier. La disposition des barreaux du plan paternes, perpendiculaire aux courants de Foucault, permet d'éviter une inductance image dans le plan conducteur ajouté.

II.8.3 Les pertes par couplage inductif :

Les pertes par couplage inductif sont dues au champ magnétique produit par l'inductance et diffusé dans le substrat.

Les lois de Faraday stipulent qu'un champ magnétique variable au cours du temps induit un champ électrique dans le substrat. Ce champ introduit un courant image dans le substrat, opposé au courant dans l'inductance. Cet effet est souvent modélisé par un transformateur parasite dans lequel le substrat joue le rôle d'inductance couplée à l'inductance réelle. La profondeur de diffusion du champ magnétique est alors proportionnelle à la largeur de la piste.

Il existe donc ici aussi un compromis entre les pertes par couplage inductif et les pertes résistives.

II.9 Choix des matériaux :

L'intégration d'une bobine nécessite l'utilisation principalement de trois types de matériau. Ces matériaux sont :

- un matériau conducteur
- un matériau magnétique
- un matériau isolant

Les deux premiers matériaux sont implicites et entrent dans la composition respectivement du bobinage et du noyau magnétique. L'isolant quant à lui évite le contact entre les matériaux magnétique et conducteur, ceci afin de ne pas provoquer de court-circuit au niveau de l'enroulement lors de l'empilement des couches de matériaux ou du substrat. Sa permittivité électrique pourra également influencer sur les capacités parasites inter-spire au niveau du bobinage et entre le bobinage et le substrat.

II.9.1 Matériaux conducteurs :

Les matériaux conducteurs entrent dans la composition de l'enroulement de la bobine. Leur composition va notamment intervenir dans la résistance électrique totale du bobinage, son comportement vis-à-vis de l'oxydation, sa résistance mécanique ainsi que les difficultés de réalisation.

Les trois principaux métaux conducteurs utilisés dans la littérature sont : L'or, l'aluminium et le cuivre. Ce dernier présente une résistivité inférieure aux deux autres. L'or, de faible résistivité, a une bonne résistance à l'oxydation mais est sujet à la « peste pourpre » (composé intermétallique Al/Au poreux fragile et non-conducteur apparaissant à des températures de l'ordre de 200°C).

En définitive, il apparaît que le cuivre reste le métal le plus utilisé pour la réalisation de micro-bobines, micro-actionneurs, micro-transformateurs ou têtes magnétiques, ceci en raison de ses propriétés électriques très intéressantes, et des différentes possibilités pour le déposer (évaporation, pulvérisation ou électrochimie).

- Cu - Résistivité d'environ 1,75 μ . cm
- Al - Résistivité d'environ 2,9 μ . cm
- Au - Résistivité d'environ 2,3 μ .cm

II.9.2 Matériaux magnétiques :

La présence d'un noyau magnétique dans une bobine 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.

Les principaux matériaux magnétiques utilisés:

NiFe par électrochimie. μ_r de 100 à 5000 en fonction des conditions de dépôt (croissance avec ou sans champ magnétique)

NiFe/SiO₂ (dépôt par pulvérisation $\mu_r=2000$)

CoHfTaPd par pulvérisation.

CoZrRe par pulvérisation.

MnZn par pulvérisation, puis traitement thermique (ferrite).

CoFeCu par électrochimie.

NiZn par poudre.

NiFeMo par électrochimie.

FeCoB ruban de matériau μ_r de 400 à 800 suivant traitement.

CoNbZr par pulvérisation.

FeHfO par pulvérisation.

Le problème majeur à résoudre au niveau du noyau est celui des pertes. Ainsi les courants de Foucault peuvent être limités en utilisant des structures à noyau feuilleté. Ceci a pour effet de diminuer la circulation des courants induits dans le matériau si le feuilletage est réalisé dans la direction du champ magnétique variable. Ainsi, en restreignant les mouvements des charges dans le matériau, nous réduisons également la possibilité au champ magnétique d'accélérer et donc de fournir de l'énergie à ces charges.

II.9.3 Matériaux isolants :

Les isolants permettent de dissocier électriquement le bobinage du noyau magnétique ou du substrat. Dans les publications, les matériaux isolants couramment utilisés sont : l'oxyde de silicium (SiO₂), l'oxyde d'aluminium (Al₂O₃), les nitrures de silicium et des polymères de type résines photosensibles ou polyimides. Tous ces isolants ne sont pas employés dans les mêmes circonstances. En effet, sans aller jusqu'à la prise en compte de la permittivité du diélectrique, la nature des isolants dépend des éléments de la bobine que l'on désire isoler.

Les oxydes et nitrures de silicium servent la plupart du temps à isoler le substrat du composant. C'est la couche de passivation qui sera la première étape de fabrication de la micro-bobine. Les épaisseurs d'oxydes sont de l'ordre de quelques dixièmes de μm à quelques μm .

Dans le cas d'un besoin d'isolant d'épaisseur plus conséquente, ce qui est souvent le cas pour les structures de "puissance", les oxydes sont plus appropriés. Ces oxydes utilisés comme isolants électriques doivent répondre à des contraintes de tenue dans le temps et en température.

II.10 Topologie des inductances :

Les performances d'une inductance sont étroitement liées à sa géométrie.

Nous avons vu que l'amélioration des performances conduit à un compromis entre les pertes résistives, les pertes par couplage capacitif et les pertes par couplage inductif. Pour diminuer les pertes résistives, il est nécessaire d'utiliser un métal de faible résistivité et d'élargir au maximum la largeur des spires. De plus, l'épaisseur des métaux étant fixe dans un procédé ferrite, on ne peut qu'empiler plusieurs couches de métal pour augmenter

l'épaisseur afin de diminuer la résistivité. A l'inverse, pour diminuer les pertes par couplage capacitif et inductif, il faut, d'une part, utiliser le métal le plus éloigné de l'oxyde et, d'autre part, minimiser la superficie de l'inductance.

Il existe plusieurs géométries d'inductances. Les principales sont les inductances circulaires, les inductances carrées, les inductances hexagonales ou octogonales. A surface égale, les inductances circulaires présentent un meilleur facteur de qualité [53], grâce à la réduction de la résistance série. Cette géométrie circulaire n'est souvent pas supportée par les systèmes de génération de masque. Bien souvent, et tel est notre cas, seuls les angles à 90 ou à 45 degrés sont possibles. La solution intermédiaire consiste alors à utiliser des inductances hexagonales.

Il est aussi possible de réaliser des inductances sur plusieurs niveaux de métal : les inductances 3D. Les inductances superposées peuvent être connectées,

- soit en série, pour augmenter la valeur de l'inductance,
- soit en parallèle, pour réduire la résistance série.

Cependant la superposition de plusieurs niveaux de métal conduit à une augmentation des capacités d'oxyde C_{ox} et inter spires C_p , ce qui peut atténuer l'amélioration du facteur de qualité [54].

II.11 Conclusion :

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

Des travaux ont malgré tout fait avancé l'étude de ces composants dans ce domaine et on peut distinguer trois familles de micro-bobines dédiées aux applications pour les petites puissances : spirale, toroïdale et en serpentins. Toutefois pour le moment, nous sommes loin d'une industrialisation massive de ce type de dispositifs.

Du fait de la limitation en surface et en volume, deux critères vont guider le dimensionnement des bobines intégrées. Le premier est la forme géométrique ou topologie de la structure, le second est lié à la nature des matériaux utilisés pour la fabrication des différentes parties du composant. Ces deux critères vont agir sur la valeur d'inductance, de l'énergie stockée, des pertes dans le noyau (dans le cas d'une bobine avec noyau) et dans le conducteur, sur le volume de la bobine ou encore sur les perturbations générées par le composant. Toutes ces caractéristiques sont liées et impliquent de faire des compromis en fonction des applications visées.

Chapitre III

*Dimensionnement d'une bobine
intégrée*

III.1 Introduction :

Dans le domaine des alimentations à découpage, les composants bobinés sont des composants indispensables dans tous les types de convertisseurs statiques.

Pour réaliser un convertisseur DC/DC en appliquant l'intégration de la structure PIAC (II.3.4.1.1.b), l'intégration de la capacité de sortie ou encore du filtre CEM au sein de l'empilement de fonction reste impossible et sont implantés à l'extérieur du dispositif. Néanmoins un travail conséquent a été fait pour mettre en œuvre cette réalisation qui au final utilise la technologie planaire pour l'intégration du transformateur et de l'inductance de sortie. Ce dispositif LT est implanté sur un circuit imprimé sur lequel se trouve la partie composant de puissance et de commande non intégrée (Figure. III.1).

La démarche de ce chapitre débutera avec la première partie qui sera consacré à l'étude d'un convertisseur DC-DC isolé à point milieu inductif en sortie. Le choix de ce convertisseur est guidé par le niveau de puissance et le besoin de forts courants en sortie. Ce convertisseur sera analysé et dimensionné. À partir des conditions de fonctionnement de ce système, nous estimerons les valeurs requises pour le dimensionnement des composants passifs nécessaires. Cela nous conduira à la deuxième partie qui sera consacré à l'étude de la bobine intégrée dans ce dispositif de puissance, et la détermination de ses différents paramètres physiques et géométriques.

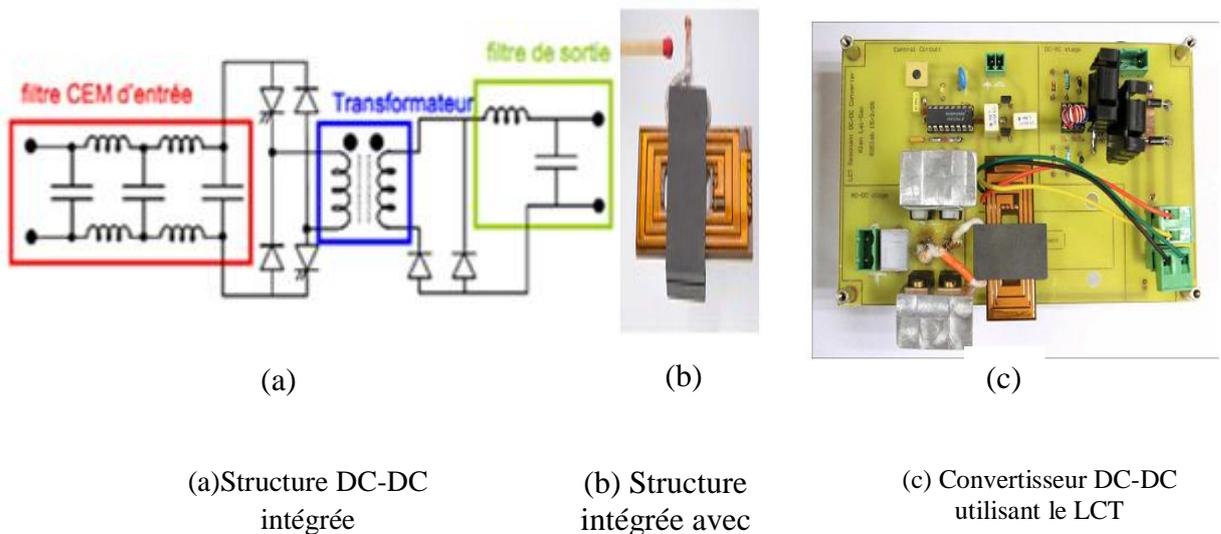


Figure III.1: Structure LCT intégrée dans un convertisseur DC-DC.

III.2Présentation du convertisseur :

L'étude de convertisseur DC-DC constitue notre point de départ pour l'étude de la bobine intégrée c'est à dire à partir des conditions de fonctionnement de ce système, nous estimerons les valeurs requises pour le dimensionnement des composants passifs nécessaires.

III.2.1Le convertisseur abaisseur de tension avec point milieu inductif à la sortie :

Parmi les convertisseurs statiques DC-DC employés pour l'électronique de puissance, le redressement à point milieu inductif en sortie(Curent double rectifier) ou

Push Pulls (Fig.III.2), a montré certains avantages dans les applications des basses tensions et des forts courants en sortie.

D'une part, les trois composants magnétiques supportent seulement la moitié du courant de sortie. Ensuite, la répartition du courant de sortie via deux inductances évite une forte concentration de pertes d'une seule inductance utilisée dans le pont complet par exemple. De plus, le transformateur est plus simple au niveau de sa construction, en particulier grâce à l'absence de la connexion du point milieu.

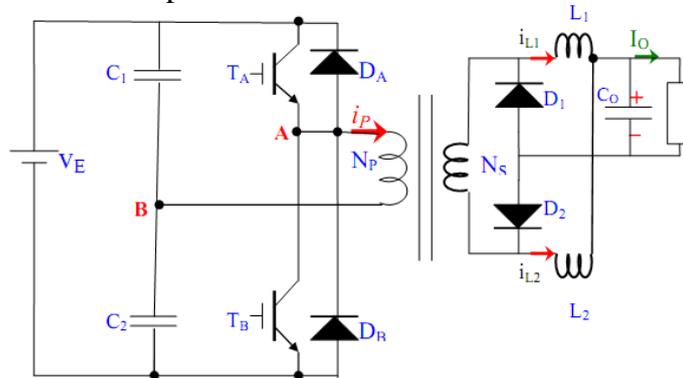


Figure III.2: Convertisseur DC-DC avec point milieu inductif à la sortie.

Les ondulations du courant dans le transformateur et les inductances sont à l'origine de pertes électriques et magnétiques importantes. De plus, ces ondulations avec leur conséquence thermique rendent l'utilisation de noyaux ferrites avec entrefer obligatoire pour les inductances. Ensuite, l'ondulation du courant des inductances a des conséquences côté primaire en rendant la commutation à l'ouverture des transistors plus difficile

Une comparaison entre un convertisseur à point milieu inductif et l'autre avec un pont complet ayant les mêmes caractéristiques électriques a montré que les pertes totales dans les composants du point milieu inductif dépendent directement de l'ondulation du courant de sortie, puisque l'estimation des pertes dans les composants magnétiques, montre que les pertes cuivre dans les composants du pont complet sont toujours inférieures à celles de la structure à point milieu inductif sauf dans le cas où l'ondulation de courant de sortie est inférieure à 4%. Donc, l'utilisation du point milieu Inductif devient seulement intéressante quand cette ondulation ne dépasse pas 4% du courant de sortie. De plus, la comparaison montre aussi que l'espace occupé par les composants bobinés avec un pont complet est égal ou même inférieur à celui qu'occuperait le point milieu inductif [8]. Alors que le choix d'un convertisseur à point milieu inductif, vient de la possibilité d'intégrer tous les composants bobinés sur un même noyau en vue de gagner au niveau du volume, du poids et du coût.

III.2.2 Analyse du fonctionnement de la structure sélectionnée :

La structure étudiée Fig. III.2 est construite avec un point milieu capacitif à l'entrée et inductif à la sortie. Le transformateur contient simplement deux bobines: le primaire avec un nombre de spires N_P et le secondaire N_S . Le filtrage de sortie est assuré par les inductances $L_1=L_2=L$, et aussi par le condensateur C_O . Côté primaire, la tension d'entrée V_E est partagée par $C_1=C_2$.

➤ Pendant l'intervalle $[0, \alpha T]$:

À la fermeture de S1 (Thyristor T1), une tension V_{ab} apparaît aux bornes du primaire, où D2 est passante et D1 est bloquée. La chute de tension aux bornes de L_1 peut s'exprimer par :

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = mV_{ab} - V_0 \quad (\text{III.1})$$

Où T est la période de découpage, α est le rapport cyclique et $m=NS / NP$: est le rapport de transformation du transformateur. La tension sur L2 pendant cet intervalle est:

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = -V_0 \quad (\text{III.2})$$

Le courant de sortie est donné par :

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} = mV_{ab} - 2V_0 \quad (\text{III.3})$$

Mais avec $L_1=L_2=L$, l'équation précédente devient :

$$L \left(\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \right) = mV_{ab} - 2V_0 \quad (\text{III.4})$$

Où

$$i_{1(t)} + i_{2(t)} = i_{0(t)} \quad (\text{III.5})$$

$i_{0(t)}$: est le courant instantané de sortie.

$$L \frac{di_{0(t)}}{dt} = mV_{ab} - 2V_0 \quad (\text{III.6})$$

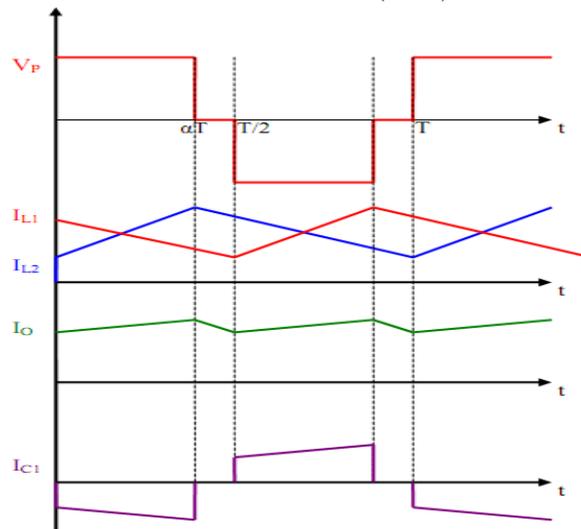


Fig.III.3:Forme des ondes: tension appliquée au primaire, courants des inductances, courant de sortie et courant d'un condensateur d'entrée.

➤ **Pendant l'intervalle $[\alpha T, T/2]$:**

Les interrupteurs S_1, S_2 sont bloqués et D_1, D_2 sont passantes. Le courant de sortie se divise en $i_{1(t)}$ et $i_{2(t)}$ s'exprime comme :

$$L \left(\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \right) = -2V_0 \quad (\text{III.7})$$

➤ **Pendant l'intervalle [T/2, T/2+αT]:**

L'interrupteur S₂ est fermé et S₁ est bloqué. D₁ est passante, tandis que D₂ est bloquée.

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = mV_{ab} - V_0 \quad (\text{III.8})$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = mV_{ab} - V_0 \quad (\text{III.9})$$

Le courant de sortie est toujours la somme de : $i_{1(t)}$ et $i_{2(t)}$.

➤ **Pendant l'intervalle [T/2+αT, T] :**

Les interrupteurs S₁, S₂ sont bloqués, D₁ et D₂ sont passantes, les équations (III.7), (III.8) décrivent toujours cet intervalle.

III.2.3 Expression de la tension de sortie :

La tension de sortie peut être obtenue sachant que la tension moyenne est toujours nulle aux bornes d'une inductance de filtrage L_1 ou L_2 pendant une période T:

$$\frac{1}{T} \int_0^T u_{L1} \cdot dt = 0 \quad (\text{III.10})$$

$$\frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} mV_{ab} - V_0 dt - \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T V_0 dt = 0 \quad (\text{III.11})$$

Donc la tension de sortie s'écrit :

$$V_0 = \alpha \cdot m \cdot V_{ab} \quad (\text{III.12})$$

III.2.4 Ondulation de courant :

L'ondulation de courant ΔI_L dans l'inductance montrée sur la Fig. III.4 se déduit de l'expression:

$$V_L = L \left(\frac{dI_L}{dt} \right) \quad (\text{III.13})$$

et: $V_L = mV_{ab} - 2V_0$ (III.14)

Qui donne, durant le temps αT :

$$mV_{ab} - 2V_0 = L \left(\frac{dI_L}{dt} \right) \quad (\text{III.15})$$

Ensuite : $\Delta I_0 = \alpha \cdot T \cdot \frac{mV_{ab} - 2V_0}{L}$ (III.16)

Ou : $\Delta I_0 = \frac{(-2\alpha)}{L \cdot f} V_0$ (III.17)

Cette ondulation est maximale pour : $\frac{\Delta I_0}{I_0} = 0.2$ (III.18)

F étant la fréquence du circuit ($1/T$).

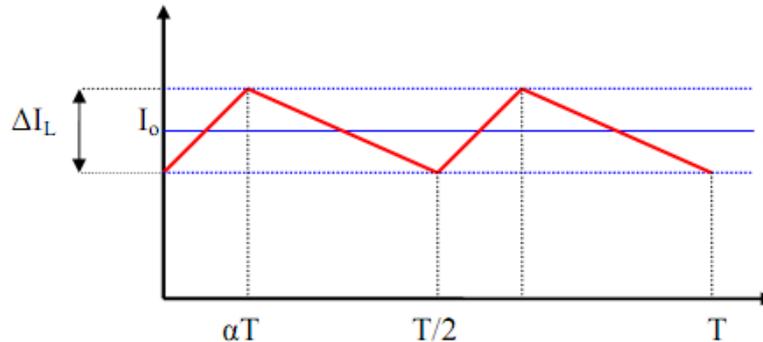


Figure.III.4: Formes d'ondes pour le calcul de l'ondulation
Du courant de sortie dans la bobine.

Le convertisseur constitue le point de départ pour le dimensionnement des composants passifs et plus particulièrement de la bobine, pour élaborer cette dernière, nous allons choisir le cahier de charge suivant :

III.2.5 Cahier de charge du convertisseur:

Les différents éléments du convertisseur seront déterminés à partir du cahier des charges présenté ci-après quia été établi de façon à répondre une application typique. Les spécifications électriques du convertisseur sont montrées dans le tableau suivant :

Tension de sortie	48 V
Tension d'entrée	380 V
Fréquence de coupage	1.5 MHz
Puissance de sortie	1kW
Ondulation maximale du courant de sortie $\Delta I_L / I_0$	$k_{io}=20 \%$
Ondulation maximale de tension de sortie $\Delta V_0 / V_0$	$K_{vo}=5 \%$

Tableau III.1: Spécification électrique pour le cahier de charge.

III.2.6 Définition des composants passifs du convertisseur:

III.2.6.1 Condensateur de sortie :

L'ondulation du courant de sortie montrée sur la figure(III.3), permet de calculer la valeur minimale du condensateur :

$$C_0 = \frac{1}{16f} \cdot \frac{\Delta I_0}{\Delta V_0} = 0,72 \cdot 10^{-6} F = 0,72 \mu F \text{ (III.19)}$$

En remplaçant ΔI_0 par sa valeur (III.17), la formule donnant la valeur minimale du condensateur de sortie devient :

$$C_0 \geq \frac{(-2\alpha)}{16f^2 L_0 k_{v0}} \quad (\text{III.20})$$

III.2.6.2.L'inductance de la bobine de sortie :

a) Calcul de la valeur de l'inductance :

La valeur de l'inductance demandée pour que l'ondulation du courant de sortie ne dépasse pas 20 % du courant de sortie peut être calculée en utilisant l'équation (III.6):

$$L = \frac{mV_{ab} - 2V_0}{\Delta I_0} \cdot \alpha T \quad (\text{III.21})$$

$$\text{Ou: } L = \frac{1 - 2\alpha}{f \cdot \Delta I_0} \cdot V_0 \quad (\text{III.22})$$

L'ondulation en courant est maximale pour: $\frac{\Delta I_0}{I_0} = 20\%$.

Alors: $\Delta I_0 = 0,2 \cdot I_0$.

D'autre coté nous avons : $I_0 = \frac{P_0}{V_0} = \frac{1 \cdot 10^3}{48} = 20,83A$ Alors $I_0 = I_{L1} + I_{L2}$

Et par suite:

$$\Delta I_0 = (0,2) \cdot (20,83) = 41,67A \quad (\text{III.23})$$

L'ondulation en courant a pour expression:

$$\Delta I_0 = \frac{1 - 2\alpha}{L \cdot f} V_0 = 41,67A \quad (\text{III.24})$$

Connaissant les valeurs de la fréquence « f » et la tension d'entrée « V_e » ($f=150 \text{ KHz}$ et $V_e=380V$), nous pouvons en tirer la valeur de l'inductance de notre bobine;

$$\text{Donc: } L = \frac{1 - 2\alpha}{f \cdot \Delta I_0} \cdot V_0 \quad (\text{III.25})$$

Ainsi nous devons réaliser une bobine dont l'inductance aura une valeur de $L=33,14 \mu H$.

b) Stockage de l'énergie magnétique :

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

-Stockage dans le noyau magnétique

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

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

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:

$$W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{\max}^2 \quad (\text{III.26})$$

Si l'on applique la relation (III.26) à notre système, c'est-à-dire avec une bobine d'une valeur d'inductance de $L=33,14 \mu H$ traversée par un courant maximum de $I_{\max}=41,67A$, il faut stocker une quantité d'énergie de : $W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{\max}^2 \Rightarrow W = 2.88 \times 10^{-2} \text{ Joule}$

c) La densité volumique d'énergie :

Une inductance est composée d'un circuit magnétique chargé de canaliser le flux dans un entrefer, lieu de stockage de l'énergie. Le volume nécessaire pour stocker l'énergie va donc être fixé par :

- ✓ B_{\max} : champ magnétique maximal que peut supporter le matériau,
- ✓ μ_r : la perméabilité relative du matériau.

Pour un matériau magnétique NiFe et sans entrefer dont les caractéristiques sont :

- ✓ Induction magnétique $B_{\max}=0.6 \text{ Tesla}$
- ✓ Perméabilité relative $\mu_r=800$

En effet, l'énergie volumique stockable dans un milieu de perméabilité $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ vaut :

$$W_{V \cdot \max} = \frac{B_{\max}^2}{2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r} = \frac{0,6^2}{2 \times 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 800} = 179.05 \text{ J} \cdot \text{m}^{-3} \quad (\text{III-27})$$

d) Le calcul du volume :

$$V = \frac{W}{W_{\max}} = \frac{2,88 \cdot 10^{-2}}{179,14} = 1,6 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3 \text{ de NiFe} \quad (\text{III-28})$$

Soit $160,67 \text{ cm}^3$ de NiFe pour stocker $1 \mu J$. Notons ici que plus la perméabilité magnétique μ_r sera élevée, plus le volume du circuit magnétique ne sera important pour une induction maximale donnée. Nous allons opter pour une superficie du noyau de $(4 \times 4) \text{ cm}^2$, afin d'obtenir une épaisseur de 1 mm .

III.3 Dimensionnement de la bobine intégrée :

Le convertisseur choisi contient une bobine planaire spirale carrée (Fig.III.5) qui est sous la forme d'un enroulement concentrique d'un ruban conducteur. Il impose une self de surface assez importante. De façon plus générale, nous rappelons qu'une bobine est caractérisée par son inductance L (liée au nombre de tours), par sa résistance R et par ses capacités parasites C . Pour la réalisation technologique de cette inductance, deux niveaux de métallisation (spires et underpass) ainsi que deux viassont requis (Fig.III.5.b). L'intérêt d'une forme spirale est de bénéficier d'effets de mutuelles positives entre les spires voisines [6][31].

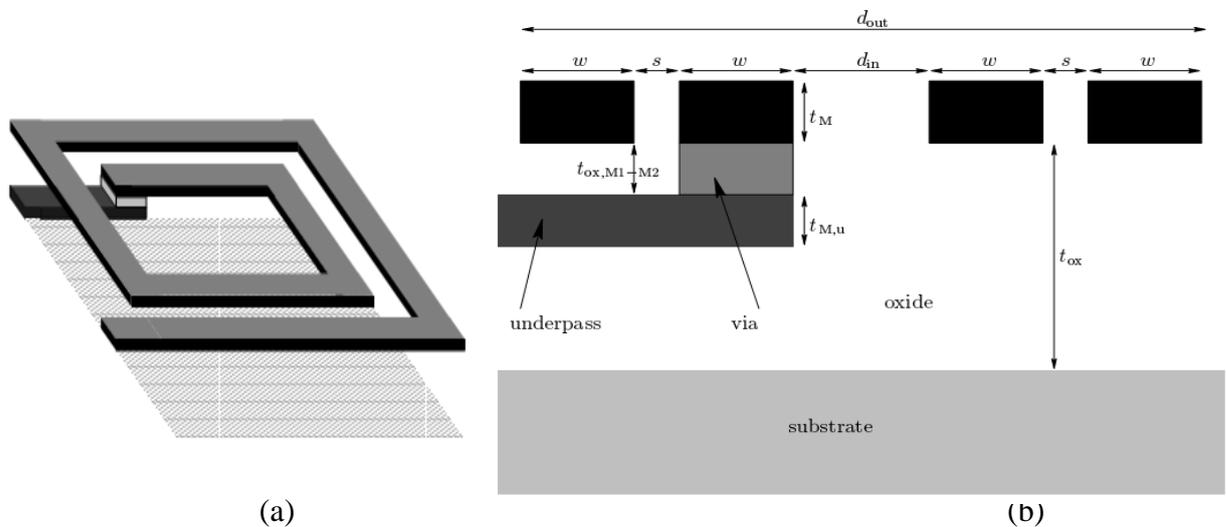


Figure III.5: Inductance planaire spirale carrée intégrée de 1.75 tours.
(a) Vue 3D (b) Les niveaux de métallisation (spires et underpass).

III.3.1 Les paramètres géométriques de la bobine :

Une bobine plane, quelle que soit sa forme, est géométriquement décrite par cinq paramètres (Figure III.6) sur lesquels il est possible de jouer pour fixer la valeur de l'inductance. Ces paramètres sont la largeur w et l'épaisseur t des conducteurs, leur espacement s mais aussi le nombre de tours N . Le dernier paramètre est la surface occupée par le composant sur le substrat déterminée par le diamètre extérieur d_{out} . A partir de ces paramètres, un modèle analytique assez précis peut être établi en vue de déterminer l'inductance série et la résistance série du composant complet

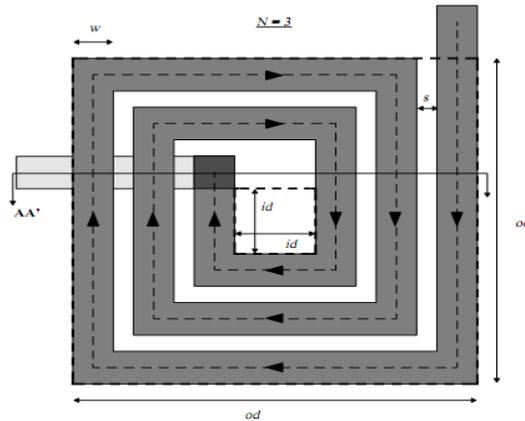


Figure III.6:Définition des paramètres géométriques décrivant une inductance planaire spirale [2].

III.3.1.1. Nombre de spires de la bobine :

La méthode de calcul développée par Wheeler permet une évaluation du nombre de spires n à partir de l'expression de l'inductance L_{mw} suivante

$$L_{mw} = k_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{n^2 \cdot d_{avg}}{1 + k_2 \cdot \rho} \quad \text{(III-29)}$$

Laquelle, ρ est le facteur de forme, défini par :

$$\rho = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}} \quad \text{(III.30)}$$

d_{in} et d_{out} définissent respectivement les diamètres intérieurs et extérieurs de la bobine.

Le diamètre moyen d_{avg} est donné par : $d_{avg} = \frac{d_{out} + d_{in}}{2}$

k_1 et k_2 deux coefficients fonction de la forme géométrique utilisée. Les valeurs de ces deux coefficients sont données dans le tableau(III-2) suivant :

Forme	k_1	k_2
Carrée	2.34	2.75

Tableau III.2: Coefficients k_1 et k_2 de Wheeler pour la forme carrée.

Pour un rapport $c = \frac{d_{in}}{d_{out}} = 0,5$, avec un diamètre extérieur : $d_{out} = 50mm \Rightarrow d_{in} = 25mm$

$$n = \sqrt{\frac{2 \cdot L \cdot [k_1 + c + k_2 \cdot (-c)]}{\mu_0 \cdot k_1 \cdot d_{out} \cdot (+c)^2}} = 24 \text{ tours} \quad \text{(III.31)}$$

III.3.1.2. La largeur et l'épaisseur du conducteur :

L'effet de peau provoque la décroissance de la densité de courant à mesure que l'on s'éloigne de la périphérie du conducteur; pour contourner ce problème, nous allons calculer la largeur w et l'épaisseur 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 :

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega \cdot \mu}} \Rightarrow \delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f}} \quad (\text{III.32})$$

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

$$\vec{j}(x) = j_0 \cdot e^{-i\left(\frac{x}{\delta}\right)} \cdot e^{-\left(\frac{x}{\delta}\right)} \quad (\text{III.33})$$

$$j(x) = j_0 \cdot e^{-\left(\frac{x}{\delta}\right)} :$$

La valeur moyenne de la densité du courant:

$$j_{moy} = j_0 \cdot \frac{\left[e^{-\left(\frac{t}{2\delta}\right)} + 1 \right]}{2} \quad (\text{III.34})$$

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

On trouve après le calcul:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega \cdot \mu}} = 1,69 \cdot 10^{-4} m$$

En introduisant la condition suivante:

$$w < \frac{c \cdot d_{out}}{2n} \Rightarrow w < 5,21 \cdot 10^{-4} m$$

On impose une des deux valeurs t ou w ; en posant par exemple l'épaisseur du conducteur $t = 1mm$, on peut calculer sa largeur w .

Pour qu'un courant maximal $I = 41,67A$ puisse circuler dans un fil conducteur qui constitue le circuit électrique de la bobine qu'on souhaite intégrer, il faut que la section S_c de ce dernier remplisse la condition suivante:

$$I = S_c \cdot j_{moy} \quad (\text{III-35})$$

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

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

Dans la plupart des cas, les micro-conducteurs sont en contact avec de substrat (ferrite) ayant des bonnes propriétés de conduction de température. Ce qui nous permet de poser comme conditions aux limites:

$$j_0 = 10^9 \text{ A/m}^2$$

Après calcul, la largeur aura comme valeur: $w = 79.2 \mu\text{m}$

III.3.1.3 L'espace inter spires :

A partir de la forme géométrique carrée de l'inductance, on établit la formule suivante [15]:

$$d_{out} = d_{in} + 2.n.(w) \quad (\text{III-36})$$

$$s = 442.10^{-6} \text{ m}$$

III.3.1.4 Calcul de la longueur totale du conducteur :

La longueur moyenne du conducteur dans une inductance spirale carrée est déterminée à partir de la formule

$$l = 2.(d_{in} + w) \cdot 2.n.(n-1).(w) \quad (\text{III-37})$$

$$l = 1,22 \text{ m.}$$

Le dimensionnement du circuit magnétique doit également prendre en compte l'existence de pertes et l'apparition de l'effet de peau lié au fonctionnement à haute fréquence du matériau. Ces effets néfastes, qui dégradent les performances du composant, peuvent être réduits en feuilletant les noyaux magnétiques. Ce feuilletage pourra cependant augmenter sensiblement le volume global du noyau.

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

Inductance L (μH)	Nombre de tours n	Longueur l (cm)	Largeur w (μm)	Épaisseur t (μm)	Espacement s (μm)	Diamètre externe d_{out} (mm)	Diamètre interne d_{in} (mm)
33.14	24	122.52	79.2	10^3	442	50	25

Tableau III-3: Valeurs géométriques de la bobine intégrée.

III.3.2 Procédure de dimensionnement d'une bobine intégrée:

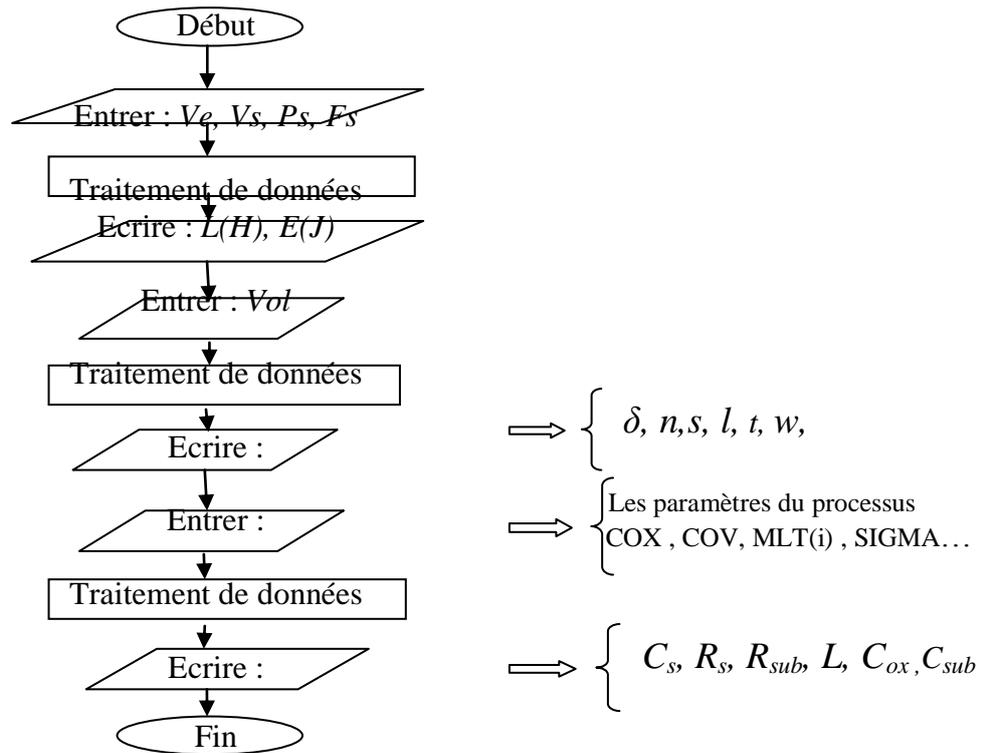


Figure III.7: Procédure de dimensionnement pour une inductance spirale planaire.

III.4 Conception d'une inductance intégrée :

Les inductances planaires traditionnelles sont de forme carrée, ronde, hexagonale ou octogonale. La résistance série d'une inductance de forme circulaire ou octogonale est 10 % plus faible que celle d'une inductance carrée de même valeur de L . En 1990, Nguyen et Meyer ont été les premiers à développer une inductance planaire intégrée sur silicium en utilisant la technologie interconnexions. Ils ont proposé un modèle en « π » simple pour décrire le comportement de l'inductance (Fig.III.8.a). Un modèle amélioré montré en figure(III.8.b) a été développé plus tard par Ashby et al. Ce modèle prend en compte plus de mécanismes physiques apparaissant dans l'inductance. Cependant les paramètres du modèle ont besoin d'être ajustés à partir des courbes expérimentales plutôt que d'avoir une signification physique.

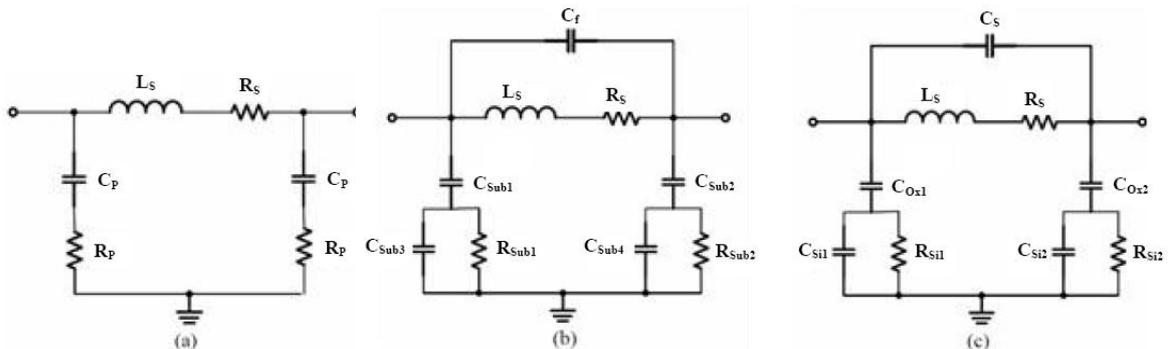


Figure III.8: Modèles en « π » pour des inductances planaires développés par Nguyen et Meyer (a), Ashby et al(b) et Yue et Wong (c).

Plus récemment Yue et Yong [2], ont rapporté un modèle similaire (Fig.III.8.c) mais avec des paramètres plus appropriés à la géométrie de l'inductance. Nous allons considérer l'inductance planaire carrée et le modèle de Yue et Yong comme un repère pour discuter des questions importantes associées à un tel dispositif incluant l'inductance série propre (L_s), les résistances (R_s , et R_{sub}), les capacités (C_p , C_{sub} et C_{ox}), le facteur de qualité et les pertes substrat.

III.4.1 Effets parasites créés par une inductance sur le substrat :

Lorsqu'une différence de potentiel est appliquée aux bornes de la self d'inductance L , un champ magnétique et trois champs électriques apparaissent :

- Le champ magnétique qui est dû au courant continu qui circule dans les spires. Il induit un comportement inductif se traduisant par la circulation de courants induits en sens opposé et dans le substrat.
- La différence de potentiel entre les connexions de la self génère un champ électrique induisant des pertes ohmiques (R_s) dues à la résistivité du métal et des pertes dans le substrat dues aux courants de Foucault.
- Un autre champ électrique est le résultat de la différence de potentiel entre les spires, à l'origine d'une capacité de couplage (C_p) entre spires.
- Enfin, un champ électrique est induit par la différence de potentiel entre la self et le substrat se traduisant par une capacité de couplage entre l'inductance et le substrat (C_{ox1}, C_{ox2}) ainsi que des pertes ohmiques du fait que le champ électrique pénètre dans le substrat conducteur (R_{sub1}, R_{sub2}).

Vu le sens des courants dans l'inductance, la loi de Faraday-Lenz implique qu'un champ magnétique (B) est électriquement induit dans le substrat de l'inductance. En conséquence, des courants (I_{sub}) circulent dans le substrat. Ces courants (I_{sub}) circulent dans une direction opposée à celle des courants initiaux de l'inductance (I). Finalement, on se retrouve avec un champ (B) affaibli par les courants de substrat, donc des valeurs d'inductance et de facteur de qualité plus médiocre [2].

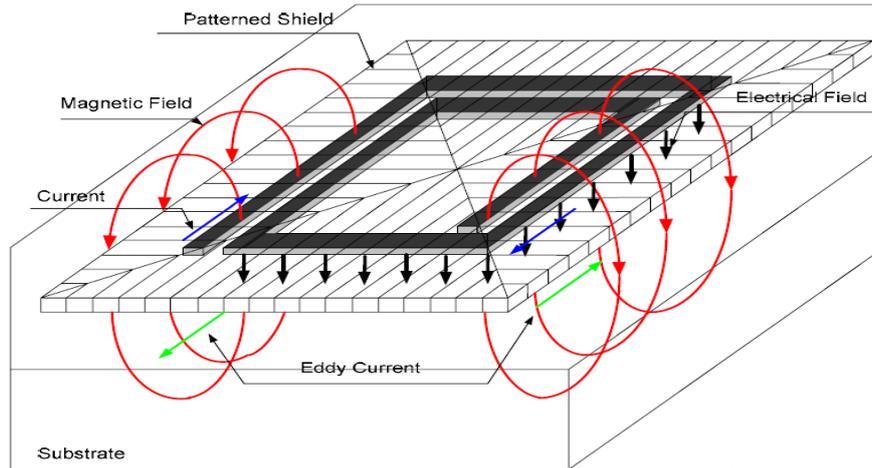


Figure.III.9: Les effets de parasites d'une inductance spirale sur le substrat.

III.4.2 Présentation des éléments parasites :

Dans la pratique une inductance pure n'existe pas, elle est toujours accompagnée d'éléments parasites, tels que capacités et résistances. L'obtention d'un modèle physique localisé (concentré) de grande précision passe par l'identification et la prise en compte de tous ces différents éléments parasites et de leurs effets. Ainsi, il est important de mentionner que les paramètres des circuits électriques qui représentent les différents modèles physiques, ne sont pas seulement empiriques, mais ils ont aussi un sens physique [27]. Le modèle π montré sur la figure (III.8.a) est une approximation la plus réaliste de l'inductance, dans lequel L_s et R_s représentent, respectivement, l'inductance et la résistance série de la spirale [15]. Dans un processus à multicouches en métal, plusieurs couches métalliques du niveau haut peuvent être liées ensemble pour réduire la résistance série. La capacité série C_s entre les deux extrémités de l'inductance modélise la somme entre la capacitance produite par la superposition entre la spirale et la piste de retour souterraine, d'une part, et le couplage entre les spires formées par les faces latérales de la spirale métallique, d'autre part. La capacité de l'oxyde C_{ox} , formée par la couche d'oxyde qui sépare la spirale du substrat, est la plus gênante puisqu'elle a la plus grande valeur parmi les différentes capacités parasites [18]. Finalement, la capacité et la résistance du substrat en silicium sont modélisées par C_{si} et R_{si} [2].

Pour une inductance suspendue, les éléments parasites dans le modèle π concentré, qui représentent le lien avec le substrat sont éliminés et le modèle équivalent correspondant est montré sur la figure(III.8.b).

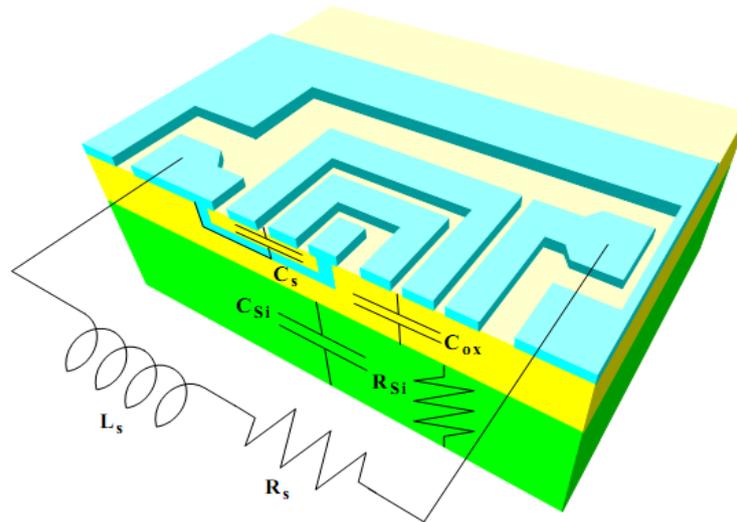


Figure.III.10: Représentation spatiale des éléments parasites d'une inductance intégrée.

III.4.3 Modèle équivalent d'une inductance :

Pour réaliser une inductance intégrée plane spirale avec une technologie CMOS standard, on doit disposer au minimum de deux couches de métaux (Fig.III.11.a). La spirale est construite en utilisant l'une des couches métalliques encadrées dans l'oxyde de silicium, généralement, la couche supérieure du métal pour réduire la capacité parasite du couplage avec le substrat. De plus, la couche supérieure de métal est d'habitude plus épaisse ce qui minimise la résistance série statique (R_s) de l'inductance (Fig.III.11.b). La prise de contact de l'extrémité interne est effectuée en utilisant l'autre niveau de métal ce qui représente la piste de retour de la bobine [27].

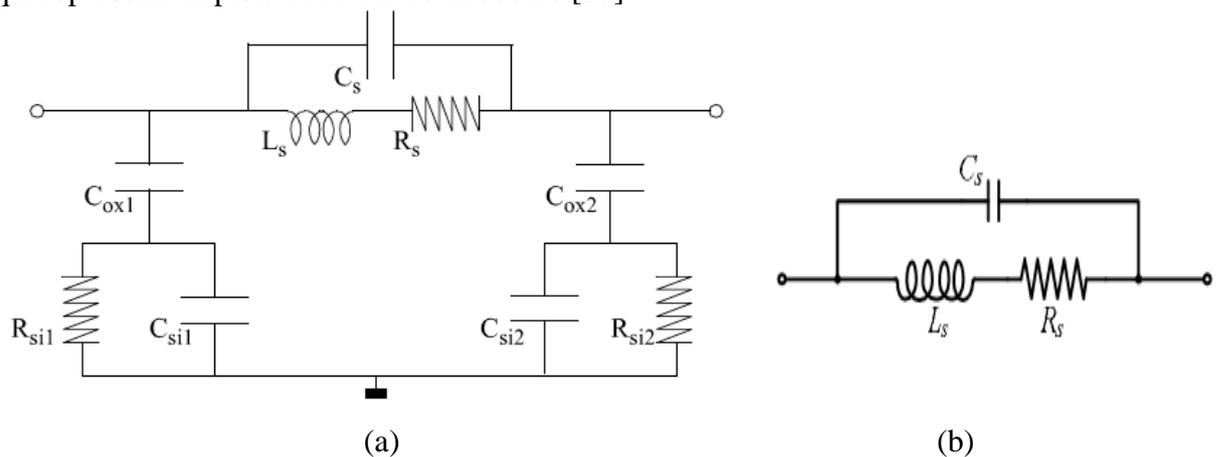


Figure.III.11: Le modèle électrique équivalent, d'une inductance intégrée plane carrée.

(a) posée sur le substrat (b) suspendue.

III.5 Influence de la géométrie sur le comportement inductif d'une spirale planaire :

On veut montrer dans ce qui suit l'influence des paramètres géométriques de la bobine sur le comportement inductive d'une inductance spirale planaire carrée.

Grâce à un modèle simplifié, tenant compte des paramètres géométriques d'une bobine, nous sommes capables de dimensionner rapidement la résistance série pour une valeur d'inductance donnée. Toutefois, les valeurs de L et de R obtenues ne correspondent qu'à un comportement en basse fréquence. Comme plusieurs phénomènes secondaires apparaissent à la montée en fréquence, la modélisation du comportement électrique de la structure doit être plus précise pour en tenir compte [18].

Une bobine plane, quelle que soit sa forme, est géométriquement décrite par cinq paramètres (Fig.III.6). Ces paramètres sont :

- ✓ La largeur du conducteur : w
- ✓ l'épaisseur du conducteur : t
- ✓ Le nombre de tours : n
- ✓ L'espace entre spire : s

Le dernier paramètre est la surface occupée par le composant sur le substrat déterminée par le diamètre extérieur d_{out} .

A partir de ces paramètres, un modèle analytique assez précis peut être établi en vue de déterminer l'inductance série et la résistance série du composant complet. Les figures présentées ci-dessous ont été obtenues à l'aide des équations présentées aux paragraphes précédents :

III.5.1 Influence de nombre de tours sur l'inductance série :

Cette étude vise, à partir d'un cahier de charge fixant une inductance L_a donnée, une configuration optimale sur une surface minimale associée à une résistance la plus faible possible. Pour cela, nous allons voir l'influence du nombre de tours sur la valeur de l'inductance et pour plusieurs valeurs de : premièrement l'espace inter spire donnée, puis la largeur du conducteur, et finalement le diamètre extérieur de la bobine.

a) Pour différentes valeur de l'espace inter spire :

Nous avons établi des faisceaux de courbes représentant la valeur d'inductance en fonction du nombre de tours et pour différentes valeurs de s , (Fig.III.12). L'analyse de ces courbes montre qu'une valeur d'inductance peut être obtenue avec différentes valeurs de s et n .

La courbe de la figure(III.12)ci-dessous montre que l'augmentation de l'espacement inter-spire réduit progressivement la plage de nombre de tours sur laquelle l'inductance peut être utilisée.

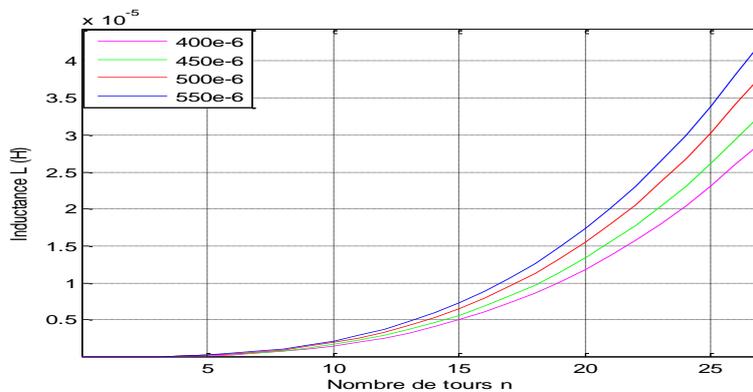


Figure III.12: Variation de l'inductance série en fonction du nombre de tours pour différentes valeurs de l'espace inter spires.

b) Pour différentes valeurs de la largeur de conducteur :

Pour un nombre de tours n donné, lorsque w augmente pour tendre vers son maximum, limité par le diamètre extérieur de la bobine pour un s fixé, l'inductance augmente (Fig.III.13). De ces courbes, nous pouvons conclure qu'une réduction de w va dans le sens de l'optimisation d'un composant inductif. De même, une augmentation de n permet, pour une valeur w donnée, d'augmenter la valeur de l'inductance.

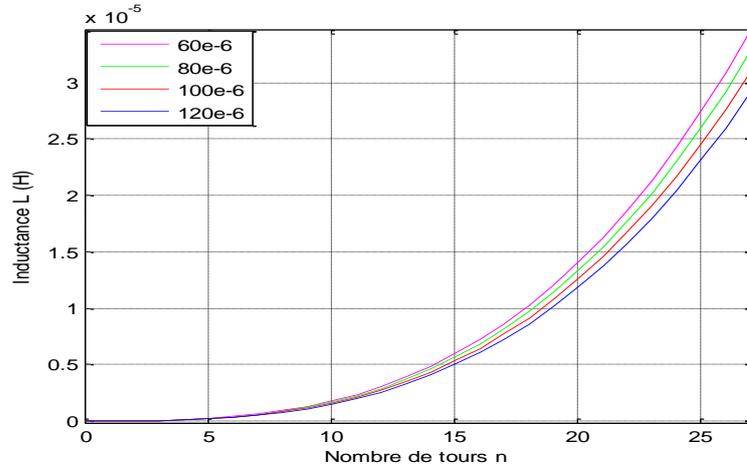


Figure III.13: Variation de l'inductance série en fonction du nombre de tours pour Différentes valeurs de la largeur du conducteur.

c) Pour différentes valeurs du diamètre extérieur de la bobine :

Les faisceaux de courbes représentées ci-dessous montrent l'influence du nombre de tours sur la valeur de l'inductance pour différentes valeurs du diamètre extérieur d_{out} de notre bobine, (Fig.III.14). L'analyse de ces courbes montre que l'augmentation du diamètre extérieur d_{out} réduit progressivement la plage de nombre de tours sur laquelle l'inductance peut être utilisée.

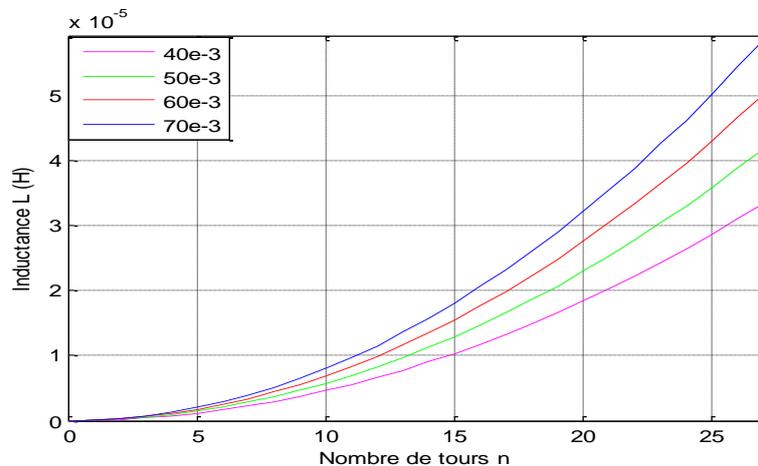


Figure III.14: Variation de l'inductance série en fonction du nombre de tours pour différentes valeurs du diamètre extérieur de la bobine.

III.5.2 Influence du nombre de tours sur la résistance série:

a) Pour différentes valeur de l'espace inter spire:

Nous avons établi des faisceaux de courbes représentant la valeur de résistance en fonction du nombre de tours et pour différentes valeurs de s , (Fig.III.15). L'analyse de ces courbes montre qu'une valeur de résistance peut être obtenue avec différentes valeurs de s et n .

La courbe de la (figure III.15)ci-dessous montre que l'augmentation de l'espacement inter-spire augmente progressivement la plage de nombre de tours sur laquelle la résistance peut être utilisée.

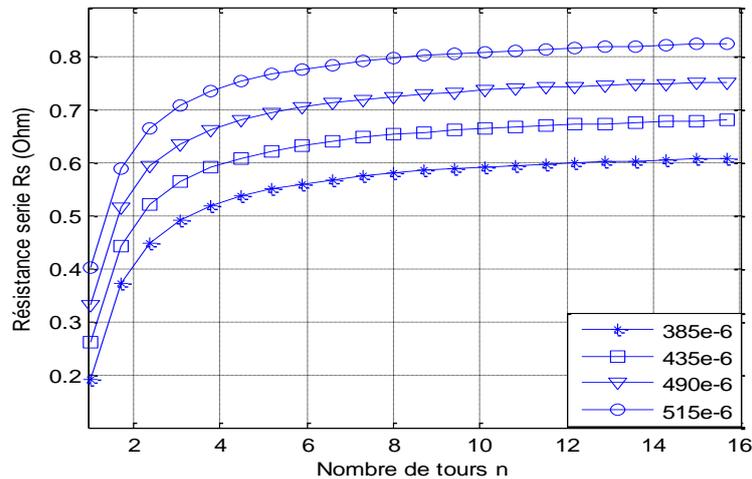


Figure III.15: Variation de la résistance série en fonction du nombre de tours pour différentes valeurs de l'espace inter spires.

b) pour différentes valeurs de la largeur de conducteur :

Pour un nombre de tours n donné, lorsque w augmente pour tendre vers son maximum, limité par le diamètre extérieur de la bobine pour un s fixé, la résistance diminue (Fig.III.16) De ces courbes, nous pouvons conclure qu'une réduction de w va dans le sens de l'optimisation d'un composant inductif. De même, une augmentation de n permet, pour une valeur w donnée, d'augmenter la valeur de la résistance.

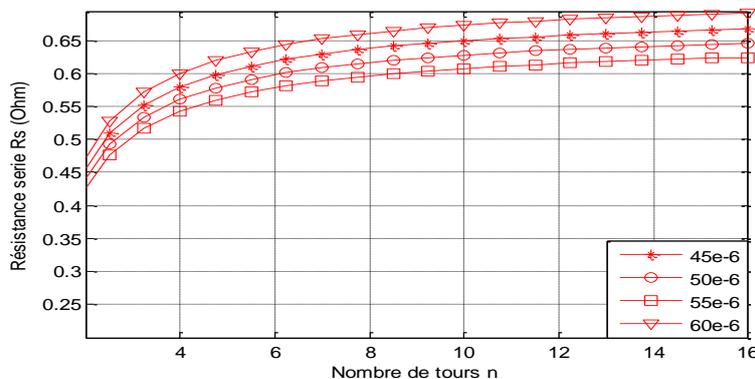


Figure III.16: Variation de la résistance série en fonction du nombre de tour pour différentes valeurs de la largeur du conducteur.

c) pour différentes valeurs du diamètre extérieur de la bobine:

Les faisceaux de courbes représentées ci-dessus montrent l'influence du nombre de tours sur la valeur de l'inductance pour différentes valeurs du diamètre extérieur d_{out} de notre bobine, (Fig.III.17).L'analyse de ces courbes montre que l'augmentation du diamètre extérieur d_{out} entraîne une augmentation de la valeur de la résistance série.

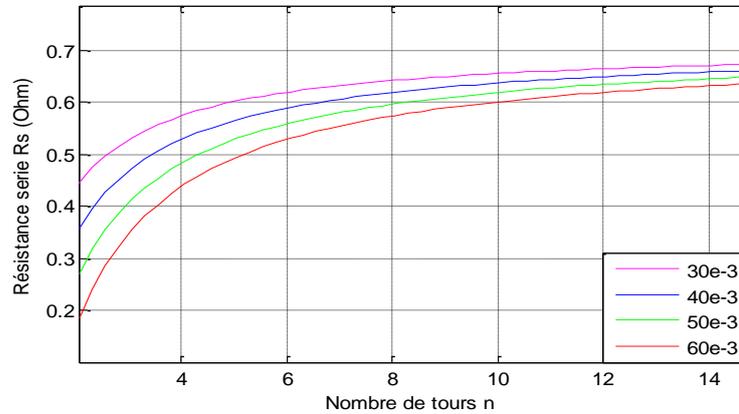


Figure III.17: Variation de la résistance série en fonction du nombre de tours pour différentes valeurs du diamètre extérieur de la bobine.

III.5.3 Influence de nombre de tours sur la capacité parasite:

a) Pour différentes valeur de l'espace inter spire:

Les faisceaux de courbes représentées ci-dessous montrent l'influence du nombre de tours sur la valeur de la capacité parasite pour différentes valeurs de l'espace inter spire de la bobine, (Fig.III.18).L'analyse de ces courbes montre que l'augmentation de l'espacement inter-spire entraîne une diminution de la valeur de la capacité de parasite.

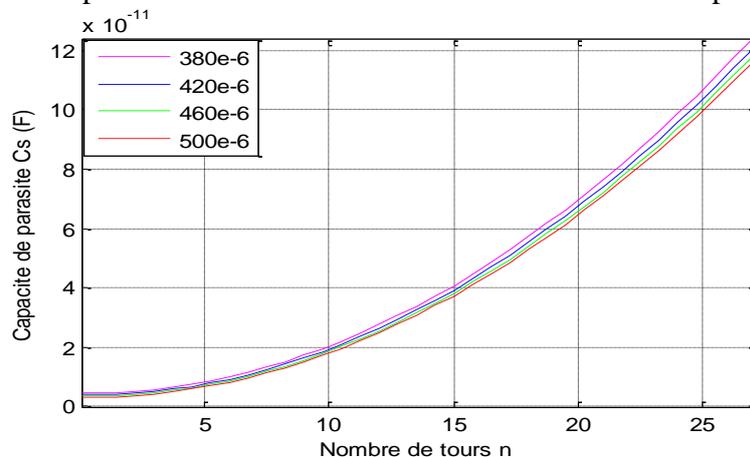


Figure III.18: Variation de la capacité de parasite en fonction du nombre de tours pour différentes valeurs de l'espace inter spires.

b) pour différentes valeurs de la largeur du conducteur :

La figure(III.19)représente la variation de la capacité de parasite en fonction de nombre de tours pour différentes valeurs de la largeur du conducteur. Nous remarquons

que l'augmentation des nombres de tours entraîne une augmentation de la valeur de la capacité de parasite.

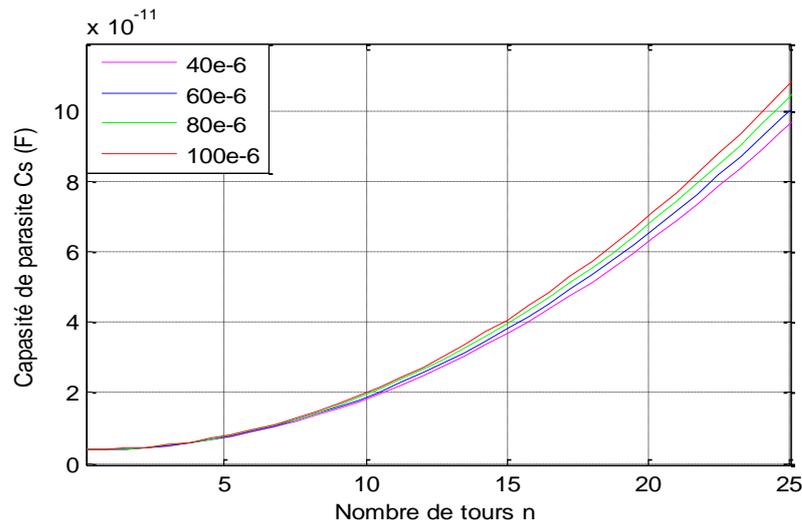


Figure III.19: Variation de la Capacité parasite en fonction du nombre de tour pour différentes valeurs de la largeur du conducteur.

III.5.4. Influence de nombre de tours sur la longueur totale du conducteur :

a) Pour différentes valeur de l'espace inter spire :

Nous avons établi des faisceaux de courbes représentant la valeur de la longueur totale du conducteur en fonction du nombre de tours et pour différentes valeurs de s , (Fig.III.20). L'analyse de ces courbes montre que la longueur totale du conducteur peut être obtenue avec différentes valeurs de s et n .

La courbe de la figure(III.20) ci-dessous montre que l'augmentation de l'espacement inter-spire réduit progressivement la plage de nombre de tours sur laquelle la longueur du conducteur peut être utilisée.

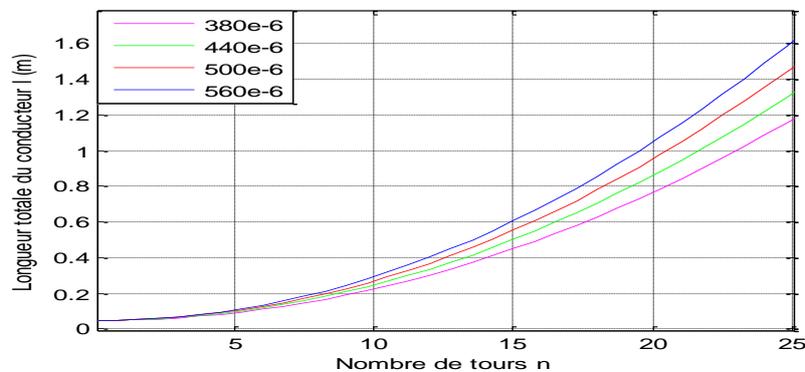


Figure III.20: Variation de la longueur du conducteur en fonction du nombre de tours pour différentes valeurs de l'espace inter spires.

b) Pour différentes valeurs de la largeur du conducteur :

La figure(III.21) représente la variation de la valeur de la longueur totale du conducteur en fonction du nombre de tours et pour différentes valeurs de la largeur du conducteur. Nous remarquons que l'augmentation des nombres de tours entraîne une augmentation de la valeur de la longueur totale du conducteur.

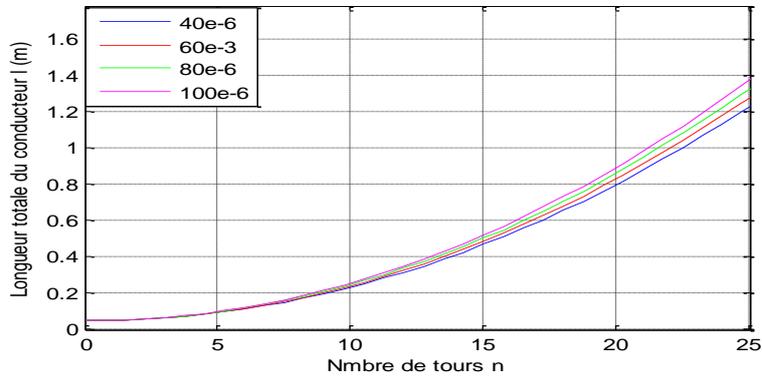


Figure III.21: Variation de la longueur totale du conducteur en fonction du nombre de tours pour différentes valeurs de la largeur du conducteur.

III.5.5 Influence de la valeur de l'inter spire sur la capacité parasite:

a) Pour différentes valeurs de nombre de tours:

Les faisceaux de courbes représentées sur la figure(III.22) illustre l'évolution des contraintes mises en jeu de la distance de l'inter-spire, comme on pouvait s'y attendre la capacité de couplage augmente avec la diminution de l'espace l'inter-spire et aussi avec l'épaisseur du conducteur. L'analyse de ces courbes montre que l'augmentation de l'espace inter spires entraîne une diminution de la valeur de la capacité de parasite.

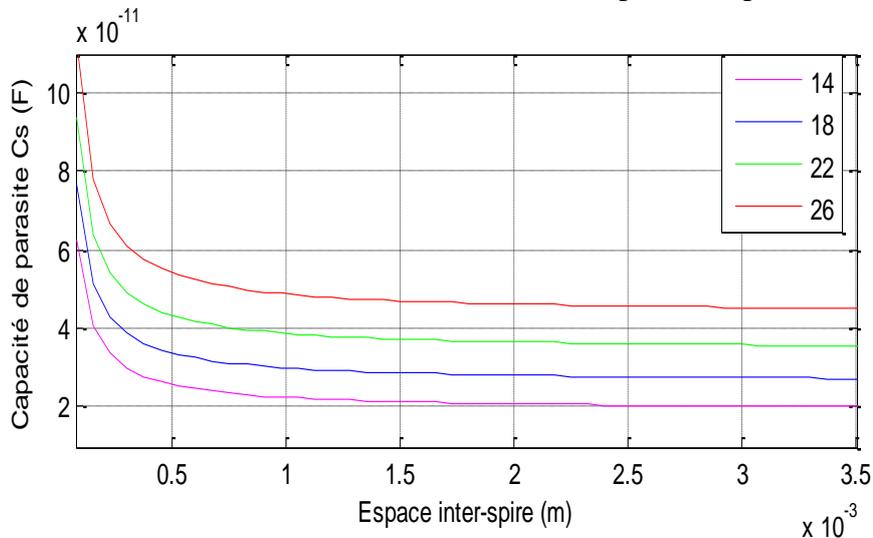


Figure III.22: Variation de la capacité de parasite en fonction de la valeur de l'espace inter spires pour différentes valeurs du nombre de tours.

b) Pour différentes valeurs de la largeur de conducteur :

La figure(III.23) représente la variation de la capacité de parasite en fonction de l'inter-spire pour différentes valeurs de la largeur du conducteur. On peut constater que la capacité de couplage augmente avec la diminution de l'espace inter spire.

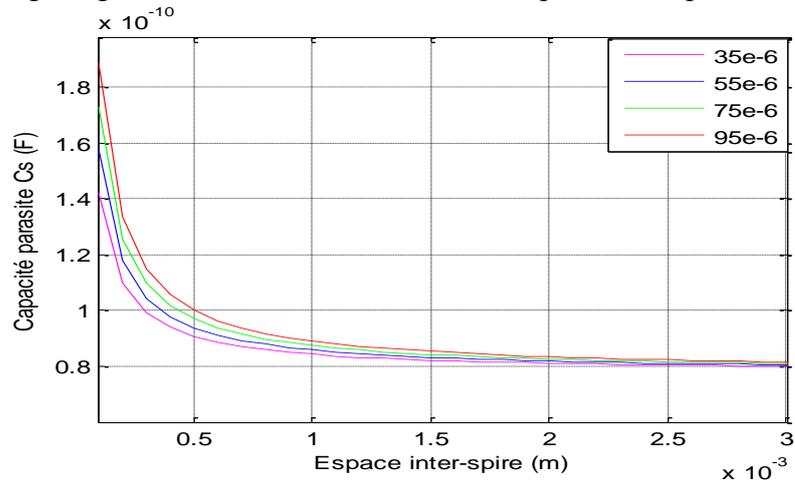


Figure III.23: Variation de la capacité de parasite en fonction de la valeur de l'espace inter spires pour différentes valeurs de la largeur de conducteur.

III.5.6 Influence de l'épaisseur de l'oxyde sur la capacité de l'oxyde :

La figure III.24 montre la capacité de l'oxyde qui augmente avec la diminution de l'épaisseur.

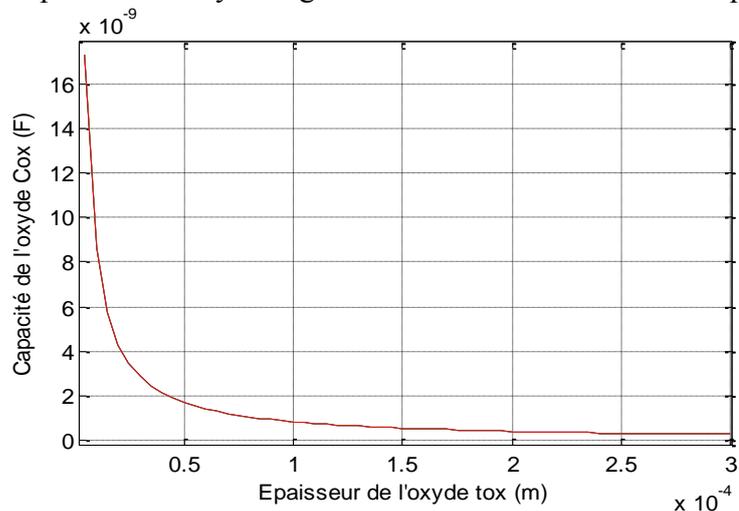


Figure III.24: Variation de la capacité de l'oxyde en fonction de l'épaisseur de l'oxyde.

III.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, une analyse de fonctionnement du convertisseur avec un point milieu capacitif à l'entrée et un pont milieu inductif à la sortie a été présentée afin de dimensionner les différents éléments du convertisseur. Nous avons rappelé la procédure de dimensionnement de l'inductance. Le dimensionnement et la réalisation de telle structure est une étape importante dans celui d'un convertisseur de puissance. En effet, nous avons vu dans l'exemple de ce convertisseur que la valeur d'inductance va déterminer le taux d'ondulation du courant de sortie et nous a permis d'estimer les valeurs requises pour le dimensionnement des différents éléments du convertisseur. Pour cela, la réalisation du compromis de la valeur d'inductance la plus élevée avec la résistance série la plus petite

possible dans un faible volume, représente une difficulté majeure mais néanmoins indispensable pour augmenter la compacité des filtres de sortie avec de hauts rendements énergétiques.

Ensuite, à partir des valeurs de l'inductance et de l'énergie emmagasinée, ainsi que de la nature des matériaux choisis, nous avons établi les contraintes géométriques de la bobine qui nous a donné des graphes qui sont en accords avec ceux issus de la littérature et qui nous permet d'établir les paramètres géométriques de la spirale carrée. À partir de ces paramètres obtenus, et à l'aide du modèle équivalent de la bobine intégrée –établie par Yue et Yong- avec des paramètres plus appropriés à la géométrie de l'inductance, on peut modéliser directement notre bobine, et qui fera l'objet sur le prochain chapitre.

Enfin, les résultats des différentes simulations effectuées et qui présentent l'influence de la géométrie sur le comportement inductif de la bobine sont présentés et interprétés.

Chapitre IV

*Modélisation et simulation d'une
inductance intégrée &
transformateur de type planair*

IV.1 Introduction:

L'obtention d'un modèle physique de grande précision d'une inductance passe par l'identification et la prise en compte des différents éléments parasites et de leurs effets. En effet, dès l'instant que l'inductance est destinée à une application de stockage de l'énergie, des résistances parasites dissipent de l'énergie à travers des pertes ohmiques et des capacités parasites stockent de l'énergie parasite. La figure (IV.2) présente un modèle physique d'une inductance intégrée, tenant compte des diverses étapes du processus technologique.

Les paramètres géométriques d'une inductance (on les définit précédemment) sont contrôlés par le concepteur. Les paramètres technologiques tel que la conductivité du métal utilisé σ_m , la résistivité du substrat ρ_{sub} , l'épaisseur d'oxyde t_{ox} et du métal t_M sont fixées par le procédé technologique.

IV.2: Modélisation d'une inductance intégrée:

Le départ d'un modèle décrivant électriquement le comportement de l'inductance est nécessaire pour, d'une part simuler la tension transmise par couplage magnétique afin d'optimiser les dimensions de l'inductance, et d'autre part extraire, à partir de la mesure de leurs paramètres S, les caractéristiques des inductances réalisées. Une inductance intégrée peut être considérée comme une suite de lignes de transmission à constantes localisées dont l'impédance d'entrée Z_{in} est définie, dans le cas d'une terminaison par une charge Z_l par:

$$Z_{in} = Z_0 \cdot \frac{Z_l + Z_0 \cdot \tan \gamma l}{Z_0 + Z_l \cdot \tan \gamma l} \quad (IV.1)$$

Où Z_0 est l'impédance caractéristique et γ le facteur de propagation pour une ligne de longueur l . Afin de pouvoir considérer la ligne comme «électriquement courte», elle ne doit présenter que des variations de phase négligeables. Sa longueur doit par conséquent être plus courte d'au moins un facteur 100 par rapport à la longueur d'onde correspondant à la fréquence de travail. L'impédance d'entrée Z_{in} est soit résistive soit inductive en fonction du rapport entre la résistance «R» et l'inductance «L» par unité de longueur. L'impédance caractéristique Z_0 de la ligne correspond à la racine carrée du rapport entre l'inductance série et la capacité parasite avec le substrat par unité de longueur. Maximiser Z_0 , c'est-à-dire minimiser la capacité parasite, permet d'augmenter la valeur inductive de la ligne pour une longueur donnée.

IV.2.1 Etablissement d'un modèle équivalent de la bobine intégrée :

Pour les inductances de forme rectangulaire, il est courant depuis les travaux de Green house de considérer chaque segment de la spirale de façon indépendante. On étudie alors leurs interactions afin de pouvoir calculer numériquement leurs caractéristiques de base comme leur valeur inductive ou leur coefficient de qualité. Une méthode d'analyse consiste notamment à représenter chaque segment à l'aide d'un modèle équivalent constitué d'éléments localisés.

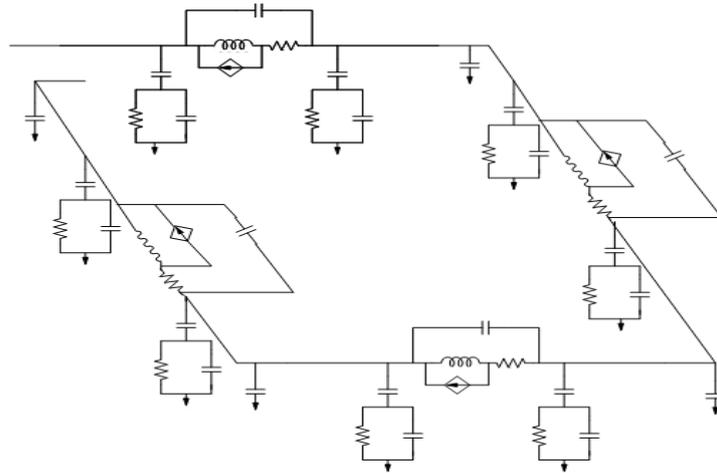


Figure VI.1:Le modèle segmenté d'un tour d'une inductance spirale carrée.

IV.2.2 Modèle physique simplifié d'une inductance sur ferrite:

Pour simplifier les calculs, un modèle compact appelé modèle en π (Fig. VI.2) est couramment utilisé pour ajuster les mesures expérimentales des inductances sur ferrite. Les valeurs de l'inductance L_s et de la résistance R_s sont obtenues en sommant l'inductance et la résistance de chaque ligne connectée en série. De même les capacités parasites de chaque section peuvent être additionnées, pour le modèle compact, en 5 capacités localisées. C_p correspond à la capacité de couplage entre les spires, tandis que C_{ox} représente la capacité parasite avec le substrat. Le substrat est modélisé à l'aide de C_{sub} et R_{sub} , dont les valeurs sont obtenues par ajustement à partir de mesures expérimentales C_{ox} , C_{sub} et $1/R_{sub}$ sont proportionnelles à la surface recouverte par la spirale. Chaque entrée du modèle correspond respectivement à l'extrémité intérieure et extérieure de la spirale. Du fait de la dissymétrie inhérente à la forme d'une spirale, la valeur des éléments en parallèle (C_{ox} , C_{sub} et R_{sub}) n'est pas parfaitement identique à chaque extrémité.

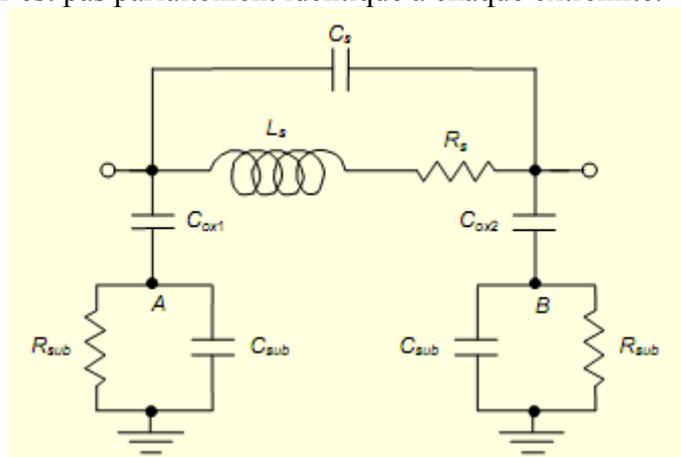


Figure VI.2:Modèle physique simplifié (compact) à constante localisée d'une inductance sur ferrite.

IV.2.3 Paramètres électriques d'une inductance spirale planaire carrée:

La clé de la modélisation physique exacte est la capacité d'identifier les parasites pertinents et leurs effets. Depuis qu'une inductance est prévu pour entreposer seulement

l'énergie aimantée, l'inévitable résistance (R) et capacité (C) dans une vrai inductance est en sens inverse productif et donc sont des parasites considéré. Les résistances parasites dissipent l'énergie à travers les pertes ohmiques pendant que les capacités parasites entreposent l'énergie électrique. En général, les parasites RC gênent la qualité de l'inductance.

IV.2.3.1 Inductance série:

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

$$L_T = L_0 + M_+ - M_- \quad (IV.2)$$

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

a) Self inductance:

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

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

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

b) La mutuelle inductance:

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

$$M = 2\mu_0 \sum_x l_x \cdot c_x \quad (IV.4)$$

μ_0 : est la perméabilité du vide.

c_x est le paramètre d'inductance mutuel égal à :

$$c_x = \ln \left(\frac{l_x}{GMD} + \sqrt{1 + \left(\frac{l_x}{GMD} \right)^2} \right) - \sqrt{1 + \left(\frac{GMD}{l_x} \right)^2} + \frac{GMD}{l_x} \quad (IV.5)$$

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

$$\ln GMD \approx \ln d - \frac{w^2}{12d^2} - \frac{w^4}{60d^4} - \dots \quad (IV.6)$$

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

c) L'inductance spirale (totale):

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

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

$$(IV.7) M_+ = \mu_0 l_T (n-1) \left[\ln \left(\sqrt{1 + \left(\frac{l_T}{4n.d'} \right)^2} + \frac{l_T}{4nd'} \right) - \sqrt{1 + \left(\frac{4nd'}{l_T} \right)^2} + \frac{4nd'}{l_T} \right] \quad (IV.8)$$

$$M_- = \mu_0 l_T \cdot \frac{n}{214} \quad (IV.9)$$

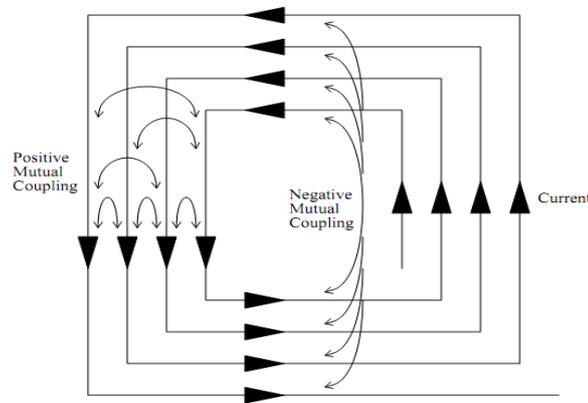


Figure VI.3: Couplage mutuel positive et négative dans une spirale de 4-tours.

μ : est la perméabilité du vide et l_T est la longueur totale de l'inductance, n le nombre de spires et d' la distance moyenne entre les segments définis à partir de w , largeur d'un conducteur et s , distance entre deux conducteurs voisins parallèles (Figure IV.4), par la relation:

$$d' = w + s \left[\frac{\sum_{i=1}^{n-i \geq 0} i(w-i)}{\sum_{i=1}^{n-i \geq 0} (w-i)} \right] \quad (IV.10)$$

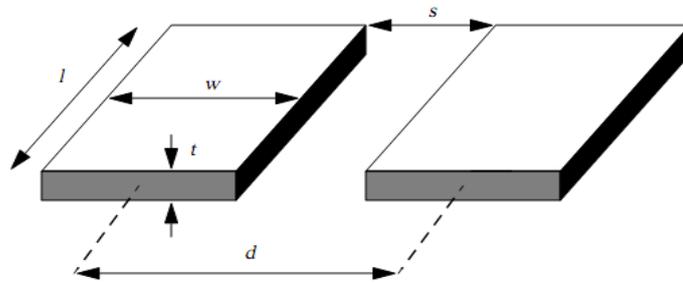


Figure VI.4: La distance moyenne entre deux segments parallèles de mêmes dimensions.

L'optimisation de la valeur de l'inductance pour une surface donnée va donc dépendre d'un choix judicieux de nombre de tours et du diamètre interne de l'inductance afin de favoriser les mutuelles positives et de minimiser les mutuelles négatives (fig. IV.3) [27]. Mohan a développé une autre méthode pour la détermination de L qui simplifie les calculs et qui est basée sur le concept de feuille de courants. Sa méthode sert d'approximation correcte dans le cas de géométrie où l'épaisseur du conducteur est négligeable devant sa largeur et sa longueur L'inductance s'exprime par la relation suivante:

$$L \cong \frac{\mu_0 \cdot n^2 \cdot d_{avg} \cdot c_1}{2} \left(\ln \left(\frac{c_2}{\rho} \right) + c_3 \cdot \rho + c_4 \cdot \rho^2 \right) \quad (IV.11)$$

Rappelons que n est le nombre de spires, c_1, c_2, c_3, c_4 des constantes, d_{avg} le diamètre moyen de l'inductance défini à partir des d_{in} diamètre intérieur et d_{out} diamètre extérieur illustrés par la relation suivante :

$$d_{avg} = \frac{d_{out} + d_{in}}{2} \quad (IV.12)$$

ρ : est défini par:

$$\rho = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}} \quad (IV.13)$$

IV.2.3.2. Résistance:

La résistance série R_s provient de la résistance propre du ruban conducteur constituant l'inductance et est directement liée au facteur de qualité du moins à basse fréquence. Donc, la résistance série est un paramètre crucial dans la conception des inductances. De plus, quand l'inductance fonctionne en régime dynamique, la ligne de métal souffre des effets de peau et de proximité et R_s devient fonction de la fréquence [21]. En première approximation R_s peut être exprimée comme dans la référence [2] à partir de la résistivité du conducteur ρ et de la longueur totale de l'inductance l_T par la relation :

$$R_s = \frac{\rho \cdot l_T}{w \cdot t_{eff}} \quad (IV.14)$$

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

$$t_{eff} = \delta \left(1 - e^{-\frac{t}{\delta}} \right) \quad (IV.15)$$

L'épaisseur de peau δ est définie par :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f}} \quad (\text{IV.16})$$

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

En plus de la résistance propre du ruban, il existe d'autres contributions à la résistance globale de l'inductance dont la résistance de couplage R_{sub} associée au substrat (Fig.IV.2) qui dégrade aussi les performances de l'inductance à haute fréquence. Le substrat étant faiblement résistif, R_{sub} traduit l'effet Joule généré par les boucles de courants induits qui circulent dans le substrat. Une description plus détaillée sera donnée par la suite. Un modèle simple décrivant la résistance du substrat est donné par

$$R_{sub} = \frac{2}{l_T \cdot w \cdot G_{sub}} \quad (\text{IV.17})$$

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

IV.2.3.3 Capacités :

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

a) Capacité parasite series C_S :

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

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

-le contact enterré. Si le deuxième port de l'inductance est ramené près du premier par un contact enterré, la différence de potentiel entre les spires et le contact peut induire des capacités parasites. On peut donc considérer que la capacité C_S équivaut à la somme des capacités de recouvrement entre le contact enterré et les diverses spires [2], soit :

$$C_S = n \cdot w^2 \cdot \left(\frac{\epsilon_{ox}}{t_{1-2}} \right) \quad (\text{IV.18})$$

Où n est le nombre de superpositions, w est l'épaisseur de la ligne, ϵ_{ox} la permittivité de la couche d'isolation entre les spires et entre l'inductance et le substrat, et t_{1-2} la distance entre les spires 1 et 2.

Pour vérifier que la capacité d'interférence (crosstalk) est en effet sans importance aux caractéristiques d'une inductance, considérer trois tours d'inductance et ses modèles d'équivalent suivant les indications du schéma (Fig.VI.5). Dans le modèle distribué, l'inductance de 3 tours est divisée en six moitiés de tours des sections. Chaque section est représentée par une inductance et une résistance. En outre, il y a quatre capacités

d'interférence ($C_{ct1}-C_{ct4}$) et trois capacités de chevauchement ($C_{ov1}-C_{ov3}$). La disposition d'inductance est choisie telle que la somme de la capacité d'interférence est égale à la somme des capacités de chevauchement (Fig.VI.5.a). Dans le modèle en bloc, la totalité des inductances et résistances de l'inducteur sont utilisés. Cependant, la capacité mise en bloc inclut seulement la partie superposée

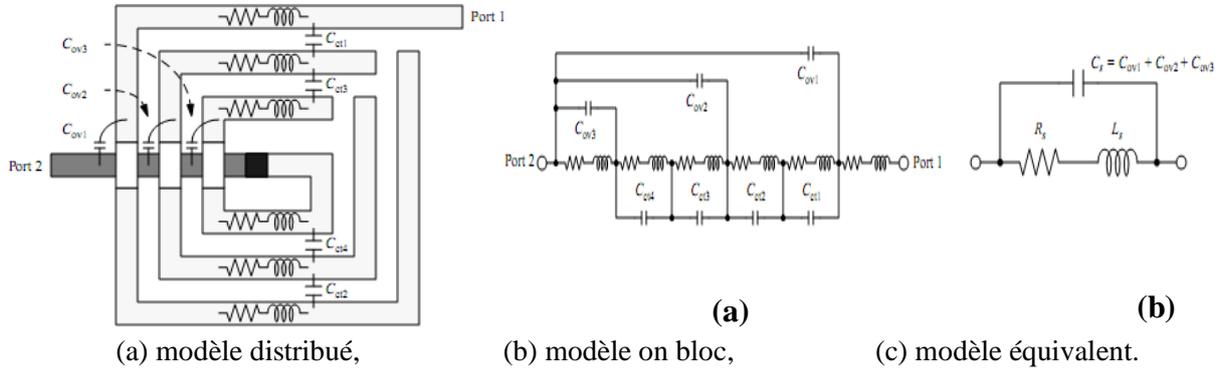


Figure VI.5: Inductance de 3-tours.

b) Capacité du substrat:

La Capacité du substrat C_{sub} modélise les effets des capacités parasites du substrat aux hautes fréquences. De nombreux travaux, effectués sur la caractérisation de structures «microstrip» sur substrat semi-conducteur, et spécialement sur métal/oxyde/silicium, ont montré que la capacité de substrat est approximativement proportionnelle à la surface occupée par l'inductance [2]. Soit :

$$C_{sub} = \frac{1}{2} \cdot l_T \cdot w \cdot c_{sub} \quad (IV.19)$$

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

c) Capacité de l'oxyde:

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

$$C_{ox} = \frac{1}{2} l_T \cdot w \cdot \left(\frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \right) \quad (IV.20)$$

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

IV.2.4. Les pertes en fréquence et ses origines :

Le champ magnétique généré par l'inductance induit des courants dont la densité est distribuée de façon non-uniforme, et ce à la fois dans le conducteur et le substrat. Ces courants induits, libres de mouvement, sont à l'origine d'une augmentation des pertes résistives et d'une diminution de la valeur de l'inductance, du fait des effets dit de peau et de proximité [18].

IV.2.4.1 L'effet de peau :

L'effet le plus important est sans aucun doute la propriété du courant à se concentrer sur les couches superficielles d'un conducteur lorsque la fréquence augmente. Ce phénomène est appelé effet de peau ou skin effect. La densité du courant $J(z)$ décroît de façon exponentielle dans le conducteur. On définit l'épaisseur de peau comme étant la profondeur z à laquelle $J(z)$ est égale à sa valeur maximale divisé par e . Est inversement proportionnel à f et s'écrit:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f}} \quad (\text{IV.21})$$

Où f est la fréquence considérée, μ la perméabilité magnétique du conducteur, et ρ sa conductivité.

Concernant les inductances intégrées, une des approches les plus référencées est celle proposée par Yue [2]. A partir d'une hypothèse de variation unidimensionnelle de la densité de courant dans une ligne microstrip d'épaisseur t , Yue définit une épaisseur effective t_{eff} dans laquelle le courant est considéré uniformément réparti (IV.22). Ce paramètre dépend de l'épaisseur de peau (Fig.VI.6), il est défini par la relation (IV.21) et permet de calculer une valeur approchée de la résistance série équivalente R_s d'un conducteur de longueur l et de largeur (w) telle que le décrit l'expression (IV.23):

$$t_{eff} = \delta \left[-\exp \left(-t/\delta \right) \right] \quad (\text{IV.22})$$

Connaissant (IV.21) donc:

$$R_s = \frac{\rho \cdot l}{w \cdot t_{eff}} = \frac{\rho \cdot l}{w \cdot \delta \left[-\exp \left(-t/\delta \right) \right]} \quad (\text{IV.23})$$

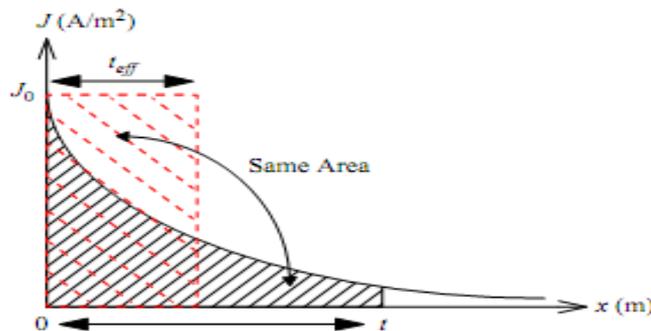
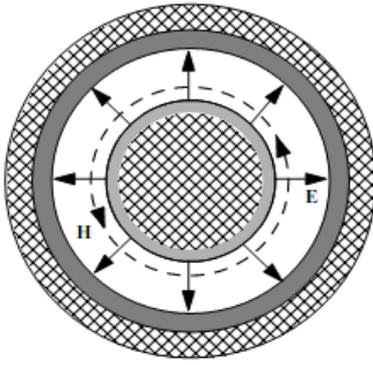


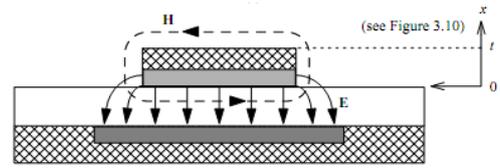
Figure VI.6: Représentation de l'épaisseur effective t_{eff} d'un conducteur avec une épaisseur infinie.

IV.2.4.2 Les courants de Foucault :

Le champ magnétique généré par l'antenne 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 (Fig. IV), est orienté de telle façon à ce qu'il s'oppose aux variations initiales du champ magnétique (loi de Lenz-Faraday). Des courants de Foucault vont apparaître à la fois dans la spirale conductrice et le substrat [2].



(a) Vue en coupe longitudinale.



(b) line de transmission microstrip

Figure VI.7: L'effet de courant de Foucault dans les conducteurs.

IV.3 Influence des paramètres électriques sur le comportement inductif d'une inductance spirale plane :

Nous allons montrer maintenant l'influence des paramètres électriques sur le comportement inductif d'une inductance spirale plane. Les figures présentées ci-dessous ont été obtenues à l'aide des équations présentées aux paragraphes précédents.

-Géométrie de la bobine:

- ✓ Diamètre extérieur ($d_{out}= 50\text{mm}$),
- ✓ Diamètre intérieur ($d_{in}= 25\text{mm}$),
- ✓ Largeur du conducteur ($w= 79.2\mu\text{m}$),
- ✓ Espacement entre spires ($s= 442\mu\text{m}$)
- ✓ Epaisseur de conducteur ($t= 1\text{mm}$).
- ✓ La longueur de conducteur ($l=122.52\text{cm}$)

IV.3.1 Influence de la fréquence sur la valeur de l'inductance série :

La figure(IV.8) représente la variation de l'inductance série en fonction de la fréquence.

Nous remarquons que l'inductance de la spirale décroît de manière hyperbolique lorsque la fréquence augmente.

Aux basses fréquences, l'inductance L atteint son maximum car la résistance est faible et constante. Lorsque la fréquence augmente, de plus en plus, l'effet combiné de l'effet de peau et la capacité inter-spire dégrade l'inductance L.

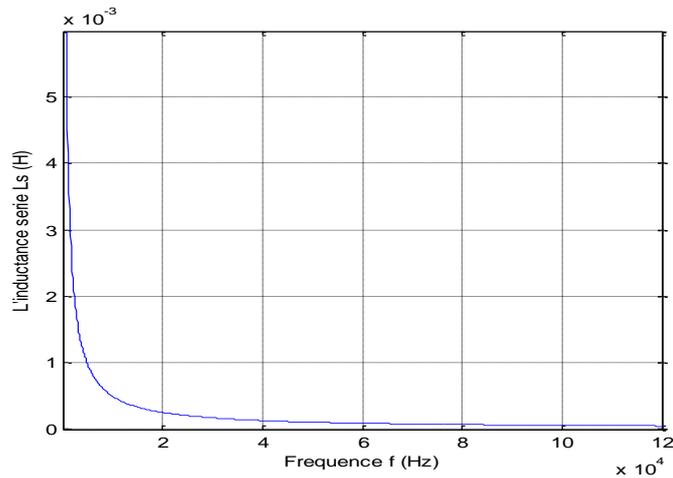


Figure VI.8 : Variation de l'inductance série en fonction de la fréquence.

a) Pour différentes valeurs de l'espace inter spires «s»:

La figure(IV.9) représente les valeurs de l'inductance série variant avec la fréquence et pour différentes valeurs de l'espacement entre conducteurs. Ces s sont choisis de 400 à 460µm. La largeur du conducteur w et le nombre de tours sont constants.

On constate que : La diminution de l'espacement inter-spices s en fonction de la fréquence provoque une augmentation de l'inductance. En outre, la diminution de l'espacement inter-spices provoque l'augmentation de capacité de parasite.

Nous pouvons conclure qu'une réduction de s va dans le sens de l'optimisation d'un composant inductif.

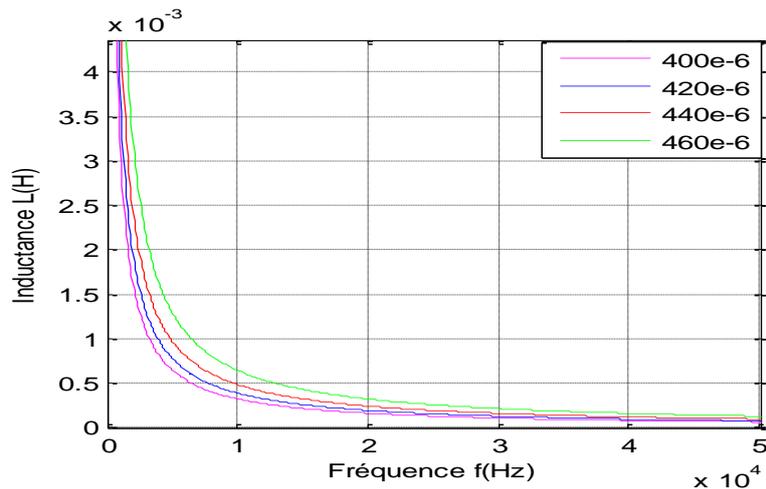


Figure IV.9: Variation de l'inductance série en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'espace inter spires.

b) Pour différentes valeurs de la largeur du conducteur:

La figure(IV.10) représente les valeurs de l'inductance série variant avec la fréquence pour différentes valeurs de la largeur de conducteur w. Ces w sont choisis de 60 à 120µm. L'espacement inter-spices s et le nombre de tours n sont constants.

L'espacement inter-spices s et le nombre de tours n sont constants.

Nous pouvons déduire que :

- La diminution de la largeur des conducteurs en fonction de la fréquence entraîne une augmentation de l'inductance. En outre, la diminution de la largeur des conducteurs provoque l'augmentation de la résistance série.

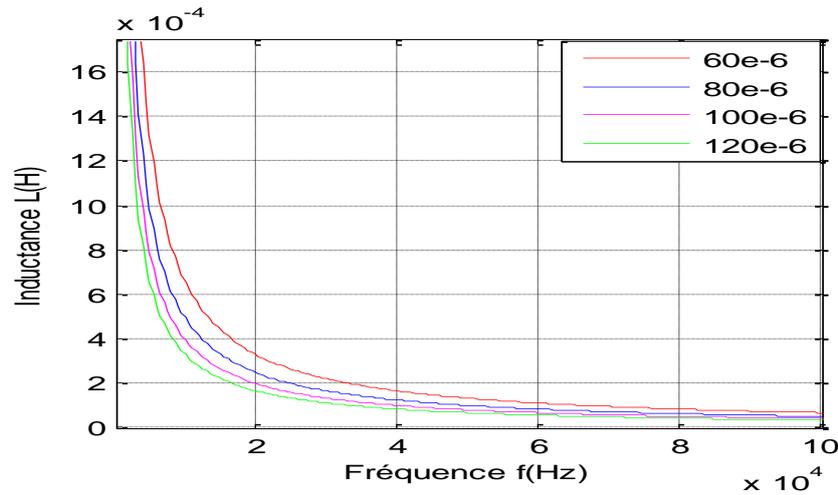


Figure IV.10: Variation de l'inductance série en fonction de la fréquence pour différentes largeurs du conducteur.

c) Pour différentes valeurs du nombre de spires :

La figure(IV.11) représente les valeurs de l'inductance série variant avec la fréquence et le nombre de spires n . Ces n sont choisis de 5 à 25 tours. L'espace inter-spires s et la largeur de conducteur w sont constants.

- Nous pouvons déduire que : L'augmentation du nombre de tours en fonction de la fréquence provoque une augmentation de l'inductance. En outre, l'augmentation de nombre de tours provoque l'augmentation de la résistance série.

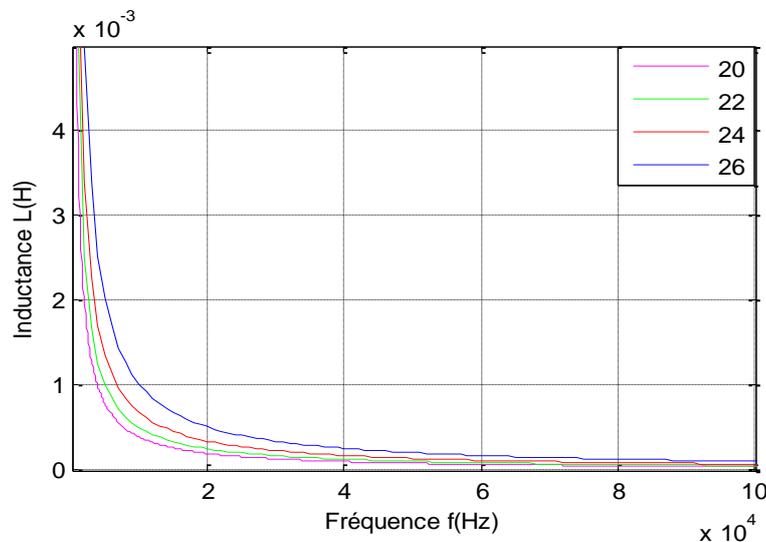


Figure IV.11 : Variation de l'inductance série en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du nombre de spires.

IV.3.2 Influence de la fréquence sur la valeur de la résistance série:

La courbe de la figure(IV.12) ci-dessous montre que la résistance série R_S augmente lorsque la fréquence augmente. L'effet de peau a pour conséquence une augmentation des pertes dans le conducteur aux hautes fréquences à cause du confinement du courant à la périphérie de la piste.

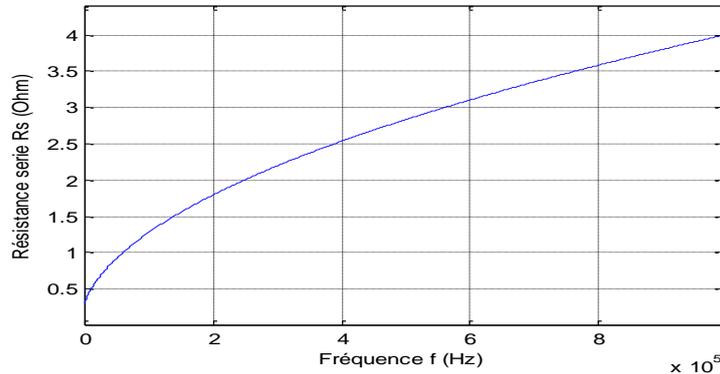


Figure IV.12: Variation de la résistance série en fonction de la fréquence.

a) pour différentes valeurs de l'espace inter spires «s»:

La figure (IV-13) présente les valeurs de la résistance série variant avec la fréquence et pour différentes valeurs de l'espacement inter-spires s . Ces s sont choisis de $380\mu\text{m}$ à $440\mu\text{m}$. La largeur de conducteur w et le nombre de spires n sont constants.

- Nous pouvons déduire que : La résistance série R_S augmente lorsque l'espacement augmente. Le couplage entre les conducteurs diminue ainsi que le diamètre extérieur de chaque spire, entraînant la baisse globale des valeurs d'inductance pour une même valeur de résistance.

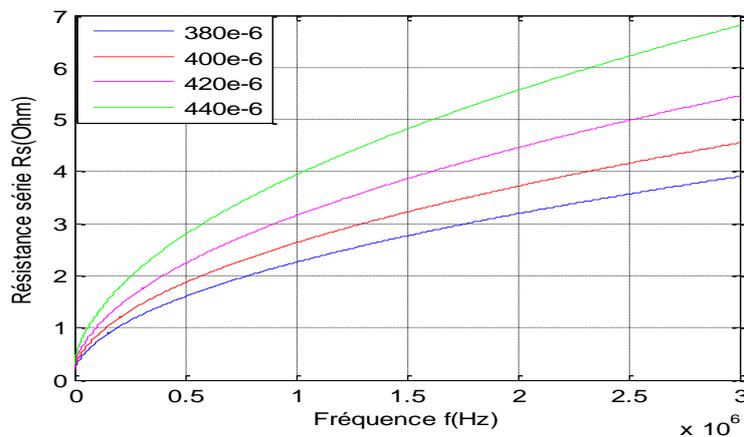


Figure IV.13 : Variation de la résistance série en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'espace inter spires.

b) pour différentes valeurs de la largeur du conducteur «w»:

La figure (IV.14) représente les valeurs de la résistance série variant avec la fréquence pour différentes largeurs de conducteur w . Ces w sont choisis de $60\mu\text{m}$ à $120\mu\text{m}$. L'espace inter-spires s et le nombre de spires n sont constants.

- Nous pouvons déduire que : La diminution de la largeur des conducteurs en fonction de la fréquence provoque une augmentation de la résistance série. En outre, la diminution de la largeur des conducteurs provoque l'augmentation de l'inductance.

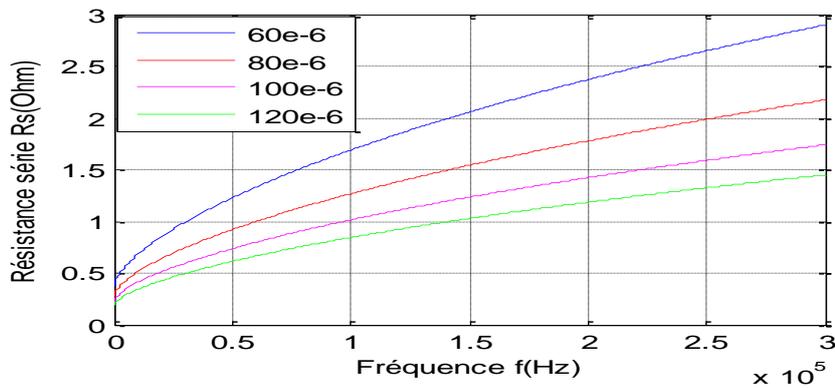


Figure IV.14: Variation de la résistance série en fonction de la fréquence pour différentes largeurs du conducteur.

c) Pour différentes valeurs du nombre de spires:

La figure (IV.15) présente les valeurs de la résistance série variant avec la fréquence pour différentes valeurs du nombre de spire n . Ces n sont choisis de 20 à 26 tours. L'espace inter-spires s et la largeur de conducteur w sont constants.

- Nous pouvons déduire que : L'augmentation de nombre de tours en fonction de la fréquence provoque une augmentation de la résistance. En outre, l'augmentation de nombre de tours provoque l'augmentation de la valeur de l'inductance.

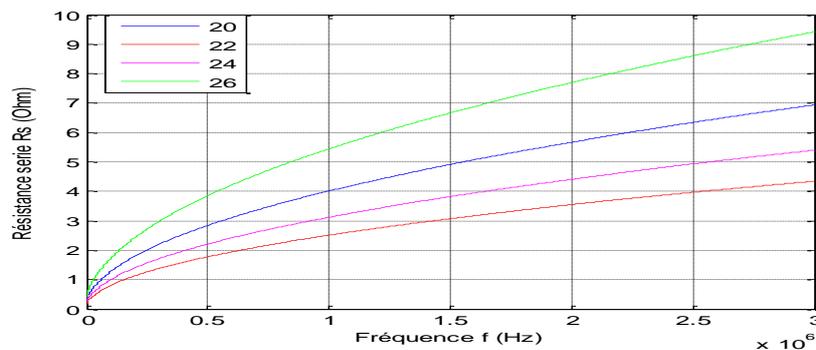


Figure IV.15 : Variation de la résistance série en fonction de la fréquence pour différents nombres de spires.

IV.3.3 Influence de la fréquence sur la valeur de l'épaisseur de peau:

La figure (IV.16) montre l'influence de la fréquence sur l'épaisseur de peau $\delta=F(f)$. Nous remarquons que l'augmentation de la fréquence diminue l'épaisseur de peau (matériau conducteur cuivre). À partir de cette constatation, nous pouvons estimer la résistance dans un conducteur rectiligne en fonction de la fréquence. Ainsi l'allure de $R_s=F(f)$ nous montre que l'augmentation de la fréquence influe sur la propagation du courant sur le conducteur (effet de peau). De ce fait, la limitation de la surface de contact avec le courant diminue la résistance du conducteur (150 KHz $\Rightarrow R_s = 0,26$ ohm).

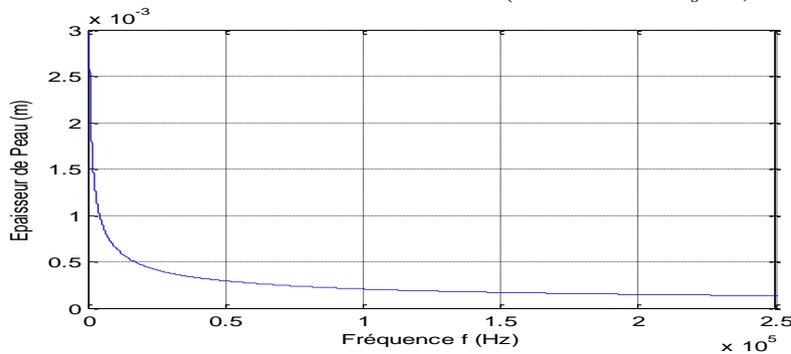


Figure IV.16: Variation de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence.

IV.4 Le facteur de qualité :

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

$$\text{période: } Q = 2\pi \cdot \frac{\text{énergie emmagasinée}}{\text{énergie perdue dans une période}} \quad (\text{IV.24})$$

Cette définition permet aussi de définir le coefficient de qualité d'un résonateur LC, la différence reposant sur ce que l'on appelle «énergie utile». Pour une inductance, seule l'énergie emmagasinée sous la forme magnétique est intéressante. Toute énergie électrique provenant des inévitables capacités parasites est contre-productive. Son coefficient de qualité est donc proportionnel à la différence entre le maximum de l'énergie magnétique et celui de l'énergie électrique [2][28]:

$$Q_{\text{inductance}} = \frac{\text{pic énergie magnétique} - \text{pic énergie électrique}}{\text{énergie perdue dans une période}} \quad (\text{IV.25})$$

La fréquence de résonance ω_0 d'une inductance correspondant à l'égalité entre le pic d'énergie magnétique et celui d'énergie électrique. Le coefficient de qualité vaut zéro à cette fréquence.

Le facteur de qualité est une grandeur essentielle qui caractérise la capacité du composant à stocker ou transmettre plus d'énergie qu'il n'en dissipe. C'est en particulier un des points les plus difficiles touchant à la conception des inductances intégrées. En effet, le facteur de qualité Q est extrêmement important pour l'inductance à haute fréquence car il traduit directement l'énergie stockée par le champ magnétique dans l'inductance [2]. Dans le cas idéal, l'inductance est un pur élément de stockage d'énergie (Q tend vers l'infini lorsque la

fréquence tend vers l'infini) alors qu'en réalité les résistances parasites et les capacités vont limiter Q . Cela est dû au fait que les résistances parasites consomment de l'énergie par effet Joule et les capacités vont engendrer à n'importe quelle fréquence d'utilisation, une résonance fSR de type LC au-delà de laquelle l'inductance se transforme en résistance pure. Si l'inductance est reliée à la masse comme dans la plupart des applications, alors le circuit équivalent de l'inductance peut être réduit à celui présenté par la figure (IV.17).

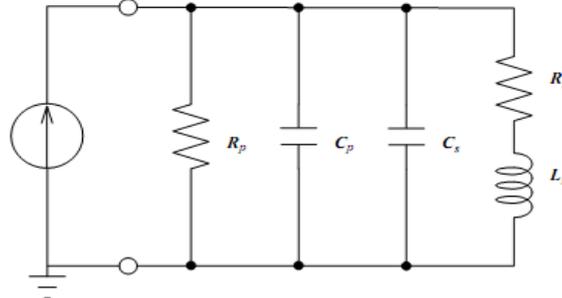


Figure IV.17 : Modèle équivalent d'une inductance intégrée dont une extrémité est à la masse. C_{ox} , C_{sub} et R_{sub} sont substitués par C_p et R_p .

IV.4.1 Expression de Q pour une inductance intégrée:

Pour définir le coefficient de qualité d'une inductance intégrée sur ferrite, on applique la définition de l'équation (IV.25) au modèle simplifié de la figure (IV.2), dont une des extrémités est connectée à la masse. Afin de simplifier les expressions littérales, C_{ox} , C_{sub} et R_{sub} sont substituées par C_p et R_p (Fig. IV.17), qui deviennent dépendantes de la fréquence. Les valeurs des énergies deviennent:

$$E_{\text{crête électrique}} = \frac{V_0^2 \cdot (C_s + C_p)}{2} \quad (IV.26)$$

$$E_{\text{crête magnétique}} = \frac{V_0^2 \cdot L_s}{2 \cdot (\omega L_s)^2 + R_s^2} \quad (IV.27)$$

$$E_{\text{perdue}} = \frac{2\pi}{\omega} \cdot \frac{V_0^2}{2} \cdot \left[\frac{1}{R_p} + \frac{R_s}{(\omega L_s)^2 + R_s^2} \right] \quad (IV.28)$$

Où V_0 est la tension crête aux bornes de l'inductance. En remplaçant les équations (IV.26)-(IV.28) dans (IV.25), on obtient l'expression suivante de $Q[2]$:

$$Q = \frac{\omega L_s}{R_s} \cdot \frac{R_p}{R_p + \left[\left(\frac{\omega L_s}{R_s} \right)^2 + 1 \right] R_s} \cdot \left[1 - \frac{R_s^2 (C_s + C_p)}{L_s} - \omega^2 L_s (C_s + C_p) \right] \quad (IV.29)$$

On reconnaît, dans l'équation précédente, un premier terme qui correspond au facteur de qualité simplifié, un second qui traduit les pertes substrat et un troisième exprime le facteur d'auto-résonance. Dans cette expression ω est la pulsation, L_s est

l'inductance série, R_s la résistance série, R_p la résistance de couplage et C_p la capacité de couplage. R_p et C_p sont reliés à R_{sub} , C_{sub} et C_{ox} par la relation :

$$R_p = \frac{1}{\omega^2 \cdot C_{ox}^2 \cdot R_{sub}} + \frac{R_{sub} \cdot (C_{ox} + C_{sub})^2}{C_{ox}^2} \quad (IV.30)$$

$$C_p = C_{ox} \cdot \frac{1 + \omega^2 (C_{ox} + C_{sub}) \cdot C_{sub} \cdot R_{sub}^2}{1 + \omega^2 (C_{ox} + C_{sub}) \cdot R_{sub}^2} \quad (IV.31)$$

En ne tenant compte que de L_s et R_s , Q devrait croître de façon monotone avec la fréquence. Cependant ce n'est pas le cas car les pertes substrat deviennent dominantes dans l'expression de Q à haute fréquence jusqu'au caractère auto-résonant de l'inductance. Les inductances intégrées sont habituellement élaborées sur un substrat, et les pertes substrat sont principalement dues aux couplages capacitifs et inductifs [31]. Le couplage capacitif représenté par C_p dans le modèle précédent (Fig. IV.17) entre la couche de métal et le substrat change le potentiel du substrat et induit un courant de déplacement. Le couplage inductif est dû au champ magnétique variant dans le temps qui pénètre le substrat. Un tel couplage induit un flux de courants induits dans le substrat. Le courant de déplacement et les courants induits donnent naissance aux pertes du substrat et de ce fait, dégradent les performances de l'inductance (Fig. IV.18).

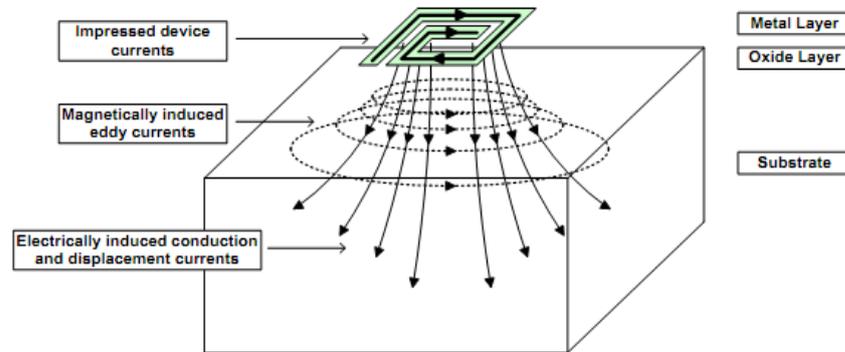


Figure IV.18 : Courants de Foucault et courant de déplacement dans le substrat induits par le flux de courant dans l'inductance.

Une conclusion importante peut être déduite de l'équation (IV.29) : quand R_p tend vers l'infini, les pertes substrat tendent alors vers 1. Etant donné que R_p tend vers l'infini quand R_{sub} tend vers zéro ou l'infini, on voit que Q peut être considérablement amélioré soit en court-circuitant soit en mettant à la masse (au même potentiel) l'inductance et le substrat [2].

IV.4.2 Influence des paramètres électriques et géométriques sur le facteur de qualité:

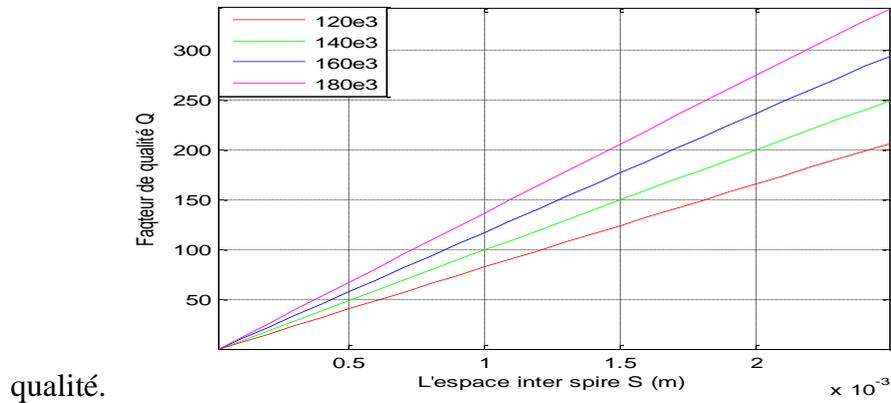
IV.4.2.1 Influence des paramètres géométriques sur le facteur de qualité pour différentes valeurs de la fréquence :

Nous allons montrer l'influence des différents paramètres géométriques tels que l'espacement inter-spire, la largeur du conducteur et le nombre de tours sur le comportement fréquentiel du facteur de qualité.

a) Influence de l'espace inter spire :

Les faisceaux de courbes représentées ci-dessous montrent l'influence de l'espacement inter-spire sur la valeur du facteur de qualité pour différentes valeurs de la fréquence utilisée, (Fig. IV.19). L'analyse de ces courbes montre que le facteur de qualité peut être obtenu avec différentes valeurs de f et s .

- Nous pouvons déduire que : L'augmentation de l'espacement entre deux spires en fonction de la fréquence entraîne une augmentation du facteur de



qualité.

Figure IV.19: Variation du facteur de qualité en fonction de l'espace inter spire pour différentes valeurs de la fréquence.

b) Influence de la largeur du conducteur:

La figure (IV.20) représente le facteur de qualité variant avec la largeur de conducteur. Au fur et à mesure de l'augmentation de la fréquence pour une même valeur de la largeur de conducteur, nous remarquons que la valeur du facteur de qualité est augmentée.

- Nous pouvons déduire que : L'augmentation de la largeur de conducteur, en fonction de la fréquence entraîne une augmentation du facteur de qualité.

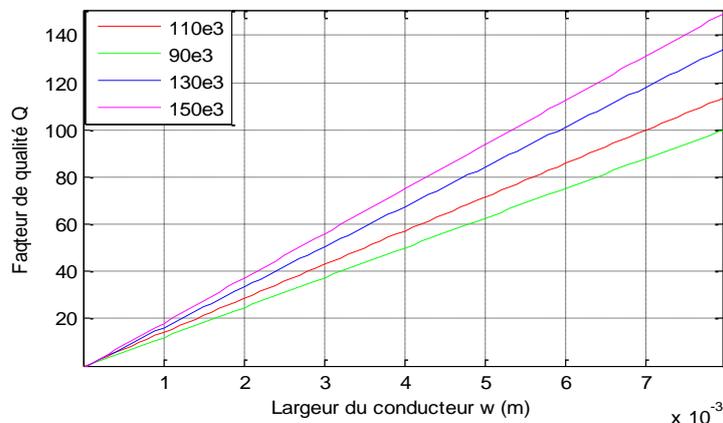


Figure IV.20: Variation du facteur de qualité en fonction de la largeur du conducteur pour différentes valeurs de la fréquence.

c) Influence du nombre de tours:

L'augmentation du nombre de tours entraîne un décalage des courbes vers les nombres de tours et des valeurs de facteur de qualité plus élevées Figure (IV.21). Nous constatons également que le facteur de qualité pris jusqu'à 18 tours, augmente avec la fréquence. Cette tendance confirme alors que l'augmentation du taux de remplissage va dans le sens de l'optimisation des inductances.

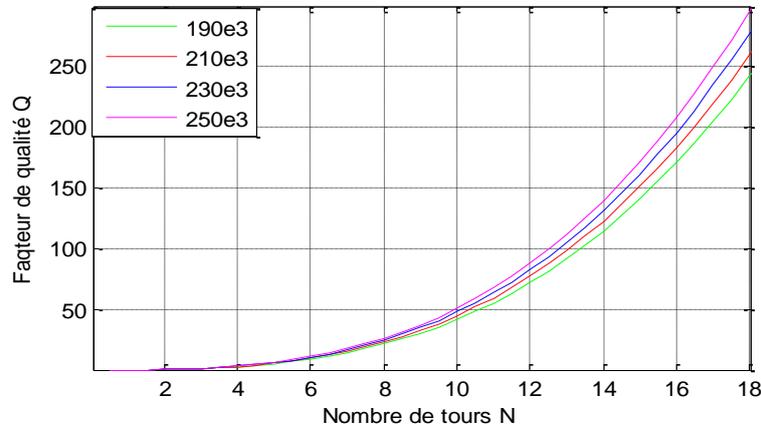


Figure IV.21: Variation du facteur de qualité en fonction du nombre de tours pour différentes valeurs de la fréquence.

IV.4.2.2 Influence de la fréquence sur le facteur de qualité :

La figure (IV. 22) montre l'influence de la fréquence sur le facteur de qualité. On constate que le facteur de qualité augmente de façon linéaire avec la fréquence ; mais si on prend en considération les pertes du substrat nous remarquons que plus la fréquence augmente plus le facteur de qualité croît jusqu'à atteindre une valeur maximale à la fréquence d'utilisation optimale du composant puis il décroît du fait de l'augmentation de la résistance avec la fréquence.

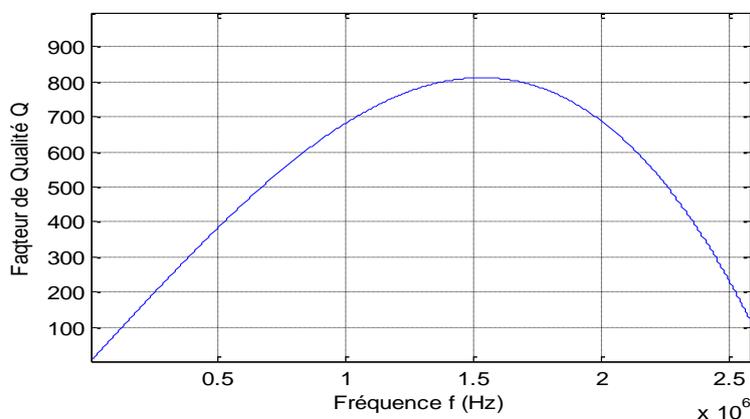


Figure IV.22: Variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence.

c) Pour différents valeurs de l'espace inter spire:

La figure (IV-23) montre que, pour un d_{out} donné, le facteur de qualité ne peut être étendu pour être utilisable pour les très faibles valeurs d'inductance L ou à des fréquences élevées, où s doit être assez grand pour réduire au minimum la capacité de parasite C_p .

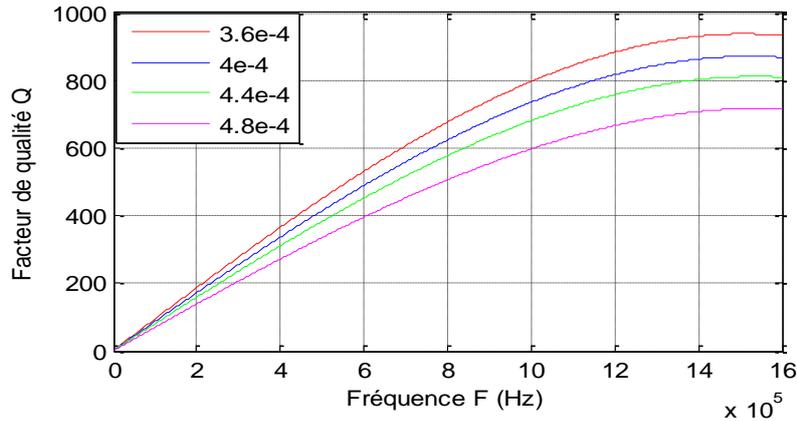


Figure IV.23 : Variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'espace inter spires.

b) Pour différents valeurs de la largeur du conducteur :

Il est vérifié à partir de cette évaluation que le facteur a des valeurs plus grandes dans les petites largeurs de conducteur où la valeur d'inductance est proportionnelle au carré de nombre de spires (Figure IV.24).

Lorsque l'épaisseur des conducteurs est augmentée, leur résistance diminue. Par ailleurs, L n'est pas grandement affecté par la variation des écarts entre le haut de base et le noyau inférieur qui résulte de la variation de l'épaisseur de l'inducteur.

En conséquence, l'augmentation du facteur de qualité résultant de l'augmentation de l'épaisseur de conducteur (sera principalement causée par la diminution de la résistance du conducteur). Ainsi, le facteur Q augmente quasi-linéaire que l'épaisseur du conducteur est augmenté.

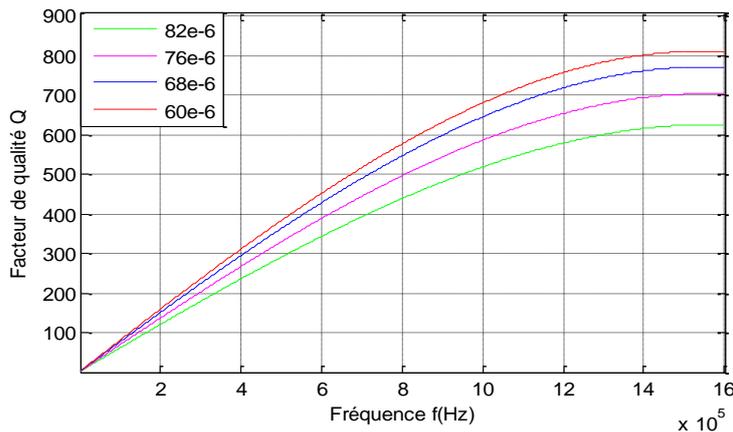


Figure IV.24: Variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur du conducteur.

a) Pour différents valeurs du nombre de tours:

La figure (IV.25) représente la variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du nombre de tours. Nous remarquons que l'augmentation du nombre de tours influe sur le comportement fréquentiel du facteur de qualité. Dans le cas d'un nombre de tours ($n \approx 20$), le facteur de qualité augmente alors moins rapidement avec la fréquence. Mais dans le cas d'un nombre de tours grand ($n \approx 26$) le facteur de qualité augmente alors plus rapidement en fonction de la fréquence. En effet, l'augmentation du nombre de tours augmente la résistance série du conducteur.

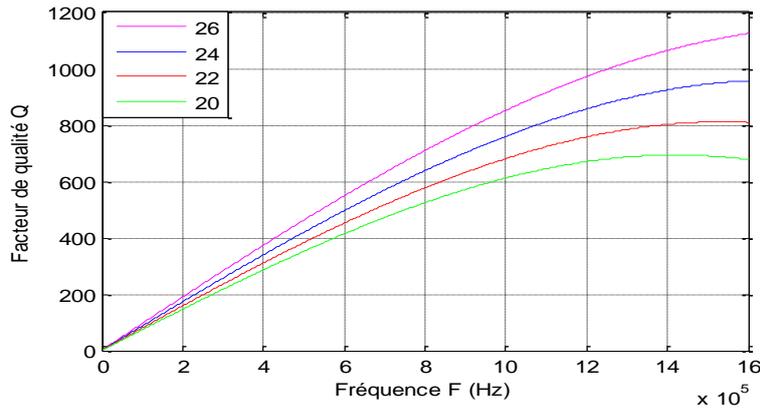


Figure IV.25: Variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du nombre de spires.

IV.5 Etude transformateur de type planaire:

IV.5.1 Rappels sur la matrice [S]:

La matrice [S], matrice de répartition ou (scattering matrix), est l'outil de base pour l'étude des quadripôles ou des multipôles linéaires en hyperfréquence. Les paramètres S, comme nous le verrons, ont un lien direct entre les transferts de puissance entrée ↔ sortie d'un quadripôle et la puissance est la chose la plus facile à mesurer en hyperfréquence. L'intérêt pratique est donc considérable puisque c'est aussi presque exclusivement des optimisations de transfert de puissance qui sont recherchées dans les systèmes hyperfréquences.

IV.5.1.1 Matrices impédance et admittance:

Dans ce qui suit nous considérerons des éléments de circuits actifs ou passifs à plusieurs entrées. D'une façon majoritaire nous considérerons des quadripôles tels que celui montré dans la figure IV.26, c'est à dire des fonctions électriques liant un port d'entrée à un port de sortie.

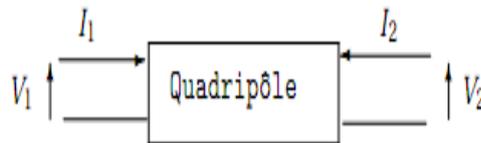


Figure IV.26: Tensions et courants appliqués à un quadripôle.

Pour connaître la fonctionnalité d'un tel quadripôle il suffit de connaître sa matrice de transformation courant-tension, la matrice impédance, ou tension-courant, la matrice Admittance, c'est-à-dire:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \text{ Ou } \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (\text{IV.32})$$

La connaissance de l'une de ces deux matrices définit totalement la fonction, pour un quadripôle linéaire.

Il subsiste toutefois un problème de taille : Comment mesurer les paramètres qui interviennent dans ces matrices ?

Si l'on remarque que l'on a:

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_{11} = \frac{V_1}{I_1} \Big|_{I_2=0} \\ Z_{12} = \frac{V_1}{I_2} \Big|_{I_1=0} \\ Z_{21} = \frac{V_2}{I_1} \Big|_{I_2=0} \\ Z_{22} = \frac{V_2}{I_2} \Big|_{I_1=0} \end{array} \right. \text{ et } \left\{ \begin{array}{l} Y_{11} = \frac{I_1}{V_1} \Big|_{V_2=0} \\ Y_{12} = \frac{I_1}{V_2} \Big|_{V_1=0} \\ Y_{21} = \frac{I_2}{V_1} \Big|_{V_2=0} \\ Y_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{V_1=0} \end{array} \right. \quad (\text{IV.33})$$

Ce qui se lit par exemple ((Z_{11} égale le rapport de V_1 sur I_1 lorsque I_2 est nul)), on en déduit aisément une procédure de mesure mettant en jeu successivement des mesures en circuits ouverts pour la matrice impédance $[Z]$, respectivement en court-circuit pour la matrice admittance $[Y]$, afin d'en déduire les éléments. Ceci pose toutefois le problème essentiel de la disponibilité d'un bon Circuit Ouvert dans le cas de la matrice $[Z]$, et d'un bon Court-circuit dans le cas de la matrice $[Y]$, afin de réaliser les conditions d'annulation de courant et/ou de tension. Or, au-dessus de environ 100MHz la condition de circuit ouvert ou de court-circuit est difficile voire impossible à réaliser, à cause des capacités et inductances parasites, et de plus la mise en court-circuit ou en circuit ouvert de quadripôles possédant du gain conduit souvent à une oscillation. On peut donc affirmer que les matrices $[Z]$ et $[Y]$ sont inadaptés aux hautes fréquences. En conséquence nous sommes amenés à définir une nouvelle matrice, la matrice $[S]$ qui aura l'avantage d'être mesurable sur entrée et sortie adaptées, usuellement 50 Ω , ce qui résoudra tous ces problèmes

IV.5.1.2 Coefficients de réflexion en tension et en courant :

Définissons dans un premier temps les coefficients de réflexion en tension et en courant d'un réseau à un accès représenté sur la figure IV.27. Ceci présuppose toutefois que l'on découpe le courant et la tension en une composante incidente et une composante réfléchie, d'une façon analogue à ce que l'on fait en optique.

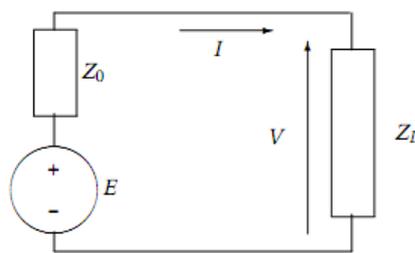


Figure IV.27: Générateur d'impédance interne Z_0 chargé par Z_L .

La charge complexe Z_L est branchée aux bornes de la source de tension E d'impédance interne Z_0 . Il vient alors de façon triviale:

$$I = \frac{E}{Z_0 + Z_L} \text{ et } V = Z_L I = \frac{E Z_L}{Z_0 + Z_L} \quad (\text{IV.34})$$

On dit qu'il y a adaptation lorsque l'impédance de charge est la conjuguée de l'impédance de source:

$$Z_L = Z_0^* \quad (\text{IV.35})$$

Alors le courant Incident est le courant à l'adaptation, soit:

$$I_i \equiv \frac{E}{Z_0 + Z_0^*} = \frac{E}{2R_0}, \quad \text{Ou } R_0 = \Re Z_0 \quad (\text{IV.36})$$

Demême la tension incidente est la tension aux bornes de Z_L à l'adaptation:

$$V_i \equiv \frac{EZ_0^*}{Z_0 + Z_0^*} = \frac{EZ_0^*}{2R_0} \quad (\text{IV.37})$$

Des deux relations précédentes, on déduit directement:

$$V_i = Z_0^* I_i \quad (\text{IV.38})$$

Le courant réfléchi et la tension réfléchie sont alors les différences par rapport aux courants et tensions calculés aux bornes de Z_L

$$\begin{aligned} I_r &= I_i - I \\ V_r &= V - V_i \end{aligned} \quad (\text{IV.39})$$

Soit l'expression du courant réfléchi:

$$I_r = \frac{E}{Z_0 + Z_0^*} - \frac{E}{Z_0 + Z_L} = I_i \frac{Z_L - Z_0^*}{Z_L + Z_0} \quad (\text{IV.40})$$

Et de la tension réfléchie:

$$V_r = \frac{EZ_L}{Z_0 + Z_L} - \frac{EZ_0^*}{Z_0 + Z_0^*} = V_i \frac{Z_0}{Z_0^*} \frac{Z_L - Z_0^*}{Z_L + Z_0} \quad (\text{IV.41})$$

De ces relations nous déduisons directement les expressions des coefficients de réflexion en courant et en tension:

$$\begin{aligned} S_I &\equiv \frac{I_r}{I_i} = \frac{Z_L - Z_0^*}{Z_L + Z_0} \\ S_V &\equiv \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z_0}{Z_0^*} \frac{Z_L - Z_0^*}{Z_L + Z_0} \end{aligned} \quad (\text{IV.42})$$

Il apparaît de façon évidente que si Z_0 est réelle alors ces deux coefficients sont égaux et

$$\text{on a: } S \equiv S_I = S_V = \frac{Z_L - R_0}{Z_L + R_0} \quad (\text{IV.43})$$

Bien évidemment nous nous placerons en permanence dans ce cas pour des raisons de simplicité. De plus on utilisera souvent l'impédance réduite z telle que:

$$z \equiv \frac{Z}{R_0},$$

On obtient alors:

$$S = \frac{z_L - 1}{z_L + 1}, \quad \text{ou} \quad z_L = \frac{1 + S}{1 - S} \quad (\text{IV.44})$$

IV.5.1.3 Ondes incidentes et réfléchis :

On définit l'onde incidente par la relation:

$$a \equiv \frac{\sqrt{Z_0 + Z_0^*}}{\sqrt{2}} I_i \quad (\text{IV.45})$$

Seule R_0 partie réelle de Z_0 subsiste, on obtient :

$$a = \sqrt{R_0} I_i = \frac{V_i}{\sqrt{R_0}} \quad (\text{IV.46})$$

De manière similaire on définit l'onde réfléchi par la relation:

$$b = \frac{\sqrt{Z_0 + Z_0^*}}{\sqrt{2}} I_r \quad (\text{IV.47})$$

Identiquement, on aura

$$b \equiv \sqrt{R_0} I_r = \frac{V_r}{\sqrt{R_0}} \quad (\text{IV.48})$$

Alors ces définitions impliquent :

$$a + b = \frac{V}{\sqrt{R_0}}, \text{ et } a - b = \sqrt{R_0} I \quad (\text{IV.49})$$

Ceci permet d'introduire naturellement la tension réduite, v , et le Courant réduit, i , par:

$$v \equiv \frac{V}{\sqrt{R_0}} = a + b \quad (\text{IV.50})$$

$$i \equiv \sqrt{R_0} I = a - b$$

Les variables réduites v et i possèdent donc une dimension qui est $[V][\Omega]^{-1/2}$ pour v , $[A][\Omega]^{1/2}$ pour i , ce qui est équivalent grâce à la loi d'Ohm et se résume à $[W]^{1/2}$ qui est la racine carré d'une puissance. Les ondes incidentes et réfléchi a et b auront donc cette même dimension qui n'est pas celle d'une grandeur directement mesurable

IV.5.1.4 Calcul des paramètres S d'un quadripôle :

Soit un quadripôle Q sous test connecté en entrée à une source d'impédance Z_s via une ligne d'impédance caractéristique réelle. La sortie du quadripôle est chargée par une impédance Z_l via une ligne d'impédance caractéristique Z_c .

Le quadripôle possède des impédances d'entrée et de sortie de valeurs quelconques et, de ce fait, se trouve désadapté vis à vis des lignes de transmission ; des ondes réfléchies existent donc à la fois au niveau de son entrée et de sa sortie comme le montre la Figure IV.28.

Les grandeurs $V_1, V_1', V_1'', V_2, V_2', V_2'', I_1$ et I_2 sont des grandeurs complexes qui dépendent de la fréquence du générateur.

La tension V_1 à l'entrée du quadripôle est la somme d'une onde incidente et d'une onde réfléchi, et de même pour le courant :

$$V_1 = V_1' + V_1''$$

$$I_1 = \frac{V_1' - V_1''}{Z_c} \quad (\text{IV.51})$$

En sortie du quadripôle, on a :

$$V_2 = V_2' + V_2''$$

$$I_2 = \frac{V_2' - V_2''}{Z_c} \quad (\text{IV.52})$$

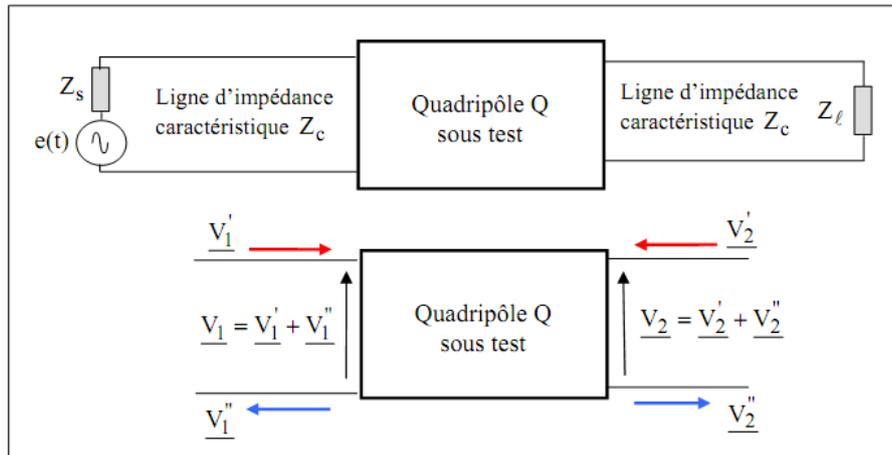


Figure IV.28: Définition des différentes grandeurs d'entrée et de sortie d'un quadripôle Q . Examinons maintenant la signification des différentes composantes des tensions et courants en entrée et en sortie du quadripôle :

V_1' : onde incidente à l'entrée du quadripôle

Une partie de cette onde est transmise par le quadripôle et contribue à V_2''

Une partie de cette onde est réfléchiée par l'entrée du quadripôle et contribue à V_1''

V_2' : onde réfléchiée par Z_l en sortie du quadripôle

Une partie de cette onde est transmise par le quadripôle vers son entrée et, repartant vers le générateur, vient contribuer à V_1''

Une partie de cette onde est réfléchiée par la sortie du quadripôle et repart vers la charge Z_l , contribuant ainsi à V_2''

On peut donc exprimer V_1'' et V_2'' en fonction de V_1' et V_2' , il vient :

$$\begin{aligned} V_1'' &= S_{11}V_1' + S_{12}V_2' \\ V_2'' &= S_{21}V_1' + S_{22}V_2' \end{aligned} \quad (\text{IV.53})$$

Sous forme matricielle:

$$\begin{pmatrix} V_1'' \\ V_2'' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1' \\ V_2' \end{pmatrix} \quad (\text{IV.54})$$

Les paramètres S (Scattering paramètres ou paramètres de diffusion) sont au nombre de quatre S_{11} , S_{12} , S_{21} et S_{22} . Ce sont des grandeurs complexes, sans dimension, qui rendent compte des différents processus de transmission et de réflexion mis en jeu au niveau de l'entrée et de la sortie du quadripôle.

IV.5.1.5 Signification physique des paramètres S :

A partir des équations (IV.53) précédentes, on obtient :

$$S_{11} = \left. \frac{V_1''}{V_1'} \right|_{V_2'=0} \quad (\text{IV.55})$$

Dire que $V_2'=0$ revient à dire qu'aucun signal ne revient sur la sortie du quadripôle, la charge $Z_c = Z_l$.

S_{11} représente donc le coefficient de réflexion à l'entrée du quadripôle lorsque sa sortie est adaptée. Donc:

$$S_{22} = \left. \frac{V_2^+}{V_2^-} \right|_{V_1^+ = 0} \quad (\text{IV.56})$$

Dire que $V_1^+ = 0$ revient à dire qu'aucun signal ne revient sur l'entrée du quadripôle, l'impédance de source $Z_s = Z_c$.

S_{22} représente donc le coefficient de réflexion à la sortie du quadripôle lorsque son entrée est adaptée.

$$S_{12} = \left. \frac{V_1^+}{V_2^-} \right|_{V_1^+ = 0} \quad (\text{IV.57})$$

S_{12} représente donc le coefficient de transmission du quadripôle de la sortie vers l'entrée, lorsque son entrée est adaptée.

$$S_{21} = \left. \frac{V_2^+}{V_1^-} \right|_{V_2^+ = 0} \quad (\text{IV.58})$$

S_{21} représente donc le coefficient de transmission du quadripôle de l'entrée vers la sortie, lorsque sa sortie est adaptée.

Les quatre paramètres S sont donc mesurés en référence à une impédance Z_c , en général 50Ω . Les quadripôles passifs, un tronçon de ligne de propagation par exemple, sont analogues ; il en résulte que $S_{11} = S_{22}$ et que $S_{12} = S_{21}$ [20], [26].

Les paramètres S sont utilisés pour le calcul des réseaux d'adaptation en entrée et en sortie et pour le calcul du gain en puissance.

IV.5.2 Matrices $[S]$ élémentaires:

IV.5.2.1 Matrice $[S]$ d'une impédance série [21]:

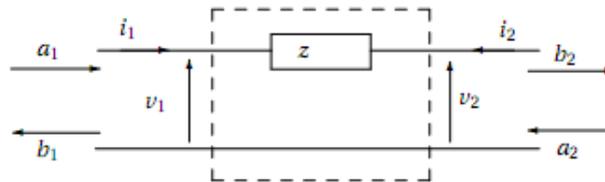


Figure. IV.29: Impédance série sur une ligne.

Considérons une impédance z en série dans une ligne. Les lois de Kirchhoff et d'Ohm donnent

$$i_1 = -i_2 = i \quad v_1 - zi = v_2$$

En utilisant les définitions des ondes incidentes et réfléchi de l'équation (IV.49), on montre aisément que:

$$\begin{aligned} b_1 &= \frac{z}{z+2} a_1 + \frac{2}{z+2} a_2 \\ b_2 &= \frac{2}{z+2} a_1 + \frac{z}{z+2} a_2 \end{aligned} \quad (\text{IV.59})$$

Et donc la matrice $[S]$ d'une impédance série s'écrit

$$S = \begin{pmatrix} \frac{z}{z+2} & \frac{2}{z+2} \\ \frac{2}{z+2} & \frac{z}{z+2} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.60})$$

IV.5.2.2 Matrice $[S]$ d'une admittance parallèle:

Considérons à présent une admittance y en parallèle sur un tronçon de ligne. Avec les mêmes raisonnements que précédemment on obtient:

$$v = v_1 = v_2$$

$$i = yv$$

$$i = i_1 + i_2$$

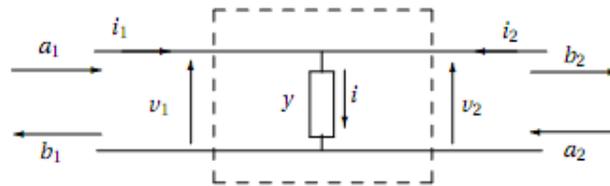


Figure. IV.30: Admittance parallèle sur une ligne.

Équations desquelles on déduit, par les mêmes techniques, la matrice $[S]$ d'une admittance parallèle:

$$S = \begin{pmatrix} -\frac{y}{y+2} & \frac{2}{y+2} \\ \frac{2}{y+2} & -\frac{y}{y+2} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.61})$$

IV.5.2.3 Matrice $[S]$ d'un tronçon de ligne:

Celle-ci se détermine simplement en appliquant les définitions des paramètres S issues de l'équation. (IV.62).

$$S = \begin{pmatrix} 0 & \exp -j\varphi \\ \exp -j\varphi & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{IV.62})$$

Où $\varphi = (2\pi l)/\lambda$ est la longueur électrique du tronçon de ligne de longueur physique l .

IV.6 Modélisation en PI d'inductance à partir des paramètres S et Y et Z :

Lorsque la fréquence devient élevée, c'est-à-dire lorsque la longueur d'onde du signal devient du même ordre de grandeur que celui des composants, il faut tenir compte des phénomènes de propagation. Un modèle est alors décrit avec des éléments distribués et on définit les variables comme des ondes incidentes et émergentes. Celles-ci sont reliées par les paramètres de dispersion ou encore paramètres S (Fig. IV.31).

A partir d'un schéma électrique en « π », il est possible de calculer les matrices d'impédance Z et d'admittance Y de la bobine 2-ports.

Il s'en suit une série d'équations desquelles nous déduisons la résistance série globale des selfs (R_s). Ceci nous permet de visualiser l'inducteur en spirale comme π -réseau. A partir de la figure (IV.32), les réactances Y_1 , Y_2 et Y_3 peuvent être calculés comme suit [7]:

$$Y_1 = Y_2 = \frac{1}{\left(\frac{1}{j\omega \cdot C_{ox}} + \frac{r_1}{1 + r_1 \cdot j\omega \cdot C_1} \right)} \quad (\text{IV.63})$$

$$Y_3 = j\omega \cdot C_p + \frac{1}{j\omega \cdot L_{es} + r_s} \quad (\text{IV.64})$$

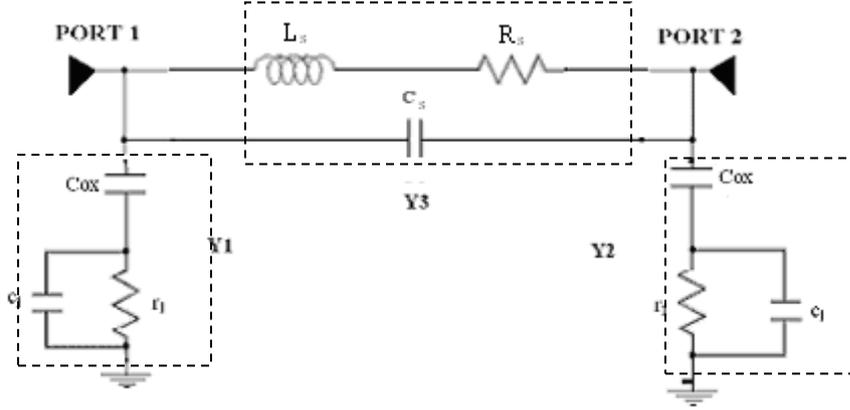


Figure IV.31: Modèle en Pi en blocs d'admittance.

Les Y Paramètres du schéma sont donnés comme suit

$$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_1 + Y_3 & -Y_3 \\ -Y_3 & Y_2 + Y_3 \end{pmatrix} \quad (\text{IV.65})$$

$$Y_{11} = Y_1 + Y_3 \quad (\text{IV.66})$$

$$Y_{12} = -Y_3 \quad (\text{IV.67})$$

$$Y_{21} = -Y_3 \quad (\text{IV.68})$$

$$Y_{22} = Y_2 + Y_3 \quad (\text{IV.69})$$

Pour l'extraction du modèle en Pi d'une inductance à partir de ses paramètres S, on utilise le schéma de la figure (IV.32).

Les paramètres Y de la figure (IV.31) sont [22]:

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11} \cdot V_1 - Y_{12} \cdot V_2 \\ I_2 = -Y_{21} \cdot V_1 + Y_{22} \cdot V_2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} Y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} = Y_1 + Y_3 \\ -Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} = Y_3 \end{cases} \quad \text{Et} \quad \begin{cases} -Y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} = Y_3 \\ Y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} = Y_2 + Y_3 \end{cases} \quad (\text{IV.70})$$

Pour résumer :

$$\begin{cases} Y_{11} = Y_1 + Y_3 \\ Y_{22} = Y_2 + Y_3 \\ -Y_{12} = -Y_{21} = Y_3 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} Y_{11} = Y_1 - Y_{12} \\ Y_{22} = Y_2 - Y_{12} \\ Y_3 = -Y_{12} = -Y_{21} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} Y_1 = Y_{11} + Y_{21} \\ Y_2 = Y_{22} + Y_{21} \\ Y_3 = -Y_{12} = -Y_{21} \end{cases} \quad (\text{IV.71})$$

Au final

$$\begin{cases} Y_1 = Y_{11} + Y_{21} \\ Y_2 = Y_{22} + Y_{12} \\ Y_3 = -Y_{12} = -Y_{21} \end{cases} \quad (\text{IV.72})$$

Depuis les dernières expressions de Y_1 , Y_2 et Y_3 , on peut changer les expressions des branches de la figure (IV.31) pour donner les expressions de la figure (IV.32)[2] [22]:

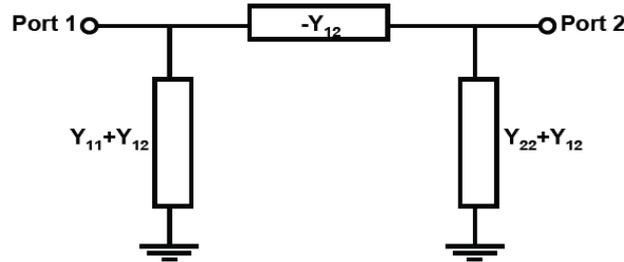


Figure IV.32: Modèle en Pi équivalent en paramètres Y .

La conversion entre paramètres S et Y est la suivante en supposant que le circuit est adapté à 50Ω [7]:

$$Y_{11} = \frac{1}{50} \cdot \frac{(-S_{11})(+S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21}}{(+S_{11})(+S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21}} \quad (\text{IV.73})$$

$$Y_{12} = \frac{1}{50} \cdot \frac{-2S_{12}}{(+S_{11})(+S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21}} \quad (\text{IV.74})$$

$$Y_{21} = \frac{1}{50} \cdot \frac{-2S_{21}}{(+S_{11})(+S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21}} \quad (\text{IV.75})$$

$$Y_{22} = \frac{1}{50} \cdot \frac{(+S_{11})(-S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21}}{(+S_{11})(+S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21}} \quad (\text{IV.76})$$

Si on veut remplacer les blocs d'admittances par des éléments discrets, on doit trouver une équivalence, par exemple:

$$Y_1 = \frac{1}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} \Rightarrow R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{1}{Y_1} \Rightarrow \begin{cases} R_1 = \text{Réel} \left[\frac{1}{Y_1} \right] \\ C_1 = \frac{-1}{\omega \cdot \text{Im}g \left[\frac{1}{Y_1} \right]} \end{cases} \quad (\text{IV.77})$$

$$Y_2 = \frac{1}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} \Rightarrow R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} = \frac{1}{Y_2} \Rightarrow \begin{cases} R_2 = \text{Réel} \left[\frac{1}{Y_2} \right] \\ C_2 = \frac{-1}{\omega \cdot \text{Im}g \left[\frac{1}{Y_2} \right]} \end{cases} \quad (\text{IV.78})$$

$$Y_3 = \frac{1}{R_s + j\omega L_s} \Rightarrow R_s + j\omega L_s = \frac{1}{Y_3} \Rightarrow \begin{cases} R_s = \text{Réal} \left[\frac{1}{Y_3} \right] \\ L_s = \frac{\text{Im}g \left[\frac{1}{Y_3} \right]}{\omega} \end{cases} \quad (\text{IV.79})$$

A partir des paramètres Y d'une inductance pris à une seule fréquence nous pouvons avoir six équations. A partir de ces équations nous retrouvons les six variables qui composent le modèle en Pi illustré par la figure (IV-31)[22]:

$$\begin{cases} R_s = \text{Réal} \left[\frac{1}{Y_3} \right] \\ L_s = \frac{\text{Im}g \left[\frac{1}{Y_3} \right]}{\omega} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} R_s = \text{Réal} \left[\frac{1}{-Y_{21}} \right] \\ L_s = \frac{\text{Im}g \left[\frac{1}{-Y_{21}} \right]}{\omega} \end{cases} \quad (\text{IV.80})$$

$$\begin{cases} R_1 = \text{Réal} \left[\frac{1}{Y_1} \right] \\ C_1 = \frac{-1}{\omega \cdot \text{Im}g \left[\frac{1}{Y_1} \right]} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} R_1 = \text{Réal} \left[\frac{1}{\llcorner_{11} + Y_{12}} \right] \\ C_1 = \frac{-1}{\omega \cdot \text{Im}g \left[\frac{1}{\llcorner_{11} + Y_{12}} \right]} \end{cases} \quad (\text{IV.81})$$

$$\begin{cases} R_2 = \text{Réal} \left[\frac{1}{Y_2} \right] \\ C_2 = \frac{-1}{\omega \cdot \text{Im}g \left[\frac{1}{Y_2} \right]} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} R_2 = \text{Réal} \left[\frac{1}{\llcorner_{22} + Y_{12}} \right] \\ C_2 = \frac{-1}{\omega \cdot \text{Im}g \left[\frac{1}{\llcorner_{22} + Y_{12}} \right]} \end{cases} \quad (\text{IV.82})$$

$$\begin{cases} L = \frac{\text{Im}g \left[\frac{1}{Y_{11}} \right]}{\omega} \\ Q = \frac{\text{Im}g \left[\frac{1}{Y_{11}} \right]}{\text{Réal} \left[\frac{1}{Y_{11}} \right]} \end{cases} \quad (\text{IV.83})$$

A ce stade il devient aisé de pour convertir ces Y-paramètres en Z-paramètres. La conversion des paramètres est comme suit:

$$Z_{11} = \frac{Y_{22}}{Y_{11} \cdot Y_{22} - Y_{12} \cdot Y_{21}} \quad (\text{IV.84})$$

$$Z_{21} = \frac{-Y_{21}}{Y_{11} \cdot Y_{22} - Y_{12} \cdot Y_{21}} \quad (\text{IV.85})$$

$$Z_{12} = \frac{-Y_{12}}{Y_{11} \cdot Y_{22} - Y_{12} \cdot Y_{21}} \quad (\text{IV.86})$$

$$Z_{22} = \frac{Y_{11}}{Y_{11} \cdot Y_{22} - Y_{12} \cdot Y_{21}} \quad (\text{IV.87})$$

La conversion des Z-Paramètres en Y-Paramètres est comme suit:

$$Y_{11} = \frac{Z_{22}}{Z_{11} \cdot Z_{22} - Z_{12} \cdot Z_{21}} \quad (\text{IV.88})$$

$$Y_{21} = \frac{-Z_{21}}{Z_{11} \cdot Z_{22} - Z_{12} \cdot Z_{21}} \quad (\text{IV.89})$$

$$Y_{12} = \frac{-Z_{12}}{Z_{11} \cdot Z_{22} - Z_{12} \cdot Z_{21}} \quad (\text{IV.90})$$

$$Y_{22} = \frac{Z_{11}}{Z_{11} \cdot Z_{22} - Z_{12} \cdot Z_{21}} \quad (\text{IV.91})$$

La conversion des Y-Paramètres en S-Paramètres est comme suit [7]:

$$S_{11} = \frac{Y_0 - Y_{11} + Y_{22} + Y_{12} \cdot Y_{21}}{\Delta Y} \quad (\text{IV.92})$$

$$S_{12} = \frac{2 \cdot Y_{12} \cdot Y_0}{\Delta Y} \quad (\text{IV.93})$$

$$S_{21} = \frac{2 \cdot Y_{12} \cdot Y_0}{\Delta Y} \quad (\text{IV.94})$$

$$S_{22} = \frac{Y_0 + Y_{11} - Y_{22} + Y_{12} \cdot Y_{21}}{\Delta Y} \quad (\text{IV.95})$$

$$\text{Avec: } \Delta Y = Y_{11} + Y_0 + Y_{22} + Y_0 + Y_{12} \cdot Y_{21} \quad (\text{IV.96})$$

Et Y_0 : est la caractéristique admittance de la ligne.

IV.7.Exemple d'une inductance planaire:

En donnant les dimensions physiques de l'inductance et les paramètres du processus ; les paramètres électriques de l'inductance planaire et ces paramètres S peuvent se calculer en suivant l'organigramme montré dans la figure (IV.33).

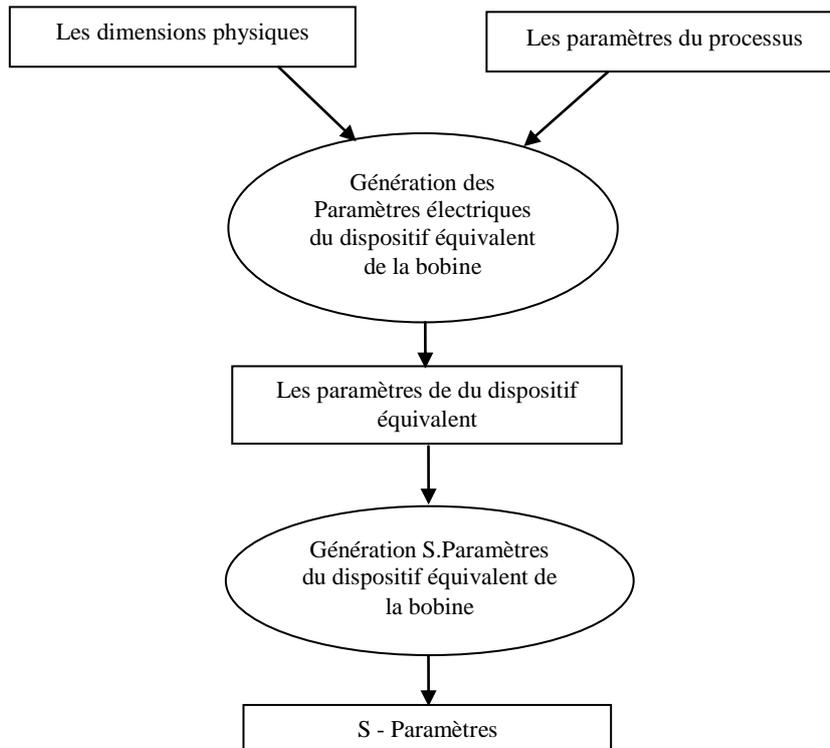


Figure IV.33:organigramme de programme.

Cet organigramme est implémenté en utilisant une routine sous matlab de la manière suivante:

- 1) en utilisant les dimensions physiques et les paramètres du processus (voir tableau IV.1), le programme calcule les paramètres électriques et ou les paramètres S au choix.
- 2) si on démarre le programme à partir des paramètres électriques, les paramètres S peuvent se calculer.

Paramètres	Valeurs	Description
N°_of_metal	3	Nombre de couche
MLT(i)	0,05 Ω/m	Résistance de feuille de chaque couche de métal
SIGMA	3.816×10^7 [S/m]	Conductivité de métal
COV	50 $\mu F/m^2$	Capacité de chevauchement entre la croix dessous et la plus basse couche en méta
COX	30 $\mu F/m^2$	Capacité d'oxyde entre plus basse couche de métal et le substrat
G _{sub}	1×10^7 S/m ²	Paramètre convenable modélisant la perte du substrat
C _{sub}	5 $\mu F/m^2$	Paramètre convenable modélisant la capacité du substrat
OL	190 μm	Diamètre externe
w	15 μm	Largeur de fils

D	2,1 μ m	L'espacement entre les fils
N	2,75	Nombre de tours
F	2.5 GHz	rapprochement Fréquence de fonctionnement

Tableau IV.1: Différents paramètres utilisés pour le calcul des S paramètres d'une bobine intégrée.

IV.7.1 Paramètres électriques du dispositif équivalent de la bobine:

Sur la base des données ci-dessus, la routine MATLAB génère Paramètres électriques du dispositif équivalent de la bobine:

- $L = 2.09 \times 10^{-9} \text{H}$;
- $R_s = 1.2030 \Omega$;
- $R_{sub} = 508.1 \Omega$;
- $C_{sub} = 1.34 \times 10^{-13} \text{F}$;
- $C_{ox} = 4.17 \times 10^{-13} \text{F}$;
- $C_p = 2.25 \times 10^{-14} \text{F}$
- $r1 = 1.44 \times 10^3 \Omega$
- $c1 = 3.47 \times 10^{-14} \text{F}$

IV.7.2 Représentation graphique des S-paramètres de la bobine:

La figure (IV.34) représente les S-paramètres en format réel-imaginaire et la figure (IV.35) en format module-phase. En raison de la symétrie du modèle, nous avons $S_{11} = S_{22}$. En raison du théorème de réciprocité [22], nous avons également $S_{12} = S_{21}$

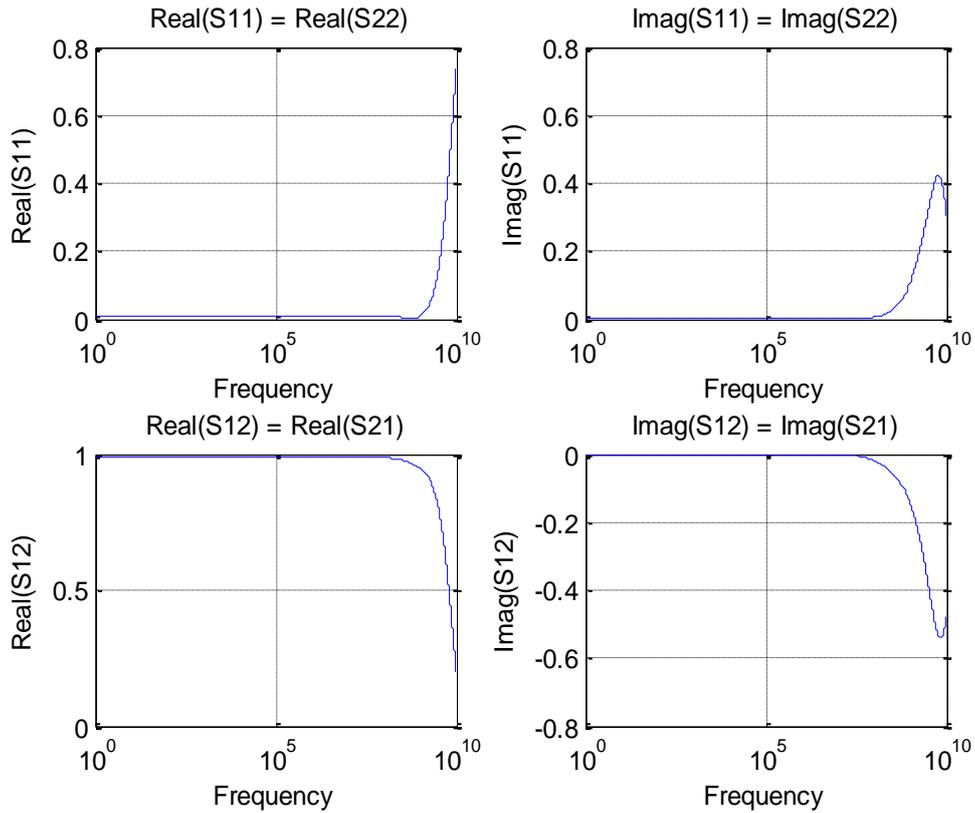


Figure IV.34:Représentation des S-paramètres dans le format réel-imaginaire.

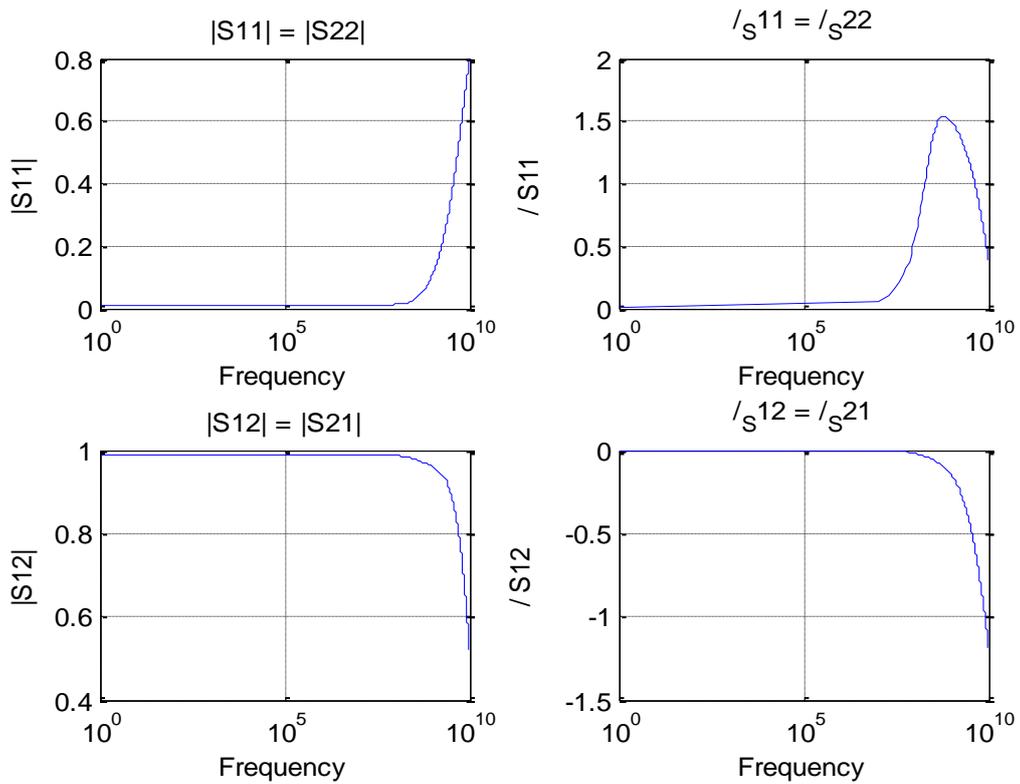


Figure IV.35. : Représentation des S-paramètres dans le format module-phase.

IV.8.Transformateur de type planair:

IV.8.1. Géométrie

De la même manière de l'inductance, un transformateur planair est montré sur la Figure IV.36.

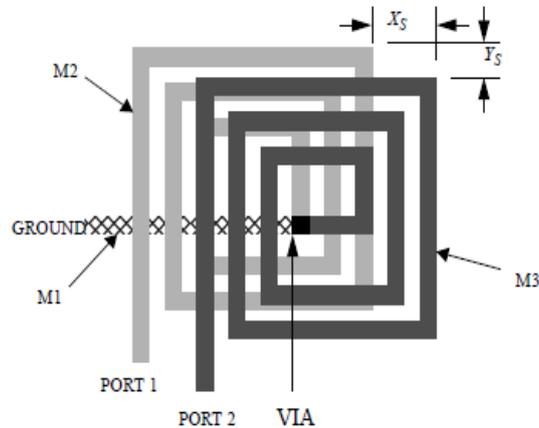


Figure IV.36:La forme géométrique d'un transformateur planair

Notez qu'un décalage entre les centres des deux spirales carrées est indispensable, quantifiée par les paramètres X_s et Y_s . Les terminaux des deux spirales sont connectés avec un via pour faciliter le branchement de la masse M1 a été utilisée. Généralement l'amplitude du couplage magnétique entre les deux spirales est d'une importance vitale dans les transformateurs si on place les deux inductances l'une au-dessus de l'autre. Généralement la plus parts des transformateurs planair sont construits précisément de cette manière, avec:

$$X_s = Y_s = 0$$

IV.8.2 Modèle d'un transformateur planair :

Le modèle de transformateur est assez similaire au modèle d'inductance spirale. Après tout, le transformateur est tout simplement une paire à couplage magnétique d'inducteurs en spirale. Comme mentionné brièvement, les transformateurs peuvent être empilées ou intercalées. Les modèles de chaque cas ne sont pas trop dissemblables. Dans cette partie, nous allons considérer que la topologie empilée. La géométrie du transformateur est légèrement plus compliquée que celle de la spirale, un schéma détaillé est illustré à la figure IV.38.

-Notez que dans la figure IV.38, les spirales empilées ont été placées côte à côte pour faciliter la visualisation. En réalité, ils sont les uns sur les autres afin d'optimiser le couplage magnétique. Habituellement, les deux spirales ont les mêmes dimensions intérieures et extérieures, IL (longueur intérieure) et OL (longueur extérieure). Cependant, chaque spirale peut avoir un nombre de tours unique. Cela est évidemment nécessaire si nous voulons utiliser les spirales en mode convertisseur de tension; soit abaisseur ou élévateur. En conséquence, des différentes valeurs de largeur de bande du métal et d'espacement sont possibles. Les condensateurs C_{oxt} , C_{oxb} , C_{PT} et les C_{pb} se ressemblent aux mêmes capacités dans le cas d'une inductance spirale, pour les deux spirales supérieure et inférieure, respectivement. En outre, les résistances R_{St} et R_{Sb} sont l'équivalence en série des résistances des spirales supérieure et inférieure, respectivement. Notant que toutes ces quantités ne sont pas nécessairement égales, puisque la géométrie

des deux spirales peut être différente. L'élément COV représente l'espacement entre les deux spirales. La figure IV.37, montre le modèle d'un transformateur planaire avec les différents condensateurs et résistances. Dans notre cas, nous avons éliminé l'effet d'une capacité entre le substrat et la borne commune des deux inductances en court-circuitant les deux bornes à la terre pour faciliter l'analyse des paramètres S du transformateur. Il est également important de noter la polarité du couplage magnétique entre les deux inductances. Le couplage sera comme le montre la figure IV.37, si les spirales ont le sens indiqué sur la figure IV.38. La polarité peut être modifiée en changeant le sens de rotation de l'une des spirales. Les expressions analytiques approximatives des éléments de la figure IV.37 sont discutées on [39].

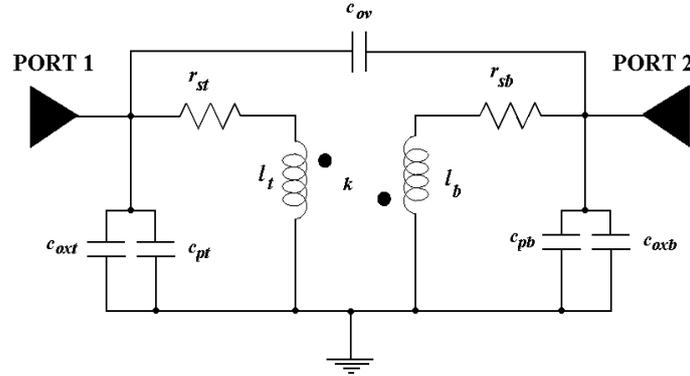


Figure IV.37: Modèle d'un transformateur planaire.

$$l_t = \frac{(9.375) \cdot \mu_0 \cdot N_t^2 \cdot AL^2}{11.0L - (7 \cdot AL)} \quad (IV.97)$$

l_t : L'inductance de spirale en haut
 N_t : Nombre de tours (spirale en haut)
 OL : Longueur du tour externe
 AL : Le diamètre moyen de deux spirales $(OL + IL)/2$
 μ_0 : $4\pi \times 10^{-7}$ H/m (perméabilité du vide)

$$l_B = \frac{(9.375) \cdot \mu_0 \cdot N_b^2 \cdot AL^2}{11.0L - (7 \cdot AL)} \quad (IV.98)$$

l_B : L'inductance de spirale en bas:
 N_b : Nombre de tours (spirale en bas)

$$k = 0.9 - \frac{D_s}{AL} \quad (IV.99)$$

k : Constante de couplage entre les deux spirales
 D_s : $(X_{s2} + Y_{s2})/2$ = la distance entre les deux centres des spirales

$$r_{st} = \frac{1}{\left[\frac{W_b \cdot \sigma \cdot \delta_b \cdot \left(1 - e^{-\frac{T_j}{\delta_b}}\right)}{\sum_i L_b} \right]} \quad (IV.100)$$

r_{st} : Résistance série nette de spirale en haut (combinaison entre couche de métal avec spirale en haut)
 W_b : Largeur des bandes (spirale en bas)

δ : profondeur peau vers les couches de métal

σ : conductivité des couches de métal (for Al, $\sigma = 3.816 \times 10^7$ S/m)

L_b : L'inductance (spirale en bas)

$$C_{ox,t} = \frac{1}{2} \cdot W_t \cdot L_t \cdot COX_t \cdot \frac{A - A_{OV}}{A} \quad (IV.101)$$

$C_{ox,t}$: Capacité entre spirale en haut et le substrat :

W_t : Largeur des bandes (spirale en haut)

COX_t : Capacité d'oxyde entre la plus basse couche métallique de spirale en haut et le substrat (par unité de surface)

A_{OV} : L'espacement entre les deux spirales

A : la surface totale de deux spirales

$$C_{ox,b} = \frac{1}{2} \cdot W_b \cdot L_b \cdot COX_b \quad (IV.102)$$

$C_{ox,b}$: Capacité entre spirale en haut et le substrat

COX_b : Capacité d'oxyde entre la plus basse couche métallique de spirale en bas et le substrat (par unité de surface)

$$C_{OV} = \frac{1}{2} \cdot \min(W_b \cdot L_b, W_t \cdot L_t) \cdot \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox,t}} \cdot \frac{A_{OV}}{A} \quad (IV.103)$$

C_{OV} : Capacité de chevauchement entre les deux spirales :

$t_{ox,t}$: L'épaisseur de l'oxyde de métal de la spirale supérieure

$$C_{pt} = N_t \cdot W_t^2 \cdot CP_t \quad (IV.104)$$

C_{pt} : Capacité de chevauchement entre croix-sous la couche et la plus basse couche en métal de la spirale supérieure :

$$C_{pb} = N_b \cdot W_b^2 \cdot CP_b \quad (IV.105)$$

C_{pb} : Capacité de chevauchement entre croix-sous la couche et la plus basse couche en métal de la spirale en bas

$$T_i = \frac{1}{\sigma \cdot MTL_t(i)} \quad (IV.106)$$

T_i : Épaisseur de la couche de métal (calculée) de spirale en haut

$$T_j = \frac{1}{\sigma \cdot MTL_b(i)} \quad (IV.107)$$

T_j : Épaisseur de la couche de métal (calculée) de spirale en bas

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{w \cdot \mu_0 \cdot \sigma}} \quad (IV.108)$$

δ : Profondeur de pénétration dans les couches métalliques

$$AL = \frac{OL + IL}{2} \quad (IV.109)$$

AL : Le diamètre moyen de deux spirales

IL : Largeur de fil

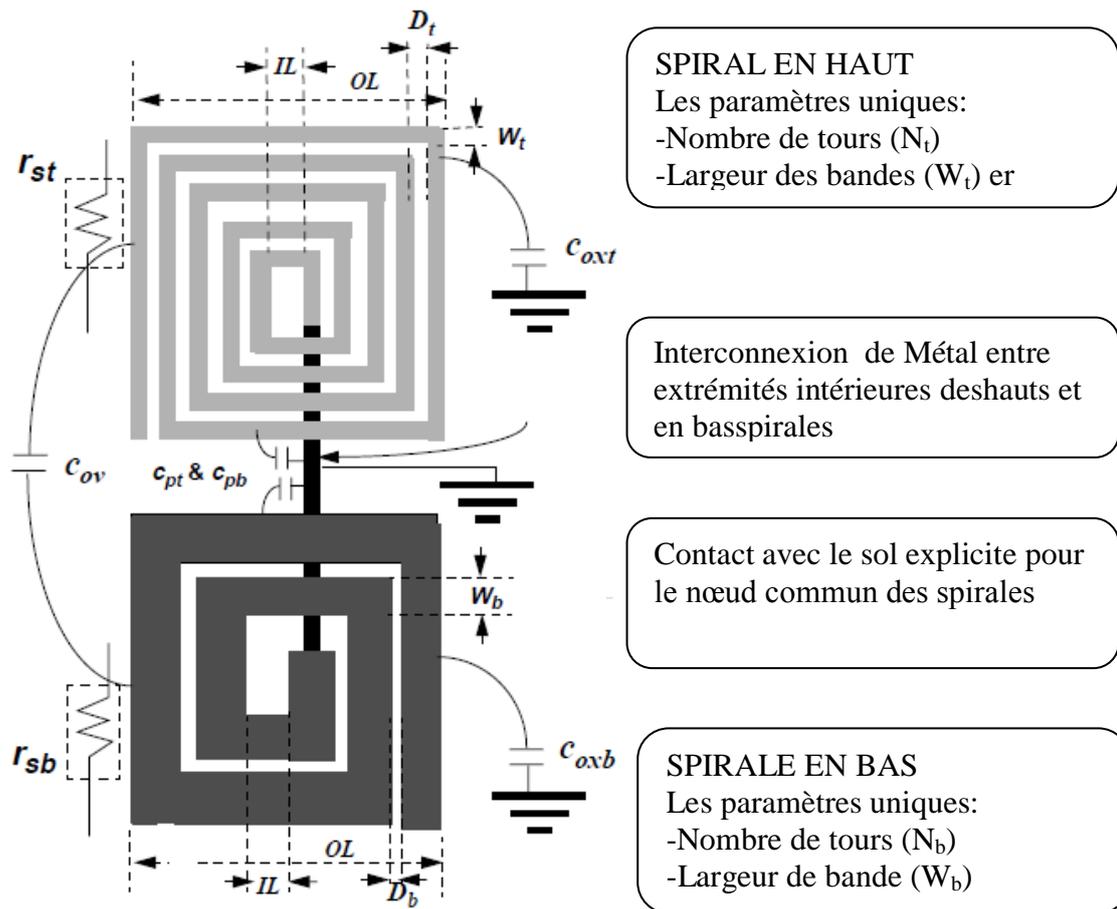


Figure IV.38: Mise en relief d'un transformateur planair.

IV.8.3. Analyse d'un transformateur planair :

En référence à la figure IV.39, il est tout à fait évident que l'analyse pour le transformateur sera beaucoup plus compliquée que celle pour la spirale. Premièrement, il y a plus d'éléments. Deuxièmement, le condensateur C_{ov} peut être connecté au choix ce qui provoque une complexité d'analyse du modèle, le schéma bloc dans la figure IV.39 représente le circuit équivalent du transformateur planair.

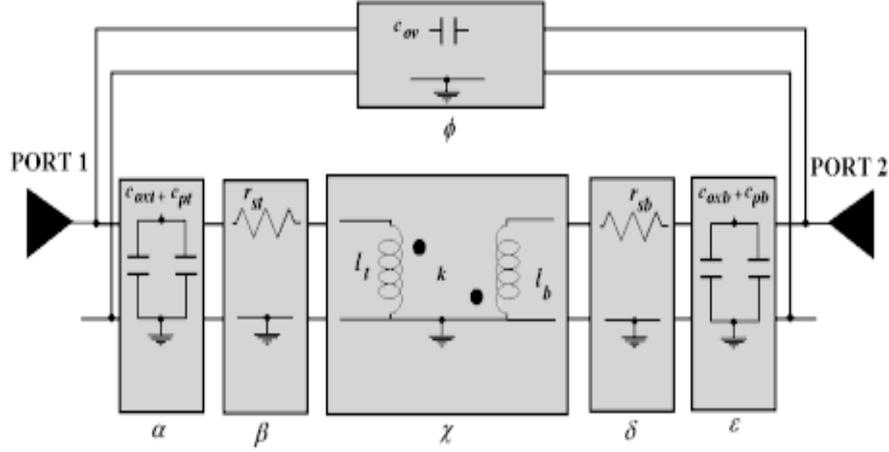


Figure IV.39: Un modèle de réseau ABCD du transformateur planair :

➤ Pour calculer les paramètres-S', nous faisons ce qui suit:

- 1)-Tout d'abord, nous calculons les matrices ABCD pour chaque bloc (à partir de [38] l'annexe A)

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\alpha} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ s \cdot (C_{pt} + C_{oxl}) & 1 \end{bmatrix} \quad (IV.110)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\beta} = \begin{bmatrix} 1 & r_{st} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (IV.111)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\gamma} = - \begin{bmatrix} \frac{l_t}{M} & s \cdot \left(\frac{l_t \cdot l_b}{M} - M \right) \\ \frac{1}{s \cdot M} & \frac{l_b}{M} \end{bmatrix} \quad (IV.112)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\delta} = \begin{bmatrix} 1 & r_{sb} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (IV.113)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\epsilon} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ s \cdot (C_{pb} + C_{oxb}) & 1 \end{bmatrix} \quad (IV.114)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\phi} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & s \cdot (C_{ov}) \end{bmatrix} \quad (IV.115)$$

Avec: $M = k \cdot \text{sqrt}(l_t \cdot l_b)$

- 2)-Ensuite, nous pouvons combiner les blocs, β , γ , δ , ϵ en cascade (voir l'annexe B):

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_I = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\alpha} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\beta} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\gamma} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\delta} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\epsilon} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\phi} \quad (IV.116)$$

- 3)-Ensuite, nous pouvons combiner le grand bloc intermédiaire I avec block ϕ en parallèle en utilisant la formule présentée à l'annexe B. La matrice ABCD finale de l'ensemble du transformateur, F, est donnée ci-dessous.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_F = \frac{1}{B_I + B_{\phi}} \cdot \begin{bmatrix} A_I \cdot B_{\phi} + A_{\phi} \cdot B_I & B_I \cdot D_{\phi} \\ (C_I + C_{\phi}) \cdot (B_{\phi} + B_I) + (D_I - D_{\phi}) \cdot (A_{\phi} - A_I) & D_{\phi} \cdot B_I + D_I \cdot B_{\phi} \end{bmatrix} \quad (IV.1$$

4)-Enfin, nous pouvons convertir le A, B, C, D paramètres de paramètres S comme suit [38]:

$$S_{11} = \frac{A_F + \frac{B_F}{Z_0} - C_F \cdot Z_0 - D_F}{A_F + \frac{B_F}{Z_0} + C_F \cdot Z_0 + D_F} \quad (\text{IV.118})$$

$$S_{12} = \frac{2 \cdot (A_F \cdot D_F - (B_F \cdot C_F))}{A_F + \frac{B_F}{Z_0} + C_F \cdot Z_0 + D_F} \quad (\text{IV.119})$$

$$S_{21} = \frac{2}{A_F + \frac{B_F}{Z_0} + C_F \cdot Z_0 + D_F} \quad (\text{IV.120})$$

Ici, Z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne. Notez également qu'en raison de la réciprocité, nous aurons $A_F \cdot D_F \cdot B_F \cdot C_F = 1$ (à partir de [38]). Par conséquent, $S_{12} = S_{21}$

IV.8.4. Exemple d'un transformateur planaire :

Suite à l'organigramme de la figure IV.40, une routine MATLAB a été écrite pour générer les paramètres S du transformateur planaire. Le tableau IV.2 montre les valeurs de l'échantillon qui ont été nourris au programme.

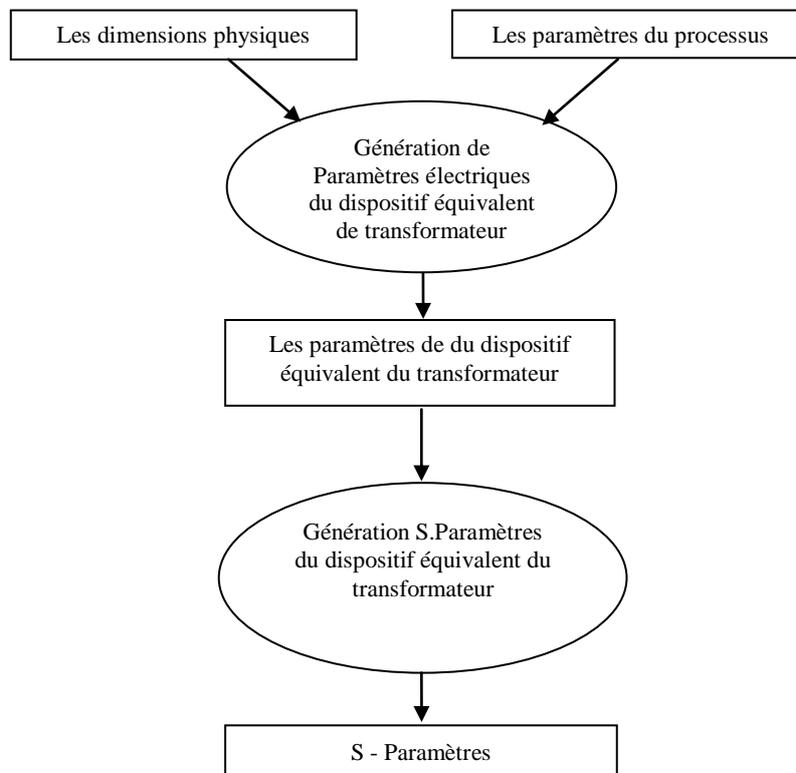


Figure IV.40: Organigramme de programme.

Paramètres	Valeurs	Description
cpt	20	Capacité de chevauchement entre croix-sous la couche et la plus basse couche en métal de la spirale supérieure (par unité de superficie)
cpb	20	Capacité de chevauchement entre croix-sous la couche et la plus basse couche en métal de la spirale inférieure (par unité de superficie)
OL	237,8µm	Longueur du tour externe
Nb	2 µm	Nombre de tours (spirale en bas)
D	2.1µm	L'espacement entre les fils
Nt	10	Nombre de tours (spirale en haut)
F	2.5 GHz	rapprochement Fréquence de fonctionnement
pol	+	Polarité" de spirales
MTL_b(i)	0,05 Ω/m	résistance de couche de chaque couche de métal (en bas à spirale)
MTL_t(i)	0,05 Ω/m	résistance de couche de chaque couche de métal (en haut à spirale)
COV	50 µF/m ²	capacité d'oxyde entre la plus basse couche métallique et de la couche de métal plus élevée défendent spirale (par unité de surface)
Paramètres	Valeurs	Description
COXt	0 µF/m ²	capacité d'oxyde entre la plus basse couche métallique de spirale en haut et le substrat (par unité de surface)
C_{oxb}	30 µF/m ²	capacité d'oxyde entre la plus basse couche métallique de spirale en bas et le substrat (par unité de surface)
XS	0	horizontal espacement centre à centre
YS	0	vertical espacement centre-à-centre
N°_of_metal_t	1	Nombre de couches métalliques(spirale en haut)
N°_of_metal_b	1	Nombre de couches métalliques (spirale en bas)
IL	100 mm	Largeur de fil
SIGMA	3.8x10 ⁷ [S/m]	Conductivité de métal Al

Tableau IV.2: Différents paramètres utilisés pour le calcul des S paramètres d'un transformateur de type planair.

IV.8.5. Paramètres électriques du dispositif équivalent de transformateur:

Sur la base des données ci-dessus, la routine MATLAB génère Paramètres électriques du dispositif équivalent de transformateur planair:

- $l_t = 2.34e-08$ H;
- $l_b = 9.38e-10$ H;
- $k = 0.90$;
- $c_{ov} = 8.39e-13$ F;
- $c_{oxt} = 0$ F;
- $c_{oxb} = 7.00e-13$ F
- $cp_t = 5.00e-15$ F
- $cp_b = 4.46e-14$ F
- $rs_t = 78.46\Omega$
- $rs_b = 2.45\Omega$

IV.8.6. Représentation graphique des S-paramètres:

La figure (IV.41) représente les S-paramètres en format module-phase et la figure (IV.42) en format réel-imaginaire. En raison de la symétrie du modèle, nous avons $S_{11} = S_{22}$.

En raison du théorème de réciprocité [22], nous avons également $S_{12} = S_{21}$

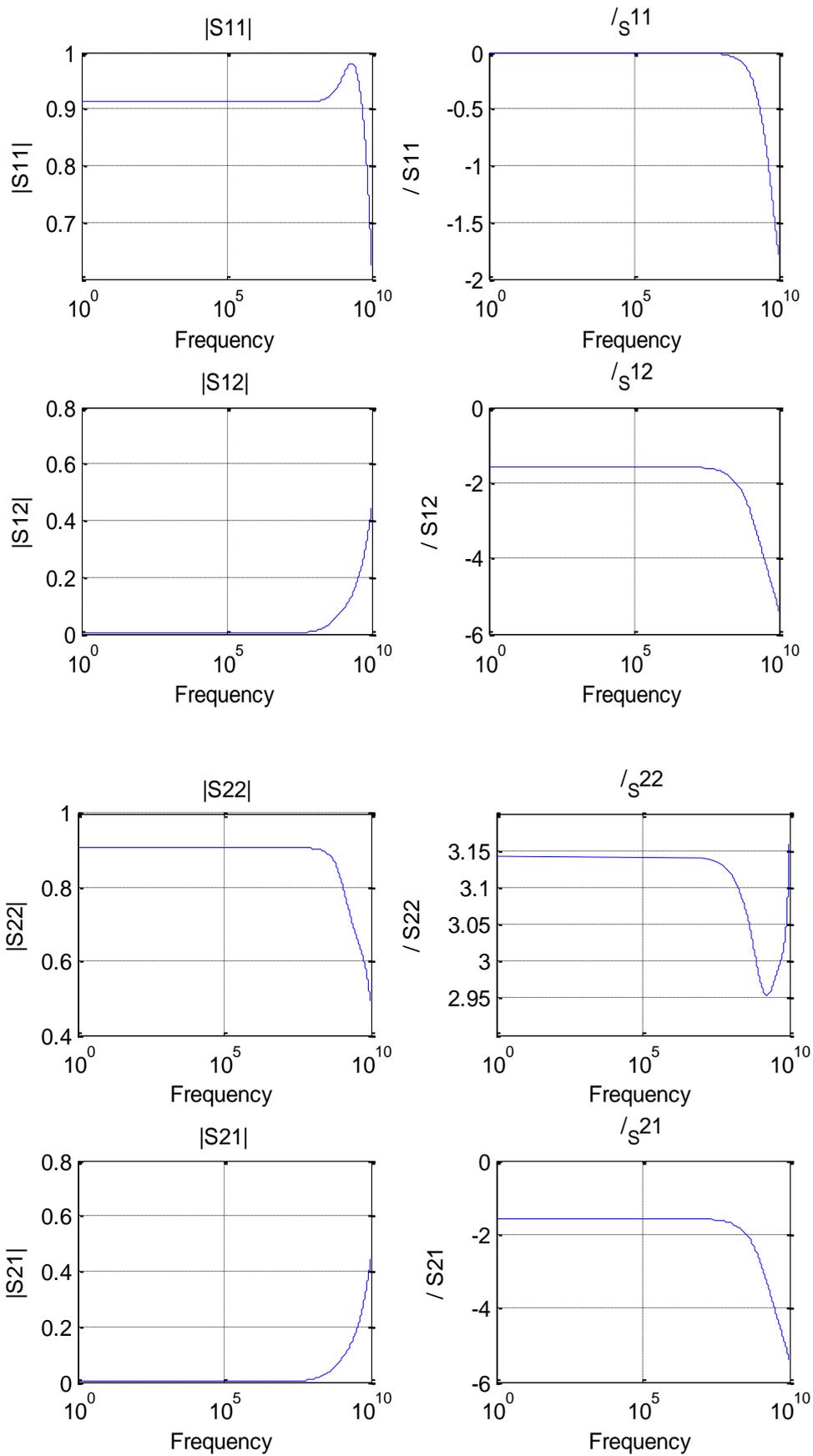


Figure IV.41: Représentation des S-paramètres dans le format module-phase.

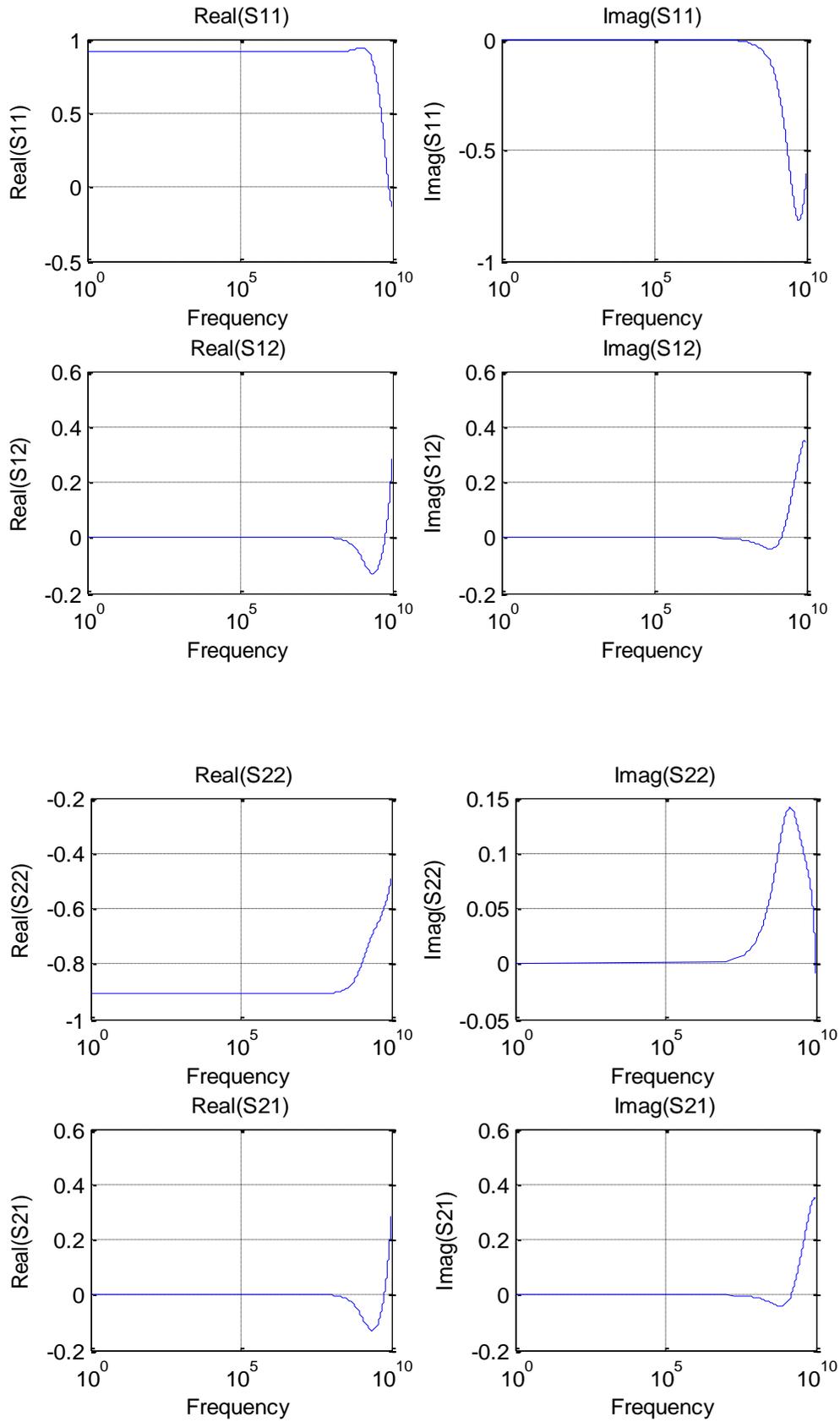


Figure IV.42: Représentation des S-paramètres dans le format réel-imaginaire.

IV.9.Conclusion :

Le travail que nous avons présenté dans ce chapitre est reposé essentiellement sur la modélisation d'une inductance spirale planaire carrée ,La conception d'une inductance intégrée nécessite de prendre en compte nombreux paramètres et de faire des compromis en fonction des conditions de fabrication et d'utilisation. Le problème le plus délicat consiste à déterminer la largeur du conducteur constituant la spirale inductive et l'espace entre deux conducteurs adjacents. En effet, l'optimisation du coefficient de qualité d'une structure planaire nécessite à la fois des lignes peu espacées pour avoir un couplage fort du champ magnétique, mais aussi un conducteur large pour réduire les pertes ohmique. Cependant, le rapport entre la résistance de perte série à une fréquence donnée et la même résistance en continue augmente beaucoup plus vite pour les spirales constitués de larges conducteurs, du fait principalement de l'effet de peau. De plus des spires très rapprochées vont augmenter la capacité parasite de l'inductance.

Ensuite, Nous avons présenté les paramètres électriques et leur influence sur la valeur de l'inductance. Nous avons calculé le facteur de qualité de notre inductance, et analysé l'influence des différents paramètres géométriques et électriques sur ce coefficient.

Les paramètres S du modèle physique de l'inductance globale, sont également présentés. La même procédure a été appliquée au transformateur planair et a donné des bons résultats.

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE:

Au vu des besoins énergétiques actuels et des solutions technologiques mises en œuvre, il apparaît évident que l'un des principaux verrous technologiques à l'intégration complète des convertisseurs concerne l'intégration des composants passifs.

Dans le domaine des alimentations à découpage, les composants passifs sont des composants indispensables dans tous les types de convertisseurs statiques. Les problèmes posés par ces composants en termes de volume, et du coût impliquent l'amélioration des caractéristiques de ces composants.

L'intégration est pour les circuits de puissance une voie d'évolution tout à fait naturelle vers l'amélioration des performances, une meilleure fiabilité et une plus grande simplicité de conception (étapes de fabrication moins complexes et moins nombreuses) et d'emploi. Les raisons en sont évidentes réduction et mutualisation du nombre de connexions, des substrats, ainsi que du packaging et des interfaces entre la partie puissance et la commande. Mais surtout l'intégration permet de réaliser des fonctions au cœur des composants et des substrats pour gagner en performance ou pour créer des caractéristiques nouvelles sans complexifier et sans « défiabiliser » la fonction première.

Les travaux de mémoire présentés dans ce document dressent l'étude des inductances intégrées et d'un transformateur de type planaire qui sont susceptibles de permettre la pleine intégration du convertisseur isolé, conçu pour une alimentation à découpage.

A l'aide des simulations numériques, nous avons étudié :

- Le dimensionnement de ces composants tenant compte des contraintes de conversion de puissance.
- une caractérisation d'un transformateur de type planaire.

Chapitre I, L'idée peut être dégagée du rapide tour d'horizon que nous venons d'effectuer que les pièces magnétiques –et plus spécifiquement les transformateurs planaires assurent le transfert d'énergie et l'isolation galvanique. Il est classique de constater que la majorité du volume d'un dispositif d'électronique de puissance est occupée par les composants passifs.

Dans le chapitre II, est un survol bibliographique sur les éléments passifs et les techniques d'intégration. Nous avons vu qu'en électronique de puissance, plusieurs modes d'intégration sont usuellement rencontrés. Ils sont tributaires de l'application et de la gamme de puissance visée. On distingue l'intégration hybride de l'intégration monolithique.

Le chapitre III concerne la procédure du dimensionnement de l'inductance, et ceci d'après une analyse de fonctionnement du convertisseur isolé avec un point milieu capacitif à l'entrée et un pont milieu inductif à la sortie, utilisé dans les alimentations à découpage. La démarche consistait dans un premier temps à prendre en considération les

spécifications et les conditions de fonctionnement du convertisseur qui sera notre point de départ pour l'étude de la bobine. Ceci nous a permis d'estimer les valeurs requises pour le dimensionnement des composants passifs nécessaires. Les contraintes géométriques sont les relations liant la fréquence de fonctionnement, la longueur, la section et le volume du noyau magnétique, le nombre de spires, la longueur et la section du conducteur avec la valeur d'inductance, la quantité d'énergie magnétique stockée et la résistance du conducteur requise dans les spécifications du convertisseur. A la fin de ce chapitre nous avons présenté les résultats.

Le chapitre IV présente les résultats des différentes simulations effectuées. Elles concernent l'influence des différents paramètres électriques sur une inductance intégrée et les S-paramètres de la bobine intégrée et du transformateur de type planaire. L'utilisation de la notion des S paramètres nous a permis de déterminer les valeurs réelles de la bobine et de notre transformateur.

Nous concluons enfin que les résultats trouvés sont très raisonnables et compatibles avec l'intégration de la micro bobine.

Bibliographie

- [1] LAI Dac Kien, «*Contribution à l'optimisation du dimensionnement de composants passifs intégrés pour l'électronique de puissance*», Thèse de doctorat, Université de Grenoble, France Déc. 2010.
- [2] Chik Patrick Yue, «*On-chip spiral inductors for Silicon-based radio-frequency integrated circuits*»,
PhD thesis partial fulfilment, Stanford University, 1998.
- [3] Benjamin VALLET, «*Étude et conception d'une nouvelle alimentation à découpage à transfert d'énergie mixte basée sur un composant passif LCT intégré*», Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, France Nov. 2008.
- [4] LAI Dac Kien, Yves Lembeye «*Modélisation électromagnétique des composants passifs multi-spires multi-couches*», Manuscrit auteur, publié dans "EPF2010, Saint-Nazaire : France 2010.
- [5] Khaled LAOUAMRI, «*contribution a l'intégration des composants passifs d'une alimentation a découpage*», Thèse de doctorat, Institut National de Grenoble, France Sep. 2001.
- [6] Sunderarajan S. MOHAN, «*The design, modeling and optimization of on-chip inductor and transformer circuits*», PhD thesis dissertation, Stanford University, 1999.
- [7] Shwetabh VERMA, Jose M. CRU, «*On-chip Inductors and Transformers*», SMLI TR-99-79 December 1999.
- [8] Aiman KERIM, «*Contribution à l'intégration moyenne puissance de composants magnétiques pour l'électronique de puissance*», Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, France 2008.
- [9] Christian CARMEL «*Nouvelles fonctions interrupteurs intégrées pour la conversion d'énergie*», Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, France 2007.
- [10] Ghislain TROUSSIER, «*Intégration de bobines sur silicium Pour la conversion d'énergie*», Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, France 2004.
- [11] Xavier MARGUERON, «*Élaboration sans prototypage du circuit équivalent de transformateurs de type planar*», Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, France Oct. 2006.
- [12] Olivier DELEAGE, «*Conception, réalisation et mise en œuvre d'un micro-convertisseur intégré pour la conversion DC/DC*», Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, France Nov. 2009.

[13] Mohamed Mehdi JATLAOUI, «*Capteurs Passifs à Transduction Electromagnétique Pour la Mesure Sans Fil de La Pression*», Thèse de doctorat, Université de Toulouse, France Avr. 2009.

[14] Charles JOUBERT, «*Du composant au système : quelques exemples d'intégration en électronique de puissance*», Rapport de synthèse HDR en sciences, Université Montpellier II, France.

[15] Bruno ESTIBALS, «*Conception, Réalisation et Caractérisation de micro-miroirs à déflexion localisée appliqués aux télécommunications optiques*», Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France. Déc. 2002.

[16] Florence CAPY, «*Étude et conception d'un interrupteur de puissance monolithique à auto-commutation : le thyristor dual disjoncteur*», Thèse de doctorat, Université Toulouse III-Paul Sabatier, France Déc. 2009.

[17] Philippe BASSET, «*Conception, réalisation et test d'un microsystème de transport alimenté à distance*», Thèse de doctorat, Université de Lille1, France Juin.2003.

[18] Salles ALAIN, «*Conception d'éléments passifs magnétiques pour convertisseurs de faible puissance*», Thèse de doctorat, Université Toulouse III-Paul Sabatier, France Sep. 2008.

[19] Ronald THÜRINGER, «*Characterization of Integrated Lumped Inductors and Transformers*»,
Master Dissertation, Wien University, Germany. Apr. 2003.

[20] Eric KERHERVE, «*Contribution à la conception de circuits micro-ondes et radiofréquences*», Rapport de synthèse HDR des recherches, Université Bordeaux 1, France. Nov. 2003.

[21] Linh NGUYEN TRAN, «*Caractérisation et modélisation d'interconnexions et d'inductances en technologie BiCMOS. Application à l'amplification faible bruit*», Université de Cergy-Pontoise, France. Mai 2009.

[22] Ryan Lee BUNCH, «*A fully monolithic 2.5GHz LC voltage controlled oscillator in 0.35 μm CMOS technology*», Master's thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, 2001.

[23] Nam-Jin Oh, Sang-Gug Lee, «*A simple model parameter extraction methodology for an On-Chip spiral Inductor*», ETRI Journal, Volume 28, Number 1, February 2006

- [24] Philippe FERRARI, «*Phénomènes de propagation en radiofréquences : Electronique rapide*», Cours : Département de Génie Electrique et Informatique Industrielle 2, IUT 1 Grenoble, France.
- [25] Laurent CHUSSEAU, «*Paramètres S-Antennes*», Centre d'Electronique et de Microélectronique de Montpellier, Université Montpellier II, France Sep 2006.
- [26] G. Couturier, «*Paramètres S, Analyseur de réseaux, Amplification de puissance*», Cours : Dept. GEII IUT - Université Bordeaux1, France.
- [27] Farès TOUNSI, «*Microphone électrodynamique MEMS en technologie CMOS : étude, modélisation et réalisation*», Institut Polytechnique de Grenoble, France. Mars. 2010.
- [28] C. Patrick Yue, S. Simon Wong, «*Design Strategy of On-Chip Inductors for Highly Integrated RF Systems*», Solid-State Circuits, IEEE Journal of, vol. 33, Issue 5, pp.743-752, May 1998.
- [29] Bruno ESTIBALS, Corinne ALONSO, Alain SALLES, Jean -Luc SCHANEN, Robert PERRET, «*Validation d'outils de simulation d'éléments inductifs Pour convertisseur statique intégré*», IEE Engineering Science and Education Journal, 10, no 5 (2001), pp. 197-205.
- [30] Wei Gao, Chao Jiao, Zhiping Yu, «*Efficient Inductance Calculation for Planar Spiral Inductors and Transformers Based on Analytical Concentric Half-Turn Formulas*», CAD Division, Institute of microelectronics, Tsinghai University, Beijing 100084, China. Nov. 2005.
- [31] Juin J. LIOU, «*On-Chip Spiral Inductors for RF Applications*», Electrical and Computer Engineering Dept. University of Central Florida, Orlando, FL, USA.
- [32] Bruno ESTIBALS, «*Conception, Réalisation et Caractérisation de micro-miroirs à déflexion localisée appliqués aux télécommunications optiques*», Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France. Déc. 2002.
- [33] Wei Chen, Fred C. Lee, Xunwei Zhou and PengXu, «*Integrated Planar Inductor Scheme for Multi-module Interleaved Quasi-Square-Wave (QSW) DC/DC Converter*», The Bradley Department of Electrical and Computer Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University.
- [34] JohanTjeerdStrydom, «*Electromagnetic Design Optimization Tool for Resonant Integrated Spiral Planar Power Passives (ISP3)* »,IEEE transactions on power electronics, vol. 20, no. 4, July 2005.

- [35] Chia-Hsin Wu, Chih-Chun Tang, and Shen-Iuan Liu, «*Analysis of On-Chip Spiral Inductors Using the Distributed Capacitance Model*», IEEE Journal of solid-state circuits, vol. 38, no. 6, June 2003.
- [36] M. ARAB, E. LABOURE, F. COSTA, «*Impedance Calculation of Integrated Magnetic Components in a Wide Frequency Range*», IEEE, PESC 2004. On CD ROM.
- [37] B. Estibals, J.-L. Sanchez, C. Alonso, H. Camon et J.-P. Laur, «*Vers l'intégration de convertisseurs pour l'alimentation des microsystèmes*», J3eA, Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes, Volume 2, Hors-Série 2, 5 (2003).
- [38] D. M. Pozar, Microwave Engineering, Second Edition. John Wiley and Sons Inc., 1998, pp. 19-20, pp. 182-250.
- [39] S. Mohan, C. P. Yue, M. del Mar Hershenson, S. Wong, and T. H. Lee, "Modeling and characterization of on-chip transformers," *International Electron Devices Meeting 1998*, Technical Digest, IEEE, 1998, pp. 531-534.
- [40] MM. Pierre MATHYS et Serge PROHOROFF «*Modélisation et simulation de transformateurs*» UNIVERSITÉ LIBRE DE BRUXELLES .Faculté des Sciences Appliquées .Thèse Année académique (2000).
- [41] C.R Sullivan, S.R Sanders « *Design of microfabricated transformers and inductors for high-frequency power conversion* » IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 11, n°2, March 1996.
- [42] J. H Park, M.G Allen « *Packaging-compatible microinductors and microtransformers with screen-printed Ferrite using low temperature processes* » IEEE Transactions on Magnetics, Vol 34, n°4, July 1998.
- [43] M. Xu, T.M Liakopoulos, C.H Ahn, S.H Han, H.J Kim « *A microfabricated transformer for high-frequency power or signal conversion* » IEEE Transactions on Magnetics, Vol 34, n°4, July 1998.
- [44] G.J Mehas, K.D Coonley, C. Sullivan « *Design of Microfabricated Inductors for Microprocessor Power Delivery* » IEEE Applied Power Electronics Conference, March 1999.
- [45] J. C. Perron « *Matériaux ferromagnétiques amorphes et nanocristallins* » Techniques de l'ingénieur, D2150

- [46] O. Kenneth, « *Estimation methods for quality factors of inductors fabricated in silicon integrated circuit process technologies*, » Solid-State Circuits, IEEE Journal of, vol. 33, Issue 8, pp.1249-1252, Aug. 1998.
- [47] R. L. Bunch and al, « *Quality factor and inductance in differential IC implementations*, » Microwave Magazine, IEEE, vol. 3, Issue 2, pp.82-92, June 2002.
- [48] D. Kelly and F. Wright, « *Improvements to performance of spiral inductors on insulators*, » Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, IEEE, pp.431-433, June 2002.
- [49] W.B. Kuhn and N. M. Ibrahim, « *Analysis of current crowding effects in multiturn spiral inductors*, » Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 49, Issue 1, pp.31-38, Jan. 2001.
- [50] Y. Cao and al, « *Frequency-independent equivalent-circuit model for on-chip spiral inductors*, » Solid-State Circuits, IEEE Journal of, vol. 38, pp.419-426, Issue 3, March 2003.
- [51] J. Craninckx and M. S. J. Steyaert, « *A 1.8-GHz low-phase-noise CMOS VCO using optimized hollow spiral inductors*, » Solid-State Circuits, IEEE Journal of, vol. 32, Issue 5, pp.736-744, May 1997.
- [52] C. P. Yue and S. S. Wong, « *On-chip spiral inductors with patterned ground shields for Si-based RF ICs*, » Solid-State Circuits, IEEE Journal of, vol. 33, Issue 5, pp.743-752, May 1998.
- [53] A. M. Niknejad, « *Analysis, design, and optimization of spiral inductors and transformers for Si RF ICs*, » Solid-State Circuits, IEEE Journal of, vol. 33, Issue 10, pp.1470-1481, Oct. 1998.
- [54] K. Choi, « *Parasitic-Aware Design and Optimization of CMOS RF Power Amplifier*, » PhD thesis partial fulfilment, University of Washington, 2003.
- [55] Ghislain TROUSSIER « *Intégration De Bobines Sur Silicium Pour La Conversion D'énergie* » Thèse CNRS, 2004.
- [56] Abakar Mohamat Tahir « *Modélisation thermique des composants magnétiques utilisés en électronique de puissance* » Thèse Lyon, 2003.
- [57] B. Allard, s. Azoospermie, J.c. crebier, z. Khatir, E. Labouré, t. Lebey, J.l. sanchez, « *Enjeux Et Défis de L'intégration 3D en Électronique de Puissance* », ISP3D.
- [58] S. Couderc, « *Etude de matériaux ferromagnétiques doux à forte aimantation à résistivité pour les radiofréquences application aux inductances spirales planaires sur silicium pour réduire la surface occupée* », Université de Limoges, 8 février 2006

[59]K. LAI DAC, «*Estimation des pertes cuivre dans les composants magnétiques planar-Application au LCT*», Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble, Lyon, France, Decembre2008

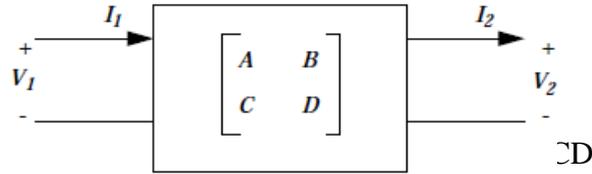
[60]Ecrin, le CNRS, la DGA, le GIRCEP, «*La lettre électronique de puissance*», numéro spécial Intégration des composants passifs dans les systèmes de conversion de l'énergie, novembre 2001.

Annexe

Annexe A:

ABCD Matrice d'un parasite-libre Transformer planair.

Considérons le schéma ci-dessous.



Les paramètres A, B, C, D sont définis comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_1 \end{bmatrix}$$

Maintenant, considérons le transformateur sans résistance et la capacité sans-dessous. Notez le dispositif de couplage.

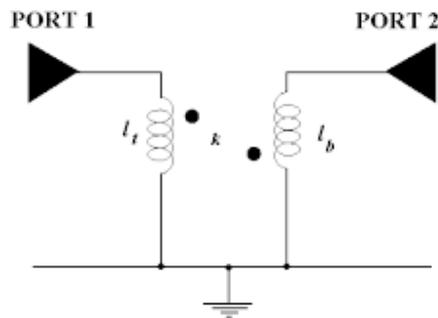


Figure A2: parasite sans transformateur empilés

Définition de tensions et de courants comme le montre la figure A1, nous pouvons écrire les expressions suivantes:

$$V_1 = \left(-\frac{l_t}{M}\right) \cdot V_2 + (-s) \cdot \left(\frac{l_t \cdot l_b}{M} - M\right) \cdot I_2$$

$$I_1 = \left(-\frac{1}{s \cdot M}\right) \cdot V_2 + \left(-\frac{l_b}{M}\right) \cdot I_2$$

De ces deux équations, nous pouvons extraire les paramètres A, B, C, D:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{l_t}{M} & s \cdot \left(\frac{l_t \cdot l_b}{M} - M\right) \\ \frac{1}{s \cdot M} & \frac{l_b}{M} \end{bmatrix}$$

Annexe B:

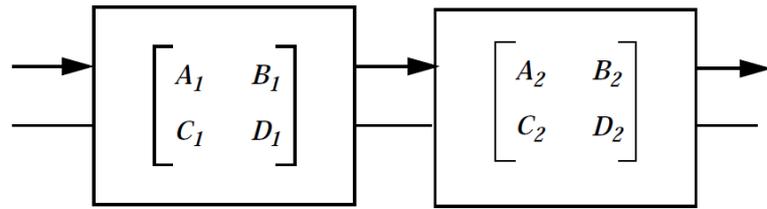


Figure B1: combinaison en cascade de blocs ABCD

On peut montrer assez facilement [38] que la matrice ABCD de cette combinaison est:

$$\begin{bmatrix} A_{EQ} & B_{EQ} \\ C_{EQ} & D_{EQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix}$$

Grâce à cette propriété, nous pouvons facilement combiner les matrices ABCD pour les éléments r_{st} localisée, R_{SB} ,

c_{oxt} , c_{oxb} , c_{pt} , et C_{PB} , avec la matrice ABCD pour le parasite sans transformateur (Fig.B2).

Afin de multiplication correspond à la disposition des blocs, car la multiplication matricielle

n'est généralement pas commutative.

Grâce à cette propriété, nous pouvons facilement combiner les matrices ABCD pour les éléments r_{st} localisée, R_{Sb} ,

c_{oxt} , c_{oxb} , c_{pt} , et C_{PB} , avec la matrice ABCD pour le parasite sans transformateur (Fig. B2).

Afin de multiplication correspond à la disposition des blocs, car la multiplication matricielle

n'est généralement pas commutative.

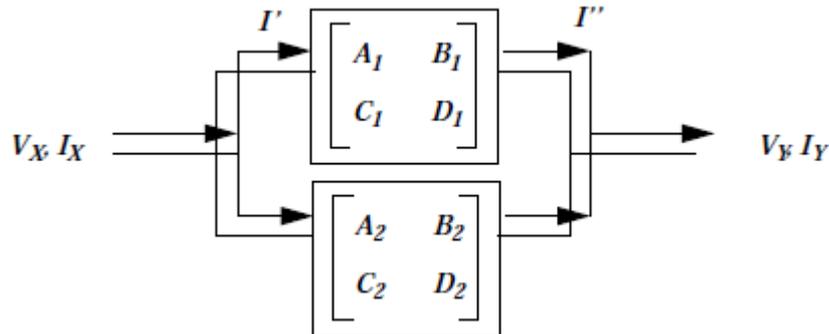


Figure B2: combinaison en parallèle de blocs ABCD

Notez que le second ensemble de fils indique simplement un plan de masse commun. Nous pouvons écrire les expressions de la matrice pour chacun des deux blocs, ce qui entraîne dans les quatre équations suivantes:

$$\begin{aligned} V_x &= A_1 \cdot V_y + B_1 \cdot \dot{I} \\ \dot{I} &= C_1 \cdot V_y + D_1 \cdot \dot{I} \\ V_x &= A_2 \cdot V_y + B_2 \cdot (I_y - \dot{I}) \\ I_x - \dot{I} &= C_2 \cdot V_y + B_2 \cdot \dot{I} \end{aligned}$$

L'élimination de I' et I'' de ces équations, nous pouvons exprimer V_x , I_x sous la forme désirée:

$$V_x = \frac{(A_1 \cdot B_2 + A_2 \cdot B_1)}{B_1 + B_2} V_y + \frac{(B_1 \cdot B_2)}{B_1 + B_2} I_y$$

$$I_x = \frac{((C_1 + C_2) \cdot (B_2 + B_1) + (D_1 - D_2) \cdot (A_2 - A_1))}{B_1 + B_2} V_y + \frac{(D_2 \cdot B_1 + D_1 \cdot B_2)}{B_1 + B_2} I_y$$

A partir de ces expressions, nous pouvons facilement identifier la matrice ABCD équivalent:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(A_1 \cdot B_2 + A_2 \cdot B_1)}{B_1 + B_2} & \frac{(B_1 \cdot B_2)}{B_1 + B_2} \\ \frac{((C_1 + C_2) \cdot (B_2 + B_1) + (D_1 - D_2) \cdot (A_2 - A_1))}{B_1 + B_2} & \frac{(D_2 \cdot B_1 + D_1 \cdot B_2)}{B_1 + B_2} \end{bmatrix}$$

Notez la belle symétrie des expressions: nous pouvons échanger les indices 1 et 2, et les équations restent inchangées. Comme prévu, ces expressions se réduisent aux bons si l'un des blocs est considéré comme un circuit ouvert ou un court. En outre, les équations donnent un résultat correct pour la combinaison en parallèle d'impédances. Par conséquent, ces expressions semblent être correctes.

Liste des figures

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I : Généralités sur Les composants magnétiques en électronique de Puissance

Figure I.1	Diode de puissance.....	05
Figure I.2	Composition d'un transistor bipolaire NPN.....	06
Figure I.3	Schéma d'un thyristor.....	06
Figure I.4	Coupe transversale d'un transistor NMOS.....	07
Figure I.5	Comparaison des différents composants de puissance en termes de densité de courant et fréquence de commutation.....	08
Figure I.6	Schéma de principe d'une alimentation série (partie supérieure de la figure: allure de la tension en fonction du temps en différents points du convertisseur).....	09
Figure I.7	Noyau E classique et sa carcasse de bobinage [40].....	10
Figure I.8	Transformateur assemblé sur base d'un noyau E classique (largeur totale: 50mm) [40].....	11
Figure I.9	Géométrie typique d'un transformateur planaire [40].....	12
Figure I.10	Comparaison de la disposition des enroulements dans un transformateur classique et dans un transformateur planaire.....	13
Figure I.11	Energie stockée en fonction de l'entrefer.....	13
Figure I.12	Epanouissement des lignes de champ au voisinage d'un entrefer.....	14
Figure I.13	Topologies des inductances [58](a) Suspendue, (b) « effilée » ou « tapered ».....	15
Figure I.14	Les différents types d'un transformateur planaire intégré [57].....	16
Figure I.15	(a, b) Différents LCT planaires réalisés [59], (c) LCT construit avec 1KW et 1MHz [60].	16

CHAPITRE II : Intégration des composants passifs (bobine)

Figure II.1	Illustration de l'effet de proximité	21
Figure II.2	Illustration de l'effet de proximité	21
Figure II.3	Illustration de l'effet de proximité	22
Figure II.4	Illustration de l'effet de proximité	23
Figure II.5	Illustration de l'effet de proximité	23
Figure II.6	Illustration de l'effet de proximité	26
Figure II.7	Illustration de l'épaisseur de peau dans un conducteur	26
Figure II.8	Définition d'un composant passif intégré	27
Figure II.9	Exemple d'application des composants passifs intégrés: convertisseur statique avec un filtre d'entrée, un filtre de sortie et un transformateur	28
Figure II.10	Exemple de Filtre LC non intégrée et intégrée [1] [3]	28

Figure II.11	Photo alimentation intégrée/ non intégrée [3]	29
Figure II.12	Concepts d'intégration d'une structure PIAC [3]	30
Figure II.13	Principe et exemple d'un convertisseur emPIC développé par J.A.Ferreira	31
Figure II.14	Principe et exemple d'un module d'intégration « Passive IPEM » [3] [34]	31
Figure II.15	Différentes technologies d'intégration de composants passifs sur PCB [1] [4]	32
Figure II.16	Inductance intégrée réalisée par la technique LTCC. Le bobinage et le noyau magnétique sont cofrittés à basse température	32
Figure II.17	Intégration monolithique	33
Figure II.18	Intégration monolithique d'une inductance	33
Figure II.19	Principe de l'électrodéposition	34
Figure II.20	Principe du dépôt par pulvérisation cathodique	34
Figure II.21	Vue partielle d'un méandre.....	38
Figure II.22	Vue partielle d'un tore.....	39
Figure II.23	Vue complète d'une spirale a spires enfermées.....	39
Figure II.24	Vue complète d'une spirale à sortie.....	39
Figure II.25	les effets physiques créés dans une inductance spirale sous voltage.....	40
Figure II.26	illustration de l'effet de peau.....	41
Figure II.27	Illustration de l'effet de proximité dans une plaque conductrice.....	41
Figure II.28	l'inductance spirale sur substrats	43
Figure II.29	Variation de la résistance série et du facteur de qualité d'une inductance en fonction de la fréquence.....	44
Figure II.30	Courants de Foucault dans une inductance.....	44

CHAPITRE III : Dimensionnement d'une bobine intégré

Figure III.1	Structure LCT intégrée dans un convertisseur DC-DC [1] [4]	50
Figure III.2	Convertisseur DC-DC avec point milieu inductif à la sortie	51
Figure III.3	Forme des ondes: tension appliquée au primaire, courants des inductances, courant de sortie et courant d'un condensateur d'entrée.....	53
Figure III.4	Formes d'ondes pour le calcul de l'ondulation du courant de sortie dans la bobine.....	54
Figure III.5	Inductance planaire spirale carrée intégrée de 1.75 tours	58
Figure III.6	Définition des paramètres géométriques décrivant une inductance planaire spirale [2]	58
Figure III.7	Procédure de dimensionnement pour une inductance spirale planaire	62
Figure III.8	Modèles en « π » pour des inductances planaires développés par : Nguyen et Meyer (b) Ashby et al (c) Yue et Wong	63
Figure III.9	Les effets de parasites d'une inductance spirale sur le substrat	64
Figure III.10	Représentation spatiale des éléments parasites d'une inductance intégrée [2]	65
Figure III.11	Le modèle électrique équivalent, d'une inductance intégrée plane carrée [27] [31]. (a) posée sur le substrat (b) suspendue	65
Figure III.12	Variation de l'inductance série en fonction du nombre de tours pour différentes	67

valeurs de l'espace inter spires	
Figure III.13 Variation de l'inductance série en fonction du nombre de tours pour différentes valeurs de la largeur du conducteur	67
Figure III.14 Variation de l'inductance série en fonction du nombre de tours pour différentes valeurs du diamètre extérieur de la bobine	68
Figure III.15 Variation de la résistance série en fonction du nombre de tours pour différentes valeurs de l'espace inter spires	68
Figure III.16 Variation de la résistance série en fonction du nombre de tour pour différentes valeurs de la largeur du conducteur	69
Figure III.17 Variation de la résistance série en fonction du nombre de tours pour différentes valeurs du diamètre extérieur de la bobine	69
Figure III.18 Variation de la capacité de parasite en fonction du nombre de tours pour différentes valeurs de l'espace inter spires	70
Figure III.19 Variation de la Capacité parasite en fonction du nombre de tour pour différentes valeurs de la largeur du conducteur	70
Figure III.20 Variation de la longueur du conducteur en fonction du nombre de tours pour différentes valeurs de l'espace inter spires	71
Figure III.21 Variation de la longueur totale du conducteur en fonction du nombre de tours pour différentes valeurs de la largeur du conducteur	71
Figure III.22 Variation de la capacité de parasite en fonction de la valeur de l'espace inter spires pour différentes valeurs du nombre de tours	72
Figure III.23 Variation de la capacité de parasite en fonction de la valeur de l'espace inter spires pour différentes valeurs de la largeur de conducteur	72
Figure III.24 Variation de la capacité de l'oxyde en fonction de l'épaisseur de l'oxyde	73

CHAPITRE IV Modélisation et simulation d'une bobine intégré & transformateur de type planair.

Figure IV.1 Le modèle segmenté d'une tour d'une inductance spirale carrée	76
Figure IV.2 Modèle physique simplifié (compact) à constante localisée d'une inductance sur ferrite	76
Figure IV.3 Couplage mutuel positive et négative dans une spirale de 4-tours.	78
Figure IV.4 La distance moyenne entre deux segments parallèles de mêmes dimensions	79
Figure IV.5 Inductance de 3-tours : (a) modèle distribué, (b) modèle on bloc, (c) modèle équivalent	81
Figure IV.6 Représentation de l'épaisseur effective t_{eff} d'un conducteur avec une épaisseur infinie	83
Figure IV.7 L'effet de courant de Foucault dans les conducteurs : (a) Vue en coupe longitudinale, (b) line de transmission microstrip	83
Figure IV.8 Variation de l'inductance série en fonction de la fréquence	84
Figure IV.9 Variation de l'inductance série en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'espace inter spires	85
Figure IV.10 Variation de l'inductance série en fonction de la fréquence pour différentes largeurs du conducteur	86

Figure IV.11 Variation de l'inductance série en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du nombre de spires	86
Figure IV.12 Variation de la résistance série en fonction de la fréquence	87
Figure IV.13 Variation de la résistance série en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'espace inter spires	87
Figure IV.14 Variation de la résistance série en fonction de la fréquence pour différentes largeurs	88
Figure IV.15 Variation de la résistance série en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du nombre de spires	88
Figure IV.16 Variation de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence	89
Figure IV.17 Modèle équivalent d'une inductance intégrée dont une extrémité est à la masse. C_{ox} , C_{sub} et R_{sub} sont substitués par C_p et R_p	90
Figure IV.18 Courants de Foucault et courant de déplacement dans le substrat induits par le flux de courant dans l'inductance	91
Figure IV.19 Variation du facteur de qualité en fonction de l'espace inter spire pour différentes valeurs de la fréquence	92
Figure IV.20 Variation du facteur de qualité en fonction de la largeur du conducteur pour différentes valeurs de la fréquence	93
Figure IV.21 Variation du facteur de qualité en fonction du nombre de tours pour différentes valeurs de la fréquence	93
Figure IV.22 Variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence	94
Figure IV.23 Variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'espace inter spires	94
Figure IV.24 Variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur du conducteur	95
Figure IV.25 Variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du nombre de spires.....	95
Figure II.26 Tensions et courants appliqués à un quadripôle	96
Figure II.27 Générateur d'impédance interne Z_0 chargé par Z_L	97
Figure II.28 Définition des différentes grandeurs d'entrée et de sortie d'un quadripôle Q	97
Figure II.29 Impédance série sur une ligne	100
Figure II.30 Admittance parallèle sur une ligne	102
Figure IV.31 Modèle en Pi en blocs d'admittance.....	103
Figure IV.32 Modèle en Pi équivalent en paramètres Y	104
Figure IV.33 organigramme de programme (bobine).....	105
Figure IV.34 Représentation des S-paramètres dans le format réel-imaginaire (bobine)	110
Figure IV.35 Représentation des S-paramètres dans le format module-phase (bobine)	110
Figure IV.36 La forme géométrique d'un transformateur planair.....	111

Figure IV.37 Modèle d'un transformateur planar.....	112
Figure IV.38 Mise en relief d'un transformateur planar.....	114
Figure IV.39 Un modèle de réseau ABCD du transformateur planar	115
Figure IV.40 Organigramme de programme (transformateur planair).....	117
Figure IV.41 Représentation des S-paramètres dans le format module-phase (transformateur..planair).....	119
Figure IV.42 Représentation des S-paramètres dans le format réel-imaginaire(transformateur planair).....	120

Liste des tableaux

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE I Généralités sur Les composants magnétiques en électronique de Puissance.

Tableau I-1 : Exemple des fonctions assurées par les composants passifs.....	09
--	----

CHAPITRE III Dimensionnement d'une bobine intégrée.

Tableau III-1 Spécification électrique pour le cahier de charge	33
---	----

Tableau III-2 Coefficients k_1 et k_2 de Wheeler pour la forme carrée	44
---	----

Tableau III-3 Valeurs géométriques de la bobine intégrée	56
--	----

CHAPITRE IV modélisation et simulation d'une Bobine Intégrée & transformateur de type planair.

Tableau IV-1 Différents paramètres physiques utilisés pour le calcul des S Paramètres	62
---	----

Tableau IV-2 Différents paramètres physiques utilisés pour le calcul des S Paramètres	62
---	----

Résumé

La Conception optimale des composants passifs est importante pour l'intégration monolithique des convertisseurs DC utilisés en électronique de puissance.

Notre travail est consacré à la modélisation et la simulation d'inductances de forme spirale carrée en vue de l'intégrer dans un dispositif d'électronique de puissance, et la même procédure a été appliquée au transformateur planair.

La première étape consiste en le dimensionnement de notre bobine carrée, d'une part à partir d'un cahier de charge, et d'autre part des paramètres géométriques qui sont reliés entre eux par un ensemble d'équations dédié à ce type de topologies, ainsi qu'à la résolution des problèmes liés au substrat (épaisseur, perméabilité, effet de peau, ...).

Les comportements électriques, des modèles compacts choisis, sont décrit par des expressions analytiques dont la résolution est faite en utilisant le logiciel MATLAB V6.5. L'étude paramétrique que nous avons menée, a porté sur l'influence des paramètres géométriques sur le comportement électrique, physique et fréquentiel de notre bobine spirale carrée.

Mots-clés — composants passifs, Intégration, électronique de puissance, Inductance planaire carrée, transformateur planair, Facteur de qualité.

الملخص

التصميم الأمثل لعناصر سلبية مهم بالنسبة للدمج المتألف لمحولات التيار الكهربائي والالكترونيات المستخدمة في الالكترونيات والاستطاعة. عملنا يتمحور حول تحسين أدوات الحث (محرضات) على شكل لولب رباعي لإدماجها على رقاقة سليكون واحدة و نفس الاجراءات طبقناها على محول مستوي.

كيفية إيجاد الأداة الحاتة المكونة للفائف الرباعية ، انطلاقا من معطيات مناسبة، و كذلك العناصر الهندسية التي تعتمد على استعمال مجموعة من العلاقات الخاصة بهذا النوع من الشكل (الطوبولوجيا)، أيضا كيفية حل العراقيل المتعلقة بالأساس الذي تصنع عليه المكونات (السلك، السماحية، تأثير التيار على السطح، ...).

يتم وصف السلوك الكهربائي للنماذج المضغوطة المختارة، من خلال علاقات تحليلية في شكل برمجة هندسي . أخيرا، الدراسة المتحصل عليها، تترجم تأثير العناصر الهندسية على السلوك الكهربائي، الفيزيائي و الترددي للفائف اللولبية الرباعية.

المصطلحات الرئيسية — العناصر السلبية ، الدمج، الالكترونيات و الاستطاعة ، أداة الحث المستوية

الرباعية، محول مستوي ، عامل الجودة.