



Modélisation des inductances planaires intégrées

Hassan Bechir Mahamat

► **To cite this version:**

Hassan Bechir Mahamat. Modélisation des inductances planaires intégrées. Optique [physics.optics]. Université Jean Monnet - Saint-Etienne, 2014. Français. <NNT : 2014STET4002>. <tel-01159305>

HAL Id: tel-01159305

<https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01159305>

Submitted on 3 Jun 2015

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ JEAN MONNET DE SAINT-ÉTIENNE

Discipline : Optique Photonique Hyperfréquence

Présentée et soutenue publiquement le 27 Janvier 2014

Par

Mahamat HASSAN BECHIR

Modélisation des Inductances Planaires Intégrées

Directeur de thèse :

Pr. Jean Jacques ROUSSEAU

Co-directeur :

Mc. Stephane CAPRARO

Composition de Jury :

Président	: Bruno ALLARD	Professeur INSA Lyon
Rapporteur	: Eric LABOURE	Professeur, LGEP Paris
Rapporteur	: Corinne ALONSO	Professeur, LAAS, Université Paul Sabatier Toulouse
Membres	: J.J. ROUSSEAU	Professeur, Directeur de LT2C, Université Jean Monnet
	J.P. CHATELON	Maître de conférences, LT2C, Université Jean Monnet
	S. CAPRARO	Maître de conférences, LT2C, Université Jean Monnet



DEDICACES ET
REMERCIEMENTS

Mahamat HASSAN BECHIR

DEDICACES ET REMERCIEMENTS

DEDICACES ET REMERCIEMENTS

Je dédie ce travail :

- à mon feu grand père Mahamat MOCTAR TERAP et ma grande mère Nabiha MANY ;
- à mon père HASSAN BECHIR et ma mère Khalié RAMAT ;
- à mon épouse Hadjé ALI AZALO et ma fille Nabiha MAHAMAT HASSAN ;
- à mon oncle Djamil MOCTAR et son épouse Souad MANY ;
- à mon oncle Djimet MOCTAR et son épouse Fatimé ABDELRAHIM ;
- à mon oncle Brahim Béchir ;
- à mon oncle Ahmat ANNOUR WALDA et son épouse Souad MOCTAR ;
- à mes petits frères et sœurs : Hissein HASSAN BECHIR, Kaltouma HASSAN BECHIR, Khadidja HASSAN BECHIR, Achta HASSAN BECHIR, Mouna HASSAN BECHIR, Souad HASSAN BECHIR ;
- à mon feu petit frère Ramat HASSAN BECHIR et ma feu sœur Mère HASSAN BECHIR.

DEDICACES ET REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au sein de Laboratoire Telecom Claude Chappe (LT2C) de l'Université Jean Monnet de Saint-Etienne Dirigé par le professeur Jean Jacques ROUSSEAU et le maître de conférence Stephan CAPRARO.

Je souhaiterais dans un premier temps adresser ma profonde reconnaissance à mon responsable de thèse et directeur du laboratoire le professeur Jean Jacques ROUSSEAU, pour m'avoir proposé ce sujet de recherche, pour son dynamisme, son encadrement au quotidien, ses compétences scientifiques et ses qualités pédagogiques qui m'ont permis de mener à bien cette étude.

Je tiens à témoigner ma sincère reconnaissance et mes remerciements à mon co-directeur Stephane CAPRARO Maître de conférences de l'université Jean Monnet de Saint-Etienne. Ses critiques et suggestions m'ont été très précieuses pour structurer le travail et pour améliorer la qualité des différents parties de ce mémoire. Sans oublier sa contribution à la correction de mes articles en anglais.

Je remercie aussi tout le membre jury pour leur bienveillance en commençant par les rapporteurs Corinne ALONSO et Eric LABOURE qui durent subir la lecture de ce mémoire.

J'assure de mon entière reconnaissance à MR..... pour avoir accepté d'être le président de jury de cette soutenance.

J'exprime mes profonds remerciements à Jean Pierre CHATELON, Damien JAMON, M .Eric GEAI, Bernard BAYARD, Béatrice PAYET-GERVY et M. François ROYER pour leurs collaborations techniques, leurs conseils efficaces et leur permanente disponibilité. Ils ont également contribué par des nombreuses remarques et suggestions à améliorer la qualité de ce document.

Je voudrais aussi adresser mes remerciements à M. Ali SIBLINI, Mme Marie-Francoise pour leur aide et soutien, ainsi que Mme Irène PHENG (CIME Grenoble) pour l'aide technique qu'elle ma apportée durant la réalisation de mes prototypes.

DEDICACES ET REMERCIEMENTS

Un grand merci à M. Jean François FOURNIER pour l''accueil très chaleureux qu'il m'a réservé tout au long des mes séjours successifs à Saint-Etienne.

Mes remerciements à tous les anciens thésards qui ont contribué directement ou indirectement à l'avancement de mes recherches notamment : Adoum KRIGA, Desiré ALLASSEM, Ismaël K et Dagal Dari YAYA.

Je remercie par ailleurs tous les membres permanents du laboratoire pour toutes les discussions scientifiques et autres que nous avons pu avoir, ils m'ont tous permis de faire avancer mes travaux dans de très bonnes conditions.

Je tiens à remercier aussi le Service de Coopération et d'Action Culturelle (SCAC) de l'ambassade de France pour leur contribution financière.

Je tiens à témoigner tout particulièrement ma sympathie et ma reconnaissance à mes amis et collègues doctorants et stagiaires de laboratoire LT2C : Khamis K.Y, Awat A, Faouzi K, Nicole D, Danoumbé B, Koularambaye, Taha M, Abakar M. A, Idriss G, Amir M.A, Ouzer N, Arafat O, Mahamout B, Nathalie P, Emelie L, Ismaël E, Hadi A, Lamai N, , Zaki S, Alain M, , , Badreddine O, Billal, Zana K, Hanane H, Merièmè G, Elie, Faris, Salim, De m'avoir supporté dans notre bureau durant ces années de thèse, et ce avec un stoïcisme inégalable.

J'exprime aussi toute ma gratitude à tout le personnel de l'Institut Universitaire des Sciences et Techniques d'Abéché (IUSTA). Plus particulièrement au directeur de CNAR le Pr. Mahamoud Youssouf KHAYAL, le premier Directeur Général de l'IUSTA, à M. DABOULAYE Djimoudjebaye (Secrétaire général du ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique du Tchad), le premier Secrétaire Général.

Un grand merci à tous les staffs de l'IUSTA, en particulier le directeur Dr. Malloum SOULTAN, son adjoint Dr. Désiré ALLASSEM et le secrétaire Dr. Issa YOUSOUF.

DEDICACES ET REMERCIEMENTS

Je dois remercier Faradjallah OUTMAN, Brahim TCHOU, Habib SALAH, Jérôme TORALTA et son épouse Marlyse TORALTA, qui m'ont apportés une aide morale déterminante à des moments difficiles que j'ai dû vivre pendant cette thèse.

Je remercie chaleureusement mon épouse, mes parents, mes beaux parents, mes oncles, mes tantes, mes sœurs, mes frères, mes cousins et cousines qui m'ont soutenu tout le long de mes études et qui de près ou de loin m'ont apporté leur soutien moral.

Je terminerai mes remerciements en pensant à mes oncles Djamil MOCTAR et Djimet MOCTAR pour leurs aides morales et financières qui m'ont permis de réussir à mes études aussi longues. Je les remercie vivement de m'avoir soutenu durant toute la période de mes études universitaire.



SOMMAIRE

Mahamat HASSAN BECHIR

SOMMAIRE

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE : 1- GENERALITE SUR LES INDUCTANCES...11	
INTRODUCTION.....	11
I- DEFINITION, ROLE ET CONSTITUTION	11
II-INDUCTANCE PLANAIRE.....	13
III- MATERIAUX.....	14
<i>III.1- MATERIAUX CONDUCTEURS.....</i>	<i>14</i>
<i>III.2-MATERIAUX MAGNETIQUES.....</i>	<i>14</i>
IV--LES CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES ET MAGNETIQUES D'UNE INDUCTANCE.....	19
<i>IV.1- FACTEUR DE QUALITE.....</i>	<i>19</i>
<i>IV.2- PERTES DANS LES CONDUCTEURS.....</i>	<i>20</i>
<i>IV.3- PERTES DANS LES MATERIAUX MAGNETIQUES.....</i>	<i>22</i>
V-DOMAINES D'APPLICATIONS DES INDUCTANCES	23
<i>V.1- APPLICATION DANS LE DOMAINE DU TRAITEMENT DE SIGNAL</i>	<i>23</i>
<i>V.2. APPLICATION DANS LE DOMAINE DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE</i>	<i>25</i>
VI-ETAT DE L'ART SUR LES INDUCTANCES INTEGREES.....	27
<i>VI.1- LES FORMES OU TOPOLOGIES DES INDUCTANCES INTEGREES.....</i>	<i>27</i>
<i>VI.2- DOMAINE DE FONCTIONNEMENT EN FREQUENCE.....</i>	<i>30</i>
<i>VI.3- MATERIAUX UTILISES POUR LA REALISATION DU CIRCUIT MAGNETIQUE</i>	<i>32</i>
<i>VI.4- TRAVAUX SUIVANT LES APPLICATIONS VISEES.....</i>	<i>34</i>
CONCLUSION.....	35
VII- REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE.....	36

SOMMAIRE

CHAPITRE II : STRUCTURES ETUDIEES ET REALISEES	47
INTRODUCTION.....	47
I - STRUCTURES ETUDIEES.....	47
<i>I.1-CONTEXTE.....</i>	<i>47</i>
<i>I.2 -INDUCTANCE À AIR.....</i>	<i>48</i>
<i>I.3-INDUCTANCE À UNE COUCHE.....</i>	<i>50</i>
<i>I.4-INDUCTANCE À DEUX COUCHES</i>	<i>51</i>
CONCLUSION.....	53
II – REALISATION.....	53
INTRODUCTION.....	53
<i>II.1- INDUCTANCE À AIR.....</i>	<i>54</i>
<i>II.2- INDUCTANCE À UNE COUCHE.....</i>	<i>63</i>
<i>II.3- INDUCTANCE À DEUX COUCHES.....</i>	<i>68</i>
CONCLUSION.....	73
REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE.....	75
CHAPITRE : III – MODELISATION.....	81
INTRODUCTION.....	81
I-INTERET DE LA MODELISATION ET OBJECTIFS VISES.....	81
<i>I.1- INTÉRÊT DE LA MODÉLISATION.....</i>	<i>81</i>
<i>I.2- OBJECTIFS VISÉS.....</i>	<i>81</i>
II. SIMULATION ET DESIGN.....	82
<i>II.1- SIMULATION</i>	<i>82</i>
<i>II.2 – DESIGN.....</i>	<i>83</i>

SOMMAIRE

III- ETUDE BIBLIOGRAPHIQUE.....	84
<i>III.1- MODÈLE RL.....</i>	<i>85</i>
<i>III.2- MODÈLE PRENANT EN COMPTE LES COUPLAGES ENTRE SPIRES.....</i>	<i>86</i>
<i>III.3- MODÈLE PRENANT EN COMPTE LES EFFETS DU SUBSTRAT.....</i>	<i>88</i>
<i>III.4- MODÈLE PRENANT EN COMPTE LES EFFETS DU SUBSTRAT ET DU MATÉRIAU MAGNÉTIQUE</i>	<i>90</i>
CONCLUSION.....	92
IV- LES MODELES RETENUS.....	93
<i>IV.1- MODELE POUR INDUCTANCE A AIR.....</i>	<i>93</i>
<i>IV.2- MODELE POUR INDUCTANCE A UNE COUCHE DE MATÉRIAU MAGNÉTIQUE (SANS PERTE MAGNÉTIQUE)</i>	<i>98</i>
<i>IV.3- MODELE POUR INDUCTANCE A UNE COUCHE DE MATÉRIAU MAGNÉTIQUE (AVEC PERTE MAGNÉTIQUE)</i>	<i>103</i>
<i>IV.4- MODELE DÉVELOPPE POUR UNE INDUCTANCE A DEUX COUCHES DE MATÉRIAUX MAGNÉTIQUE</i>	<i>105</i>
CONCLUSION	106
V- REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE.....	108
CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RESULTATS.....	115
INTRODUCTION	115
I-LOGICIEL HFSS	115
<i>I.1.-PRÉSENTATION</i>	<i>116</i>
<i>I.2-CONDITION DE SIMULATION.....</i>	<i>118</i>
II-INDUCTANCE A AIR.....	120
<i>II.1 -COMPARAISONS DE MODELE RL ET RLCC_m</i>	<i>121</i>
<i>II.2 -INFLUENCE DES PARAMÈTRES DE SIMULATION</i>	<i>123</i>
<i>II.3 -INFLUENCE DE QUELQUES PARAMÈTRES GÉOMÉTRIQUES.....</i>	<i>125</i>

SOMMAIRE

<i>CONCLUSION</i>	131
III-INDUCTANCE A UNE COUCHE	131
<i>III.1 -INDUCTANCE « SANS PERTE MAGNÉTIQUE »</i>	132
<i>III.2 -INDUCTANCE « AVEC PERTE MAGNETIQUE »</i>	137
IV -INDUCTANCE A DEUX COUCHES	147
<i>IV.1-RÉSULTATS ET COMPARAISON</i>	147
<i>IV.2-INFLUENCE DES PARAMETRES GEOMETRIQUES</i>	150
CONCLUSION	153
V-REFERENCES	154

CHAPITRE : V- MOYENS DE CARACTERISATION ET VALIDATION DES MODELES

161

INTRODUCTION	161
I – MOYENS DE CARACTERISATION	162
<i>I.1- CARACTERISATION BASSE FREQUENCE</i>	162
<i>I.2-CARACTERISATION HAUTE FREQUENCE</i>	168
II – RESULTATS DES MESURES ET VALIDATION DES MODELES	173
<i>II.1 – EXTRACTION ET VALIDATION DU MODELE POUR INDUCTANCE SANS COUCHE MAGNETIQUE</i>	173
<i>II.2 – EXTRACTION ET VALIDATION DU MODELE POUR INDUCTANCE A UNE COUCHE MAGNETIQUE</i>	177
<i>II.3 – EXTRACTION ET VALIDATION DU MODELE POUR INDUCTANCE A DEUX COUCHES DE MATERIAU MAGNETIQUE</i>	182
CONCLUSION	191
III – REFERENCE	192

SOMMAIRE

CONCLUSION GENERALE.....	195
ANNEXE.....	199
RESUME.....	201

SOMMAIRE

CHAPITRE : I – GENERALITE SUR LES
INDUCTANCES

Mahamat HASSAN BECHIR

CHAPITRE : 1- GENERALITE SUR LES INDUCTANCES	11
INTRODUCTION	11
I- DEFINITION, ROLE ET CONSTITUTION	11
II-INDUCTANCE PLANAIRE	13
III- MATERIAUX	14
III.1- MATERIAUX CONDUCTEURS	14
III.2-MATERIAUX MAGNETIQUES	14
III.2.1- Matériaux magnétiques durs	16
III.2.2- Matériaux magnétiques doux	16
a) Les alliages fer-silicium	16
b) Les alliages fer-nickel.....	16
c) Les ferrites.....	17
III.2.3- Les matériaux composites.....	17
III.2.4- Les caractéristiques physiques des matériaux magnétiques	18
IV--LES CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES ET MAGNETIQUES D'UNE INDUCTANCE	19
IV.1- FACTEUR DE QUALITE	19
IV.2- PERTES DANS LES CONDUCTEURS	20
IV.2.1- Effet de peau	20
IV.2.2- Effet de proximité	22
IV.3- PERTES DANS LES MATERIAUX MAGNETIQUES	22
IV.3.1- Pertes par hystérésis.....	22
IV.3.2- Pertes par courant de Foucault.....	23
V-DOMAINES D'APPLICATIONS DES INDUCTANCES	23
V.1- APPLICATION DANS LE DOMAINE DU TRAITEMENT DE SIGNAL	23
V.2. APPLICATION DANS LE DOMAINE DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE	25
VI-ETAT DE L'ART SUR LES INDUCTANCES INTEGREES	26
VI.1- LES FORMES OU TOPOLOGIES DES INDUCTANCES INTEGREES	27
VI.1.1- Les spirales	27
VI.1.2- Forme solénoïdale.....	28
VI.1.3- Structure méandre	29
VI.2- DOMAINE DE FONCTIONNEMENT EN FREQUENCE	30

CHAPITRE : I - GENERALITE SUR LES INDUCTANCES

<i>VI.3- MATERIAUX UTILISES POUR LA REALISATION DU CIRCUIT MAGNETIQUE.</i>	32
<i>VI.4- TRAVAUX SUIVANT LES APPLICATIONS VISEES</i>	34
CONCLUSION	35
VII- REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE	36

CHAPITRE : 1- GENERALITE SUR LES INDUCTANCES

INTRODUCTION

Ce chapitre constitue une présentation générale des inductances. Nous rappelons tout d'abord en quelques lignes la constitution d'une inductance et présentons les matériaux magnétiques classiquement utilisés pour leur réalisation.

Nous évoquerons par la suite les différentes applications pour lesquelles ces composants sont utilisés (applications de type puissance et traitement analogique de signal).

La seconde partie de ce chapitre est consacrée à une étude bibliographique sur les inductances planaires (topologies, domaine fréquentiel, matériaux utilisés et applications visés).

I- DEFINITION, ROLE ET CONSTITUTION

L'inductance par définition est un dipôle formé d'une ou de plusieurs spires de fil enroulées autour d'un noyau (figure I.1 a et b). Ce noyau peut être isolant et non magnétique ou réalisé avec un matériau magnétique canalisant les lignes de champ. Il peut être également fermé, avec ou sans entrefer afin de constituer un circuit magnétique permettant d'obtenir un meilleur confinement des lignes de champ, une valeur plus élevée de l'inductance et la possibilité de stocker une énergie importante.

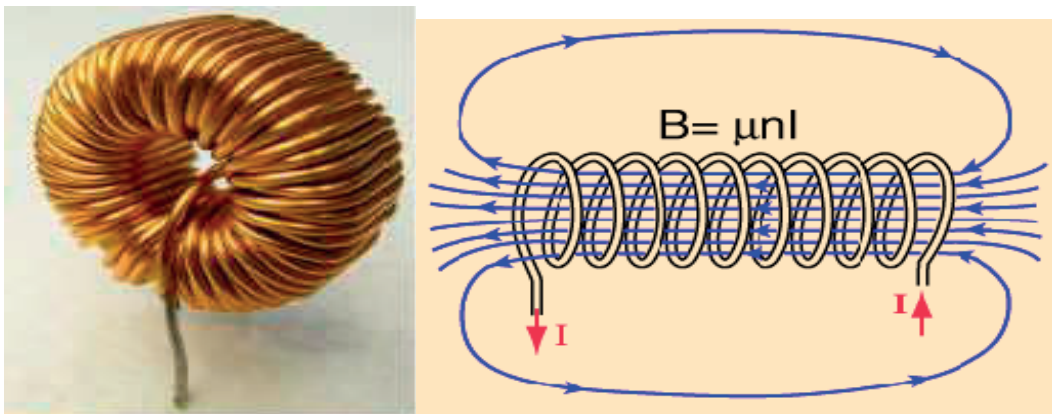


Figure I.1 : a) bobine b) Lignes de champ magnétique

Lorsque le bobinage d'une inductance est parcouru par un courant i , celui-ci crée un champ magnétique B qui donne naissance à un flux ϕ à travers chacune des spires de la bobine. Le flux total Φ à travers la bobine est la somme des flux à travers chaque spire : $\Phi = n\phi$.

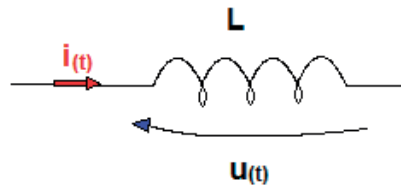


Figure I.2 : Symbole de l'inductance

On définit l'inductance L comme le quotient du flux par l'intensité du courant parcourant le circuit. Son unité est le Henry (H).

$$L = \frac{\text{flux total à travers la bobine}}{\text{Courant électrique}} = \frac{\Phi}{I} \quad (1.1)$$

Φ : flux du champ magnétique à travers l'ensemble des spires

I : courant traversant ce circuit.

La valeur de l'inductance L dans le cas, d'une bobine à air idéale, c'est à dire sans matériau magnétique, est donnée par la relation :

$$L = \mu_0 \cdot \frac{S}{l} \cdot N^2 \quad (1.2)$$

μ_0 : perméabilité de l'air ;

N : nombre de spires ;

S : section de la bobine;

l : longueur du bobinage.

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

Dans le cas d'une inductance planaire utilisée en microélectronique un effet similaire peut être obtenu en recouvrant les spires par un matériau magnétique. Pour ce type d'inductance, il sera donc possible d'augmenter la valeur de l'inductance, de diminuer la taille du composant, permettant ainsi de réduire la résistance série et la capacité parasite du composant.

II-INDUCTANCE PLANAIRE

Par définition une inductance planaire est une inductance intégrée qui se présente généralement sous plusieurs formes. Ce type d'inductance assure les mêmes fonctions que l'inductance classique et ne diffère de cette dernière que par sa forme, sa taille, son domaine d'application et sa technologie de fabrication.

L'inductance classique 3D ou bobinée possède des valeurs généralement assez élevée et est le plus souvent utilisée en basse et moyenne fréquence (jusqu'à 10 MHz). Pour augmenter sa valeur (jusqu'à un facteur μ_r), on utilise dans la plupart des cas un noyau magnétique et sa technologie de fabrication n'est pas collective.

Par contre les composants planaires possèdent une inductance de valeur plus faible et sont classiquement utilisés dans le domaine des hautes fréquences. Ces composants planaires présentent une technologie de fabrication compatible avec les procédés de la microélectronique et donc de fabrication collective, ce qui se traduit par des coûts et des encombrements plus faibles que celui d'une inductance classique bobinée.

Dans les pages qui suivent, nous nous focaliserons sur les inductances planaires, leurs applications et leurs technologies de fabrication.

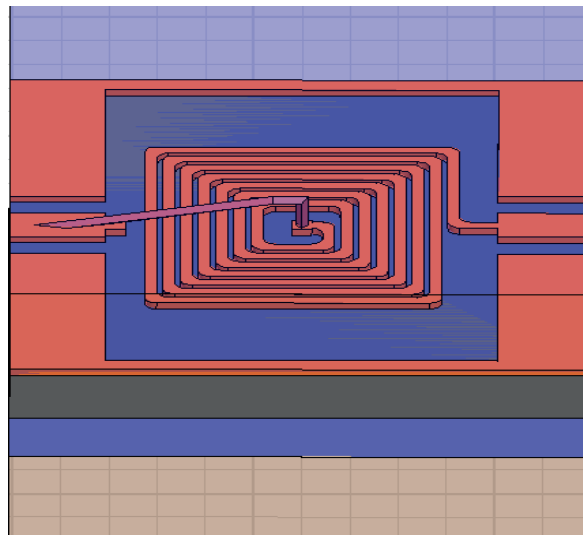


Figure 1.3: Inductance planaire

La réalisation de ce composant nécessite principalement l'utilisation de trois types de matériaux : un matériau conducteur, un matériau magnétique dans le cas d'inductance à noyau et parfois d'un isolant.

III- MATERIAUX

III.1- MATERIAUX CONDUCTEURS

Le matériau conducteur est un élément primordial pour la fabrication de l'enroulement de la bobine. Sa composition influence notamment la résistance électrique totale du bobinage, le comportement vis-à-vis de l'oxydation, ainsi que la résistance mécanique.

Il existe trois principaux métaux conducteurs utilisés dans la littérature : l'or, l'aluminium et le cuivre. Le choix de ces matériaux dépend de plusieurs facteurs parmi lesquels les plus importants sont ses caractéristiques électriques, les méthodes de dépôt et le coût. Il apparaît par comparaison avec les deux autres matériaux que le cuivre est le matériau optimal en termes de résistivité, de dépôt et de coût.

En effet, il présente une résistivité inférieure aux deux autres (tableau 1.1) [1] et son coût de mise en œuvre est également inférieur à celui de l'or. Ainsi, pour nos réalisations nous utiliserons le cuivre.

Tableau 1.1 : les propriétés des conducteurs

Conducteurs	Résistivité	Méthode de dépôt classiquement utilisée
Cuivre (Cu)	$1,7 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$	Evaporation, pulvérisation ou électrochimique
Aluminium (Al)	$2,8 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$	Pulvérisation
Or (Au)	$2,1 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$	Electrochimique

III.2-MATERIAUX MAGNETIQUES

De manière générale les matériaux sont classés selon quatre familles sur la base de leur comportement en présence d'un champ magnétique d'excitation [2] :

- les matériaux diamagnétiques
- les matériaux paramagnétiques
- les matériaux ferrimagnétiques
- les matériaux ferromagnétiques

CHAPITRE : I - GENERALITE SUR LES INDUCTANCES

La relation permettant de relier le champ magnétique B à l'excitation H est donnée par :

$$B = \mu_0 (1 + \chi)H \quad (1.3)$$

B : champ magnétique (T)

μ_0 : perméabilité du vide (H/m)

χ : susceptibilité magnétique (sans unités)

H : excitation magnétique (A/m)

Cette relation (1.3) montre que le champ pour une excitation donnée est d'autant plus grand que la susceptibilité est élevée.

Le tableau 1.2 donne les valeurs typiques de susceptibilité pour ces familles de matériaux ainsi que quelques exemples de matériaux représentatifs [2-3].

Tableau 1.2 : *Susceptibilité magnétique des principaux types de matériaux magnétiques*

Type de matériau	Susceptibilité magnétique (sans unité)	Exemples
Diamagnétique	$-1.2 \cdot 10^{-6}$ à $-1 \cdot 10^{-5}$	Cu, Au
Ferrimagnétique	3000	Fe ₂ O ₃ , MnO, ZnO
Ferromagnétique	50 à 10000	Fe, Ni, Co
Paramagnétique	10^{-5} à 10^{-3}	Al, Pt

L'utilisation de matériaux magnétiques reste aujourd'hui incontournable dans le domaine de l'électrotechnique. Ils sont utilisés sous forme de couche ou de multicouche.

Les matériaux les plus classiquement utilisés dans le domaine du génie électrique sont les matériaux ferromagnétiques et ferrimagnétiques. Ces derniers présentent des résistivités électriques élevées et leurs faibles coûts de fabrication sont à l'origine des nombreuses applications industrielles.

On distingue deux grandes catégories des propriétés électromagnétiques : les matériaux magnétiques durs et les matériaux magnétiques doux.

CHAPITRE : I - GENERALITE SUR LES INDUCTANCES

III.2.1- Matériaux magnétiques durs

Ils sont caractérisés par un champ coercitif élevé (supérieur à 100KA/m). Ces matériaux sont souvent utilisés pour la réalisation d'aimants permanents. On les trouve le plus souvent sous forme massive, à l'état fritté ou en composite.

III.2.2- Matériaux magnétiques doux

Les matériaux magnétiques doux sont des matériaux pour lesquels le champ coercitif est faible (inférieur à 100A/m). Ils sont les plus souvent utilisés pour la réalisation de circuits magnétiques dans des applications les plus diverses (inductances, transformateurs, machines tournantes et c...). Parmi les très nombreux matériaux doux on peut citer :

a) Les alliages fer-silicium

Les alliages fer-silicium constituent un matériau intéressant pour les applications moyennes fréquences. L'introduction du silicium dans le fer améliore considérablement les propriétés magnétiques du fer :

- augmentation de la perméabilité relative
- augmentation de la résistivité d'où diminution de pertes par courants de Foucault
- champ coercitif faible d'où pertes par hystérésis modestes

Il faut noter que la teneur en silicium ne doit pas dépasser 5%. Car plus la teneur en silicium est élevée, plus l'induction à saturation diminue [4].

L'alliage fer-silicium est très répandu dans le domaine de l'électrotechnique puisqu'il rentre dans la constitution de la plupart des circuits magnétiques. Il se présente sous forme de tôles dont l'épaisseur est variable (entre 0.1mm à 1.5mm). Les tôles reçoivent une isolation électrique pour limiter les courants de Foucault (isolation par une couche de vernis par exemple).

b) Les alliages fer-nickel

Les alliages fer nickel présentent des propriétés magnétiques très intéressantes et sont relativement chers. Les teneurs en nickel varient de 30% à 80%. L'intérêt essentiel de ces matériaux réside dans leur perméabilité qui est très élevée et leur faible champ coercitif. Par contre il possède un champ magnétique à saturation relativement basse.

CHAPITRE : I - GENERALITE SUR LES INDUCTANCES

c) Les ferrites

Les ferrites sont des matériaux que l'on trouve le plus souvent sous l'état de céramiques polycristallines. Leur aimantation à saturation est faible de l'ordre de 0,3 à 0,6T mais ils ont des résistivités électriques élevées ($1 \Omega.m$ à $10^6 \Omega.m$) ce qui autorise des fonctionnements à plus hautes fréquences de quelques dizaines de kHz (électronique de puissance) à de quelques centaines de MHz (en radio fréquences). Généralement les ferrites sont subdivisées en trois principales familles [4-5] :

- La première famille est celle des ferrites spinelles des alliages manganèse, zinc et fer (Mn-Zn) dont la gamme de fréquence d'utilisation est comprise entre quelques kilohertz et 1MHz [6]. Ils sont généralement utilisés dans les alimentations à découpage, les onduleurs, les filtres BF et la conversion d'énergie. Leur résistivité électrique se situe autour de $1 \Omega.m$
- La deuxième famille est celle des ferrites spinelles des alliages nickel, zinc, fer et cuivre (Ni-Zn). Ces sont des ferrites utilisés pour la réalisation d'inductances, de filtres HF et de transformateurs. La gamme de fréquence d'utilisation de cette famille de ferrite est comprise entre 1Mz et 500MHz. Leur résistivité électrique se situe autour de $10^6 \Omega.m$.
- La dernière famille est celle des grenats. Cette dernière présente une structure cubique, et fonctionne sur une gamme de fréquence allant jusqu'à quelque Gigahertz. Les ferrites grenats sont donc de la forme $R_3Fe_5O_{12}$ ou R désigne une terre rare ou un atome d'yttrium. Le grenat de fer et d'yttrium est très utilisé, il est connu sous le nom de YIG (Yttrium Iron Garnet).

Le YIG s'avère être un matériau très utilisé dans les domaines des hautes fréquences il est classiquement utilisé au laboratoire. C'est pour ces différentes raisons que nous avons choisi le YIG, nous aurions pu choisir un autre ferrite dans la mesure où notre travail ne concerne pas un matériau précis mais un ensemble de ferrite.

III.2.3- Les matériaux composites

Les matériaux composites sont de manière générale, l'association de plusieurs matériaux dont l'un dit « matrice » assure la cohésion de la structure dans laquelle sont inclus les autres. Les matériaux « embarqués » sont considérés comme des renforts qui assure la tenue mécanique du composite [7].

Ainsi pour obtenir des matériaux avec des propriétés magnétiques ou diélectriques particulières, il est nécessaire d'incorporer des particules magnétiques ou diélectriques. Les

CHAPITRE : I - GENERALITE SUR LES INDUCTANCES

caractéristiques du matériau composite sont donc liées à la nature de la matrice, des renforts et ainsi qu'à l'interface entre les deux.

Sous sa forme couche mince les matériaux magnétiques composites sont obtenus en étalant de la résine plus ou moins liquide, polymérisable, contenant une poudre fine de particules magnétiques [8]. La figure I.4 montre différentes structures d'un matériau composite.

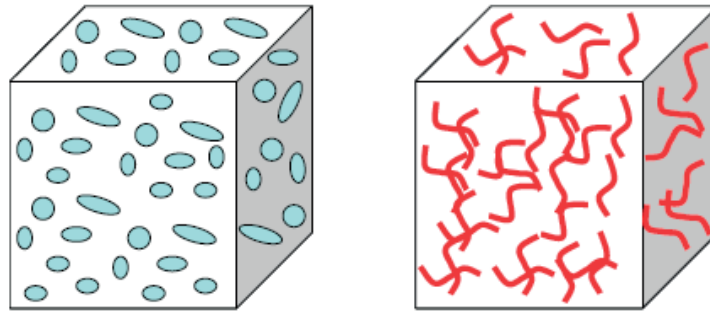


Figure I.4 : différentes structures des matériaux composites [8]

III.2.4- Les caractéristiques physiques des matériaux magnétiques

Le matériau magnétique est généralement caractérisé par son cycle d'hystérésis (figure I.5).

A partir de la saturation de la première aimantation, on constate que le champ magnétique B ne reprend pas les mêmes valeurs lorsqu'on diminue l'excitation H . Il faut une excitation négative pour obtenir un champ magnétique nul.

Le champ magnétique existant pour une excitation nulle est appelé le champ rémanent B_R , l'excitation nécessaire pour obtenir un champ magnétique nul est appelée l'excitation coercitive H_C et la surface de ce cycle représente l'énergie perdue lors du processus d'aimantation par unité de volume et par cycle dans le plan $B(H)$ [9-10].

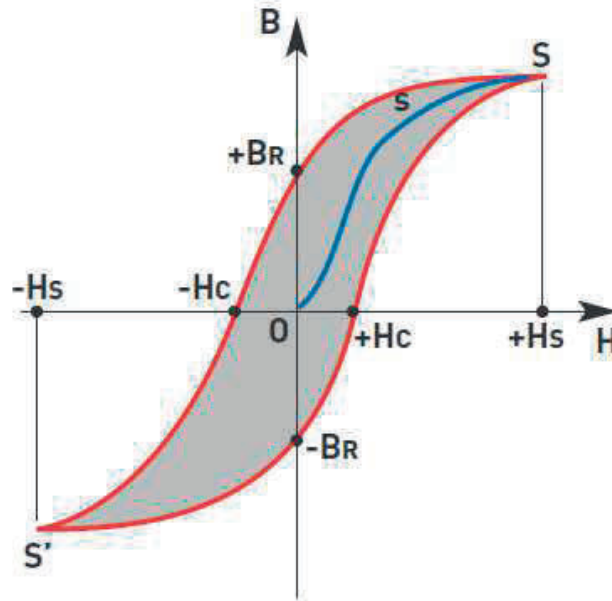


Figure I.5 : Cycle d'hystérésis d'un matériau magnétique

IV--LES CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES ET MAGNETIQUES D'UNE INDUCTANCE

En général une inductance est caractérisée non seulement par son inductance propre, mais aussi par son facteur de qualité et les pertes qu'elle peut engendrer.

IV.1- FACTEUR DE QUALITE

L'utilisation des inductances est incontournable dans les circuits intégrés ou elles sont utilisées pour les circuits d'adaptation d'impédance, dans les oscillateurs, les filtres et les amplificateurs à faible bruit. Parmi les paramètres importants pour ces applications qui relèvent du domaine du traitement analogique du signal on trouve le facteur de qualité (Q) défini par la relation suivante [11] :

$$Q = 2\pi \frac{\text{énergie magnétique}}{\text{énergie Joule}} = \frac{L\omega}{R} = \frac{2\pi fL}{R} \quad (1.4)$$

L : inductance

f : fréquence

R : résistance

IV.2- PERTES DANS LES CONDUCTEURS

L'effet Joule est la manifestation thermique de la résistance électrique. Il se produit lors du passage d'un courant dans un conducteur électrique.

Comme tout matériau, le conducteur présente une résistivité qui va engendrer des pertes par effet Joule. La résistance continue d'un enroulement est définissable en fonction de la section du conducteur ainsi que de la longueur moyenne de l'enroulement.

$$R_{DC} = \rho \frac{l}{S} \quad (1.8)$$

Avec

ρ : résistivité du matériau

l : longueur moyenne de l'enroulement (m)

S : section du conducteur (m²)

IV.2.1- Effet de peau

C'est un phénomène d'origine électromagnétique qui se manifeste lorsqu'un conducteur est parcouru par un courant alternatif.

Un champ magnétique est créé tout autour du conducteur et en raison de la conductivité finie, une partie du champ magnétique est contenue à l'intérieur du conducteur, créant ainsi des courants de Foucault s'opposant au passage du courant. Ce dernier circule alors de préférence vers la périphérie du conducteur, cela signifie que le courant ne circule pas uniformément dans toute la section du conducteur [12]. Tout se passe comme si la section utile du conducteur était diminuée, l'effet de peau se traduit par l'augmentation apparente de la résistance effective du conducteur puisque sa section diminue au fur et à mesure que la fréquence augmente [13-16].

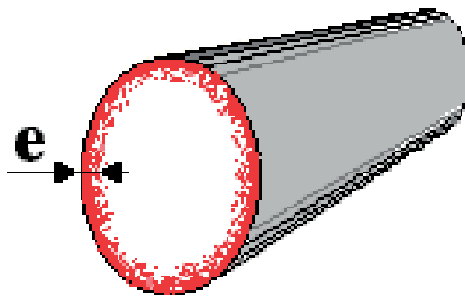


Figure I.6 : Effet de peau d'un conducteur cylindrique

CHAPITRE : I - GENERALITE SUR LES INDUCTANCES

L'épaisseur de peau détermine, en première approximation, la largeur de la zone où se concentre le courant dans le conducteur et permet ainsi de calculer la résistance effective à une fréquence donnée. Cette épaisseur est donnée par l'expression suivante :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \mu \cdot \sigma \cdot f}} \quad (1.5)$$

Ce paramètre dépend de la fréquence f , de la conductivité du matériau conducteur σ et de la perméabilité du matériau conducteur μ telle que $\mu = \mu_r \mu_0$ avec μ_r la perméabilité relative du matériau (égal à 1 lorsque le matériau est non magnétique) et μ_0 étant la perméabilité du vide égale à $4 \cdot 10^{-7}$ T.m/A.

Certains auteurs ont donné des expressions approchées permettant de déterminer l'évolution de la résistance en fonction de l'épaisseur de peau.

Yue [17] donne une définition de la résistance série R_S à partir de la résistivité du conducteur ρ , la largeur du conducteur w et la longueur totale du bobinage l_T .

$$R_S = \frac{\rho \cdot l_T}{w \cdot t_{eff}} \quad (1.6)$$

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

$$t_{eff} = \delta \left(1 - e^{-\frac{t}{\delta}} \right) \quad (1.7)$$

D'autres auteurs comme les auteurs de [18] déterminent l'augmentation de cette résistance par :

$$R_S = R_{DC} \left(1 + \sqrt{f} \right) \quad (1.9)$$

Où

R_S : résistance en haute fréquence prenant en compte l'effet peau ;

R_{DC} : résistance déterminée en base fréquence ;

f : fréquence

IV.2.2- Effet de proximité

C'est un effet semblable à l'effet de peau, mais qui résulte de l'interaction entre conducteurs voisins parcourus par un courant alternatif.

Chaque conducteur parcouru par un courant variable crée un champ magnétique variable. La variation du champ magnétique se traduit à travers la surface des conducteurs voisins par un flux variable qui engendre une f.é.m. Il circule alors dans les conducteurs voisins des courants induits, ce qui se traduit par des pertes supplémentaires. Ces courants et les pertes associées sont d'autant plus élevés que la fréquence des signaux est importante. Classiquement l'effet de proximité est modélisé par une augmentation de la résistance du conducteur.

IV.3- PERTES DANS LES MATERIAUX MAGNETIQUES

Les pertes magnétiques se traduisent par une dissipation de chaleur dépendant de la fréquence à laquelle est décrit le cycle d'hystérésis ainsi que de son amplitude. On distingue deux principaux types de pertes, les pertes dites par hystérésis et les pertes par courants de Foucault.

IV.3.1- Pertes par hystérésis

Le parcours du cycle d'hystérésis implique un échauffement du matériau et donc des pertes. Ces pertes sont appelées pertes par hystérésis. Elles sont d'autant plus élevées que l'aire du cycle d'hystérésis est important [19].

Elles sont proportionnelles à l'aire du cycle d'hystérésis (courbe B(H)) Figure 1.4), à la fréquence et au volume du matériau. Elles peuvent être exprimées de façon approximative sous la forme suivante [20] :

$$P_H = A \cdot f \cdot V \quad (1.10)$$

- f : fréquence ;
- V : volume du matériau ;
- A : aire du cycle d'hystérésis dans le plan (B, H).

CHAPITRE : I - GENERALITE SUR LES INDUCTANCES

IV.3.2- Pertes par courant de Foucault

Les matériaux magnétiques ont souvent des propriétés conductrices pour le courant électrique : en présence d'un flux variable, les f.é.m. induites créent des courants de Foucault qui circulent dans le matériau. L'effet Joule dissipe l'énergie sous forme de chaleur, ce sont les pertes par courants de Foucault. Ces pertes sont difficiles à modéliser, peuvent dans certains cas être données par l'expression ci-après [21] :

$$P_f = k \frac{f^2 B_m^2}{\rho} \quad (1.11)$$

- k : dépend du matériau magnétique (ferrite $k=1.6.10^{-6}$) ;
- B_m : induction magnétique maximale ;
- ρ : Résistivité du matériau magnétique.

En basse fréquence, pour diminuer ces pertes, les circuits magnétiques sont feuilletés et isolés électriquement les uns des autres. En haute fréquence, pour limiter ces pertes, les circuits magnétiques sont généralement réalisés en ferrites doux, lesquels possèdent une résistivité élevée et adaptée à la fréquence d'utilisation.

V-DOMAINES D'APPLICATIONS DES INDUCTANCES

Les inductances sont utilisées dans un grand nombre d'applications impliquant des fréquences et des niveaux de puissance très divers. Les applications des inductances peuvent être classées suivant deux familles l'une relative au traitement de signal (oscillateur, filtre etc.....) et la seconde relative aux applications de type puissance (lissage, stockage d'énergie, conversion de puissance, adaptation d'impédance etc.).

V.1- APPLICATION DANS LE DOMAINE DU TRAITEMENT DE SIGNAL

Dans ce domaine l'inductance est utilisée pour la réalisation de filtre, d'oscillateur, d'antenne etc. Pour ce type d'application la notion de stockage d'énergie et de puissance a peu d'intérêt. L'un des paramètres essentiels est la valeur de l'inductance, sa précision, son facteur de qualité.

CHAPITRE : I - GENERALITE SUR LES INDUCTANCES

Si en basse fréquence, il est facile de s'affranchir de l'utilisation d'une inductance (les composants passifs R et C suffisent), il n'en est pas de même en haute fréquence lorsque l'on souhaite réaliser des filtres, des oscillateurs.

Ainsi l'inductance est l'un des composants de l'électronique haute fréquence dont une application principale est en association avec des condensateurs, le filtrage (passe-bande, sélectif...). Prenons l'exemple d'un filtre passe bande LC représenté par la figure I.7 [22].

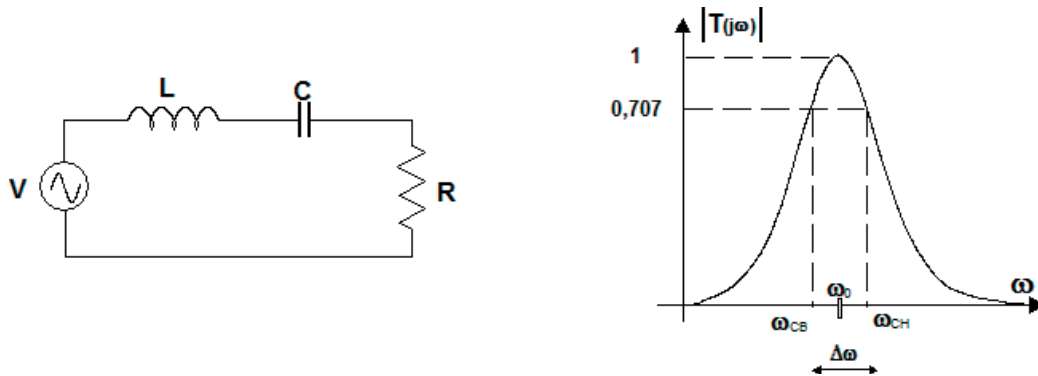


Figure I.7 : a) Schéma électrique ; b) fonction de transfert

Le filtre est représenté par un circuit RLC où la résistance R permet de prendre en compte les pertes dans les deux composants.

Le principe du filtre sélectif consiste à exploiter la résonance d'un circuit RLC (idéalement LC). La fonction de transfert d'un tel filtre présente l'allure indiquée sur la figure I.7.b. La largeur de bande relative à -3 dB, $\Delta\omega/\omega_0$ est donnée par [22] :

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{1}{Q_c} \quad (1.12)$$

Q_c représente le facteur de qualité du circuit résonant. Il est limité par les pertes dans le condensateur et dans l'inductance, mais plus généralement par celles de l'inductance si bien qu'en pratique $Q_c = L\omega/R$.

La réalisation de filtres très sélectifs implique donc tout particulièrement l'optimisation du facteur de qualité de l'inductance ce qui conduit suivant à l'utilisation d'un noyau magnétique.

En plus l'inductance recherchée doit avoir une valeur constante (indépendante de l'amplitude du courant) et précise.

V.2. APPLICATION DANS LE DOMAINE DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Les inductances sont très présentes dans les circuits de conversion à travers les filtres d'entrée et de sortie des alimentations à découpage dans les convertisseurs et sont le plus souvent utilisées pour stocker de l'énergie magnétique. Cette dernière est périodiquement stockée puis transférée vers la sortie.

L'exemple d'un convertisseur DC-DC de type boost (hacheur élévateur) est donnée figure (I.8) [23].

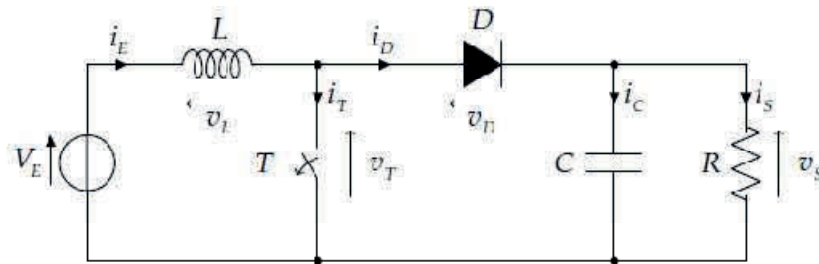


Figure : I.8 : Schéma de principe d'un hacheur boost

Il s'agit d'une structure composée principalement d'un interrupteur T, d'une inductance L, d'une diode D et d'une capacité C, la résistance R constituant la charge.

Pendant la première période où l'interrupteur T est fermé, la diode D est bloquée, le courant traversant l'inductance va augmenter linéairement et permettre ainsi à la bobine d'emmagasiner de l'énergie.

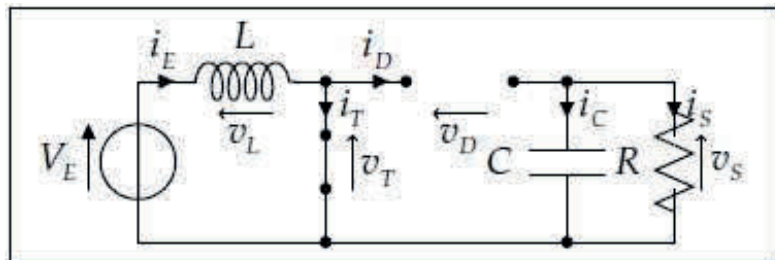


Figure : I.9 : Hacheur boost 1ère période

Pendant la deuxième période où l'interrupteur T est ouvert, la diode D est passante, l'inductance restitue l'énergie emmagasinée au condensateur et à la charge R (Figure I.10). Lors de cette phase, le fait que l'inductance L soit en série avec la source de tension d'entrée permet d'obtenir un montage survolteur. L'interrupteur T est commandé avec un signal carré de rapport cyclique Θ/T permettant ainsi de contrôler l'amplitude de la tension de sortie.

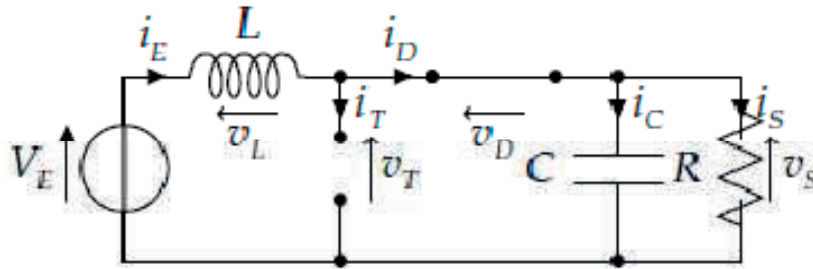


Figure : I.10 : Hacheur boost 2ème période

En conduction continue, à l'instant où l'interrupteur T est fermé, la tension aux bornes de la diode D est égale à $V_D = -V_s$ et la tension de sortie V_s est déterminée par l'expression suivante :

$$V_s = \frac{V_E}{\alpha - 1} \quad (1.13)$$

Et l'ondulation de courant absolue ΔI_L est donnée par :

$$\Delta I_L = \frac{\alpha V_E}{L \cdot f} \quad (1.14)$$

Cette expression nous montre que l'ondulation en courant diminue lorsque la fréquence de commutation f ou la valeur de l'inductance L augmente. L étant déterminé à l'aide de l'expression suivante [23] :

$$L \geq \frac{V_S}{4f \cdot \Delta I_L} \quad (1.15)$$

De plus l'inductance doit supporter une composante continue élevée et cependant travailler dans la zone linéaire du cycle d'hystérésis.

VI-ETAT DE L'ART SUR LES INDUCTANCES INTEGREES

Dans cette partie consacrée à l'étude bibliographique, nous présenterons de façon succincte les travaux déjà réalisés sur les inductances intégrées avec et sans matériau magnétique. L'objectif de ces travaux est double :

CHAPITRE : I - GENERALITE SUR LES INDUCTANCES

- réduire les surfaces occupées par les composants de la microélectronique.
- développer des approches technologiques compatibles avec l'intégration.

Nous avons classé ces différents travaux suivant quatre aspects :

- ✓ les formes ou topologies des inductances qui se concrétisent par la réalisation d'inductances 2D ou 3D
- ✓ le domaine fréquentiel qui s'étend des basses fréquences (≤ 10 MHz) jusqu'en très hautes fréquences (GHz)
- ✓ les matériaux utilisés pour les conducteurs, isolants et les circuits magnétiques
- ✓ les principales applications.

VI.1- LES FORMES OU TOPOLOGIES DES INDUCTANCES INTEGREES

Les formes ou topologies des bobinages des inductances intégrées rencontrées dans la littérature peuvent être classées en trois grandes familles : les spirales, les structures toroïdales (dites aussi solénoïdales) et les structures en forme de méandre (appelée aussi serpentín).

VI.1.1- Les spirales

Les inductances spirales sont les types d'inductances les plus répandus dans la littérature. Elles sont réalisées soit sans couche de matériau magnétique [24], soit avec une ou deux couches de matériau magnétique [25-26]. Ces structures sont très diverses et existent sous différentes formes : octogonale [26], ronde [27] et carré [28].

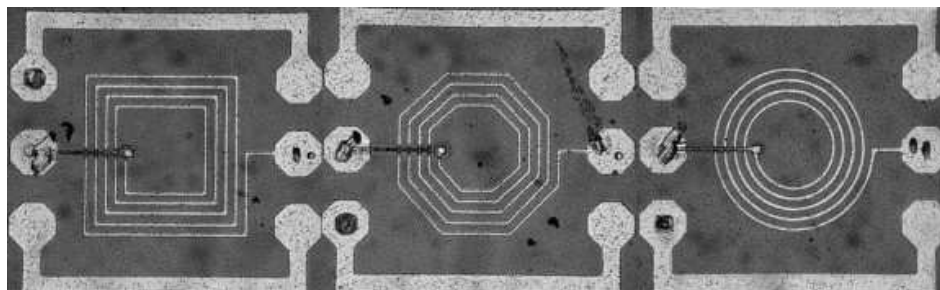


Figure I.11 : Photographie des inductances carrée, octogonale et circulaire

Ces inductances sont le plus souvent rencontrées dans les circuits en RF (radiofréquence) comme par exemple la réalisation des oscillateurs contrôlés en tension [29] ou de filtrage [30].

Dans ce domaine les valeurs des inductances sont comprises entre 0,1 nH et 100nH, les facteurs de qualité étant compris entre 10 et 60. Les plus faibles valeurs d'inductances se

CHAPITRE : I - GENERALITE SUR LES INDUCTANCES

trouvent pour des applications fonctionnant sur une gamme de fréquences très élevées et présentent de faible couplage parasite.

VI.1.2- Forme solénoïdale

La réalisation de ce type d'inductance est obtenue en enroulant un "fil" conducteur autour d'un noyau magnétique. C'est une structure qui n'est pas simple à réaliser en micro-électronique.

Une des topologies d'inductance solénoïdale rencontrée dans la littérature est la structure proposée par Yong-Kyu Yoon et Mark G Allen [31] figure I.12. C'est une bobine constituée des deux couches de conducteurs, la première est dite couche inférieure et la seconde couche supérieure et des vias permettant le contact électrique entre les deux couches. Une couche d'isolant est réalisée entre les deux couches conductrices pour éviter le court-circuit. Cet isolant peut être l'air, ou un matériau magnétique.

Ainsi, la réalisation nécessite trois étapes de dépôt (2 pour les conducteurs et la troisième pour le noyau) et deux étapes de dépôt de résine isolante. Le travail présenté par ces auteurs constitue un process basse température et compatible avec la technologie CMOS.

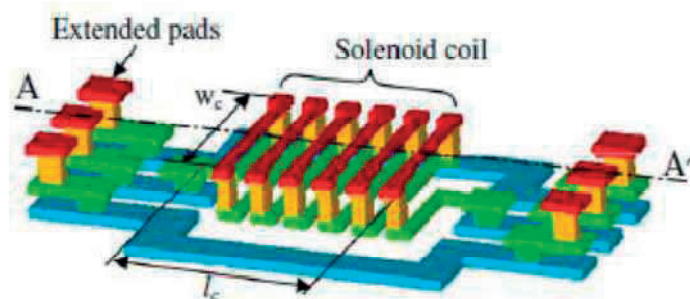


Figure I.12 : Solénoïde [31]

Les auteurs Chon H. Ahn et Allen Mark [32] ont proposé la topologie de la figure (I.13). C'est un solénoïde avec noyau magnétique fermé (Fe-Ni) déposé par électrodéposition.

Ce type de structure a pour avantage d'assurer un faible flux de fuite, mais son inconvénient est sa difficulté de fabrication car elle nécessite plusieurs étapes de dépôt de couche de matériau. De plus, elle présente une forte résistance à cause de nombreux contacts ohmiques introduits par les vias verticaux. Les principales étapes technologiques pour arriver à réaliser ce type de structure sont les suivantes :

CHAPITRE : I - GENERALITE SUR LES INDUCTANCES

Un premier moule est réalisé afin de définir les emplacements de croissance des conducteurs. Après croissance électrolytique du cuivre, une couche d'isolant est déposée dessus. La moitié de l'inductance est ainsi réalisée. Puis, afin de créer le noyau magnétique, un matériau ferromagnétique, typiquement du Nickel-Fer est déposé. Les étapes de création des fils conducteurs évoquées précédemment sont alors répétées, afin de terminer l'inductance.

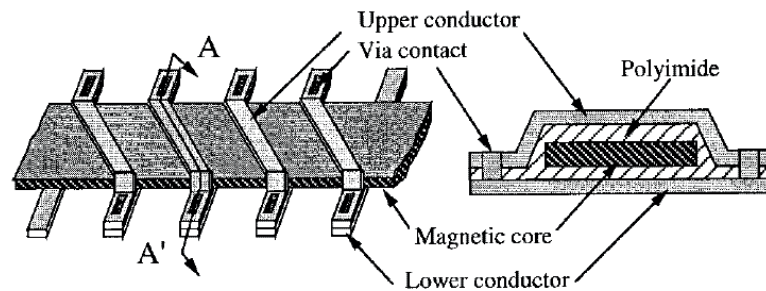


Figure I.13 : Solénoïde toroïdale [32]

Cette inductance a été utilisée dans un micro-convertisseur intégré DC-DC de type survolteur. Ils ont obtenu une tension de sortie de 6V à partir d'une source de 3V avec une fréquence de fonctionnement de 300 kHz.

VI.1.3- Structure méandre

La seule différence entre ce type de bobine et la précédente est la permutation faite à l'emplacement du conducteur avec celui du noyau.

Par conséquent, le conducteur monocouche est aménagé en forme de serpent, alors que le noyau se trouve réparti sur trois niveaux pour envelopper le conducteur. Cette structure a pour objectif de réduire considérablement les résistances de contact le long du conducteur, permettant ainsi une montée en puissance par rapport au composant de forme toroïdale, sans risque de pertes excessives. Son inconvénient est sa difficulté de réalisation car elle nécessite plusieurs étapes d'interconnexions entre les couches du matériau magnétique [33-34].

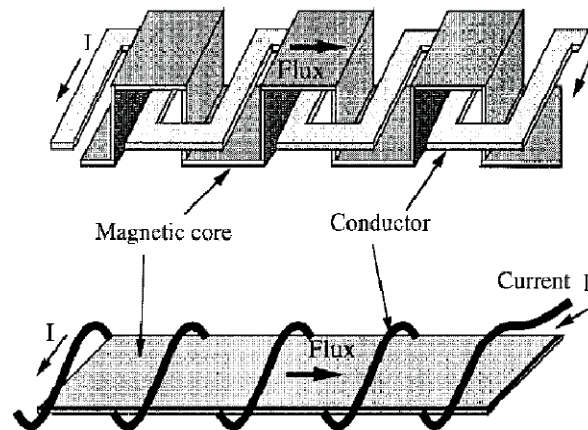


Figure I.14 : Méandre

VI.2- DOMAINE DE FONCTIONNEMENT EN FREQUENCE

Il est également possible de classer les nombreuses réalisations rencontrées dans la littérature en fonction du domaine de fréquence auquel sont destinés les composants :

- en basse fréquence, inférieure à 10 MHz [35-36]
- en moyenne fréquence, de 10 à 100 MHz [37-38]
- en très haute fréquence [39-42]

Nous présentons ci-après quelques exemples classés suivant les domaines de fonctionnement en fréquence, de la basse fréquence jusqu'au GHz.

S. Prabhakaran, C. R. Sullivan et K. Venkatachalam [43] ont réalisé une inductance intégrée sur silicium utilisée dans un convertisseur DC-DC faible tension – fort courant pour l'alimentation d'un microprocesseur. C'est une inductance composée d'un conducteur de cuivre entouré d'un matériau magnétique obtenu par pulvérisation cathodique RF réactive. Le conducteur présente une forme triangulaire et est obtenu en gravant tout d'abord le substrat de silicium. Le cuivre est déposé par électrodéposition après avoir déposé la couche de matériau magnétique.

L'inductance ainsi réalisée avec matériau magnétique (matériau composite 85%Co et 15%Zr déposé par pulvérisation cathodique RF réactive) a été caractérisée jusqu'à une fréquence de 100MHz. Les résultats de mesure sont en bonne concordance avec les résultats de simulation et le domaine d'utilisation en fréquence se situe en dessous de 10 MHz.

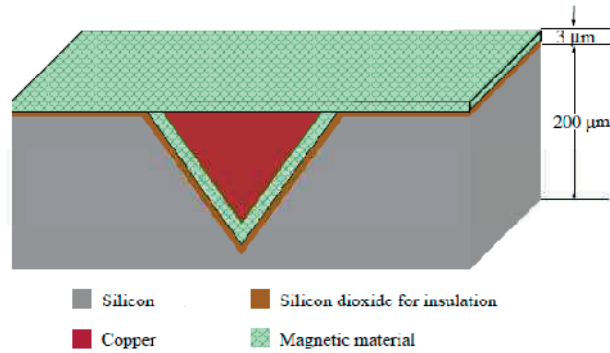


Figure I.15 : Coupe d'une inductance triangulaire réalisée par [43]

Toutefois ces types de structures présentent des inductances très faibles en valeurs entre 1-50nH et des résistances séries assez élevées qui limitent leur emploi. Ainsi pour améliorer la qualité et la valeur de l'inductance les auteurs Ahn et Allen [25] ont proposé une autre structure planaire constitué de deux niveaux avec encapsulation magnétique comme le montre la figure (I.16).

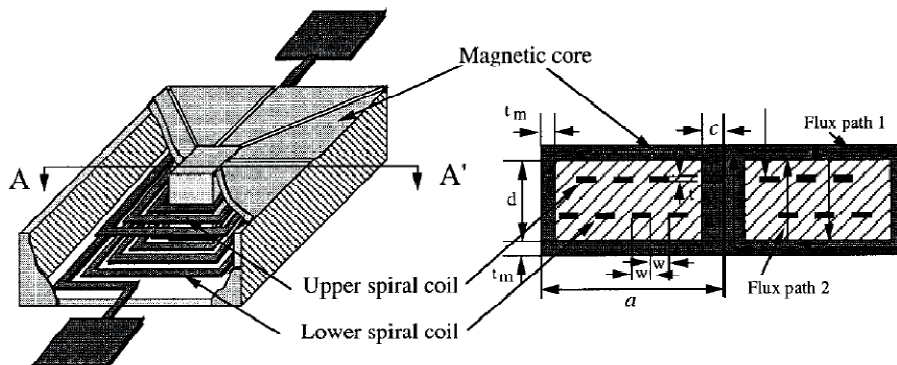


Figure I.16 : Coupe de l'inductance réalisée par les auteurs de [25]

L'inductance ainsi réalisée est composée par des conducteurs en cuivre électro-déposés ayant une largeur de piste de 12,5 μm et espacé de 12,5 μm .

Ils obtiennent une valeur d'inductance de l'ordre de 24 μH à 10 kHz et 10 μH à 1 MHz et un facteur de qualité de 25 à 1 MHz avec une forte valeur de la résistance série (de l'ordre de 300 Ω).

CHAPITRE : I - GENERALITE SUR LES INDUCTANCES

Elias Haddad, Christian Martin et Charles Joubert [45] ont réalisé, dimensionné et caractérisé une inductance à couche de matériau magnétique fonctionnant sur une gamme de fréquence allant jusqu'à 100 MHz.

L'inductance est destinée à être utilisée dans un convertisseur DC-DC (tension d'entrée 3,6 V et de sortie 1 V). C'est une inductance de type planaire et de forme « carrée » occupant une surface de 3 mm², réalisée avec des conducteurs en cuivre de 50 µm d'épaisseur, 75 µm de largeur de piste et espacé de 75 µm pour obtenir une valeur d'inductance comprise entre 30 nH à 40 nH en basse fréquence.

L'inductance a été simulée et dimensionnée à l'aide du logiciel Flux 2D, fabriquée par la technique de l'électrodéposition et ensuite caractérisée par un analyseur vectoriel de réseaux dans la gamme de fréquence de 10 MHz à 100 MHz.

Pour la gamme de fréquence de fonctionnement allant jusqu'au Gigahertz on trouve à titre d'exemple les travaux de K.I Arai et al [41]. Ces auteurs ont réalisé deux types d'inductances planaires avec matériau magnétique : inductance planaire à une couche (substrat-matériau magnétique-conducteur) et inductance planaire à deux couches (le conducteur est entouré de part et d'autre par des couches de matériau magnétique). L'inductance réalisée est de forme serpentín et fonctionne jusqu'à 1 GHz. Elle est composée de 15 tours de conducteur de cuivre déposé sur un circuit magnétique réalisé avec du YIG.

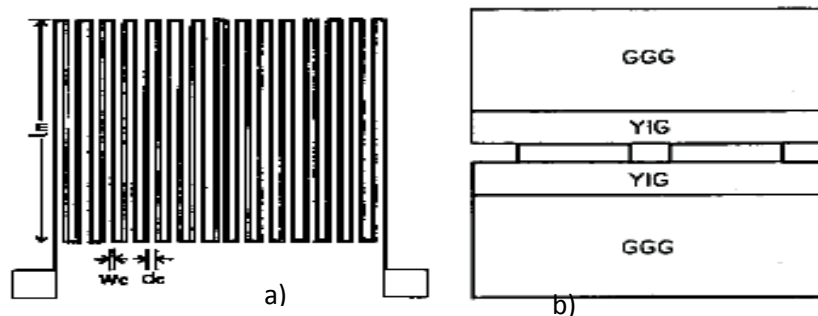


Figure 1.17: a) Inductance serpentín, b) structure sandwich [41]

VI.3- MATERIAUX UTILISES POUR LA REALISATION DU CIRCUIT MAGNETIQUE.

Dans ce paragraphe, nous présenterons les matériaux utilisés pour la réalisation des bobinages et des circuits magnétiques. Toutes les solutions nécessaires à la fabrication de ces composants font appel aux étapes technologiques de salle blanche. Les enroulements sont presque exclusivement réalisés en cuivre, mais par contre pour le circuit magnétique de nombreux matériaux sont utilisés [45].

CHAPITRE : I - GENERALITE SUR LES INDUCTANCES

On trouve des inductances réalisées avec des circuits magnétiques en alliages Fer Nickel [34, 44, 50], des alliages amorphe de Cobalt CoZrRe [38, 40, 46], Fe-Hf-O [47, 48, 49, 53], des ferrites MnZn [51-52], NiZn [54] et YIG [37, 55-57]. A cause de la faible résistivité de certains alliages, les inductances sont réalisées en déposant une couche isolante entre les circuits magnétique et les conducteurs. Comme exemple pour la réalisation d'un microtransformateur destiné à être intégrée dans un convertisseur de type Forward fonctionnant à 32 MHz [46]. Le transformateur est constitué de deux enroulements entourant un circuit magnétique ; l'ensemble étant réalisé sur un film magnétique afin d'obtenir un circuit magnétique fermé. Le matériau utilisé pour la réalisation de ce circuit est un alliage amorphe de Cobalt (CoZrRe) déposé par pulvérisation cathodique puis mis en forme par photolithographie. Les enroulements sont réalisés en cuivre. Une couche isolante est utilisée entre chaque couche de matériau magnétique compte tenu de la faible résistivité du matériau magnétique.

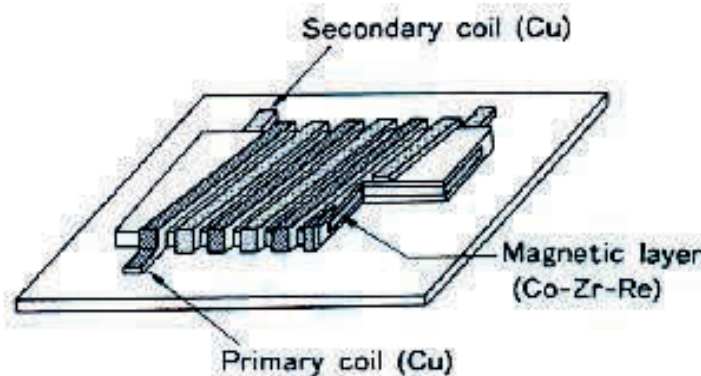


Figure I.18 : Schéma d'un micro transformateur [46]

Du fait de leur facilité d'intégration les inductances à air sont les plus répandus dans la littérature [58-60]. Cependant à des fréquences élevées, les phénomènes parasites détériorent les caractéristiques de ce type d'inductances (limitation de bande passante due aux capacités parasites et pertes dues aux diélectriques, au substrat et aux isolants). Les solutions proposées par les différents auteurs pour améliorer les caractéristiques de ces inductances sont multiples. Leurs solutions ont pour objectif de réduire les pertes diélectriques en se basant sur le choix du substrat et de l'isolant. De ce fait, les substrats comme l'alumine et le verre à cause de leur forte résistivité sont utilisés pour réduire les phénomènes parasites.

VI.4- TRAVAUX SUIVANT LES APPLICATIONS VISEES

D'un point de vue application, on trouve plusieurs travaux réalisés sur des dispositifs (inductances et transformateurs) plus spécifiquement dédiés à des applications de type électronique de puissance [28] et [61-64] et des applications relatives au traitement du signal comme celles réalisées par les auteurs de [65-70]. De nombreux auteurs [71-77] ont réalisé, modélisé et caractérisé des inductances et des transformateurs destinés exclusivement à des applications radio fréquences telles que les amplificateurs, les oscillateurs, les mixeurs dans les émetteurs etc.....

Les travaux de Mina Rais-zadeh et Farrokh Ayazi [28] ont décrit la réalisation, le dimensionnement et la caractérisation d'une inductance spirale de forme carrée (figure I.19) fonctionnant sur une large gamme de fréquence de l'ordre de 2 GHz. Cette inductance est réalisée pour améliorer le fonctionnement de circuits RFIC (circuits intégrés RF) comme les VCO (Voltage Controlled Oscillators), LNA (Low Noise Amplifiers), les amplificateurs de puissance, les mixeurs et les filtres. L'inductance est réalisée par des conducteurs en cuivre déposés sur un substrat de silicium et elle est composée de 2,5 tours et d'une couche de $20\mu\text{m}$ d'oxyde de silicium déposée pour réaliser une isolation entre le silicium et le cuivre.

Ces auteurs ont obtenus une inductance de 0,9 nH et un facteur de qualité de 45 à 2 GHz pour une distance entre spire de $20\mu\text{m}$, une largeur de conducteur de $50\mu\text{m}$ et une épaisseur de conducteur de $20\mu\text{m}$.

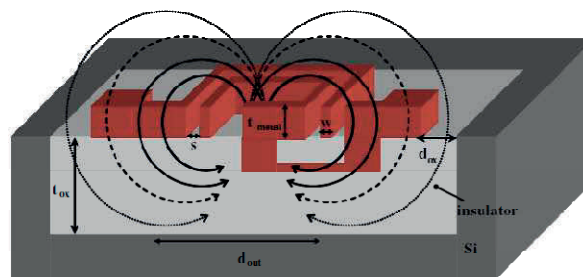


Figure I.19 : *Vue en coupe d'une inductance spirale réalisée sur silicium [28]*

Yamagushi et al de [77] ont fabriqué et caractérisé un micro transformateur (figure I.20) destiné à des applications de puissance et aussi utilisable pour la transmission des signaux. C'est un transformateur qui est composé de 35 tours par enroulement réalisé en cuivre. Pour limiter les pertes dues au courant de Foucault le circuit magnétique est feuilleté.

VII- REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE

- [1] Michel STOLIDI « les matériaux en électrotechniques » IUFM Marseille
- [2] CHARLES CYR « MODÉLISATION ET CARACTÉRISATION DES MATÉRIAUX MAGNÉTIQUES COMPOSITES DOUX UTILISÉS DANS LES MACHINES ÉLECTRIQUES » Thèse de doctorat présentée à la Faculté des études supérieures de l'Université Laval, Québec (page 7)
- [3] Electricité - Electromagnétisme « GRANDEURS FONDAMENTALES DE L'ELECTROMAGNETISME » ESIEE – 2000
- [4] Jean Jacques Rousseau “ Aimantation et Materiau Magnetique ” Cours IUT Saint-Etienne, 16 Octobre 2007
- [5] Richard Lebourgeois et Frédéric Nguyen Van Dau « Matériaux magnétiques pour l'électronique » l'actualité chimique - mars 2002
- [6] Yann LAMY « Matériaux magnétiques doux hétérogènes à combinaison d'aimantation élevée et de grande anisotropie utilisant le couplage d'échange, pour application micro-onde » thèse soutenue le 29 Novembre 2006 a l'université de LIMOGES pp.246
- [7] CHARLES CYR « Modélisation et caractérisation des matériaux magnétiques composites doux utilisés dans les machines électriques » Thèse de doctorat en cotutelle présentée à la Faculté des études supérieures de l'Université Laval, Québec pour l'obtention du grade de Philosophiæ Doctor (Ph.D.), soutenue en juillet 2007, pp218
- [8] Taline BOYAJIAN, Ingénieur en Télécommunications et Réseaux, « Étude et réalisation d'un circulateur hyperfréquence à nano particules magnétiques orientées dans la bande 40-60GHz » DOCTEUR DE L'UNIVERSITE JEAN MONNET DE SAINT ETIENNE, Optique, Photonique et Hyperfréquences, soutenue le 27 septembre 2011, pp222.
- [9] J. DEGAUQUE « Magnétisme et matériaux magnétiques » JOURNAL DE PHYSIQUE IV Colloque C3, supplément au Journal de Physique III, Volume 2, décembre 1992.
- [10] D.C. Jiles « Recent advances and future directions in magnetic Materials » Acta Materialia 51 (2003) 5907–5939
- [11] C. Patrick Yue and S. Simon Wong “Physical Modeling of Spiral Inductors on Silicon” IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, VOL. 47, NO. 3, MARCH 2000
- [12] Kirk B. « High Q Inductors for Wireless Applications in a Complementary Silicon Bipolar Process » IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 31, NO. 1, JANUARY 1996

CHAPITRE : I - GENERALITE SUR LES INDUCTANCES

- [13] Sangwoo Kim et al, “Compact Equivalent Circuit Models for the Skin Effect “, Microelectromagnetic devices group, the University of Texas at Austin Austin, TX 78712
- [14] C. Patrick yue and al C. Patrick Yue“ A Physical Model For Planar Spiral Inductors on Silicon” center for integrated systems, Stanford, CA 94305
- [15] Byron Krauter and Sharad Mehrotra “Layout Based Frequency Dependent Inductance and Resistance Extraction for On-Chip Interconnect Timing Analysis”
- [16] Alexis CHEVALIER « ETUDE EXPERIMENTALE, ELABORATION ET MODELISATION DE MATERIAUX COMPOSITES A BASE DE POUDRES MAGNETIQUES DOUCES » Université de Bretagne Occidentale, Soutenue le 12 Octobre 1998, pp163
- [17] C.PatrickYue, ChangsupRyuan Jack Lau « A physical Model For Planar Spiral Inductors on Silicon » Centre for integrated systems, Stanford University, Stanford, CA 94305. Dept. of Electrical and Electronic Eng., The Hong Kong University of Sciences et Technology.
- [18] Linh NGUYEN TRAN, “Caracterisation et Modelisation d’interconnexions et d’inductances en technologie BiCMOS. Application à l’amplification faible bruit”, Université de Cergy-Pontoise, thèse soutenue le 07 Mai 2009, pp170
- [19] UE PHY2 « Pertes par courants de Foucault et hystérésis »
- [20] Michel PIOU “ electrotechnique “ Edition 25/05/2010
- [21] Les circuits magnétiques en régime sinusoïdal : bobine à noyau de fer consulté le 11/01/2013
- [22] Joshua Peters, *Design of High Quality Factor Spiral Inductors in RF MCM-D*, PhD thesis, Massachusetts Institute of technology, september 2004.
- [23] Benoît Issartel « Conception d’un convertisseur DC/DC de type boost Critères de choix et dimensionnement des composants », Polytech Clermont Ferrand Projet P10AB04.
- [24] John Richard E and al « RF Characterization of Square Spiral Inductors on a 0.25 μm Digital CMOS Process » PHILIPPINE ENGINEERING JOURNAL PEJ 2005; Vol. 26 No. 1:55–66
- [25] Chong H. Ahn and al « Micromachined Planar Inductors on Silicon Wafers for MEMS Applications » IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 45, NO. 6, DECEMBER 1998.
- [26] Y. KOUTSOYANNOPOULOS and al « A Generic CAD Model For Arbitrarily Shaped and Multi-layer Integrated Inductors on Silicon Substrates »

CHAPITRE : I - GENERALITE SUR LES INDUCTANCES

- [27] Joachim N. Burghartz and BehzadRejaei “On the Design of RF Spiral Inductors on Silicon” IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, VOL. 50, NO. 3, MARCH 2003
- [28] Mina Rais-Zadeh and FarrokhAyazi “Characterization of high- Q spiral inductors on thick insulator-on-silicon” JOURNAL OF MICROMECHANICS AND MICROENGINEERING (J. Micromech.Microeng.15 (2005) 2105–2112)
- [29] John W. M. Rogers, VladislavLevenets and Chris A. Pawlowicz “Post-Processed Cu Inductors with Application to a Completely Integrated 2-GHz VCO » IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, VOL. 48, NO. 6, JUNE 2001
- [30] V. Palazzaril, P. Placidi and G. Stopponi “Characterization of CMOS Spiral Inductors” Università di Parma, Parco Area delleScienze 181/A, 43100 Parma, Italy
- [31] Yong-Kyu Yoon and Mark G Allen “Embedded conductor technology for micromachined RF elements » JOURNAL OF MICROMECHANICS AND MICROENGINEERING. School of Electrical and Computer Engineering, Georgia Institute of Technology, Atlanta, GA 30332, USA.
- [32] Chong H. Ahn and al “Micromachined Planar Inductors on Silicon Wafers for MEMS Applications” IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 45, NO. 6, DECEMBER 1998.
- [33] B. Estibals « 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)
- [34] Bruno Estibals « An Overview of Last Development on the Integration of Passive Components” CARTS Europe 2004: 18th Annual Passive Components Conference, October 18-21, 2004
- [35] M. Xu, T. M. Liakopoulos and C. H. Ahn, *A Microfabricated Transformer for High-Frequency Power or signal Conversion*, IEEE Trans. Magnetics, Vol. 34, N°. 4, july 1998.
- [36] M. Ludwig, Duffy.M, O’Donnell.T, McCloskey.P and Mathuna, *PCB Integrated Inductor for Low Power DC /Dc Converter* , IEEE Transactions on Power Electronics, vol 18, N° 4, july 2003.
- [37] K. Yamaguchi, E. Sugawara, O. Nakajima, et al. *Load characteristics of a spiral coil type thin film microtransformer*, IEEE Transactions on Magnetics, novembre 1993, Vol.29, N°6.

CHAPITRE : I - GENERALITE SUR LES INDUCTANCES

- [38] K. Yamasawa, K. Maruyama, I. Hirohama, and P. Biringer, *High-frequency operation of a planar-type microtransformer and its application to multilayered switching regulators*, IEEE Trans. on Magnetics, vol. 26, N° 3, pp. 1204-1209, may 1990.
- [39] T. Sato, M. Hasegawa, T. Mizoguchi, et al. *Study of high power planar inductor*. IEEE Transaction on Magnetics, novembre 1991, Vol.27, N°6, pp.5277-5279.
- [40] M. Mino, A. Tago, and K. Yanagisawa, *A new planar microtransformer for use in micro-switching-converters*, IEEE Trans. on Magnetics, vol. 28, no. 4, pp. 1969-1973, 1992.
- [41] K.I. Arai, M. Yamaguchi, H. Ohzeki and M. Matsumoto, *Application of YIG Film Thin Inductors*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 27, N° 6, november 1991.
- [42] J. Y. Park and M. G. Allen, *High current integrated microinductors and microtransformers using low temperature fabrication processes*, in Proceedings, International symposium on Microelectronics (SPICE Vol.2920), 1996, pp. 120-125.
- [43] S. Prabhakaran and al « Measured electrical performance of V-groove inductors for microprocessor power delivery » From IEEE Transactions on Magnetics, vol. 39, no. 5, pp. 3190–3192.
- [44] Elias Haddad and al « Modeling, Fabrication, and Characterization of Planar Inductors on YIG Substrates » Author manuscript, published in "Advanced Materials Research 324 (2011) 294-297" DOI : 10.4028/www.scientific.net/AMR.324.294
- [45] M. Yamaguchi, K. Suezawa, Y. Takahashi, K.I. Arai, S. Kikuchi, Y. Shimada, S. Tanabe, K. Ito, *Magnetic thin-film inductors for RF-integrated circuits*, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 215-216 (2000), pp.807-810.
- [46] Masato Mino and al « A New Planar Microtransformer for Use in Micro-Switching Converters » IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 28, NO. 4, JULY 1992
- [47] Sullivan et Sanders, *Design of Microfabricated Transformers and Inductors for High-Frequency Power Conversion*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol 11, N° 2, mars 1996, pp 228-238. *Fe(Co-Fe)-Hf-O magnetic films to micromagnetic devices*. Journal of Applied Physics, vol 83, N° 11, 1 juin 1998, pp.6658-6660.
- [48] G. S. D. Beachand A. E. Berkowitz “Co–Fe Metal/Native-Oxide Multilayers: A New Direction in Soft Magnetic Thin Film Design I. Quasi-Static Properties and Dynamic Response” IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 41, NO. 6, JUNE 2005
- [49] T. Sato and al « New applications of nanocrystalline Fe.Co–Fe.–Hf–O magnetic films to micromagnetic devices » JOURNAL OF APPLIED PHYSICS, VOLUME 83, NUMBER 11, 1 JUNE 1998

CHAPITRE : I - GENERALITE SUR LES INDUCTANCES

- [50] Chong H. Ahn and Mark G. “ A fully integrated Micromagnetic Actuator With A multilevel Meander Magnetic core” Georgia institute of technology Atlanta GA 30332-0250.
- [51] K. Takadate « Fine grained Mn–Zn ferrite for high frequency driving”, *Journal Of Applied Physics* Volume 83, Number 11, 1 June 1998
- [52] S R MURTHY “Development of low-power loss Mn–Zn ferrites using microwave sintering method” *Bull. Mater. Sci.*, Vol. 26, No. 5, August 2003, pp. 499–503
- [53] Huijbregtse et al. *High-frequency permeability of soft-magnetic Fe-Hf-O films with high resistivity*, *Journal of Applied Physics*, vol 83, N° 3, 1 fevrier 1998, pp.1569-1574.
- [54] J. Y. Park and M. G. Allen, *Low temperature fabrication and characterization of integrated packaging-compatible, ferrite-core magnetic devices*, in *IEEE Applied Power electronics Conf. Proceedings*, 1997, vol. 1, pp. 361-367.
- [55] ALLASEM Desiré, “Contribution a la réalisation d’une micro-inductance” Université Jean Monnet de Saint-Etienne, these soutenue en novembre 2010, pp.177
- [56] Dagal Dari Yaya “Conception, Réalisation et Caractérisation d’Inductances Planaires à Couches Magnétiques » UNIVERSITÉ JEAN MONNET DE SAINT-ÉTIENNE, these soutenue en mars 2013, pp.170
- [57] Adoum KRIGA “ Etude a la realisation de micro-inductances pour convertisseur DC/DC” UNIVERSITÉ JEAN MONNET DE SAINT-ÉTIENNE, these soutenue en decembre 2008, pp.142
- [58] Ban-Leong Ooi, Dao-Xian Xu and Pang-Shyan Kooi, *A Comprehensive Explanation on the High Quality Characteristics of Symmetrical Octagonal Spiral Inductor*, *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, 2003, pp. 259-269.
- [59] C. Patrick Yue *al* “Physical Modeling of Spiral Inductors on Silicon” *IEEE* 1996
- [60] C. Patrick Yue, and S. Simon Wong, “ On-Chip Spiral Inductors with Patterned Ground Shields for Si-Based RF” *1997 Symposium on VLSI Circuits Digest of Technical Papers*
- [61] M. Xu, T. M. Liakopoulos and C. H. Ahn, *A Microfabricated Transformer for High-Frequency Power or signal Conversion*, *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 34, N°. 4, july 1998.
- [62] K. Yamaguchi, E. Sugawara, O. Nakajima, et al. *Load characteristics of a spiral coil type thin film microtransformer* , *IEEE Transactions on Magnetics*, novembre 1993, Vol.29, N°6.
- [63] K. Yamasawa, K. Maruyama, I. Hirohama, and P. Biringer, *High-frequency operation of a planar-type microtransformer and its application to multilayered switching regulators*, *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 26, N°. 3, pp. 1204-1209, may 1990.

CHAPITRE : I - GENERALITE SUR LES INDUCTANCES

- [64] T. Sato, M. Hasegawa, T. Mizoguchi, et al. *Study of high power planar inductor*. IEEE Transaction on Magnetics, novembre 1991, Vol.27, N°6, pp.5277-5279.
- [65] Preston Galle « Ultra-Compact Power Conversion Based on a CMOS-Compatible Microfabricated Power Inductor with Minimized Core Losses” IEEE 1889 2007 Electronic Components and Technology Conference
- [66] K. Yamaguchi, S. Ohnuma, T. Imagawa, J. Toriu, H. Matsuki, and K. Murakami, *Characteristics of a Thin Film Microtransformer with Circular Spiral Coils*, Trans. Magnetics, Vol. 29, N°. 5, September 1993.
- [67] SatishPrabhakaran, Chales R. Sullivan et KapilVenkatachalam. *Measured electrical performance of V-groove inductors for microprocessor power delivery*, IEEE Transaction on Magnetics, septembre 2003, Vol.39, N°5, pp.3190-3192.
- [68] J. Y. Park and M. G. Allen, *Low temperature fabrication and characterization of integrated packaging-compatible, ferrite-core magnetic devices*, in IEEE Applied Power electronics Conf. Proceedings, 1997, vol. 1, pp. 361-367.
- [69] Jan Craninckx « A 1.8-GHz Low-Phase-Noise CMOS VCO Using Optimized Hollow Spiral Inductors” IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 32, NO. 5, MAY 1997
- [70] S. Prabhakaran « Microfabricated V-Groove Power Inductors for High-Current Low-Voltage Fast-Transient DC-DC Converters » Found in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, June 2005, pp. 1513–1519.
- [71] C. Patrick Yue « On-Chip Spiral Inductors with Patterned Ground Shields for Si-Based RF IC’s”, IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 33, NO. 5, MAY 1998
- [72] RajarshiMukhopadhyay « Reconfigurable RFICs in Si-Based Technologies for a Compact Intelligent RF Front-End », IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 53, NO. 1, JANUARY 2005
- [73] Jun-Bo Yoon “CMOS-Compatible Surface-Micromachined Suspended-Spiral Inductors for Multi-GHz Silicon RF ICs” IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS, VOL. 23, NO. 10, OCTOBER 2002
- [74] Chuan-Jane Chao “Characterization and Modeling of On-Chip Spiral Inductors for Si RFICs” IEEE TRANSACTIONS ON SEMICONDUCTOR MANUFACTURING, VOL. 15, NO. 1, FEBRUARY 2002
- [75] B. Rong al “Surface-Passivated High-Resistivity Silicon Substrates for RFICs » IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS, VOL. 25, NO. 4, APRIL 2004
- [76] Haiqiao Xiao “A RADIO-FREQUENCY CMOS ACTIVE INDUCTOR AND ITS

APPLICATION IN DESIGNING HIGH-Q FILTERS”

[77] Kazuyuki Yamaguchi « Characteristics of a Thin Film Microtransformer with Circular Spiral Coils » IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 29, NO. 5, SEPTEMBER 1993

CHAPITRE : II- STRUCTURES
ETUDIEES ET REALISEES

Mahamat HASSAN BECHIR

CHAPITRE II : STRUCTURES ETUDIEES ET REALISEES ..47

INTRODUCTION.....	47
I - STRUCTURES ETUDIEES.....	47
<i>I.1-CONTEXTE</i>	<i>47</i>
<i>I.2 -INDUCTANCE À AIR.....</i>	<i>48</i>
<i>I.3-INDUCTANCE À UNE COUCHE</i>	<i>50</i>
<i>I.4-INDUCTANCE À DEUX COUCHES.....</i>	<i>51</i>
CONCLUSION.....	53
II – REALISATION.....	53
INTRODUCTION.....	53
II.1- INDUCTANCE À AIR	54
<u>II.1.1-Constitution</u>	<u>54</u>
<u>II.1.2-Principales étapes</u>	<u>54</u>
a) -Substrat alumine.....	54
b) - Dépôt du cuivre.....	54
c) - Photolithogravure.....	56
<i>c.1) -Nettoyages.....</i>	<i>57</i>
<i>c.2) -Dépôt de la résine</i>	<i>58</i>
<i>c.3) -Insolation</i>	<i>58</i>
<i>c.4 -Révélation.....</i>	<i>58</i>
<i>c.5) -Recuit final.....</i>	<i>59</i>
d) - Gravure.....	59
e) - Dorure	59
f) - Bonding	60
<u>II.1.3-Bilan</u>	<u>61</u>
II.2- INDUCTANCE À UNE COUCHE.....	63
<u>II.2.1- Constitution</u>	<u>63</u>
<u>II.2.2- Préparation de la couche magnétique.....</u>	<u>63</u>
a) -Le collage.....	63
b) -Le sciage	63
c) - Le rodage.....	65
d) - Le polissage.....	66

CHAPITRE : II-STRUCTURES ETUDIEES ET REALISEES

e)- Dépôt du cuivre et réalisation des motifs.....	67
<u>II.2.3- Bilan</u>	<u>67</u>
<i>II.3- INDUCTANCE À DEUX COUCHES.....</i>	68
<u>II.3.1- Préparation de la couche supérieure.....</u>	<u>69</u>
<u>II.3.2- Report de la couche supérieure</u>	<u>70</u>
a) Réalisation de l'inductance double couche avec bonding et fente sur la couche supérieure.	70
b) Collage de la couche supérieure	70
c) Principe d'utilisation du banc.....	71
<u>II.3.3- Bilan</u>	<u>72</u>
CONCLUSION.....	73
REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE	75

CHAPITRE II : STRUCTURES ETUDIEES ET REALISEES

INTRODUCTION

Dans le précédent chapitre nous avons présenté un aperçu général sur les inductances intégrées et nous avons également montré qu'il existe plusieurs approches dans la littérature permettant de réaliser ou de fabriquer des inductances intégrées. Il en existe trois formes (solénoïdes, spirales et méandres). Notre choix s'est orienté vers les inductances de forme spirale en raison de leur faible complexité de fabrication [1-3].

L'objectif de notre travail concerne le développement de modèles pour des inductances planaires intégrées. Une partie du travail peut être conduit à l'aide d'un logiciel de simulation mais il est indispensable de valider les résultats de simulation par la caractérisation de dispositifs réels.

Pour atteindre cet objectif nous avons fait le choix de trois (3) structures (à air, une couche et deux couches de matériau magnétique) réalisables avec les moyens technologiques dont disposent le laboratoire LT2C (Laboratoire Telecom Claude Chappe). Nous avons choisi les matériaux (conducteur, isolant et magnétique) et un design classiquement utilisés au laboratoire.

Dans une première partie nous décrivons les trois structures en donnant quelques éléments technologiques avec leurs avantages et inconvénients.

Dans le second paragraphe relatif à la fabrication nous présentons les techniques utilisées pour la fabrication de ces inductances tel que le procédé de dépôt de cuivre et le principe de la photolithographie nécessaire à l'obtention de la forme désirée. Ensuite nous terminons le chapitre par la mise en œuvre des différentes techniques utilisées pour la fabrication des inductances une couche et deux couches notamment le collage, le rodage, le sciage, et le polissage.

I - STRUCTURES ETUDIEES

I.1-CONTEXTE

Nous avons retenu trois (3) structures différentes :

- à air composé d'une couche cuivre déposé sur un substrat isolant
- à une couche composée d'une couche cuivre déposé une couche de matériau magnétique
- à deux couches constituées d'une couche de cuivre prise en sandwich entre deux couches de matériaux magnétiques.

Ces trois (3) structures qui correspondent à un très grand nombre de solution technologiques, sont toutes réalisables au laboratoire.

Tout d'abord nous présentons les inductances à air, sans matériau magnétique. Puis les inductances avec une couche de matériau magnétique seront présentées. Enfin, sur les inductances précédentes, une seconde couche de matériau magnétique déposée nous permettra d'obtenir des inductances deux couches.

1.2 -INDUCTANCE À AIR

Ce paragraphe permet de décrire l'inductance à air (constitution et dimension) et de préciser les avantages et les inconvénients d'une inductance planaire à air.

Une vue en coupe de l'inductance à air est présentée sur la figure II.2, afin de préciser la constitution de l'inductance étudiée. Elle est constituée d'un substrat d'alumine Al_2O_3 sur lequel est déposé un conducteur central en cuivre et de chaque côté se trouve un plan de masse en cuivre. Le plot central est relié au plot extérieur à l'aide d'un bonding.

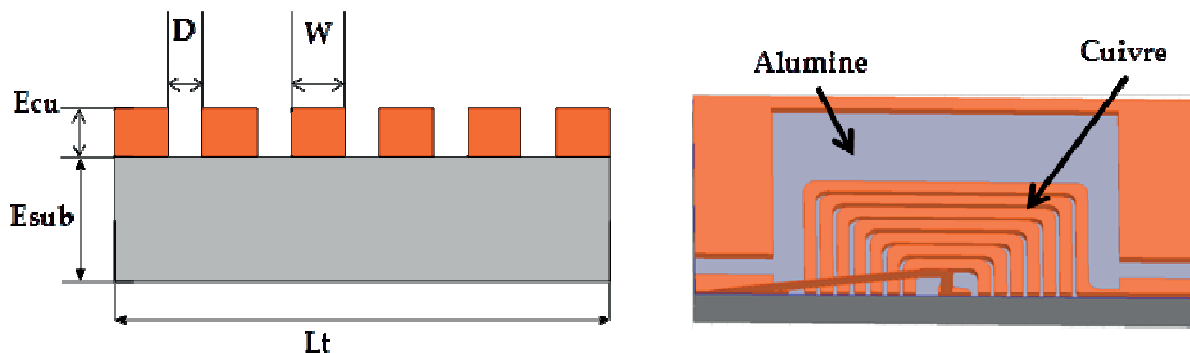


Figure II.2 : Structure d'inductance planaire à air en coupe et en perspective

Les dimensions géométriques sont définies comme suit :

- E_{cu} : épaisseur du conducteur
- E_{sub} : épaisseur du substrat
- D : distance entre les conducteurs
- L_t : diamètre extérieure de la structure
- W : largeur du conducteur.
-

Le substrat

Le substrat d'alumine offre un large éventail de propriétés et un très bon compromis entre coût et performance [4]. Son principal avantage réside dans ses très faibles pertes.

La spirale

Dans la littérature il existe trois types de spirale, ronde, orthogonale et carrée (cf.chapitre1). La spirale carrée est la forme la plus utilisée car elle présente une géométrie a priori la plus adaptée et est facile à dessiner et à réaliser. De plus elle permet d'avoir une valeur d'inductance importante [1]. C'est ainsi que nous avons retenu la forme carrée pour notre étude comme le montre la figure II.3. La spirale entourée d'un plan masse dont l'importance n'apparaît qu'en mesure (caractérisation à l'analyseur vectoriel de réseau).

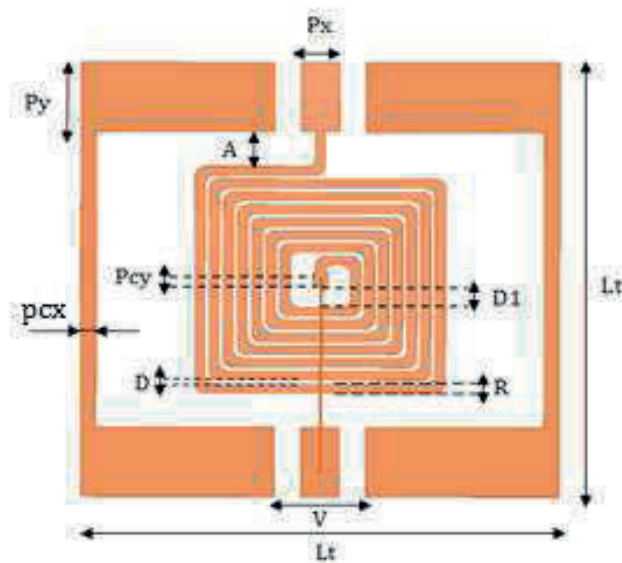


Figure II.3 : Spirale carrée

Conducteur

En ce qui concerne le conducteur, il existe trois types de matériaux. Les plus utilisés dans la littérature sont : l'or, l'aluminium et le cuivre. Ce dernier matériau a été choisi et qui est maîtrisé par le laboratoire LT2C. Le choix est dû au fait que le cuivre présente une faible résistivité ($1,7 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$) par rapport aux deux autres ($2,3 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ pour l'or et $2,9 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ pour l'aluminium) et un coût moindre.

Ainsi, après le choix des matériaux nous avons ensuite simulé à l'aide du simulateur HFSS le composant afin d'étudier l'influence des principaux paramètres géométriques (nombre de spires, distance entre les conducteurs, largeur du conducteur, épaisseur du conducteur et distance entre le plan de masse et la dernière spire). Les principaux résultats sont présentés et discutés dans le chapitre IV.

- Les avantages de ce type de structure sont :
 - simple à réaliser : les étapes de sa fabrication seront détaillées dans la deuxième partie (réalisation)
 - application pour les hautes fréquences.

- Les inconvénients sont :
 - faible valeur de L
 - grande surface
 - rayonnement électromagnétique important

I.3-INDUCTANCE À UNE COUCHE

Le précédent paragraphe a été consacré à présenter l'inductance à air qui sera utilisé pour notre étude. Pour améliorer la qualité des inductances à air, une couche de matériau magnétique (YIG) est placée entre un substrat nécessaire à la tenue mécanique et les spires de cuivre. L'intérêt du matériau magnétique est de canaliser les lignes de champ afin d'augmenter le flux et par conséquent d'augmenter la valeur de l'inductance.

Une vue en coupe de l'inductance à une couche est présentée sur la figure II.4, afin de préciser la constitution de l'inductance étudiée. Elle est constituée d'une couche de matériau magnétique collée sur un substrat de verre, sur cette couche est déposé le conducteur en cuivre de forme spirale. Comme dans la précédente structure, de chaque coté se trouve un plan de masse en cuivre et le plot central qui est relié au plot extérieur à l'aide d'un bonding.

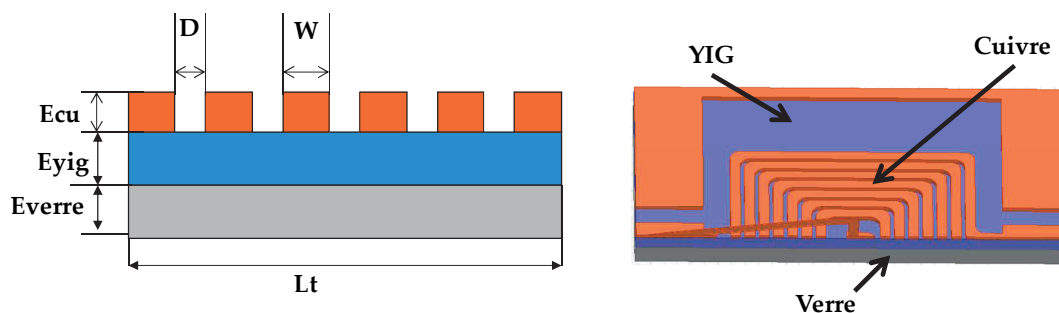


Figure II.4 : Schéma en coupe et en perspective d'une structure d'inductance planaire à une couche de matériau magnétique (YIG)

Les dimensions géométriques sont définies comme suit :

- E_{cu} : épaisseur du conducteur
- E_{yig} : épaisseur du matériau magnétique (YIG)
- E_{verre} : épaisseur du verre
- D : distance entre les conducteurs
- L_t : diamètre extérieure de la structure
- W : largeur du conducteur.

Les principaux paramètres qui caractérisent le matériau magnétique sont la perméabilité relative, la tangente de perte, la résistivité et l'aimantation à saturation. Nous avons utilisé lors de notre travail comme couche de matériau magnétique le YIG (Grenat d'Yttrium et de Fer). C'est une ferrite utilisé au laboratoire [1-2] et dont la résistivité électrique est élevée (environs $10^8 \Omega.m$).

Par ailleurs, cette résistivité élevée permet aussi de limiter les courants induits dans le matériau et lui permet de fonctionner jusqu'à plusieurs centaines de MHz [5]. Pour analyser l'influence de l'épaisseur de cette couche de matériau magnétique (YIG) sur les paramètres du modèle, nous étudierons des dispositifs réalisés avec différentes épaisseurs (de 50 à 500 μ m). Ce type d'inductance présente des avantages et des inconvénients.

- Les avantages que présente cette structure sont :
 - simple à réaliser
 - doublement de la valeur de l'inductance à air ($2*L_0$)
- Les inconvénients sont :
 - grande surface
 - rayonnement

1.4-INDUCTANCE À DEUX COUCHES

L'inductance à deux couches est une structure qui comprend un bobinage entouré de deux couches de matériau magnétique. La figure II.5 représente l'inductance d'une spirale en sandwich entre deux couches de YIG, l'une en dessous et l'autre au dessus à des épaisseurs variables.

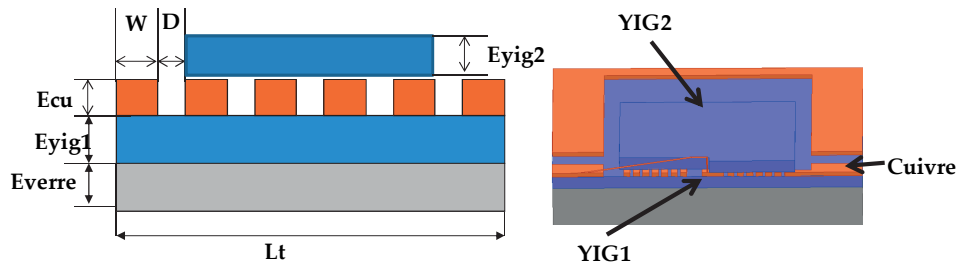


Figure II.5 : Schéma en coupe et en perspective d'une structure d'inductance planaire à deux couches de matériau magnétique (YIG)

- E_{cu} : épaisseur du conducteur
- E_{yig1} : épaisseur du matériau magnétique (YIG) situé sous la spirale
- E_{yig2} : épaisseur de matériau magnétique au dessus de la spirale
- E_{verre} : épaisseur du verre
- D : distance entre les conducteurs
- L_t : diamètre extérieure de la structure
- W : largeur du conducteur.

La simulation et la fabrication d'une telle structure est relativement complexe et présente une difficulté majeure par rapport à la deuxième couche. Pour obtenir une telle inductance il convient de rapporter une deuxième couche dite couche supérieure au dessus de la précédente structure (inductance à une couche). Le principal problème réside au niveau de la connexion du plot extérieur avec le plot central par l'intermédiaire d'un bonding. Pour cela quatre solutions ont été proposées par Dagal Dari Yaya [1]. La solution concernant la réalisation de la couche supérieure par une plaque de matériau magnétique de 4mm² avec fente de 400µm a été retenue. Le bonding reliant le plot central et le plot extérieur passe à travers les deux bandes.

L'auteur de [1] a montré que cette possibilité est relativement facile à réaliser et présente une possibilité de faire passer le bonding avant ou après le collage de la couche supérieure. Donc nous allons focaliser notre travail sur la structure à deux couches avec comme couche supérieure la plaque de matériau magnétique de 4mm² avec fente de 400µm et avec des épaisseurs variant de 50 à 500µm.

Les avantages de ce type de composant sont :

- forte valeur de l'inductance L jusqu'à une valeur limite $\mu_r * L_0$
- blindage magnétique de l'inductance

Les inconvénients sont :

- entrefer entre les deux couches dues à l'épaisseur du conducteur
- difficulté de réalisation par rapport au positionnement de la couche supérieure.

CONCLUSION

Cette partie nous a permis de présenter les différentes structures retenues pour notre étude (spirale carrée sans et avec une ou deux couches de matériau magnétique). L'inductance à air est relativement simple à réaliser, mais ne permet pas d'obtenir des valeurs de L importantes. Il est cependant possible d'augmenter la valeur de l'inductance de cette dernière en ajoutant une couche de matériau magnétique. Le tableau II.2 résume les principales dimensions de nos structures.

Tableau II.2: Dimension de la structure

Paramètres	Désignations	Valeurs (μm)
W	Largeur du conducteur	50-125
D	Distance entre les conducteurs	60-120
E_{cu}	Epaisseur de conducteur	5-40
E_{verre}	Epaisseur de substrat en verre	1500
E_{yig}	Epaisseur du matériau magnétique	50-500

II – REALISATION

INTRODUCTION

Au cours des paragraphes précédents nous avons abordé l'étude des inductances avec et sans couche de matériau magnétique. Cette partie sera consacrée aux différentes et nombreuses étapes technologiques nécessaires à la réalisation de ces inductances.

La première partie concerne les procédés de réalisation des inductances à air. C'est une étape qui consiste à décrire le dépôt d'une couche mince de cuivre sur un substrat d'alumine. Ensuite la réalisation du motif souhaité se fera à l'aide des différents moyens utilisés dans l'industrie de la micro-électronique.

La deuxième partie est relative à la fabrication des inductances à une couche de matériau magnétique. Nous détaillerons les étapes de réalisation du substrat de ferrite

CHAPITRE : II-STRUCTURES ETUDIÉES ET RÉALISÉES

(collage, rodage, sciage et polissage) suivi des étapes de micro technologie. Dans la dernière partie nous présenterons les principales étapes de réalisation de l'inductance à deux couches de matériau magnétique.

II.1- INDUCTANCE À AIR

II.1.1-Constitution

Les inductances à air réalisées au laboratoire LT2C sont constituées d'une couche de cuivre déposée sur un substrat d'alumine. Les substrats d'alumine que nous utilisons sont des produits commerciaux et fournis par la compagnie Nyco. Ils sont de forme ronde (2 pouces de diamètre), rectangulaire (20mm, 50mm) et de 635 μm d'épaisseur.

II.1.2-Principales étapes

a) -Substrat alumine

Notre choix s'est porté sur le substrat d'alumine car il s'agit d'un substrat classiquement utilisé en hyperfréquence qui présente des pertes très faibles.

Par ailleurs le laboratoire LT2C a acquis depuis quelques années une certaine expérience pour le dépôt de cuivre sur substrat d'alumine. De plus ce sont des produits commerciaux facilement disponibles sur le marché. Le substrat d'alumine est constitué de deux faces une face polie et l'autre face non polie.

La face non polie possède une rugosité élevée (de l'ordre de 200 nm), et nous avons remarqué qu'une forte rugosité a une influence négative lors de la gravure de la couche de cuivre. L'avantage de cette face est la bonne adhérence des couches de cuivre. La face polie de rugosité plus faible (inférieure à 20nm) permet de s'affranchir du problème de gravure par contre l'adhérence est légèrement moins bonne. Les dépôts des couches de cuivre seront réalisés sur la face polie.

b) - Dépôt du cuivre

Avant de réaliser le dépôt de cuivre sur le substrat il est nécessaire d'effectuer une opération de nettoyage. Cette opération correspond à une longue suite d'opérations élémentaires (10 mn à l'acétone, 10mn à l'éthanol et 10mn à l'eau distillée) dans des bains à ultrasons.

Les principales méthodes utilisées pour déposer des couches de cuivre font appel à différentes techniques de dépôt. Il existe de nombreuses techniques et on peut en distinguer

CHAPITRE : II-STRUCTURES ETUDIEES ET REALISEES

principalement deux : la technique de dépôt liquide (électrolyse) [6] et la technique de dépôt physique en phase vapeur (PVD : Physique Vapor Deposition) [7].

La méthode de dépôt liquide (électrolyse) est une opération qui consiste à déposer une couche métallique (cuivre, argent, or etc..) sur la surface d'un dispositif donné [6]. Ce procédé repose sur la décomposition chimique de certains éléments en solution par le passage d'un courant électrique pour le métal fixé en anode vers l'objet situé à la cathode. La couche adhérente est plus ou moins épaisse selon la durée de l'électrolyse et la force du courant utilisé.

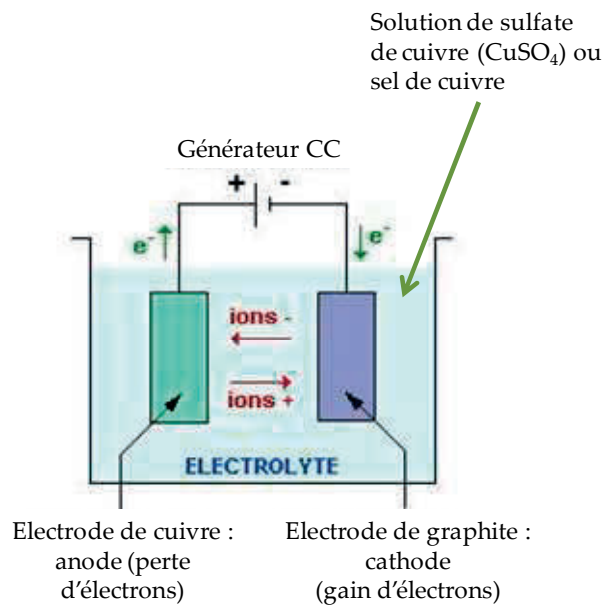


Figure II.6 : Dépôt par électrolyse

La technique de dépôt physique en phase vapeur présente l'avantage suivant : les couches obtenues sont denses et le processus est relativement facile à contrôler et présente peu de pollution. Il existe principalement trois méthodes de dépôt basées sur la méthode de dépôt physique en phase vapeur [6-7] : l'évaporation, l'ablation laser et la méthode de pulvérisation cathodique (utilisée par le laboratoire).

La méthode de pulvérisation cathodique est une méthode qui consiste à éjecter des particules à partir de la surface d'un matériau, lorsque celui-ci est bombardé par un flux de particules énergétiques. Ces derniers sont des ions d'argon (Ar^+) issus d'atomes d'argon introduit dans une atmosphère contrôlée, accélérés par un champ électrique d'une cible portée à une tension négative par rapport et celle du substrat. Les particules pulvérisées sont en général électriquement neutres. Un certain nombre d'entre elles est recueilli sur le substrat

CHAPITRE : II-STRUCTURES ETUDIEES ET REALISEES

placé en face de la cible à une distance contrôlée et sur lesquelles elles forment une couche mince.

Ainsi lors de la réalisation de nos composants, les couches minces de cuivre sont déposés à l'aide d'un bâti de pulvérisation cathodique RF figure II.7 disponible au LT2C.

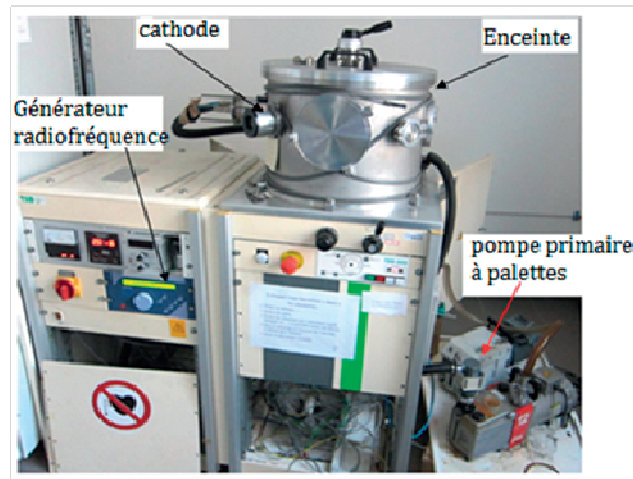


Figure II.7 : Bâti de pulvérisation

Cette machine est composée d'une enceinte à vide, d'une pompe primaire, d'une pompe secondaire, et d'un générateur radiofréquence. Dans l'enceinte sont situées deux électrodes planes (anode et cathode) distantes de quelques centimètres. La cathode, sur laquelle est fixée la cible, est reliée au pôle négatif du générateur et le substrat, pour lequel on désire déposer le cuivre, est fixé à l'anode reliée à la masse. Après avoir placé le substrat, le vide dans l'enceinte (environ 10^{-6} mbar) est réalisé par l'intermédiaire de deux pompes (à palettes et turbo moléculaire).

La qualité de dépôt du cuivre est liée aux paramètres principaux comme le nettoyage du substrat, la pression de l'enceinte pendant le dépôt, la puissance du générateur, le débit d'argon, la distance entre le substrat et la cible et enfin la durée de dépôt qui permet de déterminer l'épaisseur de la couche de cuivre sur le substrat. Par exemple 30mn de dépôt équivaut à $5\mu\text{m}$ d'épaisseur de couche de cuivre, la puissance du générateur RF étant fixée à 300W et le débit de l'argon à 20sccm.

c) - Photolithographie

Après le dépôt de la couche de cuivre sur le substrat, nous passons aux étapes de fabrication par photolithographie en salle blanche qui permettront la réalisation du bobinage

CHAPITRE : II-STRUCTURES ETUDIEES ET REALISEES

de l'inductance. La photolithographie est un procédé qui consiste à transférer le motif d'un masque au substrat par l'intermédiaire d'une résine photosensible sous forme d'un film déposé sur la surface du conducteur. La gravure permet ensuite d'enlever le conducteur non désiré. Le masque est une plaque en verre ou en plastique sur laquelle sont imprimés les motifs à transférer.

La photolithographie fait appel à plusieurs étapes technologiques et toutes ces étapes sont précédées par une opération de nettoyage avec des produits spécifiques dans des bains à ultrasons.

c.1) -Nettoyages

Les nettoyages avant le dépôt de la résine sont des opérations très importantes car elles permettent de donner une bonne adhérence de la résine avec le substrat. Ils permettent aussi d'éliminer toutes particules qui pourraient détériorer la qualité de l'échantillon. Cette opération de nettoyage se fait à l'aide d'un bain à ultrasons dans des bacs d'acétone, d'éthanol et d'eau ultra pure figure II.8.

- Étape 1 : Nettoyage de l'échantillon aux ultrasons pendant 10 mn dans un bain d'acétone ;
- Étape 2 : Nettoyage de l'échantillon aux ultrasons dans un bain d'éthanol pendant 10 minutes ;
- Étape 3 : Rinçage à l'eau ultra pure dans deux bacs différents pendant 5 minutes chacun ;
- Étape 4 : Séchage à l'aide d'un flux d'azote.

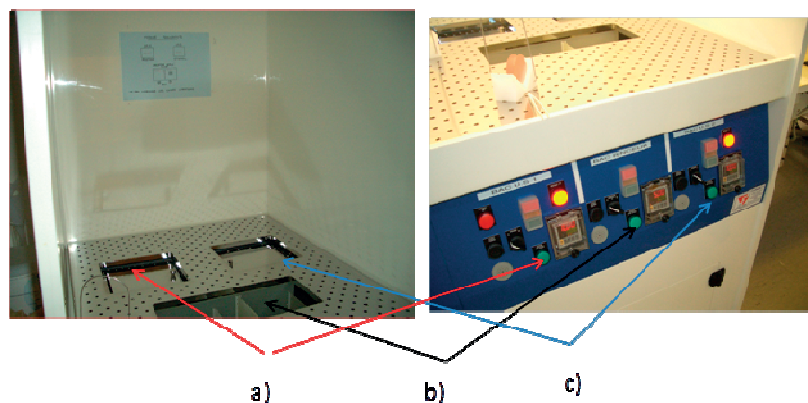


Figure II.8 : Nettoyage a) Acétone+Ultrason, c) Ethanol+Ultrason b) Eau ultra pure (5mn+5mn)

c.2) -Dépôt de la résine

C'est une étape qui consiste à déposer par spin coating ou « tournette » la résine photosensible sur la couche de cuivre. La tournette est composée d'un système permettant la mise en rotation de l'échantillon. Ensuite, l'échantillon est séché sur une plaque chauffante afin d'éliminer les solvants et de polymériser la couche photosensible.



Figure II.9 : Echantillon après dépôt de la résine

c.3) -Insolation

Après dépôt de la résine, l'échantillon est placé dans une machine à insoler. La machine dispose d'une binoculaire permettant à l'utilisateur de positionner avec précision l'échantillon. Lorsque le positionnement est correct, l'échantillon est mis en contact avec le masque (image de la spirale) par aspiration et est insolé pendant quelques secondes.

L'insolation se fait avec une lumière ultraviolette et la qualité de cette insolation est garante de la qualité de la reproduction du dessin du masque dans la résine. L'échantillon est ensuite recuit à 110°C pendant 90s dans un four.

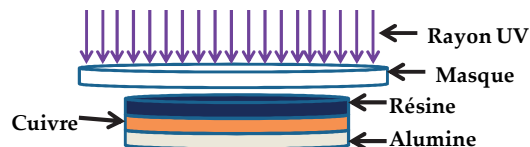


Figure II.10 : Echantillon pendant l'insolation au rayonnement UV

c.4 -Révélation

Après insolation l'échantillon est plongé dans un révélateur. Ce dernier élimine les parties non désirées de la résine faisant apparaître ainsi le cuivre. La résine restante ne protège le cuivre que sur les parties où le masque a bloqué les UV (c'est-à-dire une résine positive). L'échantillon est finalement rincé à l'eau pure. A la fin de cette opération le substrat se présente sous la forme suivante :



Figure II.11 : Echantillon après révélation

c.5) -Recuit final

C'est une étape qui consiste à éliminer les solvants de la résine et améliorer sa tenue mécanique. On effectue un recuit à 110°C pendant 4 minutes dans un four. La chaleur fournie agit durant ce procédé comme un catalyseur pour accélérer les réactions.

d) - Gravure

La gravure est une étape qui se fait dans la salle chimie du laboratoire LT2C. C'est une opération qui consiste à enlever le cuivre aux endroits où il n'est pas souhaité et ainsi à faire apparaître les pistes conductrices de la bobine après les étapes micro technologiques de la salle blanche. On distingue deux types de gravure sèche et humide. Dans le cas de la gravure « sèche » les atomes de la couche sont arrachés par des ions d'un plasma. Ce type de gravure est réalisé au moyen d'un réacteur plasma et est utilisé lorsque les dimensions sont faibles. Sa mise en œuvre est difficile surtout par rapport à l'extraction des particules à la fin de la gravure. Pour la gravure « humide », l'opération consiste à tremper l'échantillon dans une solution composée d'un acide et d'un solvant, en général de l'eau. L'acide grave la couche en attaquant la matière par réaction chimique. La vitesse de gravure dépend de la concentration de la solution et de la température.

Après rinçage, l'échantillon final est plongé dans un solvant (en général de l'acétone), pour éliminer la résine durcie et faire apparaître les lignes conductrices. Puis on le rince à l'eau pour obtenir ainsi le composant final qui subira une dorure pour éviter l'oxydation du conducteur (cuivre).

e) - Dorure

Cette opération consiste à déposer une couche d'or sur les bobinages pour éviter l'oxydation du dispositif. C'est ainsi, qu'après la fabrication en salle blanche et la gravure au laboratoire LT2C, pour protéger notre échantillon nous avons déposé une couche fine d'or sur les bobinages avant la réalisation du bonding.

La méthode de dorure la plus utilisée et maîtrisée par le laboratoire LT2C est la méthode de dorure dite « dorure galvanoplastie » comme représenté sur la figure ci-dessous.

Au moyen d'un courant électrique, le métal préalablement dissous (or) dans un bain est déposé sur la pièce à protéger. C'est l'opération qui utilise le principe de l'électrolyse (décomposition chimique des substances en fusion ou en solution, produite par un courant

CHAPITRE : II-STRUCTURES ETUDIÉES ET RÉALISÉES

électrique). Quand on établit une différence de potentiel au moyen d'un générateur entre l'anode et la cathode, un champ électrique est créé dans l'électrolyte. Les ions positifs se dirigent vers la cathode et sont réduits sous forme de métal, tandis que les ions négatifs se dirigent vers l'anode et sont oxydés. La pièce placée à l'anode se décompose petit à petit dans l'électrolyte sous l'action du courant.

Ainsi, l'opération de la dorure dure entre 50s à 1mn selon l'épaisseur du film d'or souhaitée. L'épaisseur déposée dans notre cas est estimée à quelques centaines de nanomètres.

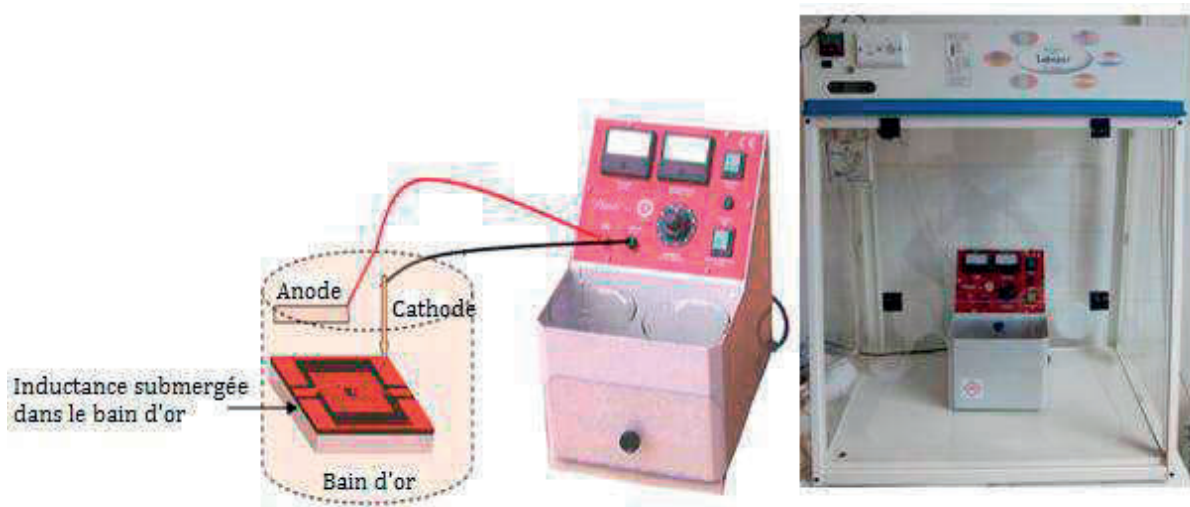


Figure II.12 : Galvanoplastie utilisée par le laboratoire

f) - Bonding

La réalisation du bonding qui relie le plot extérieur au plot central est une étape très importante. En effet, les mesures sont réalisées à l'aide d'un analyseur vectoriel qui ne dispose pas de sondes permettant de faire des mesures sur des échantillons où les deux plots (plot central et le plot extérieur) ne sont pas connectés. Le bonding consiste à réaliser une liaison électrique du centre vers l'extérieur.

Cette étape de réalisation de bonding se fait à Grenoble au sein du laboratoire CIME qui dispose d'une machine (type KS4523) permettant de faire cette opération et qui maîtrise cette technique.



Figure II.13 : Machine KS4523 pour la réalisation de bonding

Le bonding est en général réalisé en fil d'or ou d'aluminium soudé par ultrason dit « wedge bonding ». Pour ce type de soudure, l'énergie au niveau de la soudure est apportée par micro-vibration à une fréquence élevée sous une certaine pression. Les vibrations sont entretenues par un transducteur piézo-électrique solidaire d'une électrode mobile appelé « sonotrode » au bout de laquelle est fixé l'outil.

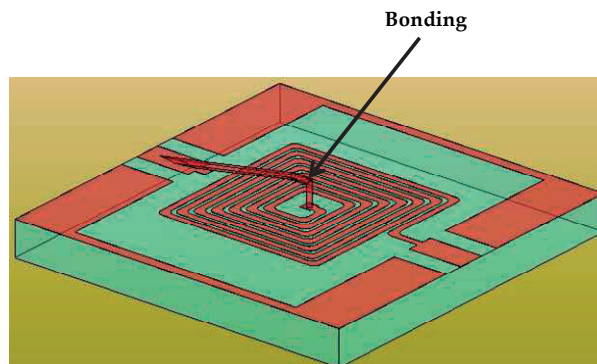



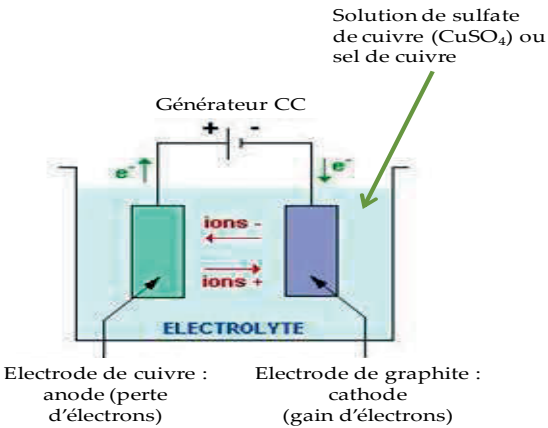

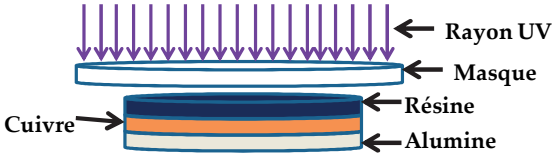


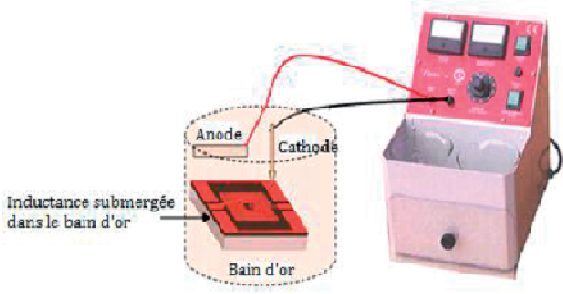
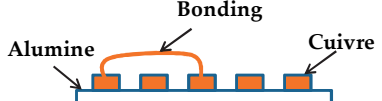
Figure II.14 : Réalisation de bonding sur spiral

II.1.3-Bilan

Pour réaliser nos échantillons (inductances à air), nous avons besoins de toutes les étapes micro technologiques décrites dans les paragraphes précédents. Nous résumons toutes les étapes de la réalisation de nos composants, depuis le dépôt de cuivre jusqu'à la pose de fils reliant le plot extérieur au plot intérieur (bonding) dans le tableau ci-après.

CHAPITRE : II-STRUCTURES ETUDIEES ET REALISEES

Tableau II.3 : Synthèse de la réalisation des inductances à air

Etapas	photos
Substrat d'alumine	
Dépôt de cuivre	 <p style="text-align: right;">Solution de sulfate de cuivre (CuSO_4) ou sel de cuivre</p> <p style="text-align: center;">Générateur CC</p> <p style="text-align: center;">ELECTROLYTE</p> <p>Electrode de cuivre : anode (perte d'électrons) Electrode de graphite : cathode (gain d'électrons)</p>
Dépôt de la résine	
Insolation	
Révélation	
Gravure	
Dorure	
Bonding	

II.2- INDUCTANCE À UNE COUCHE

II.2.1- Constitution

Les inductances à une couche réalisées au laboratoire LT2C sont constituées d'un substrat de verre, d'un matériau magnétique (YIG) et d'un conducteur en cuivre (figure II.14). Les substrats de YIG que nous utilisons sont des produits commerciaux et fournis par la compagnie Temex Ceramics. Ils sont de forme carrée de 50,8 mm de côté et de 1mm d'épaisseur. Les épaisseurs désirées, comprises entre 50 et 500 μ m, peuvent être obtenues après une opération de rodage.

Enfin, le polissage permet d'obtenir un bon état de surface. Dans un deuxième temps on effectue le dépôt de cuivre par pulvérisation, la photolithographie en salle blanche, la gravure, la dorure et la réalisation du bonding.

II.2.2- Préparation de la couche magnétique

a) -Le collage

Le YIG est un matériau très cassant, afin de lui donner une rigidité mécanique importante pendant sa manipulation, ce dernier est collé sur un substrat de verre. C'est ainsi que lors de la réalisation de nos dispositifs nous avons utilisé deux types de colle : la colle dite Baume du Canada lorsque le dispositif est destinée à être décollé par la suite et la colle Geofix (type A et B) pour un collage définitif.

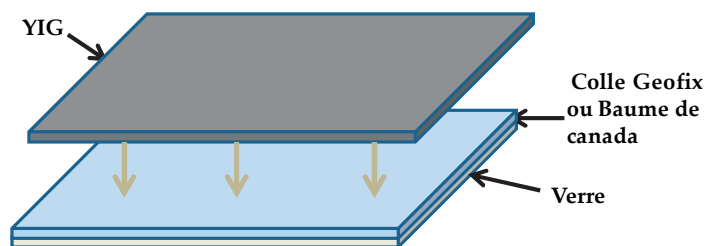


Figure II.15 : Principe de collage

b) -Le sciage

L'ensemble du substrat ferrite et verre est trop grand pour la polisseuse. Pour avoir une dimension acceptable l'ensemble ferrite et verre doit donc être scié.

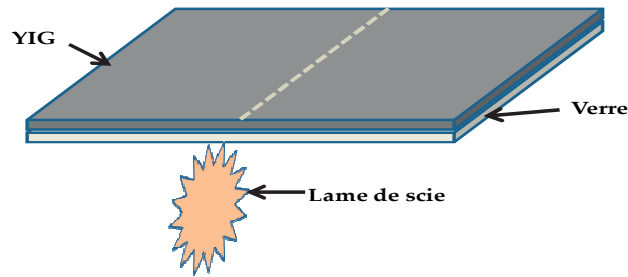


Figure II.16 : a) Plan de sciage

Ainsi, pour scier notre substrat (ferrite et verre) nous avons utilisé une scie électrique de marque « BUEHLER TYPE ISOMET 1000 PRECISION SOW » disponible au laboratoire (figure II.17).



Figure II.17 : a) Scie Isomet 1000

BUEHLER ISOMET 1000 PRECISION SOW est un appareil conçu pour couper différents type des matériaux solides de petites dimensions tels que les plastiques, métaux, céramiques etc.... L'appareil comporte principalement :

- un régulateur de vitesse de rotation permettant de contrôler la vitesse de rotation du moteur;
- un régulateur d'arrêt automatique pouvant contrôler la profondeur de coupe ;
- des lames (disques) diamantées ayant des épaisseurs différentes autorisant de coupes plus précises (dans notre cas nous avons utilisé la lame de 400 μ m d'épaisseur);
- un support de fixation de l'échantillon à couper ;

CHAPITRE : II-STRUCTURES ETUDIÉES ET RÉALISÉES

- un bac de lubrification permettant de diminuer la température de l'échantillon et du disque, d'éliminer les copeaux de la zone de coupe et de fournir un bon rendement de coupe ;
- de deux écrans numériques permettent de contrôler le fonctionnement de l'appareil ;
- un système de préhension des échantillons installé sur un système de micro positionnement à trois axes (X, Y et Z) à été rajouté à cet ensemble pour faciliter la réalisation des découpes, la réalisation des encoches sur les substrats ferrite.

Avant la mise en route de l'appareil, l'échantillon à couper est fixé sur un support relié au micro positionneur. Ce dernier permet positionner l'ensemble échantillon et support suivant trois directions (X, Y et Z). Après avoir positionné l'échantillon suivant la direction de coupe on met en marche la scie. Ensuite on fait déplacer l'ensemble support échantillon suivant la direction de coupe (axe X). Le déplacement suivant cette direction est assuré par un ensemble :

- ✓ vis sans fin
- ✓ moto réducteur
- ✓ alimentation DC réglable

c) - Le rodage

Les substrats YIG utilisés pour la réalisation de nos échantillons sont de forme carrée et ont une épaisseur d'environ 1000 μm . La technique la plus utilisée dans le processus de micro-usinage pour diminuer les épaisseurs du substrat jusqu'à l'épaisseur désirée est le rodage.

Le rodage est une technique d'enlèvement de la matière pour atteindre des tolérances de planéité et d'épaisseur. Le dispositif à roder est placé sur un plateau en rotation sur lequel se trouve un film abrasif (figure II.18).

Pour avoir une épaisseur voulue avec une bonne planéité on utilise la technique de rodage par abrasif libre. Ce dernier permet d'obtenir un rodage par enlèvement de matière. Par conséquent, il y a moins de tension sur la matière et le risque de déformation est faible.

Cette technique de rodage utilise un abrasif dans un milieu liquide ou pâteux pour garder les particules libres lors de la rotation de l'ensemble plateau et dispositif à roder. L'abrasif est directement injecté entre le support de rodage en rotation et le substrat.

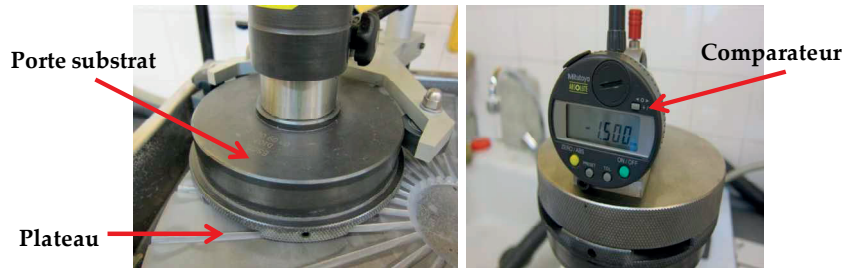


Figure II.18 : Rodeuse + comparateur (Laboratoire de géologie L.M.V)

Lors du rodage du substrat l'épaisseur désirée est contrôlée par la vitesse (15tr à 45 tr par mn) et le temps (30 à 40 mn). Pour obtenir l'épaisseur désirée on règle la hauteur du porte-substrat à l'aide d'un comparateur. Le réglage se fait à partir de l'épaisseur du substrat de verre, l'épaisseur du substrat de YIG, l'épaisseur de la colle et une marge de 40 μ m.

d) - Le polissage

Pour obtenir un état de surface du substrat rodé de très haute qualité nécessaire à la réalisation des inductances nous avons utilisé la technique du polissage. Ce dernier a pour but d'effectuer un traitement de surface qui consiste à faire disparaître les irrégularités dues à l'usinage précédent (rodage) et permet de donner un aspect fini, lisse et brillant miroir. Il est nécessaire d'utiliser dans ce cas un fluide abrasif qui joue ainsi le rôle de lubrifiant et de refroidisseur.

Pour la réalisation du polissage, on utilise un tapis $\frac{1}{4}$ de micromètre qui sera positionné sur le plateau inférieur de la polisseuse. Le substrat à polir est nettoyé dans un bac à ultrason pendant 10 à 20 secondes, puis placé sur un porte-substrat et l'ensemble est installé sur le plateau supérieur de la polisseuse. Le polissage se fait par la mise en contact et en rotation des deux plateaux.

La qualité du polissage est déterminée par la vitesse de rotation des plateaux, le temps et la pression entre les deux plateaux.

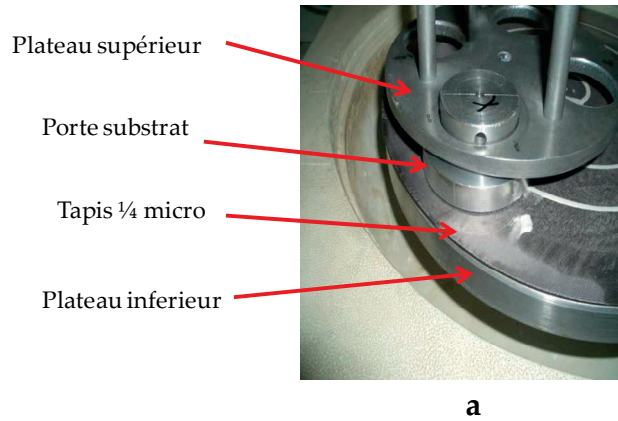


Figure II.19 : Polisseuse

e)- Dépôt du cuivre et réalisation des motifs

Les étapes nécessaires au dépôt du cuivre et à la réalisation des motifs (spirale, plan de masse) sont totalement identiques à celles mise en œuvre pour la réalisation d'une inductance à air (paragraphe II.1).

Aucune couche isolante n'est nécessaire entre le substrat de ferrite et le cuivre compte tenu de la résistivité des ferrites et du YIG en particulier ($\rho_{YIG}=10^8\Omega.m$)

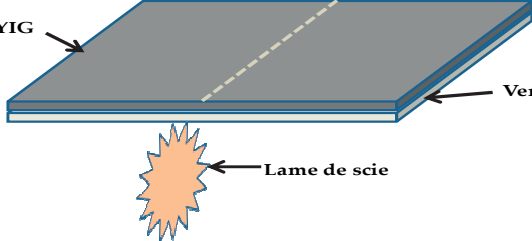
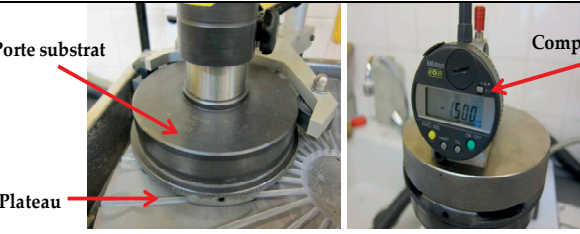
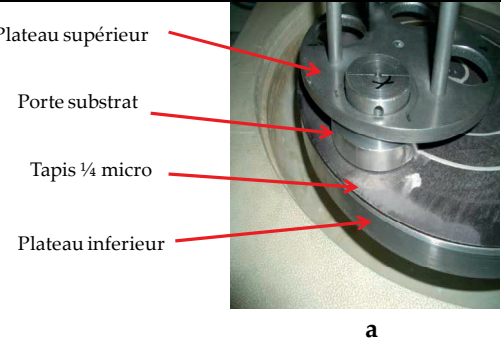
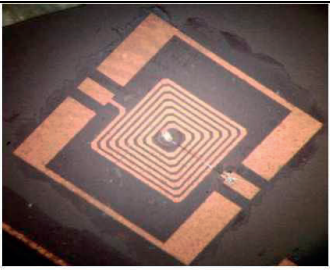
II.2.3- Bilan

La réalisation des inductances à une couche de matériau magnétique, nécessite en plus des étapes micro technologiques décrites dans les paragraphes précédents quelques étapes supplémentaires. Nous résumons toutes les étapes de la réalisation des inductances à une couche de matériau magnétique, depuis le dépôt de cuivre jusqu'à la pose de bonding dans le tableau ci-après.

Tableau II.4 : Synthèse de la réalisation des inductances à une couche de matériau magnétique

Etapes	Photos
Collage de substrat de YIG sur le substrat de verre (Colle Geofix)	

CHAPITRE : II-STRUCTURES ETUDIEES ET REALISEES

<p>Sciage des deux bandes des substrats collés</p>	
<p>Rodage pour obtenir l'épaisseur de matériau magnétique désirée</p>	
<p>Polissage pour un état de surface acceptable</p>	
<p>Dépôt de cuivre jusqu'à la pose de bonding (voir tableau II.3)</p>	

II.3- INDUCTANCE À DEUX COUCHES

Une inductance planaire à deux couches comme définie dans la première partie est une inductance dont le bobinage est pris en sandwich entre deux couches de YIG. Les processus de réalisation de ce type d'inductance est identique aux processus de réalisation des inductances du paragraphe II.2 (inductance une couche).

Autrement dit pour obtenir une inductance à deux couches il "suffit" de rapporter une couche au dessus de l'inductance à une couche. La réalisation d'une telle inductance est très complexe car elle nécessite la réalisation d'une connexion entre le plot central et le plot extérieur alors que la couche supérieure se trouve au dessus de la spirale. Nous avons trouvé

CHAPITRE : II-STRUCTURES ETUDIEES ET REALISEES

deux solutions, la première consiste à créer un via horizontal et la seconde un bonding prenant place dans une fente aménagée sur la couche supérieure.

II.3.1- Préparation de la couche supérieure

La préparation du substrat de YIG se fait de la même manière que précédemment c'est-à-dire rodage, sciage et polissage. Le collage est réalisé afin de pouvoir décoller les différents éléments à la colle dite baume du Canada. La réalisation de la couche supérieure consiste à découper en bande le substrat de YIG rodé et poli pour ensuite réaliser une fente. Les bandes découpées seront ensuite rapportées sur l'inductance à une couche. La figure II.20 représente l'outil utilisé pour le découpage des échantillons.

Après le collage, rodage et sciage au laboratoire, les opérations de découpages de la plaque de matériau matériau avec fente (couche supérieure) se font au laboratoire par la scie BUEHLER TYPE ISOMET 1000 PRECISION SOW. La largeur de la lame utilisée pour découper les échantillons est de 400 μ m.

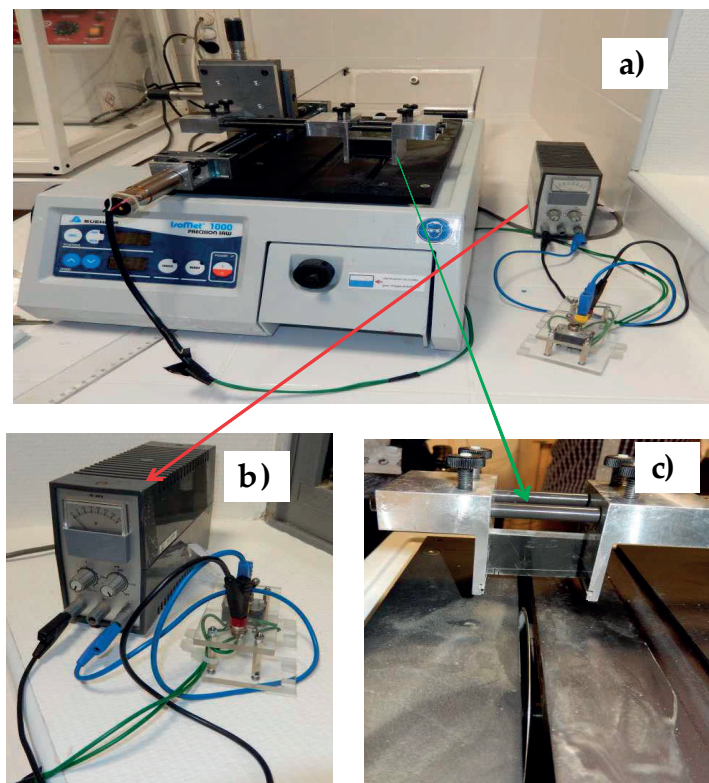


Figure II.20 : a) Scie Isomet 1000 ; b) Alimentation DC réglable ; c) Substrat placé sur le support de fixation

II.3.2- Report de la couche supérieure

C'est une opération qui consiste à déposer et à coller la couche supérieure de YIG sur l'inductance une couche réalisée précédemment.

- a) Réalisation de l'inductance double couche avec bonding et fente sur la couche supérieure.

Cette solution consiste à réaliser tout d'abord le bonding pour connecter le plot central au plot extérieur puis à reporter ensuite la couche supérieure.

C'est ainsi que nous avons réalisé pour nos échantillons une couche supérieure avec une bande de 4mm^2 dans laquelle on usine une fente de 2,5 mm de long comme l'illustre la figure II.20. Cette fente est réalisée à l'aide d'une scie utilisant une lame diamantée de faible épaisseur ($400\ \mu\text{m}$).

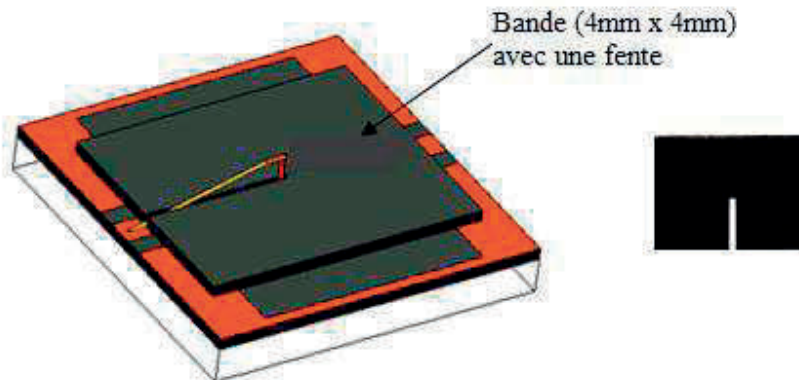


Figure II.20 : Inductance deux couches avec bonding et fente sur la couche supérieure

- b) Collage de la couche supérieure

Le collage de la couche supérieure se fait par l'intermédiaire d'un banc (figure II.21) composé d'un micro-positionneur, d'une loupe binoculaire, d'un écran de visualisation relié à la binoculaire, d'un plateau réglable suivant l'axe verticale (axe z) et un angle Θ et d'un bras portant le système de préhension (électro-aimant).

Le micro-positionneur est un dispositif qui effectue des opérations de placement des objets fixés à son extrémité suivant les trois directions x, y, et z.

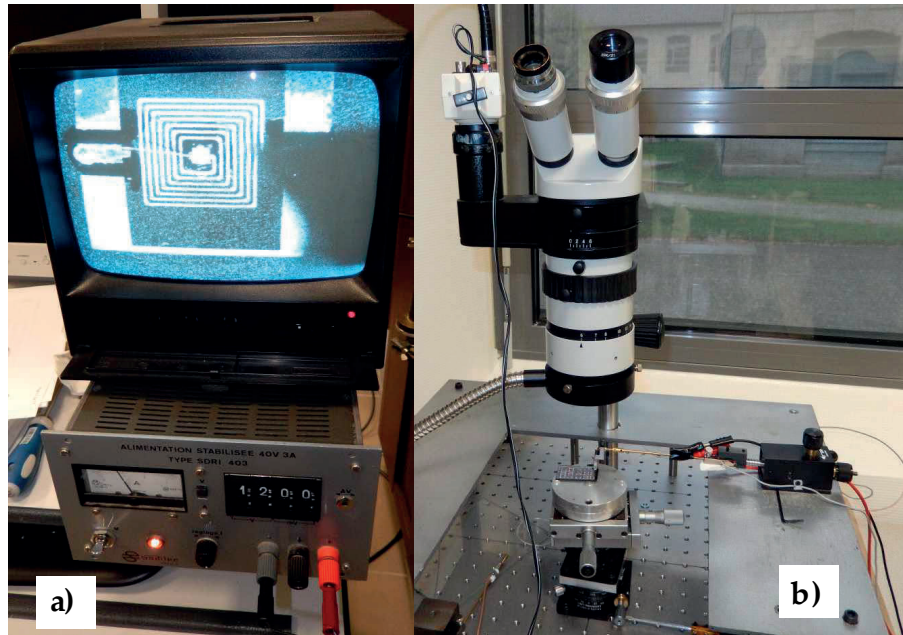


Figure II.21 : Banc de report de la couche supérieure

c) Principe d'utilisation du banc

L'inductance est placée sur le plateau ajustable en rotation et en hauteur. Une fois que le système de préhension est alimenté par un courant à travers la bobine, la pointe s'aimante et permet de prendre la couche supérieure.

Le système de préhension est fixé à l'extrémité de bras du micro-positionneur figure II.22. Il a pour rôle de saisir (aimantation) et lâcher (désaimantation) la plaque magnétique (couche supérieure). Le système de préhension est constitué d'un bobinage de 40 tours enroulé autour d'un acier. L'aimantation et la désaimantation se fait par injection et annulation de courant (environs 1A) dans la bobine à l'aide de module d'alimentation.

Par l'intermédiaire du micro-positionneur on peut déplacer la couche supérieure suivant les trois directions (maximum de déplacement 12,7mm) afin de la positionner avec précision.

Une fois la couche est bien positionnée on coupe le courant et la couche est relâchée sur la cible (inductance à une couche).

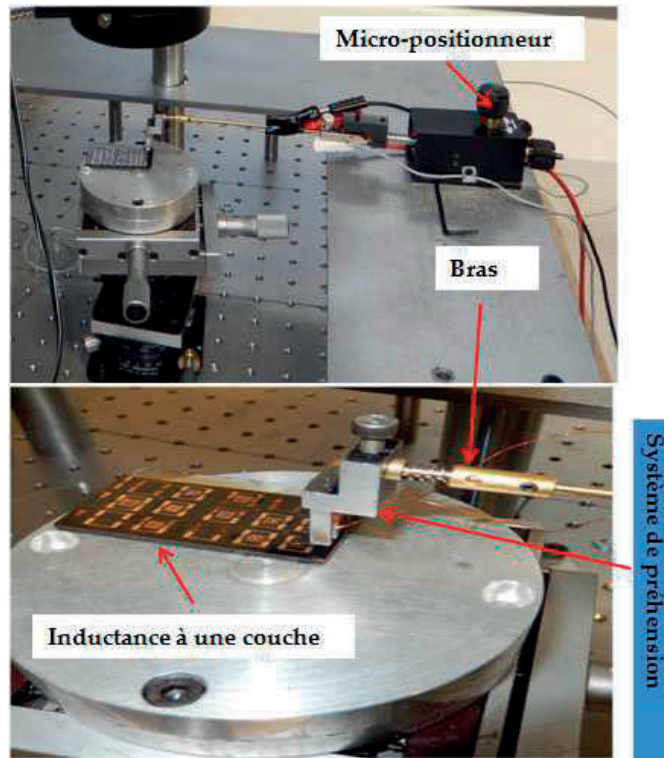
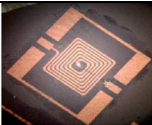
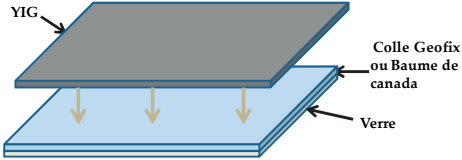


Figure II.22 : Report de la couche supérieure

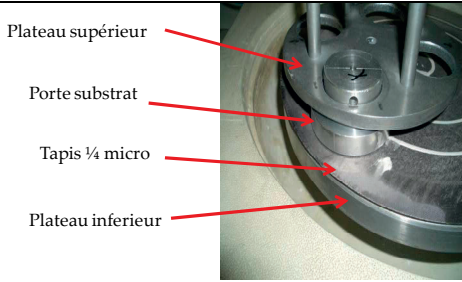
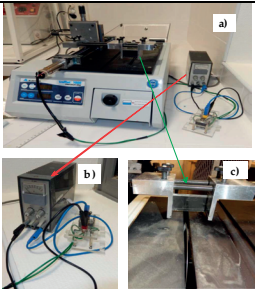
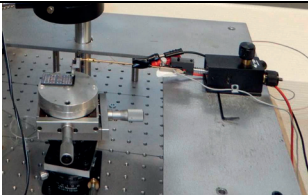
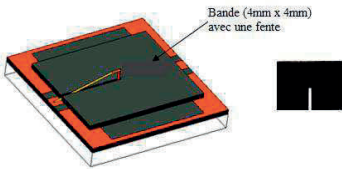
II.3.3- Bilan

Nous avons réalisé des inductances à deux couches de matériau magnétique (YIG). Ces inductances ont été réalisées en posant une couche de YIG (appelée couche supérieure) au dessus de la bobine de l'inductance à une couche de YIG. Le tableau 5 résume les étapes de la réalisation des inductances à deux couches.

Tableau II.5 : Synthèse de la réalisation des inductances à une couche de matériau magnétique

Etapes	Photos
Inductance à une couche de matériau magnétique (YIG)	
Collage de substrat de YIG sur le substrat de verre (Baume de canad)	

CHAPITRE : II-STRUCTURES ETUDIEES ET REALISEES

Sciage des deux bandes des substrats collés jusqu'à polissage (tableau II.4)	 <p>Plateau supérieur</p> <p>Porte substrat</p> <p>Tapis 1/4 micro</p> <p>Plateau inférieur</p> <p>a</p>
Sciage de la couche supérieure	 <p>a)</p> <p>b)</p> <p>c)</p>
Report de la couche supérieure	
Inductance à deux couches	 <p>Bande (4mm x 4mm) avec une fente</p>

CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons décrit les inductances planaire à air et à couches de matériau magnétique qui serviront de dispositifs pour la validation de nos modèles ainsi que les principales étapes nécessaires à leurs réalisations.

Les différentes étapes technologiques ont été décrites : depuis le dépôt de cuivre jusqu'à la réalisation de la couche supérieure (dans le cas des inductances à deux couches), en passant par l'insolation, la gravure, la dorure, le rodage, le sciage, le polissage et le bonding. Ces étapes ont nécessité l'utilisation des moyens technologiques de plusieurs laboratoires de recherche :

- ✓ laboratoire Hubert Curien de Saint-Etienne
- ✓ laboratoire de géologie L.M.V
- ✓ laboratoire CIME de Grenoble
- ✓ laboratoire Ampère de Lyon

CHAPITRE : II-STRUCTURES ETUDIEES ET REALISEES

Parmi toutes les techniques utilisées lors de la réalisation des composants le collage, le sciage, la pulvérisation cathodique pour le dépôt de cuivre, la gravure, et la dorure sont maîtrisés et se font directement au laboratoire LT2C. La Photolithographie au laboratoire Hubert Curien de l'UJM. Tandis que le rodage et le polissage des substrats de YIG sont effectués en utilisant les moyens de laboratoire de géologie L.M.V de l'UJM de Saint-Etienne. La réalisation du bonding se fait avec la collaboration du laboratoire CIME de Grenoble.

REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE

- [1] Dagal Dari Yaya “Conception, Réalisation et Caractérisation d’Inductances Planaires à Couches Magnétiques » UNIVERSITÉ JEAN MONNET DE SAINT-ÉTIENNE, these soutenue en mars 2013, pp.170
- [2] Adoum KRIGA “ Etude a la realisation de micro-inductances pour convertisseur DC/DC” UNIVERSITÉ JEAN MONNET DE SAINT-ÉTIENNE, these soutenue en decembre 2008, pp.142
- [3] ALLASEM Desiré, “Contribution a la réalisation d’une micro-inductance” Université Jean Monnet de Saint-Etienne, these soutenue en novembre 2010, pp.177
- [4] Lamine HATTALI ‘CARACTÉRISATION ET MODÉLISATION THERMO-MÉCANIQUES DES ASSEMBLAGES MÉTAL-CÉRAMIQUE ÉLABORÉS PAR THERMOCOMPRESSION’, Génie Des Matériaux, ÉCOLE CENTRALE DE LYON, année 2009, p212
- [5] Sunderarajan S. and al Mohan “Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances”, IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 34, NO. 10, OCTOBER 1999.
- [6] Serge Rousseau « Dorure sur métal » FICHE TYPE D'INVENTAIRE DU PATRIMOINE CULTUREL IMMATERIEL DE LA France.
- [7] Yan-mei JIANG « Pulvérisation cathodique assistée par ordinateur » UNIVERSITÉ PARIS XI ORSAY, thèse soutenue le 4 décembre 1992, pp157

A decorative border of small yellow stars surrounds the entire page. In the center, a dark red rectangular frame contains the chapter title and author name.

CHAPITRE : III – MODELISATIONS

Mahamat HASSAN BECHIR

CHAPITRE : III – MODELISATION	81
INTRODUCTION	81
I-INTERET DE LA MODELISATION ET OBJECTIFS VISES	81
<i>I.1- INTÉRÊT DE LA MODÉLISATION</i>	<i>81</i>
<i>I.2- OBJECTIFS VISÉS</i>	<i>81</i>
II. SIMULATION ET DESIGN	82
<i>II.1- SIMULATION</i>	<i>82</i>
<i>II.2 - DESIGN</i>	<i>83</i>
III- ETUDE BIBLIOGRAPHIQUE	84
<i>III.1- MODÈLE RL</i>	<i>85</i>
<u>III.1.1 -Résistance constante</u>	<u>85</u>
<u>III.1.2 - Résistance Variable</u>	<u>85</u>
<i>III.2- MODÈLE PRENANT EN COMPTE LES COUPLAGES ENTRE SPIRES</i>	<i>86</i>
<i>III.3- MODÈLE PRENANT EN COMPTE LES EFFETS DU SUBSTRAT</i>	<i>88</i>
<i>III.4- MODÈLE PRENANT EN COMPTE LES EFFETS DU SUBSTRAT ET DU MATÉRIAU MAGNÉTIQUE</i>	<i>90</i>
CONCLUSION	92
IV- LES MODELES RETENUS	93
<i>IV.1- MODELE POUR INDUCTANCE A AIR</i>	<i>93</i>
<u>IV.1.1-Extraction des éléments des modèles</u>	<u>94</u>
<i>a) - Détermination de la capacité C_s</i>	<i>96</i>
<i>b) -Détermination de L_0</i>	<i>97</i>

CHAPITRE : III - MODELISATION

<i>IV.2- MODELE POUR INDUCTANCE A UNE COUCHE DE MATÉRIAU MAGNÉTIQUE (SANS PERTE MAGNÉTIQUE)</i>	98
IV.2.1- Présentation du modèle.....	98
IV.2.2- Justification du modèle.....	99
IV.2.3 -Extraction des paramètres du modèle.....	101
<i>IV.3- MODELE POUR INDUCTANCE A UNE COUCHE DE MATÉRIAU MAGNÉTIQUE (AVEC PERTE MAGNÉTIQUE)</i>	103
<i>IV.4- MODELE DÉVELOPPE POUR UNE INDUCTANCE A DEUX COUCHES DE MATÉRIAUX MAGNÉTIQUE</i>	105
CONCLUSION	106
V- REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE	108

CHAPITRE : III – MODELISATION

INTRODUCTION

Précédemment dans les premier et deuxième chapitres nous avons présenté un aperçu général sur les inductances intégrées, montré qu'il existe plusieurs approches dans la littérature permettant de réaliser ou de fabriquer des inductances avec des formes différentes. Ensuite nous avons présenté les structures réalisables ou réalisées au laboratoire (structure à air, à une ou deux couches de matériau magnétique), ainsi que leurs technologies de fabrication.

Nous décrirons dans ce chapitre l'intérêt de la modélisation suivi de nos objectifs, les modèles développés pour des inductances planaires avec ou sans perte puis la méthode d'extraction des éléments du modèle. Le chapitre est scindé en quatre (4) grandes parties :

- intérêt de la modélisation et les objectifs visés
- simulation et design
- état de l'art
- les modèles retenus

I-INTERET DE LA MODELISATION ET OBJECTIFS VISES

1.1- INTÉRÊT DE LA MODÉLISATION

La modélisation a pour objectif de mettre au point des modèles qui rendront compte du comportement des composants.

Aussi la modélisation consiste à créer une représentation physique ou mathématique des phénomènes réels moyennant certaines hypothèses. Cette représentation permet d'étudier les comportements de composant ou du système étudié.

Ainsi, la modélisation permet de représenter, de décrire à l'aide d'un schéma équivalent électrique constitué d'éléments passifs (R, L et C) le comportement d'un dispositif. Ces éléments permettent de rendre compte du comportement en fréquence (par exemple la résistance permettra de prendre en compte de l'effet de peau), du composant ou bien du comportement du composant dans un circuit (par exemple une inductance dans un circuit intégré).

1.2- OBJECTIFS VISÉS

Notre objectif principal est d'établir des modèles d'inductances qui serviront soit au dimensionnement et à l'étude de l'influence de certains paramètres géométriques et/ou

magnétiques sur les valeurs des éléments du modèle, soit à la caractérisation d'un composant déjà réalisé au laboratoire.

En ce qui concerne la première approche, l'utilisation d'un outil de simulation permettra de dessiner la structure (design), de définir les paramètres des matériaux et d'effectuer la simulation. A partir des résultats obtenus on pourra extraire les paramètres du modèle.

La deuxième approche est l'utilisation d'un outil de caractérisation comme l'analyseur vectoriel de réseaux qui permet d'accéder aux paramètres S_{ij} . Les composants ainsi réalisés sont aussi caractérisés et les résultats des mesures exploités afin d'extraire les paramètres du modèle.

Vis-à-vis de cette tâche mon travail consiste à proposer différents modèles, à faire des simulations sur une large gamme de fréquence et extraire les paramètres des modèles retenus puis à valider les résultats de façon expérimentale.

L'utilisation du simulateur HFSS permet de simuler des inductances en faisant varier certains paramètres géométriques par exemple afin d'obtenir les paramètres S_{ij} ($i,j=1$ à 2), d'extraire les éléments du modèle choisi, puis de comparer ces résultats à des mesures effectuées sur des composants réalisés au laboratoire LT2C.

A cet effet, nous allons dans ce chapitre, chercher à modéliser et dimensionner l'inductance afin de définir une structure permettant de prendre en compte toutes les propriétés du composant. Nous étudierons ainsi dans cette partie les cas des inductances avec ou sans couche de matériau magnétique.

II. SIMULATION ET DESIGN

II.1- SIMULATION

L'objectif de cette thèse consiste à développer des modèles assez simples, avec « peu » de paramètres et suffisamment performants pour prendre en compte les principaux phénomènes physiques. Les modèles développés doivent être adaptés aux différents types d'inductances : à air, à une couche et à deux couches de matériau magnétique. Il est nécessaire d'étudier ces différents types d'inductances par simulation puis par caractérisation afin de confronter les résultats de simulation avec la mesure.

Ainsi pour minimiser les coûts, analyser et optimiser les performances d'un système ou d'un composant, plusieurs approches peuvent être utilisées, parmi lesquels l'outil de

simulation. Pour obtenir des résultats précis avec un minimum d'étapes et de temps de simulation le choix du simulateur est très important.

Dans la littérature, les simulateurs comme Advanced Design System (ADS) MOMENTUM, SONNET [1-2] et HFSS (High Fréquence Structure Simulator) [3-4] sont les plus utilisés grâce à leur précision de calculs et de leur facilité d'utilisation. Notre choix s'est orienté sur le simulateur HFSS. Ce dernier est un simulateur qui utilise la méthode des éléments finis (FEM) qui est particulièrement efficace pour l'analyse des structures planaires.

La méthode des éléments finis utilise la formulation intégrale des équations de Maxwell et les courants dans la structure sont considérés comme des inconnues. Ces formulations permettent de caractériser le comportement du substrat et du matériau magnétique, ainsi que les couplages et les courants de Foucault. Lors de la simulation, les conducteurs sont maillés en triangles ou en tétraèdres. En utilisant la méthode des éléments finis, le simulateur calcule les paramètres S, Y ou Z en fonction de la fréquence.

II.2 - DESIGN

Nous avons vu dans le premier chapitre qu'il existe trois différentes formes des spirales (orthogonale, ronde, et carrée). Notre choix s'est orientée vers la spirale carrée car elle est facile à dessiner et est maîtrisé au laboratoire LT2C.

La figure III.1 représente le design d'une inductance planaire. Dans cette figure, nous avons reliés les variables entre elles par des relations bien définies de sorte que la modification d'une des variables s'accompagne par la variation de toutes les dimensions qui lui sont dépendantes.

Ainsi, la largeur des conducteurs est représentée par **R**, la distance qui sépare les spires par **D**, la distance qui sépare la dernière spire et le plan de masse par **A**, la distance entre le plot central et la première spire est défini par **D1**, la largeur du plan de masse par **P_{cy}**, la dimension du plot central (lié au conducteur) fait dans le plan de masse par **V**. La longueur totale du composant est défini par la variable **L_t** et est obtenu par la formule suivante :

$$L_t = 2 * (A + P_{cy} + D_1 + N.R + (N - 1).D) \quad (3.1)$$

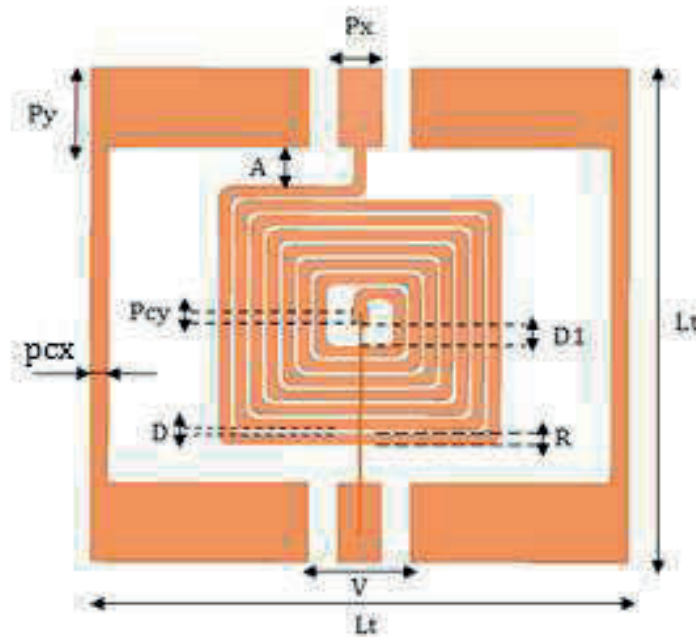


Figure III.1 : Design

Voici les caractéristiques de l'inductance que nous avons étudiée

- Nombre de spires $N=7$;
- Largeur de plan de masse $P_{cy} = 200\mu\text{m}$;
- Ecart entre les spires $D = \text{variable}$;
- Largeur de spire $R = \text{variable}$;
- Ecart entre la dernière spire et le plan de masse $A = 400\mu\text{m}$;
- Distance entre le plot central et la première spire $D1 = 400\mu\text{m}$;
- Ecart entre le plot extérieur et le plan de masse $V = 1000\mu\text{m}$;
- Largeur de plot extérieur $P_{cx} = 200\mu\text{m}$;
- Longueur de plot extérieur $P_y = 1000\mu\text{m}$;
- Epaisseur du cuivre $e = 5\mu\text{m}$;
- Epaisseur de substrat $E_{\text{sub}} = 635\mu\text{m}$;
- Epaisseur de YIG $E_{\text{yig}} = 0\mu\text{m}$;
- Longueur extérieure $L_t = 6070\mu\text{m}$.

III- ETUDE BIBLIOGRAPHIQUE

Dans la littérature, les travaux de différents auteurs sont classés suivant le degré de complexité du modèle du plus simple au plus complexe en considérant les pertes dans les bobinages et les couplages capacitifs.

III.1- MODÈLE RL

Tout d'abord l'inductance peut être modélisée par une inductance idéale L en série avec une résistance R (figure (III.2) [7, 8, 16]). C'est un modèle bien adapté pour les basses fréquences.

A partir de ce modèle deux cas de figure peuvent être étudiés suivant la valeur de la résistance (fixe ou fonction de la fréquence). Dans tous les cas les couplages capacitifs sont négligés.

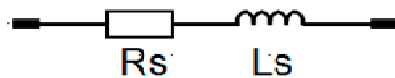


Figure III.2 : Modèle simple

III.1.1 -Résistance constante

Ce type de modèle est bien adapté pour de très basses fréquences, pour lesquelles les effets des courants de Foucault (effet de peau et de proximité) sont négligeables. La résistance R est constante et égale à la résistance R_{DC} en continu.

Tout comme la résistance, la valeur de l'inductance L doit rester sensiblement constante jusqu'à la limite de validité du modèle. Mais la variation de la valeur de cette dernière implique l'inadaptation du modèle et par conséquent d'autres phénomènes à prendre en compte tel que les couplages capacitifs entre les spires et les différents matériaux [7].

III.1.2 - Résistance Variable

Lorsque la fréquence augmente, des courants de Foucault (effet de peau et de proximité) se développent dans les conducteurs, ce qui se traduit par des pertes Joule supplémentaires. Cette augmentation peut être prise en compte par une résistance R variable en fonction de la fréquence. Ce modèle possède un domaine de validité plus large que le précédent.

Yu Cao, Robert A. Groves et Xuejue Huang [8] ont simulé et caractérisé une inductance planaire à air en considérant le modèle RL série simple puis confronté les deux résultats. Ils ont remarqué que les courbes obtenues par simulation et par caractérisation de L et R en fonction de la fréquence sont superposées jusqu'à 7 GHz pour l'inductance étudiée. Au-delà de cette fréquence les effets des couplages capacitifs sont dominants et le modèle simplifié RL ne peut plus représenter l'inductance.

De même Chang H. Ahn, Yong J. Kim et Mark G. Allen [9] ont montré par simulation (HFSS) que le modèle RL n'est valable que lorsque la matrice admittance Y ($Z = 1/Y$) est

symétrique. Les éléments du modèle RL sont extraits de la matrice. Après simulation ils constatent que le modèle est valable jusqu'à 5 GHz. Au-delà de cette fréquence, la matrice admittance n'est plus symétrique et par conséquent le modèle RL n'est plus valable; il faut tenir compte des capacités parasites et des autres pertes.

III.2- MODÈLE PRENANT EN COMPTE LES COUPLAGES ENTRE SPIRES

Ainsi pour remédier aux inconvénients du modèle précédent, différents auteurs [6-7, 9, 13, 17, 26] ont proposé un modèle permettant de prendre en compte l'ensemble des couplages capacitifs (figure III.3) :

- ✓ couplages entre les spires
- ✓ couplages entre les spires et le bonding ou le via

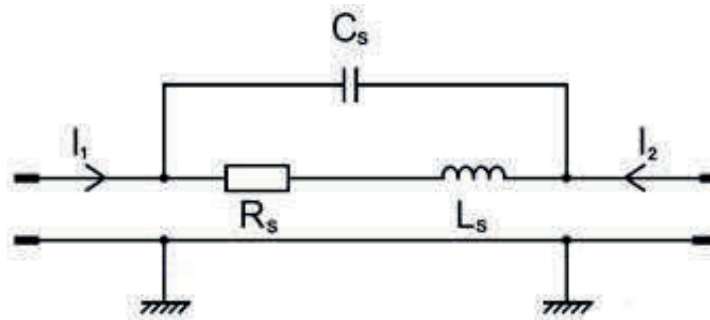


Figure III.3 : Modèle prenant en compte le couplage capacitif

Le comportement du dispositif est modélisé par une inductance L_s idéale, une résistance série R_s traduisant les pertes Joule dans le bobinage et la capacité C_s en parallèle sur l'ensemble représentant les couplages capacitifs.

La résistance R_s dépendant de la fréquence et permet de prendre en compte l'effet de peau. Des auteurs comme M.K. Kazimierczuk & al [11] ont démontré que la résistance série peut aussi tenir compte des effets de proximité et des courants de Foucault dans les spires.

Les éléments du modèle sont déterminés par les auteurs [26] à partir des éléments de la matrice admittance ci-dessous :

$$Y_{11} = \frac{1}{R_s + jL_s\omega} + jC_s\omega \quad (3.2)$$

Et les éléments du schéma équivalent par les formules :

$$L_s = -\frac{\Im\left\{\frac{1}{Y_{11}}\right\}}{\omega} \quad (3.3)$$

$$R_s = \Re\left(\frac{1}{y_{11}}\right) \quad (3.4)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_s}} \quad (3.5)$$

Pour prendre en compte les couplages capacitifs entre le plan de masse et la dernière spire certains auteurs [4, 13, 16, 31] ont proposé un modèle plus élaboré (figure III.4) qui permet de prendre en compte ces effets parasites en séparant les différents couplages (entre spires et entre spires et plan de masse).

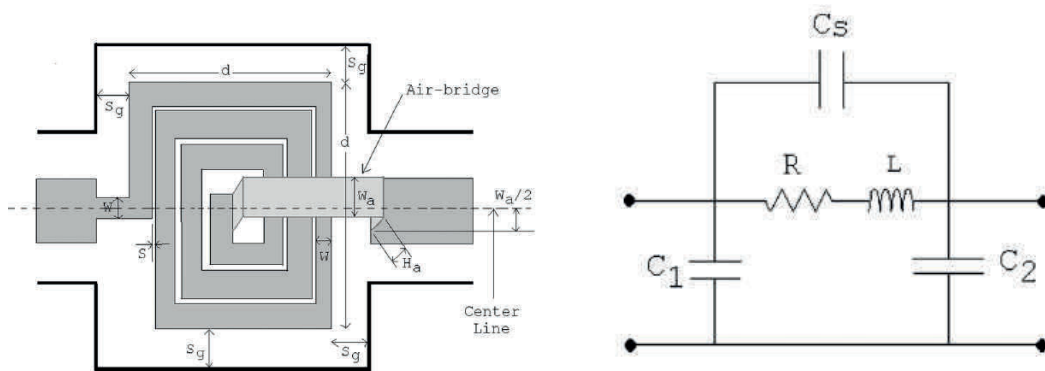


Figure III.4 : Modèle tenant compte du couplage capacitif entre le plan de masse et la dernière spire [4]

Les couplages capacitifs entre la dernière spire et le plan de masse sont représentés par C_1 et C_2 et elles sont déterminées par N.I. Dib et J.I. Ababneh [4] à partir des expressions 3.6 et 3.7 :

$$C_1 = \frac{C_{CPW}}{2} * (4d) \quad (3.6)$$

$$C_2 = \frac{C_1}{\sqrt{N+1}} \quad (3.7)$$

C_{CPW} : capacité coplanaire

N : nombre de spire

d : longueur extérieure

III.3- MODÈLE PRENANT EN COMPTE LES EFFETS DU SUBSTRAT

Les précédents modèles traduisent bien les propriétés ou les comportements de l'inductance mais ne prennent pas en compte certains effets tels que les effets du substrat. C'est ainsi que différents auteurs [5, 14-15, 25, 30] ont proposé un modèle plus sophistiqué (figure 3.5) pour des inductances (à air sur silicium) permettant de prendre en compte la nature non isolante du substrat. La figure (III.5) correspond au modèle utilisé par [14] pour la modélisation d'une inductance RF.

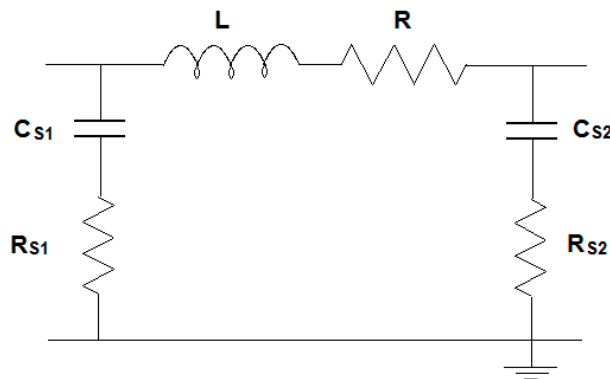


Figure III.5 : Schéma tenant compte du substrat

- C_{si} : capacités parasites dues à l'isolant entre la spirale et le substrat ;
- R_{si} : résistances parasites dues à la résistivité non infinie du substrat ;

Le modèle de la figure III.5 ci-dessus ne prend pas en compte les effets capacitifs du substrat. Pour prendre en compte les effets capacitifs du substrat, des auteurs [5, 8, 10, 18, 23, 32] introduisent des condensateurs de couplage C_{si} en parallèle sur la résistance prenant en compte les pertes dans le substrat.

La figure III.6 correspond au modèle utilisé par [23] pour la modélisation d'une inductance RF (de 100MHz au GHz).

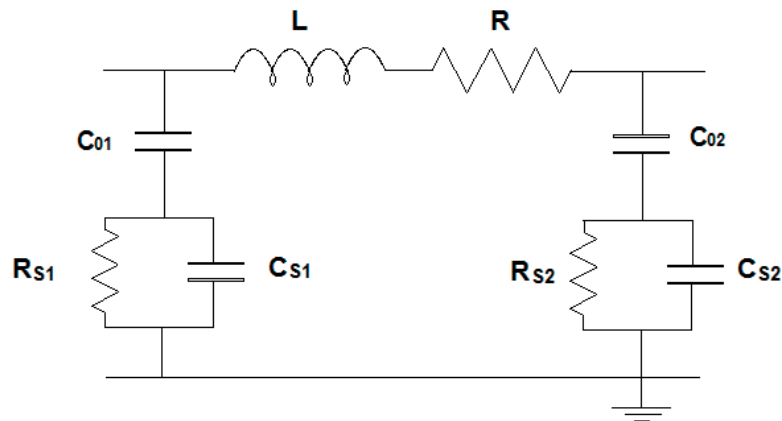


Figure III.6 : Modèle prenant en compte les effets du substrat [23].

Les éléments du modèle sont déterminés par Joshua Peters [23] à partir des éléments de la matrice admittance obtenu par mesure à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseaux:

$$L = -\Im m\left(\frac{1}{Y_{21}}\right) \times \frac{1}{\omega} \qquad R = -\Re e\left(\frac{1}{Y_{21}}\right) \qquad (3.8)$$

$$C_{s1} = \frac{\Im m(Y_{11} + Y_{12})}{\omega} \qquad C_{s2} = \frac{\Im m(Y_{21} + Y_{22})}{\omega} \qquad (3.9)$$

$$R_{s1} = -\Re e\left(\frac{1}{Y_{11} + Y_{12}}\right) \qquad R_{s2} = -\Re e\left(\frac{1}{Y_{21} + Y_{22}}\right) \qquad (3.10)$$

Les modèles précédents ne prennent pas en compte les effets capacitifs entre les conducteurs. C'est ainsi que d'autres auteurs [3, 8, 12, 18-19, 21-22, 31, 33-34] ont proposé des modèles (figure III.7) [8] permettant de prendre en compte les phénomènes parasites dus au substrat et les couplages entre les spires. Il s'agit d'un modèle bien adapté aux inductances sans matériau magnétique sur substrat de type silicium et pour des applications hautes fréquences.

Avec R_0 la résistance qui symbolise les pertes par effet Joule dans les conducteurs accentuées en haute fréquence par les effets de peau et de proximité d'où sa dépendance en fonction de la fréquence, C_s la capacité parasite qui modélise la somme de couplage entre les conducteurs, C_{ox} la capacité de la couche d'oxyde et C_{sub} et R_{sub} représentent respectivement les capacités parasites dues au substrat et les résistances dues à la résistivité du substrat.

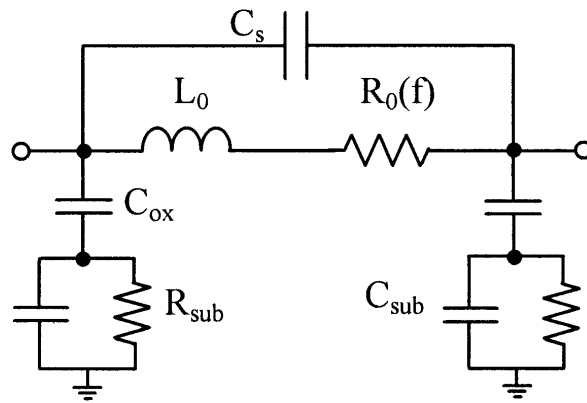


Figure III.7 : Modèle avec prise en compte des effets du substrat [8].

Ce type de modèle prend en compte l'ensemble des effets parasites et les phénomènes physiques dus à la présence de la couche isolante entre le substrat et les conducteurs.

Les éléments du modèle R_0 et L_0 et C_s sont déterminés par Yu Cao, Robert A. Groves et Xuejue Huang [8] à partir du paramètre admittance Y_{21} :

$$Y_{21} = -\frac{1}{R_0 + jL_0\omega} - jC_s\omega \quad (3.11)$$

Où R_0 et L_0 sont calculées en basse fréquence lorsque la capacité C_s est négligée et cette dernière (C_s) est calculée à la résonance f_0 de l'inductance, c'est-à-dire lorsque la partie imaginaire de Y_{21} s'annule.

$$C_s = \frac{1}{(2f_0.\pi)^2 L_s} \quad (3.12)$$

III.4- MODÈLE PRENANT EN COMPTE LES EFFETS DU SUBSTRAT ET DU MATÉRIAU MAGNÉTIQUE

L'introduction d'une couche de matériau magnétique dans la structure de l'inductance conduit à un modèle très complexe [27-29]. La contribution de la couche magnétique est représentée par une résistance R_{mag} Comme le montre la figure ci-dessous (figure III.8).

Rabia Melati Azzedine Hamid, Lebey Thierry et Mokhtaria Derkaoui [27] ont modélisé une inductance planaire (substrat-matériau magnétique - conducteur) pour l'intégrer dans un micro-convertisseur DC-DC de type Book fonctionnant à 1,5 MHz.

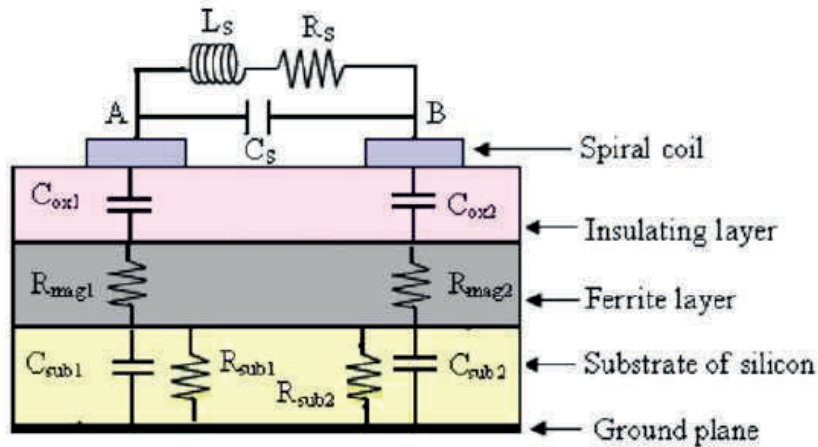


Figure III.8 : Schéma de l'inductance avec matériau magnétique [27]

- C_s : couplage entre les conducteurs
- C_{oxi} : la capacité d'oxyde entre le substrat et la bobine
- C_{sub} : capacité parasite due au substrat
- R_{subi} résistance due à la résistivité du substrat.
- R_{mag} : résistance prenant en compte les pertes dans le matériau magnétique.

Lorsqu'on monte en très hautes fréquences le modèle devient plus complexe et d'autres éléments L_m , R_m , L_{mag} et C_{mag} apparaissent comme le montre le schéma de la figure (III.9) ci-après [27] et [35]. Les paramètres C_{sub1} et C_{sub2} représentent les couplages capacitifs entre le film magnétique et le substrat.

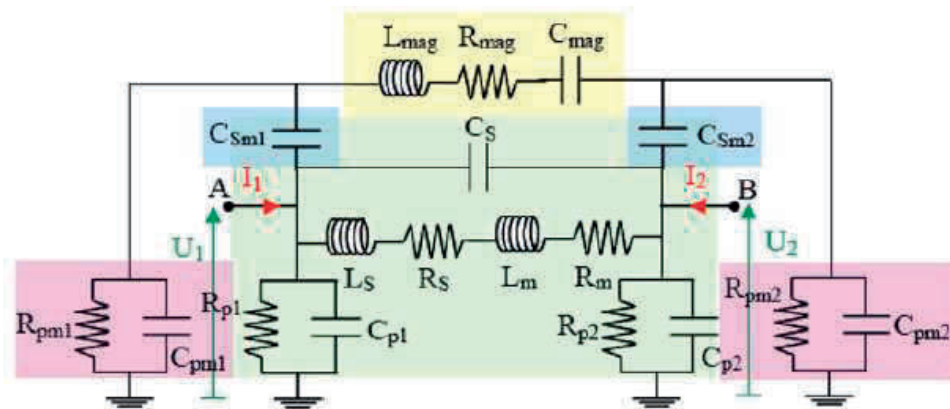


Figure III.9 : Modèle d'inductance avec matériau magnétique en haute fréquence [27]

- L_m : inductance du film magnétique
- R_m : résistance du film magnétique

- C_{mag} : capacité due au film magnétique
- L_{mag} : la fraction de L_s à la forte perméabilité

Ce modèle est adapté aux inductances à couche magnétique car il permet de bien prendre en compte les capacités parasites C_{sm1} et C_{sm2} entre le film magnétique et la bobine ainsi que les capacités entre la masse et le film magnétique C_{pm1} et C_{pm2} . Ces capacités sont associées à des résistances R_{pm1} et R_{pm2} qui correspondent aux pertes associées par effet Joule dans le silicium. Une autre capacité parasite C_{mag} est également ajoutée en série avec une inductance L_{mag} dite principale si le matériau est fractionné en éléments distincts elle correspond alors à la capacité entre ces éléments. Cette inductance L_{mag} correspond à la fraction de l'inductance L_s augmenté par la présence de la couche magnétique à forte perméabilité et elle est accompagnée par une résistance R_{mag} qui prend en compte les effets Joule dans le film magnétique et les pertes dans l'inductance R_m dues à la présence de cette couche magnétique.

CONCLUSION

Il existe de très nombreux modèles d'inductances (avec et sans couche de matériau magnétique) dans la littérature. Parmi les modèles, le plus simple est le modèle RL (R représente la résistance de la bobine et L représente l'inductance). Cependant ce modèle n'est plus valable en haute fréquence parce qu'il ne prend pas en compte certains phénomènes parasites.

Pour remédier aux inconvénients du modèle (RL) plusieurs auteurs ont proposé des modèles (RLC et modèle en Π) permettant de prendre en compte les phénomènes parasites non retenus par le précédent modèle.

Par ailleurs, pour des inductances à couche magnétique plusieurs auteurs ont proposé des modèles prenant bien en compte les effets du conducteur, du substrat et les effets de la couche magnétique mais sans tenir compte de l'évolution de la perméabilité relative du matériau magnétique en fonction de la fréquence ni de l'évolution des pertes dans le noyau magnétique et c'est l'un de nos objectifs principaux.

De plus nous avons aussi constaté que les modèles sont limités en fréquence et ne prennent pas en compte aussi les phénomènes parasites liés au plan de masse.

Nous allons présenter dans les paragraphes suivants un nouveau modèle d'inductance qui prend en compte les phénomènes parasites dus au substrat, à la couche magnétique, au

plan de masse et les phénomènes dus à l'évolution de la perméabilité relative en fonction de la fréquence ainsi que la méthode d'extraction des éléments du modèle.

IV- LES MODELES RETENUS

Nos objectifs consistent à développer des modèles d'inductances qui prennent en compte l'évolution de la perméabilité relative et des pertes du matériau magnétique en fonction de la fréquence. Les modèles doivent permettre de dimensionner et d'optimiser le composant. Des mesures seront également conduites sur des inductances réalisées au laboratoire afin de pouvoir comparer les résultats expérimentaux et les résultats de simulation.

Les modèles choisis doivent être suffisamment simples pour les intégrer dans des outils de conception de convertisseur pour simuler le comportement de l'ensemble. Il faut ainsi, des modèles qui prennent en compte tous les phénomènes parasites liés aux matériaux constituant l'inductance (conducteur, couche magnétique, substrat) et présentent une large gamme de validité en fréquence.

Nous présentons dans ce chapitre quatre modèles différents:

- L'un adapté aux inductances à air prenant en compte les effets de peau et de proximité
- Le second relatif aux inductances à une couche prenant en compte la variation de la perméabilité relative en fonction de la fréquence.
- Le troisième concerne les inductances à une couche prenant en compte en plus de la perméabilité la variation de la tangente de pertes (perte dans le matériau magnétique).
- Enfin, le dernier modèle pour les inductances à deux couches de matériau magnétique prenant en compte l'évolution de la perméabilité et de la tangente de perte en fonction de la fréquence.

Dans les cas simples (modèle RLC pour inductance à air), l'extraction des paramètres des modèles peut se faire directement à partir des expressions analytiques des admittances Y_{ij} (ou impédances Z_{ij}). Dans les cas plus complexe (modèle III.14 et III.20) nous avons développé un programme d'optimisation pour extraire les éléments du modèle.

IV.1- MODELE POUR INDUCTANCE A AIR

D'après l'état de l'art réalisé précédemment nous avons constaté que pour le domaine des basses fréquences le composant se comporte comme une inductance et les couplages capacitifs sont négligeables, donc le modèle RL est suffisant.

CHAPITRE : III - MODELISATION

Mais au fur et à mesure qu'on monte en fréquence les effets parasites ne seront plus négligeables et cela se traduit par une limitation du domaine fréquentiel du modèle. Pour augmenter son domaine de validité il est nécessaire de prendre en compte ces effets.

Ainsi, pour atteindre nos objectifs nous avons commencé notre travail par les modèles RLC pour une inductance à air comme le montre la figure (III.10).

Ce modèle prend en compte les pertes dans les conducteurs, y compris en haute fréquence ce qui se traduit par une résistance R_s fonction de la fréquence.

Il prend également en compte les couplages capacitifs entre spires et entre spire et le bonding (C_s) ainsi que les couplages capacitifs entre le plan de masse et la dernière spire.

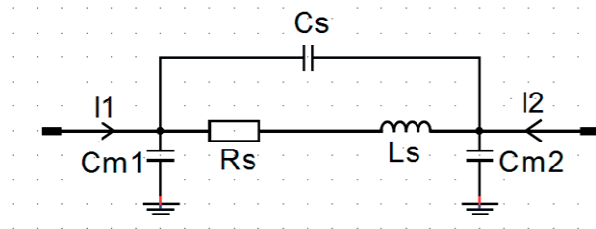


Figure III.10 Modèle RLC

IV.1.1-Extraction des éléments des modèles

L'inductance à modéliser est simulée à l'aide du logiciel HFSS ou caractérisée à l'analyseur vectoriel de réseau. Nous obtenons ainsi les résultats sous formes des paramètres S, Y et Z. L'extraction des éléments du modèle se fait à partir des paramètres Y et Z dans notre cas. Pour déterminer les différents éléments constituant le modèle nous représentons l'inductance par un quadripôle liant les grandeurs d'entrées aux grandeurs de sortie (figure III.11).

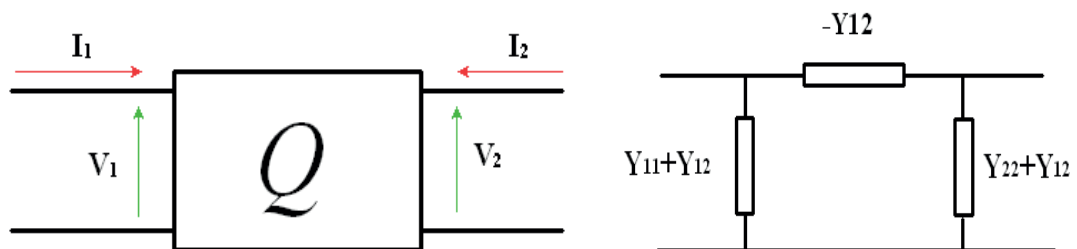


Figure III.11 a et b : Quadripôle et modèle admittance

Pour connaître le comportement de ce quadripôle, il est nécessaire de déterminer :

- sa matrice de transformation courant-tension (la matrice admittance [Y]) ;
- sa matrice de transformation tension-courant (la matrice impédance [Z]).

La matrice admittance se calcule au moyen du concept de court-circuit et de la source de tension de la manière suivante :

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

Avec

$$Y_{11} = \frac{I_1}{V_1} \Big|_{V_2=0} \quad (3.14)$$

$$Y_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{V_1=0} \quad (3.15)$$

$$Y_{21} = \frac{I_2}{V_1} \Big|_{V_2=0} \quad (3.16)$$

$$Y_{12} = \frac{I_1}{V_2} \Big|_{V_1=0} \quad (3.17)$$

- Y_{11} : admittance d'entrée du dipôle si la sortie est court-circuitée ;
- Y_{12} : admittance de transfert inverse du dipôle si l'entrée est en court-circuit ;
- Y_{21} : admittance de transfert direct du dipôle si la sortie est en court-circuit ;
- Y_{22} : admittance de sortie du dipôle si l'entrée est court-circuitée

A partir des relations d'admittance ci-dessus et en tenant compte de la Figure III.11, on peut identifier les paramètres du modèle :

$$Y_{11} = \frac{1}{R_s + jL_s\omega} + j(C_{m1} + C_s)\omega \quad (3.18)$$

$$Y_{11} - j(C_{m1} + C_s)\omega = \frac{1}{R_s + jL_s\omega} \quad (3.19)$$

$$R_s + jL_s\omega = \frac{1}{\Re(Y_{11}) - j[\Im(Y_{11}) + (C_s + C_{m1})\omega]} \quad (3.20)$$

De ces trois dernières équations nous allons identifier les éléments de modèle en fonction de C_s de la manière suivante :

$$R_s = \frac{\Re(Y_{11})}{\Re(Y_{11})^2 + [\Im(Y_{11}) + (C_s + C_{m1})\omega]^2} \quad (3.21)$$

$$L_s \omega = \frac{\Im(Y_{11}) + (C_s + C_{m1})\omega}{\Re(Y_{11})^2 + [\Im(Y_{11}) + (C_s + C_{m1})\omega]^2} \quad (3.22)$$

$$Q = \frac{\Im(Y_{11}) + (C_s + C_{m1})\omega}{\Re(Y_{12})} \quad (3.23)$$

Ces différentes formules permettent de déterminer les éléments du schéma équivalent (R, L, C et Q) à partir de la matrice admittance calculée par le simulateur HFSS ou obtenue par mesure. La capacité C_s est calculée à la fréquence de résonance f_0 de l'inductance d'après [1].

a) - Détermination de la capacité C_s

La capacité C_s engendrée par les couplages entre les spires et les spires et le bonding est déterminée à partir de la fréquence de résonance. C'est une résonance qui se produit lorsque l'impédance Z du circuit R_s, L_s, C parallèle est purement résistive ($Z=R_s$).

Cette fréquence de résonance f_0 est déterminée lorsque la courbe de la partie imaginaire de Y_{12} ($\text{im}Y_{12}$) change de signe comme le montre la Figure III.12 ci-dessous et L_0 est déterminée en basse fréquence.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_s}} \quad (3.24)$$

De la relation ci-dessus on obtient :

$$C_s = \frac{1}{(2f_0 \cdot \pi)^2 L_0} \quad (3.25)$$

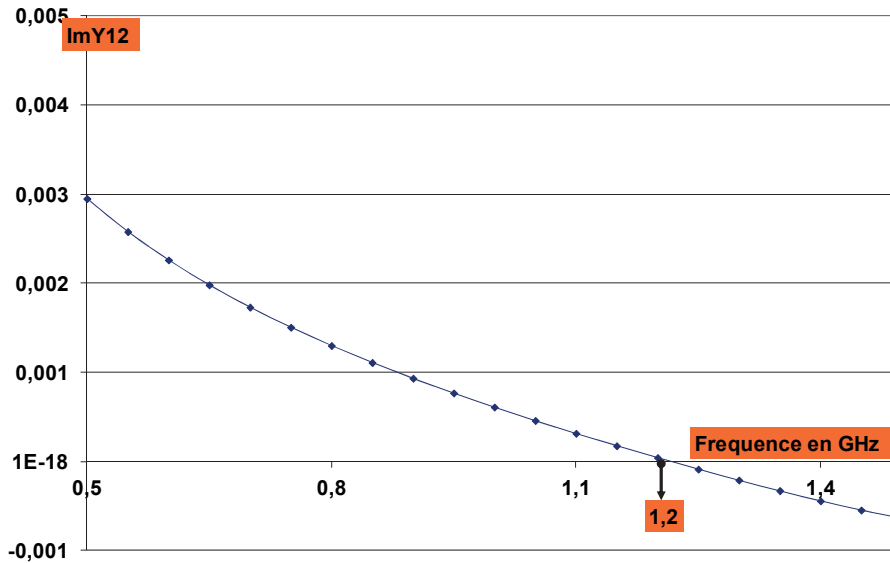


Figure III.12 Diagramme de l'imaginaire de Y_{12} en fonction de la fréquence

b) -Détermination de L_0

En basse fréquence le schéma équivalent se simplifie et se limite aux éléments $R_S L_S$ en série. L'impédance Z est alors égale à $Z_S = R_S + jL_S\omega$ et la partie imaginaire représente la réactance $L_S\omega$. Ainsi, la valeur de l'inductance L_S est déduite pratiquement de la figure ci-après qui représente la partie imaginaire de Z_S en fonction de la fréquence. Cette valeur est déterminée en basse fréquence dans la zone linéaire de la courbe.

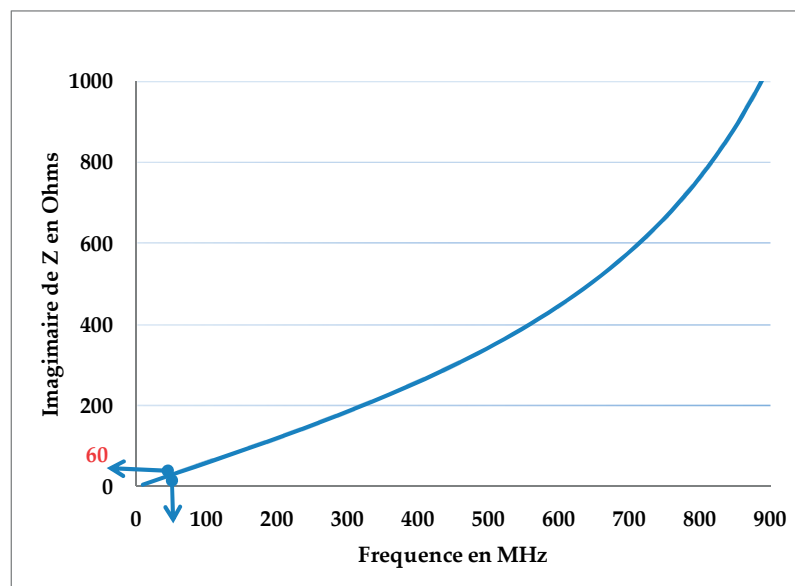


Figure III.13 : Courbe de la partie imaginaire de $1/Y_{12}$.

Connaissant les valeurs de la fréquence et de l'imaginaire de $1/Y_{12}$ ($L\omega$) dans la zone linéaire on peut tirer L_0 :

$$L_s = \frac{\Im m(1/Y_{12})}{2\pi f} \quad (3.26)$$

La capacité parasite C_{mi} créée par les couplages entre la dernière spire et le plan de masse est déterminé par la formule de la capacité linéique suivante [36]:

$$k = \frac{w}{w + 2 * s} \quad (3.27)$$

$$k_1 = \sqrt{1 - k^2} \quad (3.28)$$

$$\frac{K(k_1)}{K'(k_1)} = \frac{\pi}{\ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k_1}}{1 - \sqrt{k_1}} \right)} \quad \text{si } 0 \leq k \leq 0.70 \quad (3.29)$$

$$\frac{K(k_1)}{K'(k_1)} = \frac{\ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k_1}}{1 - \sqrt{k_1}} \right)}{\pi} \quad \text{si } 0.70 \leq k \leq 1 \quad (3.30)$$

$$C_m = 2 * d * (\epsilon_r + 1) * \frac{K(k_1)}{K'(k_1)} \quad (3.31)$$

Conclusion : tous les éléments du schéma équivalent peuvent être déterminés simplement à partir de la matrice admittance (mesurée ou calculée) et pour les capacités C_{mi} par le calcul théorique.

IV.2- MODELE POUR INDUCTANCE A UNE COUCHE DE MATÉRIAU MAGNÉTIQUE (SANS PERTE MAGNÉTIQUE)

IV.2.1- Présentation du modèle

Lorsque l'on utilise un matériau ferrite comme couche inférieure on augmente la valeur de l'inductance L ($\mu_r \neq 1$) mais également les couplages capacitifs à cause de la permittivité élevée du ferrite (pour le matériau utilisé $\epsilon_r = 15$). Si le matériau magnétique n'a pas de perte,

on observe alors une double résonance. Pour prendre en compte le matériau magnétique nous avons fait le choix de développer un modèle dont le cahier des charges est :

- un modèle linéaire qui prend en compte la valeur de la perméabilité et son évolution en fonction de la fréquence;
- un modèle qui prend en compte les pertes dans les conducteurs (résistance R_{DC} , effet de peau et de proximité) ;
- un modèle qui prend en compte de façon globale les couplages capacitifs entre spires et spires plan de masse ;
- un modèle valable sur une large gamme de fréquence (GHz).

Ainsi pour répondre au cahier charge nous avons développé le modèle de la figure (III.14)

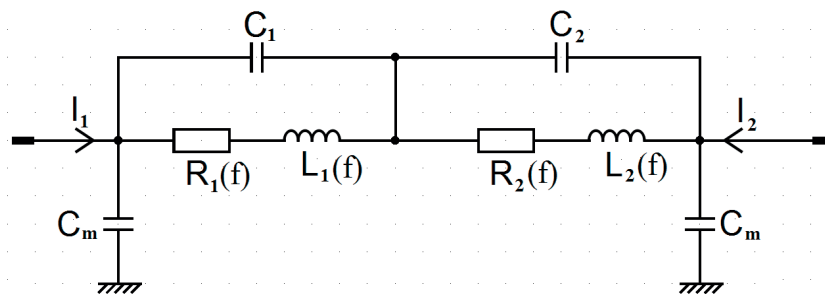


Figure III.14 : Modèle développé

IV.2.2- Justification du modèle

Le comportement de la bobine est modélisé par deux inductances L_1 et L_2 variable avec la fréquence, deux résistances R_1 et R_2 variable avec la fréquence traduisant les pertes Joule dans le bobinage, deux capacités C_1 et C_2 (constantes) représentant les couplages entre spires et deux capacités C_m (constante) représentant les couplages entre les spires et le plan de masse.

En simulation (HFSS) les courbes des paramètres Y_{ij} et Z_{ij} font apparaitre deux (2) résonances comme le montre la figure (III.15 et III.16) ci-dessous :

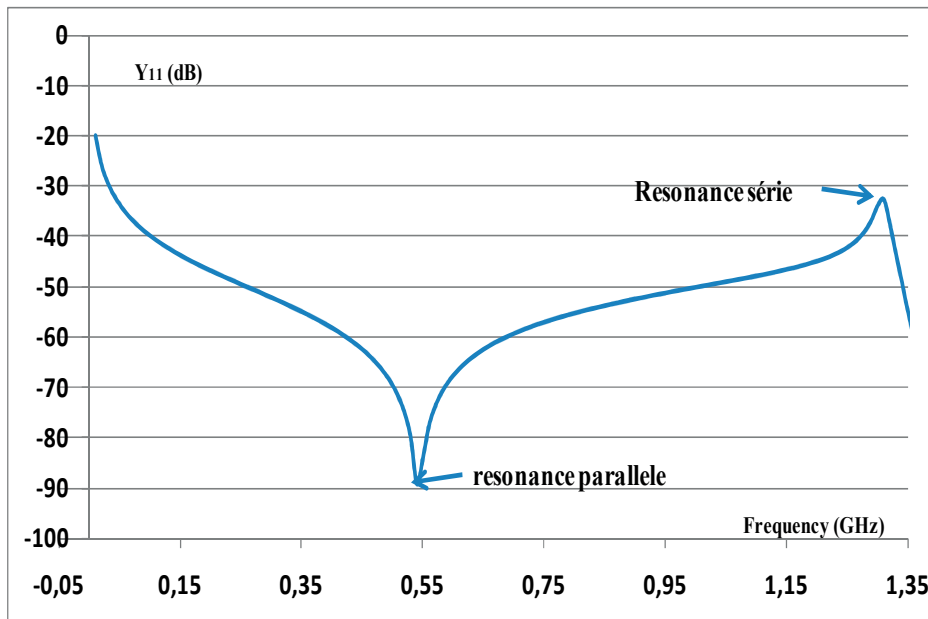


Figure III.15 : Admittance Y_{11} simulée en fonction de la fréquence

- Une résonance parallèle lorsque Y_{ij} faible
- Une résonance série pour Y_{ij} élevée

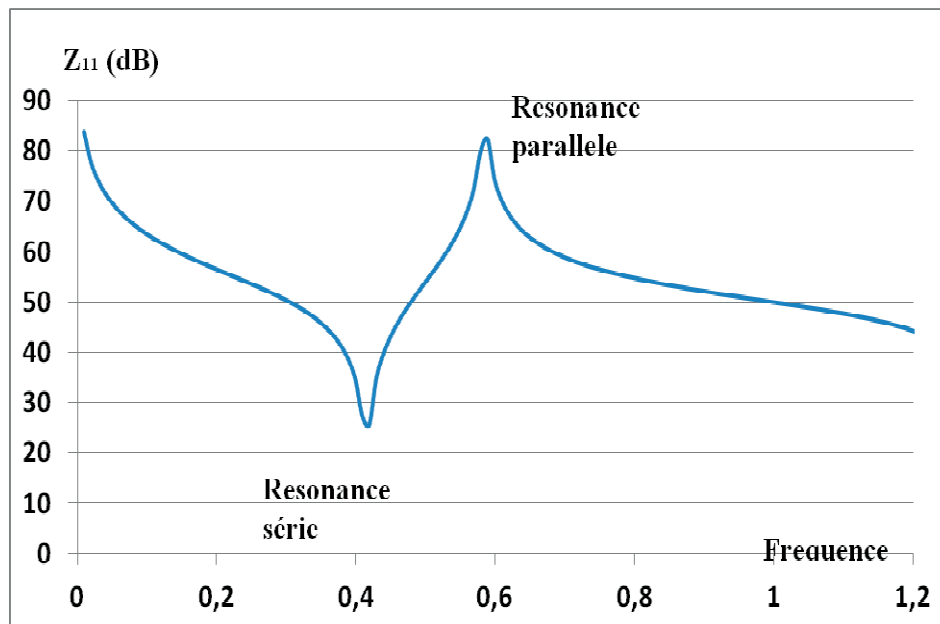


Figure III.16 : Impédance Z_{11} simulées en fonction de la fréquence

Dans le schéma équivalent il est donc indispensable de faire apparaître un circuit résonant série et un circuit résonant parallèle. Chaque spire pourrait modélisée par un circuit R_i , L_i et C_i élémentaire représentant successivement sa résistance, son inductance et sa capacité. Le

CHAPITRE : III - MODELISATION

schéma complet serait alors constitué de n cellules élémentaires figure (III.17) ($i=1$ à n), ce qui conduit à un schéma équivalent bien compliqué.

Pour répondre au cahier des charges nous avons réduit le modèle à deux (2) cellules comme celui de la figure (III.18).

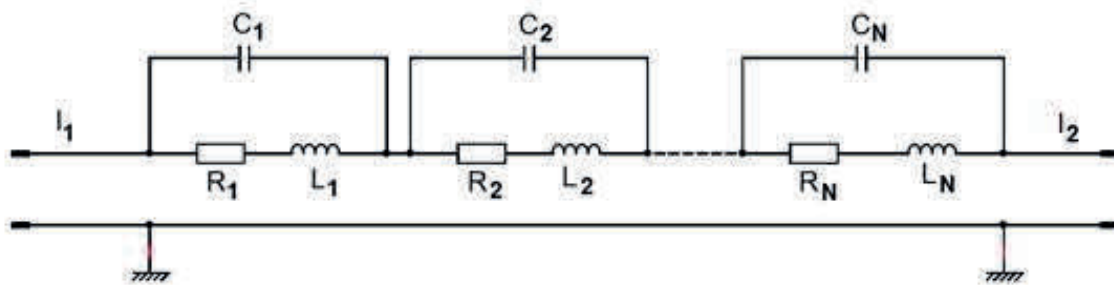


Figure III.17 : Schéma équivalent pour N spires

IV.2.3 -Extraction des paramètres du modèle

Certains éléments du modèle telles que les capacités C_1 , C_2 et C_m sont constantes et d'autres comme les inductances et les résistances sont variables en fonction de la fréquence pour prendre en compte la diminution de la perméabilité du matériau magnétique en fonction de la fréquence et l'augmentation des pertes par effet de peau et de proximité.

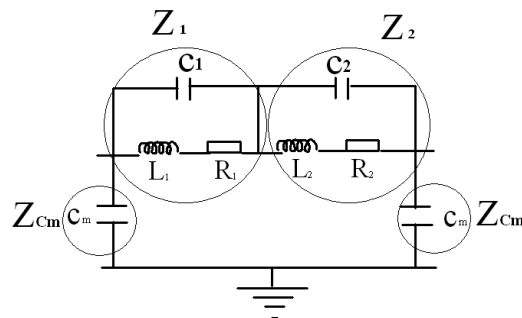


Figure III.18 : Modèle retenu

A partir du schéma équivalent du modèle de la figure (III.18) et en passant par la méthode du quadripôle on obtient les impédances suivantes :

$$Z_1 = \frac{R_1 + jL_1\omega}{1 - L_1C_1\omega^2 + jR_1C_1\omega} \quad (3.32)$$

$$Z_2 = \frac{R_2 + jL_2\omega}{1 - L_2C_2\omega^2 + jR_2C_2\omega} \quad (3.33)$$

$$Z_{C_m} = \frac{1}{jC_m\omega} \quad (3.34)$$

Des relations précédentes, nous pouvons en déduire les formules suivantes :

$$Y_{11} = Y_{C_m} + \frac{1}{Z_1 + Z_2} \quad (3.35)$$

$$Y_{12} = -\frac{1}{Z_1 + Z_2} \quad (3.36)$$

$$Z_{11} = \frac{Z_{C_m} * (Z_1 + Z_2 + Z_{C_m})}{Z_1 + Z_2 + 2 * Z_{C_m}} \quad (3.37)$$

$$Z_{12} = \frac{Z_{C_m}^2}{Z_1 + Z_2 + 2 * Z_{C_m}} \quad (3.38)$$

Vu la complexité du modèle il est impossible de déterminer les expressions analytiques permettant de calculer les éléments du modèle $R_1, R_2, L_1, L_2, C_1, C_2$ et C_m car les paramètres impédances et admittances déterminées précédemment nous donnent des équations non linéaires. Ainsi pour extraire ces différents éléments du modèle, nous avons développé un algorithme d'optimisation à partir de l'algorithme « lsqcurve » de Levenberg-marquardt en utilisant le logiciel Matlab. Cet algorithme permet de résoudre des problèmes non linéaires minimisant la somme de la différence élevée au carré. C'est un algorithme qui consiste à estimer les paramètres du modèle et cette estimation se fait par un critère de performance dans le but de rapprocher les valeurs réelles par celles du modèle. Ce critère est une fonction de l'écart (résidu) entre les valeurs réelles et celles du modèle.

Cette optimisation dans notre cas se fait entre les valeurs mesurées ou simulées des admittances et impédances (Y_{ij} et Z_{ij}) et les valeurs calculées comme l'indique la figure ci-dessous (programme d'optimisation) :

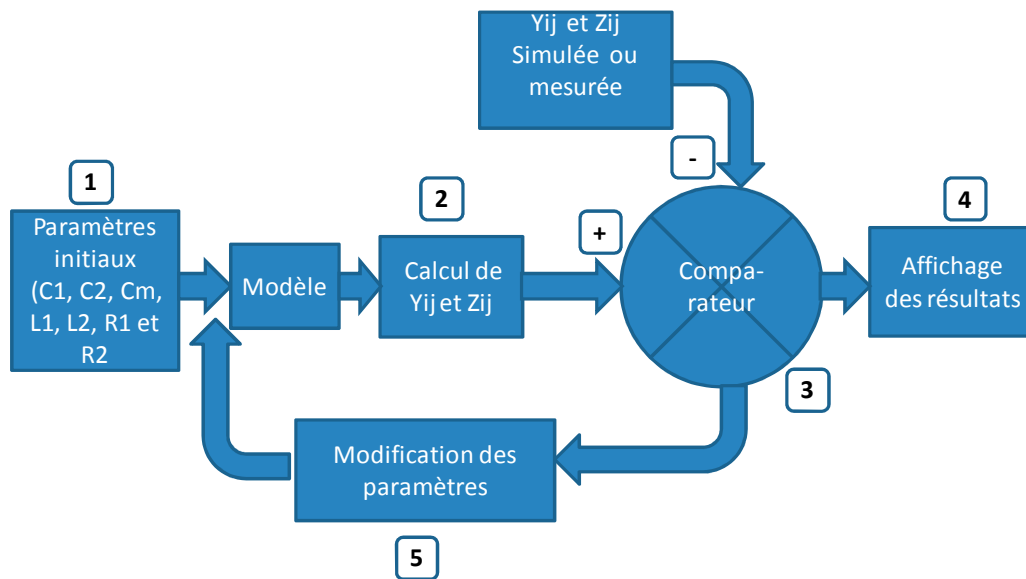


Figure III.19 : Optimisation

Pour chaque fréquence on initialise dans l'étape 1 les paramètres R_1 , R_2 , L_1 , L_2 , C_1 , C_2 et C_m . Dans la deuxième étape le programme calcul les paramètres Y_{ij} et Z_{ij} et les compare dans la troisième étape avec les paramètres Y_{ij} et Z_{ij} simulés ou mesurés. Si les résultats sont suffisamment proches on obtient les valeurs des paramètres du modèle pour la fréquence donnée à l'étape quatre, sinon on passe par l'étape 5 qui consiste à modifier les paramètres initiaux et le cycle reprend.

IV.3- MODELE POUR INDUCTANCE A UNE COUCHE DE MATÉRIAU MAGNÉTIQUE (AVEC PERTE MAGNÉTIQUE)

Le modèle précédent modèle traduit bien les propriétés ou les comportements de l'inductance a une couche de matériau magnétique, mais ne prend pas en compte les pertes dans le matériau magnétique. Pour être complet le modèle doit rendre compte de l'évolution de la perméabilité en fonction de la fréquence et de la tangente de perte magnétique. Ainsi, pour prendre en compte le matériau magnétique et ses propriétés nous avons fait le choix de développer le modèle de la figure III.20. On revient à une structure à une seule cellule RLC car :

- le domaine de validité sera restreint
- les pertes dans le matériau sont en général suffisamment importantes pour supprimer la résonance série.

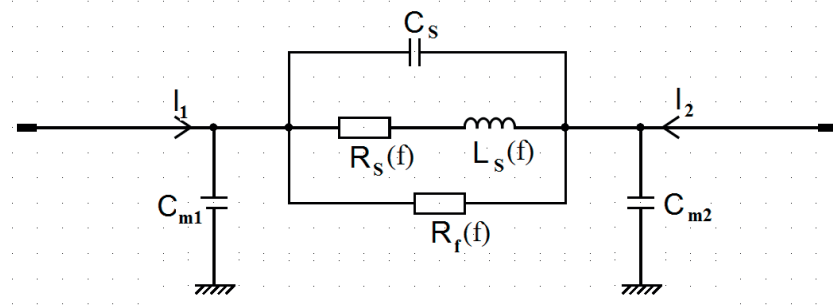


Figure III.20 : Modèle tenant les pertes dans le matériau magnétique

Le comportement de la bobine est représenté par une inductance L_s , une résistance série traduisant les pertes Joule, une capacité C en parallèle sur l'ensemble représentant les couplages capacitifs, une résistance R_f permet de prendre en compte les pertes dues au courant de Foucault et une capacité C_m représentant le couplage entre la dernière spire et plan de masse.

A partir du schéma équivalent du modèle de la figure (III.19) et en passant par la méthode du quadripôle on obtient :

$$Z_S = \frac{R_S + jL_S\omega}{1 - L_S C_S \omega^2 + jR_S C_S \omega} \quad (3.39)$$

$$Z_f = R_f \quad (3.40)$$

$$Z_{Sf} = \frac{Z_S * Z_f}{Z_S + Z_f} \quad (3.41)$$

$$Z_{C_{m1}} = \frac{1}{jC_{m1}\omega} \quad (3.42)$$

$$Z_{C_{m2}} = \frac{1}{jC_{m2}\omega} \quad (3.43)$$

Des relations précédentes, nous pouvons en déduire les formules suivantes :

$$Y_{11} = Y_{C_{m1}} + \frac{1}{Z_{sf}} \quad (3.44)$$

$$Y_{12} = -\frac{1}{Z_{sf}} \quad (3.45)$$

$$Z_{11} = \frac{Z_{C_{m1}} * (Z + Z_{C_{m2}})}{Z_i + Z_{C_{m1}} + Z_{C_{m2}}} \quad (3.46)$$

$$Z_{12} = \frac{Z_{C_{m1}} * Z_{C_{m2}}}{Z_i + Z_{C_{m1}} + Z_{C_{m2}}} \quad (3.47)$$

L'extraction des éléments du modèle R_s , L_s , C_s , C_m et R_f s'effectue de la même manière que précédemment (modèle à une couche sans pertes), par optimisation à l'aide du programme Matlab.

IV.4- MODELE DÉVELOPPE POUR UNE INDUCTANCE A DEUX COUCHES DE MATÉRIAUX MAGNÉTIQUE

Pour augmenter de façon importante la valeur de l'inductance et pour assurer un blindage magnétique, une deuxième couche de matériau magnétique (YIG) dite couche supérieure est classiquement utilisée. Les conducteurs sont ainsi entourés par deux couches de matériau magnétique (une au dessous et l'autre au dessus). Pour prendre en compte le matériau magnétique et ses propriétés nous avons fait le choix de développer le même modèle que celui d'une couche avec perte magnétique (figure III.20).

CONCLUSION

L'objectif poursuivi dans ce chapitre était de développer des modèles le plus simple possible permettant de dimensionner, d'optimiser une inductance, le modèle devant être simple pour être introduit dans des outils de conception de convertisseur pour simuler le comportement de l'ensemble. De nouveaux modèles ont été définis afin de prendre en compte les effets parasites globaux.

Un modèle pour une inductance à une couche de matériau magnétique a été mis au point afin de prendre en compte la variation de la perméabilité relative (μ_r) en fonction de la fréquence, les couplages capacitifs entre les spires, entre le plan de masse et la dernière spire et les effets de peau.

Un autre modèle a également été mis au point permettant de prendre en compte la variation de la perméabilité relative (μ_r) et de la variation de tangente de perte magnétique ($\text{tg}\delta$).

Par la suite, un algorithme d'optimisation a été développé afin de déterminer les valeurs des éléments du modèle à partir des paramètres Z_{ij} et Y_{ij} simulées par le logiciel HFSS ou mesurées par le VNA en fonction de la fréquence.

Le tableau ci-après résume les modèles développés pour les quatre (4) différentes structures.

Tableau 1 : Synthèse des modèles développés

Type d'inductance	Schémas équivalents	Méthode d'extraction des paramètres	Loi de variation
Inductance à air		Formule analytique	X
Inductance à une couche de matériau magnétique (sans perte fer) mais μ_r variable		Extraction à l'aide de programme matlab	$R=R_{DC} (1+\alpha\sqrt{f})$
Inductance à une couche de matériau magnétique (avec perte fer)		Extraction à l'aide de programme matlab	$R=R_{DC} (1+\alpha\sqrt{f})$ et $R_f=R_0/f$
Inductance à deux couches de matériau magnétique (avec perte fer) et μ_r variable		Extraction à l'aide de programme matlab	$R=R_{DC} (1+\alpha\sqrt{f})$ et $R_f=R_0/f$

V- REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE

- [1] Ming-Chun Hsieh, Yean-Kuen Fang, Chung-Hui Chen, et al. *Design and Fabrication of Deep Submicron CMOS Technology Compatible Suspended High-Q Spiral Inductors*. IEEE Transactions on Electron Devices, mars 2004, Vol. 51, N°3, pp. 324-331.
- [2] S. Akatimagool, D. Bajon et H. Baudrand. *Modélisation des Circuits Multicouches sur Silicium*, ENSAE Groupe de MOSE, 10 av. Edouard-Belin, 31055 Toulouse cedex.
- [3] E. Gamet, J.P. Chatelon, T. Rouiller, B. Bayard, G. Noyel, J.J. Rousseau, *Simulation of the contribution of magnetic films on planar inductors characteristics*, journal of Magnetism and Magnetic Materials 288 (2005), pp.121-129.
- [4] N.I. Dib and J.I. Ababneh. PHYSICAL MODELLING AND PARTICLE SWARM DESIGN OF COPLANAR WAVEGUIDE SQUARE SPIRAL INDUCTOR International Journal of Modelling and Simulation, Vol. 28, No. 2, 2008
- [5] Ali M. Niknejad and Robert G. Meyer Analysis, Design, and Optimization of Spiral Inductors and Transformers for Si RF IC's IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 33, NO. 10, OCTOBER 1998
- [6] Qin Yu and Thomas W. Holmes "Stray Capacitance Modeling of Inductors by Using the Finite Element Method" 0-7803-5057-X/99/\$10.00 © 1999 IEEE
- [7] Joshua Peters "Design of High Quality Factor Spiral Inductors in RF MCM-D" S.B. Electrical Engineering and Computer Science Massachusetts Institute of Technology, 2004
- [8] Yu Cao, Robert A. Groves and Xuejue Huang "Frequency-Independent Equivalent-Circuit Model for On-Chip Spiral Inductors" IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 38, NO. 3, MARCH 2003
- [9] Chang H. Ahn, Yong J. Kim and Mark G. Allen "A Fully Integrated Planar Toroidal Inductor With a Micromachined Neckel Iron Magnetic Bar" IEEE TRANSACTIONS On components, Packaging, and manufacturing technology – Part A Vol 17 n°3 September 1994
- [10] Joachim N. Burghartz, D. C. Edelstein, Mehmet Soyuer, H. A. Ainspan, and Keith A. Jenkins, "RF Circuit Design Aspects of Spiral Inductors on Silicon" IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 33, NO. 12, DECEMBER 1998
- [11] M. K. Kazimierczuk, G. Scineto, G. Grandi, U. Reggiani and A. Massarini, *High-Frequency small-signal model of ferrite core inductors*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 35, N° 5, september 1999.
- [12] Yuan-Chia Hsu and Meng-Lieh Sheu "Inductor Modeling of Integrated Passive Device for RF Applications"

CHAPITRE : III - MODELISATION

- [13] L. Krishnamurthy, V. T. Vo and R. Sloan “Temperature Dependence of CPW Multilayer Inductors and capacitors” PO Box 88, Manchester, UK, M60 1QD
- [14] Seong-Mo Yim, Tong Chen, and Kenneth K. O “The Effects of a Ground Shield on the Characteristics and Performance of Spiral Inductors” IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 37, NO. 2, FEBRUARY 2002
- [15] Ji Chen and Juin J. Liou “On-Chip Spiral Inductors for RF Applications:An Overview” JOURNAL OF SEMICONDUCTOR TECHNOLOGY AND SCIENCE, VOL.4, NO.3, SEPTEMBER, 2004
- [16] Jae Yeong Park, and Mark G. Allen “Packaging-Compatible High Q Microinductors and Microfilters for Wireless Applications” IEEE TRANSACTIONS ON ADVANCED PACKAGING, VOL. 22, NO. 2, MAY 1999
- [17] Kohei Onizuka, Hiroshi Kawaguchi and Makoto Takamiya “Chip-to-Chip Inductive Wireless Power Transmission System for SiP Applications” kohei@iis.u-tokyo.ac.jp
- [18] R. A. Johnson, C. E. Chang and Asbeck. “ Comparison of Microwave Inductors Fabricated on Silicon – on – Sapphire and Bulk Silicon. IEEE MICROWAVE AND GUIDED WAVE LETTERS. VOL 6 n° 9 SEPTEMBER 1996
- [19] Patrick Carazzetti, Marc-Alexandre Dubois, and Nicolaas-F. de Rooij “HIGH-PERFORMANCE MICROMACHINED RF PLANAR INDUCTORS”
- [20] Babak Ziaie and Khalil Najafi “A generic micromachined silicon platform for high-performance RF passive components” J. Micromech. Microeng. 10 (2000) 365–371. Printed in the UK
- [21] V. Palazzari , P. Placidi , and G. Stopponi “TIME DOMAIN MODELING OF SILICON INTEGRATED SPIRAL INDUCTORS IN RF IC DESIGN”
- [22] Chuan-Jane Chao, Shyh-Chyi Wong and Chi-Hung Kao, Characterization and Modeling of On-Chip Spiral Inductors for Si RFICs” IEEE TRANSACTIONS ON SEMICONDUCTOR MANUFACTURING, VOL. 15, NO. 1, FEBRUARY 2002
- [23] Joshua Peters, *Design of High Quality Factor Spiral Inductors in RF MCM-D*, PhD thesis, Massachusetts Institute of technology, september 2004.
- [24] Ronald Thuringer Characterization of Integrated Lumped Inductors and Transformers Pretschgasse 21, 1110 Wien Wien, im April 2002
- [25] F. Sandoval-Ibarra and L Flores-Gomez “Design of Silicon-Based Suspended Inductors for UHF Applications” *Electronics Design Group CINVESTA V, Guadalajara Unit ProL Lopez-Mateos Sur 590, 45235 Guadalajara JAL. (Mkxico)*

CHAPITRE : III - MODELISATION

- [26] Ming-Chun Hsieh, Yean-Kuen Fang, Chung-Hui Chen, Shuo-Mao Chen, and Wen-Kuan Yeh “Design and Fabrication of Deep Submicron CMOS Technology Compatible Suspended High- Q Spiral Inductors” IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, VOL. 51, NO. 3, MARCH 2004
- [27] Rabia Melati Azzedine Hamid, Lebey Thierry and Mokhtaria Derkaoui “Design of a new electrical model of a ferromagnetic planar inductor for its integration in a micro-converter” journal homepage: www.elsevier.com/locate/mcm
- [28] Behnam Mohammadi and Professor Khoman Phang “MODELING OF SILICON COMPATIBLE ON-CHIP INDUCTORS” ECE 1371 - Term Paper
- [29] Elias Haddad, Christian Martin and Charles “Modeling, Fabrication, and Characterization of Planar Inductors on YIG Substrates” Author manuscript, published in "Advanced Materials Research 324 (2011) 294-297"
- [30] A. Eroglu “PLANAR INDUCTOR DESIGN FOR HIGH POWER APPLICATIONS” *Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 35, 53{67, 2011*
- [31] Yuan-Chia Hsu and Meng-Lieh Sheu “Inductor Modeling of Integrated Passive Device for RF Applications”
- [32] C. Patrick Yue and S. Simon Wong “Physical Modeling of Spiral Inductors on Silicon” IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, VOL. 47, NO. 3, MARCH 2000.
- [33] J.A. Power, S.C. Kelly and E.C. Griffith “An investigation of on chip spiral inductors on a 0.6 μm BiCMOS Technology for RF Applications” IEEE 1999 Int. conf. on Microelectronic Test structures, vol 12 March 1999
- [34] William B. Kuhn, Xin He and Mohammad Mojarradi, “Modeling Spiral Inductors in SOS Processes”, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, VOL. 51, NO. 5, MAY 2004
- [35] Masahiro Yamaguchi, Takashi Kuribara and Ken-Ichi Arai « Two-Port Type Ferromagnetic RF Integrated Inductor” Research Institute of Electrical Communication, Tohoku University 2- 1 - 1 Katahira, Aoba-ku, Sendai 980-8577, Japan
- [36] Rainee N. Simons “Coplanar Waveguide circuits, components, and systems” page 434.

CHAPITRE : IV – SIMULATIONS ET
RESULTATS

Mahamat HASSAN BECHIR

CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RESULTATS	115
INTRODUCTION.....	115
I-LOGICIEL HFSS	115
<i>I.1.-PRÉSENTATION.....</i>	<i>116</i>
<i>I.2-CONDITION DE SIMULATION.....</i>	<i>118</i>
II-INDUCTANCE A AIR.....	120
<i>II.1 -COMPARAISONS DE MODELE RL ET RLCC_m.....</i>	<i>121</i>
<i>II.2 -INFLUENCE DES PARAMÈTRES DE SIMULATION.....</i>	<i>123</i>
II.2.1 -Influence de la fréquence centrale.....	123
II.2.2- Influence du paramètre Max delta S	124
<i>II.3 -INFLUENCE DE QUELQUES PARAMÈTRES GÉOMÉTRIQUES</i>	<i>125</i>
II.3.1 - Epaisseur de cuivre.....	126
II.3.2 -Largeur de conducteur.....	127
II.3.3 -Distance entre spires.....	128
II.3.4 -Distance entre la spirale et le plan de masse	130
II.3.5 - La permittivité relative du substrat.....	130
CONCLUSION :	131
III-INDUCTANCE A UNE COUCHE	131
<i>III.1 -INDUCTANCE « SANS PERTE MAGNÉTIQUE ».....</i>	<i>132</i>
III.1.1 -Résultats de simulation et extraction des éléments du modèle	133
III.1.2 -Comparaison des paramètres Y _{ij} et Z _{ij} simulées et extraits	136
<i>III.2 -INDUCTANCE « AVEC PERTE MAGNETIQUE ».....</i>	<i>137</i>
III.2.1 -Résultats d'extraction des éléments du modèle	139
III.2.2 -Comparaison des paramètres Y _{ij} et Z _{ij} simulées et extraits	141
III.2.3 -Influence des paramètres géométriques.....	142
a) -Influence de l'épaisseur du matériau magnétique.....	142
a.1) -Sur le calcul de l'inductance	142
a.2) -Sur le calcul de la résistance	143
b) -Influence de la largeur de conducteur.....	144
b.1) -Influence de la largeur du conducteur sur l'inductance	144
b.2) -Influence de la largeur du conducteur sur les résistances	144
c) -Influence de la distance entre spire.....	145

CHAPITRE : IV- SIMULATIONS ET RESULTATS

<i>Conclusion</i> :.....	146
IV -INDUCTANCE A DEUX COUCHES	147
<i>IV.1-RÉSULTATS ET COMPARAISON</i>	147
<u>IV.1.1 -Résultats de simulation et extraction des éléments du modèle inductance double couches</u>	147
a) -Sur le calcul de l'inductance.....	148
b) -Sur le calcul de la résistance.....	149
<u>IV.1.2 -Comparaison des paramètres Y_{ij} et Z_{ij} simulés et extraits</u>	149
IV.2-INFLUENCE DES PARAMETRES GEOMETRIQUES	150
<u>IV.2.1 - Influence de l'épaisseur du matériau magnétique</u>	150
<u>IV.2.2 -Influence de la largeur du conducteur</u>	151
CONCLUSION	153
V - REFERENCES	154

CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RESULTATS

INTRODUCTION

Dans les précédents chapitres nous avons donné un aperçu général sur les inductances intégrées, les différentes structures étudiées, leurs technologies de fabrication, puis les modèles que nous avons développés. Dans ce quatrième chapitre nous allons décrire le moyen de simulation utilisés pour nos travaux et nous présenterons les résultats obtenus.

L'objectif de ce chapitre consiste à étudier les différents modèles d'inductances (avec et sans matériau magnétique) par simulation dans le but d'obtenir une première validation de ces modèles. Cette étude aura également pour objet d'évaluer l'influence de la couche magnétique, l'influence de certains paramètres géométriques comme, la largeur du conducteur, l'épaisseur du conducteur, la distance entre les conducteurs et la limite en fréquence de fonctionnement de la structure sur les paramètres des modèles développés. Pour obtenir un bon résultat et avec de la précision le choix du simulateur constitue un facteur très important.

Ainsi, dans ce chapitre nous nous intéressons tout d'abord au logiciel de simulation utilisé. Une présentation de ce logiciel et de ses principales fonctionnalités sera réalisée.

Le second paragraphe sera consacré aux inductances à air. Nous justifierons le choix du modèle retenu, puis nous étudierons l'influence de certains paramètres de simulation et géométriques sur les résultats dans le but de valider le modèle.

Les modèles d'inductance à une couche magnétique seront abordés dans le troisième paragraphe. On s'intéressera plus particulièrement à la prise en compte du matériau magnétique avec deux approches différents (matériau magnétique avec et sans pertes).

Le dernier paragraphe sera consacré aux inductances à deux couches de matériau magnétique avec pertes.

I-LOGICIEL HFSS

Dans la littérature on dispose de plusieurs outils de type circuit permettant de concevoir et de simuler des circuits et systèmes très complexes parmi lesquels le simulateur ASITIC (Analysis and Simulation of Spiral Inductors and Transformers for Integrated Circuits) utilisé par [1] et [2]. C'est un logiciel qui permet de concevoir, d'analyser et de simuler des inductances et des transformateurs. Il utilise une méthode basée sur la formulation intégrale des équations de Maxwell permettant de décomposer un système complexe en sous systèmes intégrés, formant un réseau électrique ou magnétique. Dans la même lignée les

auteurs [3] ont utilisé ASITIC pour étudier l'influence de la largeur du conducteur d'une inductance de 10 tours de conducteur en aluminium déposé sur substrat de silicium (technologie CMOS). Cette inductance est prévue pour être utilisée dans un convertisseur DC-DC dans une gamme de fréquence de 1 à 100 MHz avec une fréquence de travail de 10 MHz.

Il existe aussi plusieurs simulateurs électromagnétiques 3D. Les plus utilisés sont MOMENTUM [4], HFSS [5-8], SONNET [9] [10] à cause de leur facilité d'utilisation et de leur précision de calculs. Ces simulateurs sont utilisés pour l'analyse et la résolution numérique des circuits passifs. Ils permettent de prendre en compte la géométrie de la structure et simule correctement les effets électromagnétiques complexes comme les couplages et les effets parasites. Ils utilisent la méthode des moments ou des éléments finis (FEM) qui est particulièrement efficace pour l'analyse des structures planaires. En utilisant la méthode des moments, les simulateurs calculent les paramètres S en fonction de la fréquence.

Dans le cadre de notre travail nous avons opté pour le simulateur HFSS (High Frequency Structure Simulator) très utilisé au laboratoire. Nous allons présenter dans ce chapitre le simulateur HFSS, suivi de ses conditions d'utilisation et ensuite les résultats obtenus pour l'obtention et la validation de modèles relatifs aux inductances avec et sans matériau magnétique.

1.1.-PRÉSENTATION

HFSS (High Frequency Structure Simulator) est un logiciel de simulation du comportement électromagnétique. L'utilisation de ce logiciel permet de calculer le champ électromagnétique en tout point de la structure mais également les problèmes de radiation en champs proche et lointain. Son interface se présente comme celui de la figure (IV.1) ci-après. Ce logiciel est très utilisé au laboratoire pour la conception et l'étude des composants en hyperfréquence tels que les isolateurs [11], les circulateurs à couche magnétique [12] et l'étude de motifs métamatériaux [13].

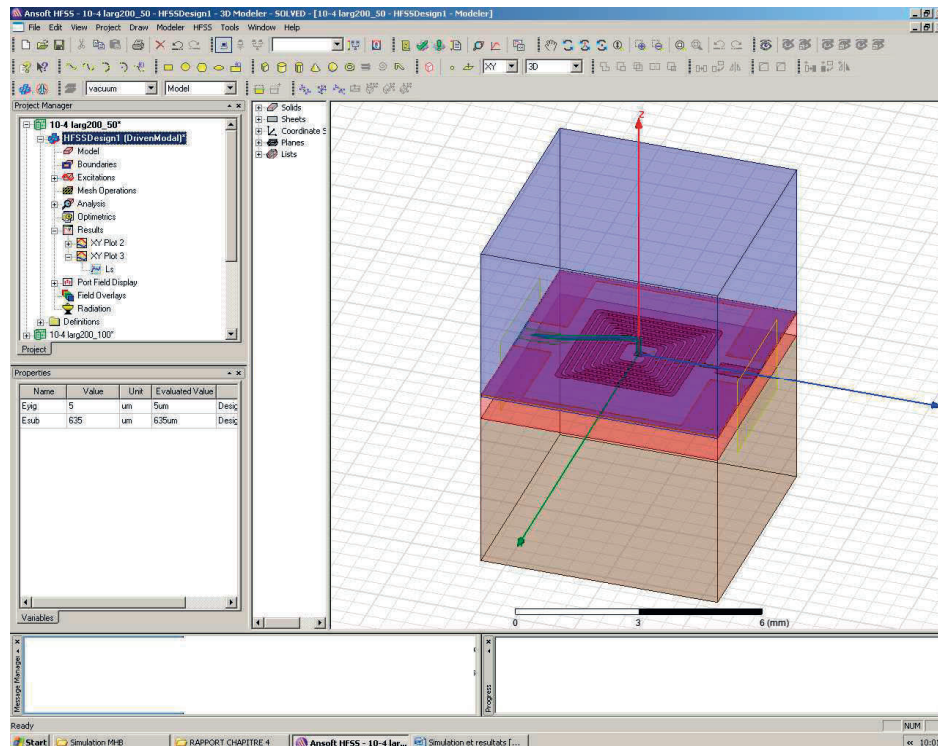
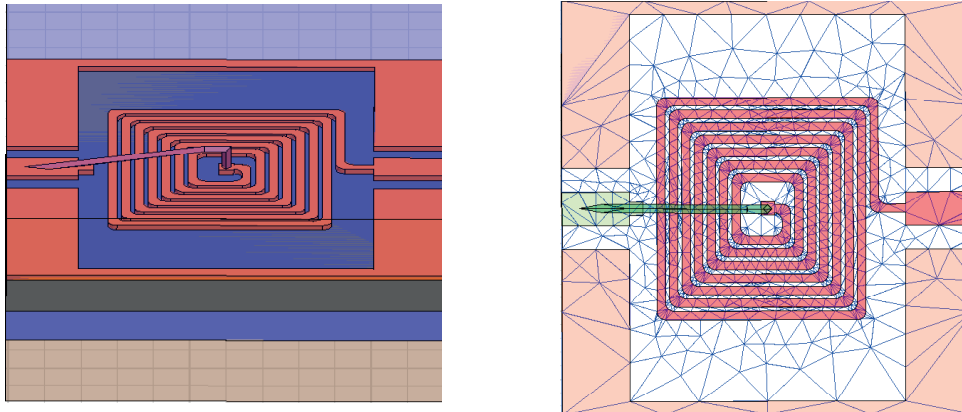


Figure IV.1 : a) Interface de HFSS

HFSS est un logiciel de simulation basé sur la méthode des éléments finis (FEM). Cette dernière fait partie des méthodes de type « discrétisation du domaine d'étude ». Le domaine dans lequel on désire effectuer la simulation est découpé en «éléments». L'application des conditions d'équilibre et des lois de comportement liées au type de problème traité permet de construire des équations approchées dont les inconnues sont les valeurs de la solution en un ensemble bien choisi de points, appelés les nœuds de la discrétisation. Une simulation réaliste peut exiger des centaines de milliers de nœuds et d'éléments. Les systèmes à résoudre sont donc importants et demandent l'emploi d'ordinateurs puissants. Tout comme les paramètres S (coefficient de dispersion ou de réflexion des ondes) de la structure, HFSS est en mesure de fournir les paramètres Y (ou Z). Pour notre application, nous avons utilisés les paramètres admittances Y et les paramètres impédances Z .

Le logiciel est constitué de certaines commandes permettant d'analyser et de traiter le comportement de la structure (figure IV.2a) et d'un programme destiné à effectuer le maillage de la structure (figure IV.2b).



a)

b)

Figure IV.2 : a) Dessin de la structure (inductance)

b) Maillage de la structure

L'utilisateur du logiciel doit respecter la démarche suivante :

- dessiner la structure en 2D ou 3D ;
- saisir les paramètres des matériaux : le cuivre pour les spirales, l'alumine pour le substrat et des box d'air pour les contacts extérieurs ;
- saisir les paramètres du matériau magnétique comme la permittivité (constante) et la perméabilité relative variable en fonction de la fréquence ;
- définir les excitations et les conditions aux limites ;
- définir les paramètres de simulation ;
- effectuer la simulation ;
- exploiter les résultats.

1.2-CONDITION DE SIMULATION

L'utilisateur doit définir ses critères de convergence à l'aide de certains paramètres tels que le nombre de tours-machines (ou nombre de passes) et la valeur maximale de delta S calculée entre deux tours successif de la machine. Ce paramètre est égal à la différence entre les paramètres S_{ij} calculés entre deux passes successives.

Par ailleurs le problème capital de la simulation est de trouver un maillage le plus adapté possible, et une convergence qui conduise à des résultats corrects et raisonnables (par exemple celle de la figure IV.3). Cette figure illustre la relation entre le paramètre de tolérance (Max Delta S), image de la précision, et le nombre de tours-machine ou nombre de passes. On peut observer que plus le nombre de tours-machine est élevé plus la précision sera grande et le temps de calcul important. La courbe de convergence (courbe donnant l'évolution

CHAPITRE : IV- SIMULATIONS ET RESULTATS

du paramètre Max Delta S en fonction du nombre de passes) est à analyser systématiquement. En effet si ce paramètre présente une instabilité, les résultats seront erronés. Il faut alors augmenter le maillage en augmentant le nombre de tours-machine jusqu'à obtention d'une bonne convergence (c'est-à-dire une faible variation du paramètre Max Delta S).

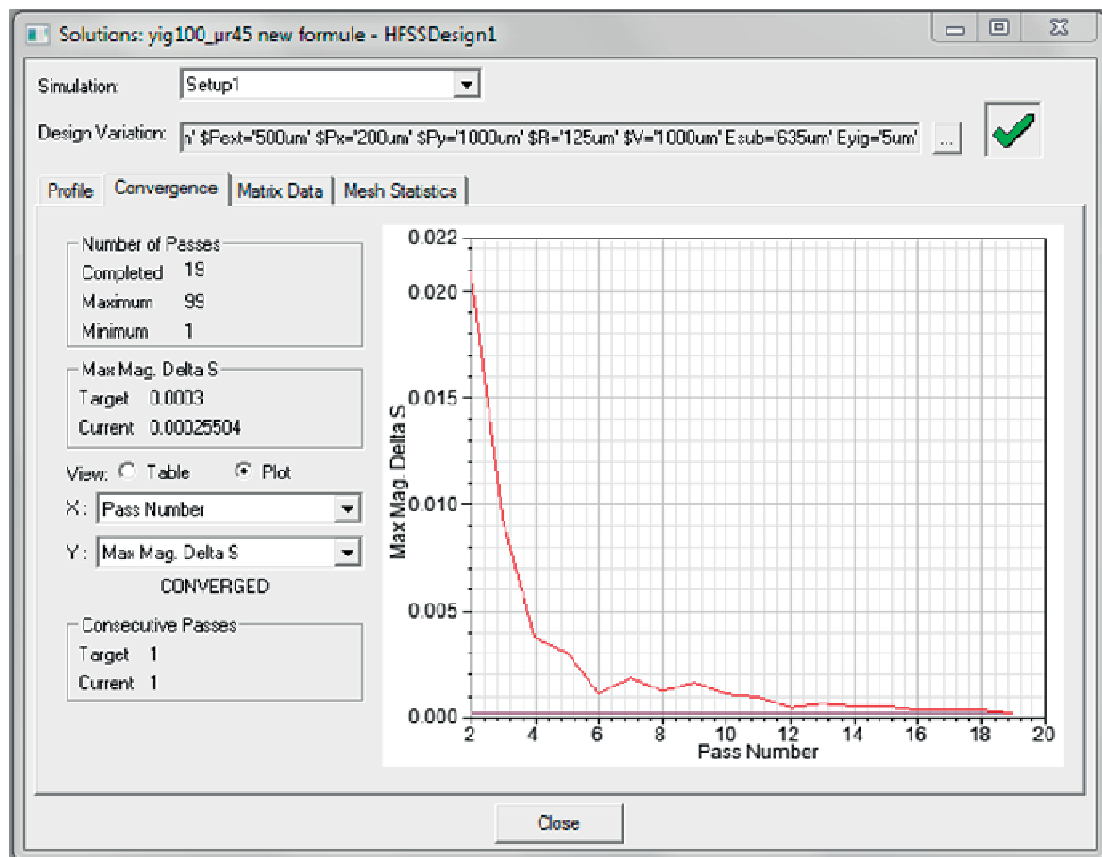


Figure IV.3 : Courbe de la Convergence

Le logiciel dispose d'un mailleur automatique qui propose un maillage initial, les paramètres S_{ij} sont ensuite calculés à partir de ce maillage initial. La seconde passe consiste à augmenter de quelques pour cent (paramètre "refinement" défini par l'utilisateur) le nombre de mailles et à calculer de nouveau les paramètres S_{ij} . Si la différence entre les nouvelles valeurs et les anciennes valeurs des paramètres S est inférieure à un certain seuil (paramètre Max Delta S) on dit que la solution a convergé, dans le cas contraire on recommence l'opération (augmentation du nombre de mailles) jusqu'à obtenir une convergence satisfaisante.

II-INDUCTANCE A AIR

Dans ce paragraphe nous nous intéressons à la modélisation de l'inductance à air et à la validation du modèle retenu.

Dans un premier temps nous effectuerons quelques comparaisons entre le modèle RL et $RLCC_m$ afin de montrer que ce dernier est bien adapté au domaine fréquentiel considéré (jusqu'au GHz).

Nous étudierons également l'influence des paramètres de simulation (fréquence centrale, Max Delta S) sur les résultats (valeur de l'inductance, de la résistance.....)

La dernière partie de ce paragraphe sera consacré à l'analyse de l'influence de certains paramètres géométriques de l'inductance sur les éléments du modèle.

La figure IV.4 ci-dessous précise la constitution de l'inductance à air que nous avons étudiée. C'est une inductance qui est constituée d'un substrat d'alumine ayant une épaisseur de $635\mu\text{m}$ sur lequel est déposé un conducteur en cuivre d'une épaisseur de $5\mu\text{m}$. De chaque côté se trouve le plan de masse. Le plot central est relié avec le plot extérieur par l'intermédiaire d'un bonding. Les conducteurs sont espacés d'une distance $D = 60\mu\text{m}$ et présentent une largeur $W = 125\mu\text{m}$.

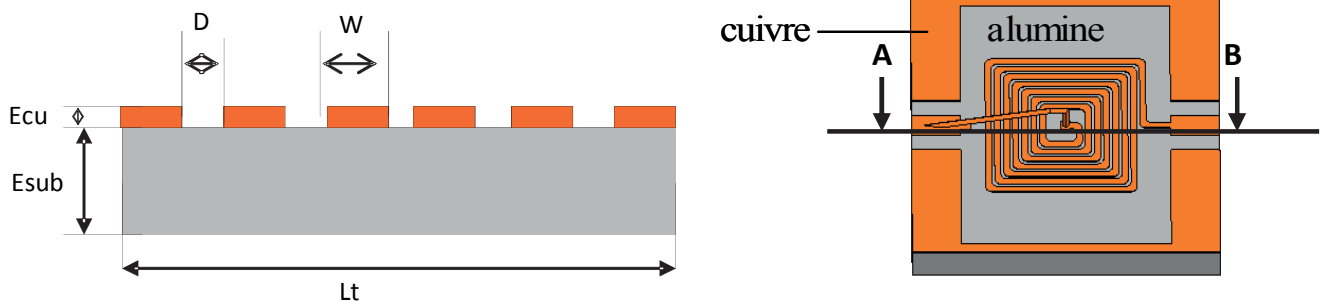


Figure IV.4 : Structure d'inductance planaire à air

- E_{cu} : épaisseur du conducteur
- E_{sub} : épaisseur du substrat
- D : distance entre spires
- L_t : longueur extérieure de la structure
- W : largeur du conducteur.

Pour étudier le comportement de cette structure nous nous sommes intéressés aux différentes grandeurs comme l'inductance et la résistance.

CHAPITRE : IV- SIMULATIONS ET RESULTATS

Le simulateur ne donne pas directement les valeurs de l'inductance et de la résistance. Nous avons présenté les formules de L, R et C déterminées pour le modèle RL et RLCC_m au chapitre III, modèles que nous rappelons ci-dessous :

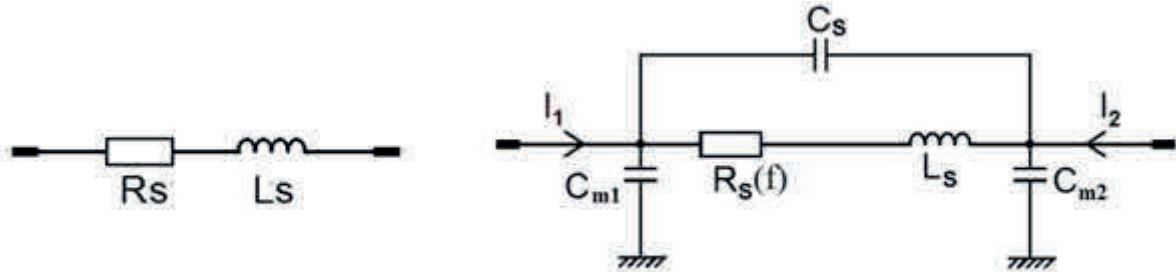


Figure IV.5 : Modèle RL et RLCC_m

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants :

- ✓ fréquence de maillage à 500 MHz,
- ✓ Max delta S à 10^{-4} ,
- ✓ nombre de tours-machines maximum autorisé variable entre 10 et 90 suivant la structure,
- ✓ bande de fréquence comprise entre 10MHz à 1,5 GHz.

II.1 -COMPARAISONS DE MODELE RL ET RLCC_m

Les figures ci-après donnent l'évolution de la valeur de l'inductance et de la résistance en fonction de la fréquence pour les modèles RL (L_s) et RLCC_m (L_c).

La figure IV.6 montre que le modèle RLCC_m donne une inductance pratiquement constante entre 10MHz et 1,5 GHz ce qui correspond à la réalité physique. Par contre le modèle RL fournit une valeur de L qui varie fortement (facteur 10 entre $f=10$ MHz et 1,5 GHz). Cette variation ne correspond pas à la réalité physique. Le modèle RL est valable jusqu'à 400MHz. Au-delà de cette fréquence il est indispensable de prendre en compte les couplages capacitifs

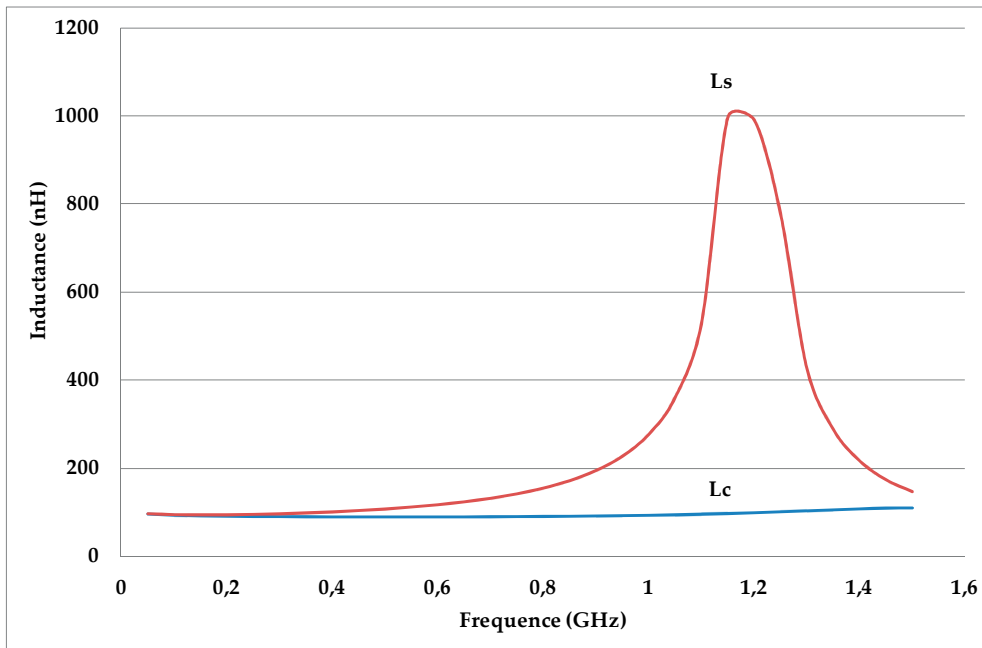


Figure IV.6 : Comparaison des modèles RL et RLCC

La courbe de la figure IV.7 montre que les valeurs des résistances des modèles RL et RLCC_m sont sensiblement identiques jusqu'à 300 MHz. En basse fréquence on retrouve bien la résistance statique $R_{DC}=1,6\Omega$. La valeur de la résistance à la fréquence de 400MHz est 5 fois la valeur en basse fréquence ceci est dû aux effets conjugués de peau et de proximité. On constate bien que le modèle RL ne peut être utilisé que pour des fréquences inférieures à 400MHz. Au-delà les effets capacitifs ne peuvent plus être négligés.

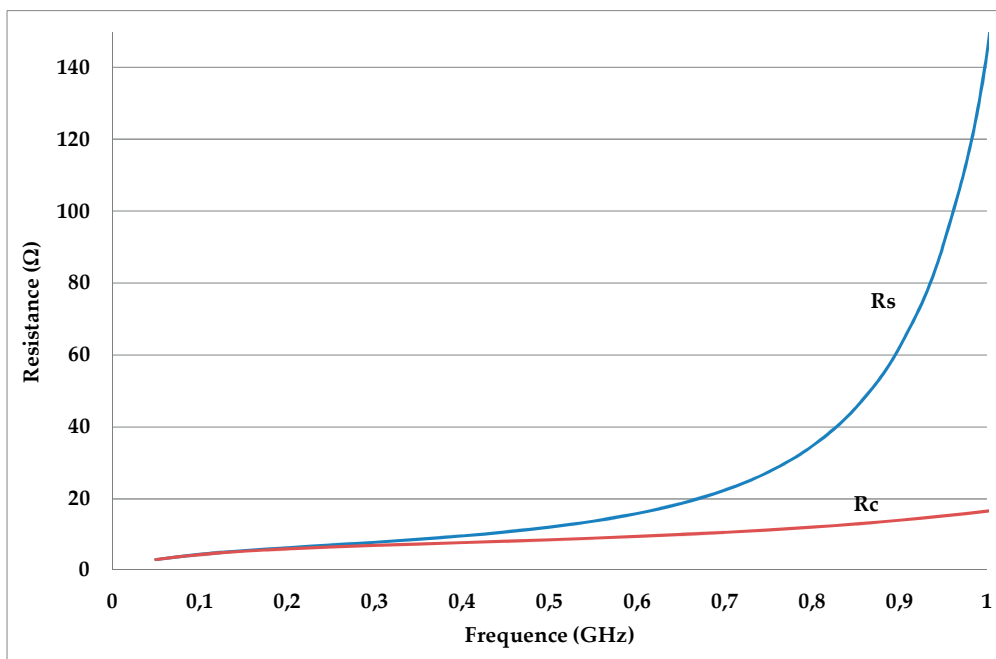


Figure IV.7 : Comparaison de R des modèles RL et RLCC

II.2 -INFLUENCE DES PARAMÈTRES DE SIMULATION

Dans ce paragraphe nous nous intéressons à l'influence des paramètres de simulation sur la qualité des résultats obtenus, l'objectif visé étant d'obtenir des résultats de simulation aussi fiable que possible tout en conservant des temps de calcul acceptables (inférieurs à quelques heures)

II.2.1 -Influence de la fréquence centrale

Pour vérifier si le choix de la fréquence centrale influence les grandeurs de sorties, nous avons fait varier cette fréquence de 20 à 600MHz et nous avons relevé les valeurs de l'inductance à 10MHz (figure IV.8). On remarque que le logiciel HFSS adapte l'impédance du port à la fréquence mais par contre à travers le calcul on constate que la fréquence centrale n'influence pas de manière significative la valeur de l'inductance. Cette dernière reste toujours quasi constante.

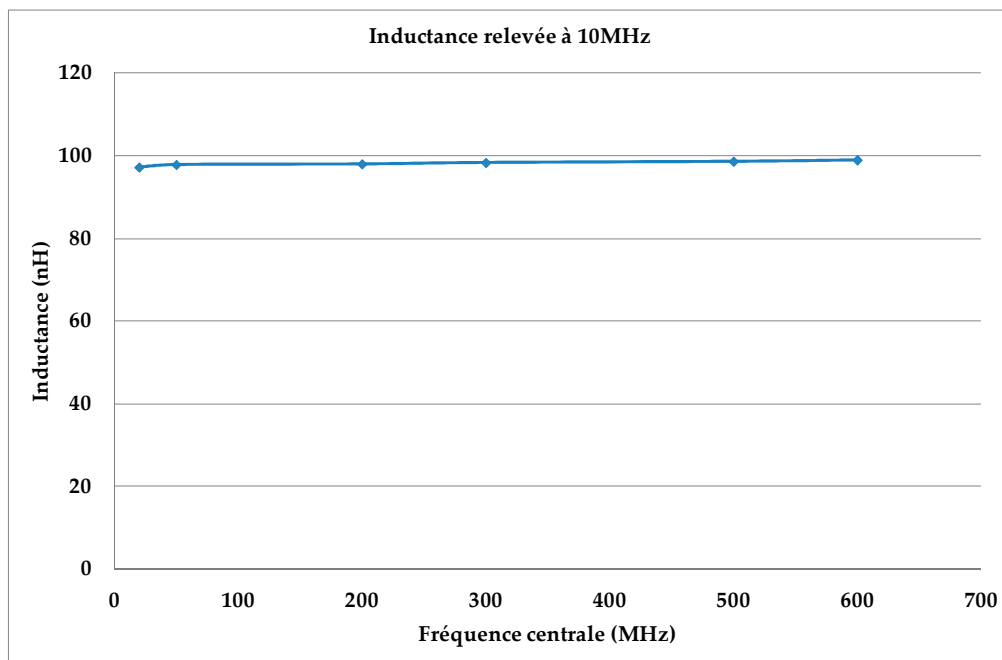


Figure IV.8 : Influence de la fréquence centrale sur l'inductance

En revanche, la fréquence centrale impacte le calcul de la résistance en haute fréquence.

Si la fréquence centrale est "faible", le nombre de mailles initial sera faible ce qui conduira à un maillage limite dans les conducteurs et donc à une mauvaise précision sur le calcul de la résistance.

CHAPITRE : IV- SIMULATIONS ET RESULTATS

En revanche, si la fréquence est "très élevée" le nombre initial de mailles sera élevé et conduira à une bonne précision sur le calcul de la résistance au prise d'un temps de calcul élevé.

Un compromis doit être trouvé entre rapidité du temps de calcul et précision de la résistance. On observe figure IV.9 que la valeur de la résistance calculée tend vers une limite pour une centrale un peu inférieure à la fréquence de calcul.

Comme règle, il est admis de prendre une fréquence centrale de l'ordre de $F_{Max}/2$, F_{Max} étant la fréquence maximale d'étude.

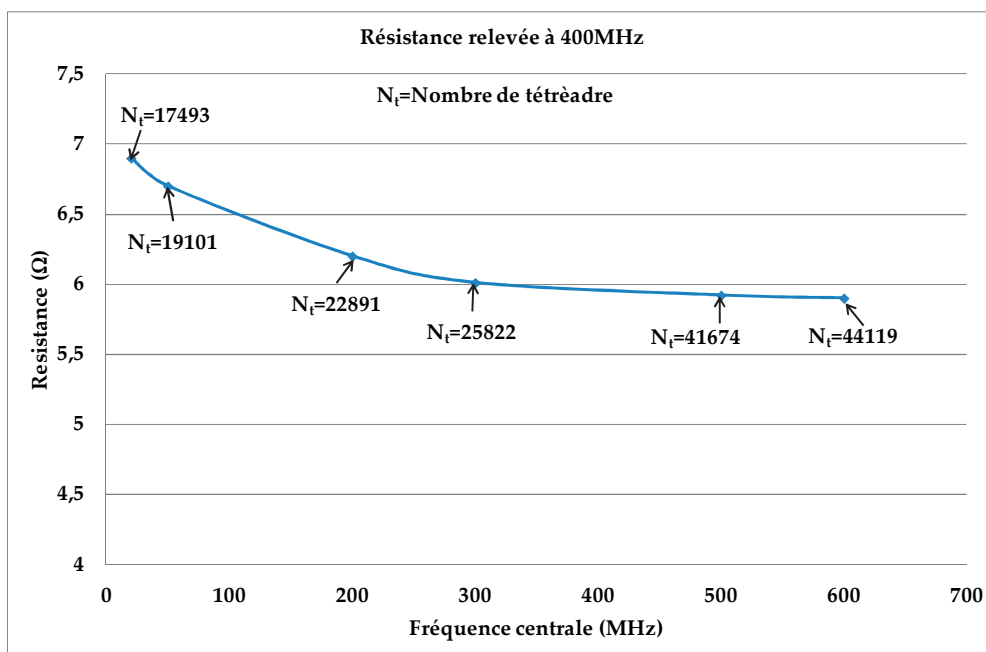


Figure IV.9 : Influence de la fréquence centrale sur la résistance

II.2.2- Influence du paramètre Max delta S

Notre objectif ici consiste à déterminer l'influence de ce paramètre sur les éléments du modèle. Nous avons effectué plusieurs simulations sur une même structure avec le paramètre Max delta S variant de 10^{-1} à $5 \cdot 10^{-5}$.

Si le paramètre Delta S (différence entre les paramètres S calculés entre deux tours machine) présente une instabilité, les résultats seront erronés. Il faut alors augmenter le maillage en augmentant le nombre de tours-machine jusqu'à l'obtention d'une bonne convergence.

CHAPITRE : IV- SIMULATIONS ET RESULTATS

Nous avons remarqué qu'il y a une relation entre Max Delta S image de la précision, et le nombre de tours-machine. Plus le paramètre Max Delta S sera petit, plus le nombre de tours-machine sera élevé et plus la convergence sera bonne mais le temps de calcul deviendra important.

Les résultats de la figure ci-dessous nous indiquent que lorsqu'on impose un paramètre Max delta S de plus en plus faible le calcul de la résistance en basse fréquence rejoint la valeur calculée R_{DC} . De ce fait on a un temps de calcul et un nombre de tétraèdre élevé mais une bonne précision.

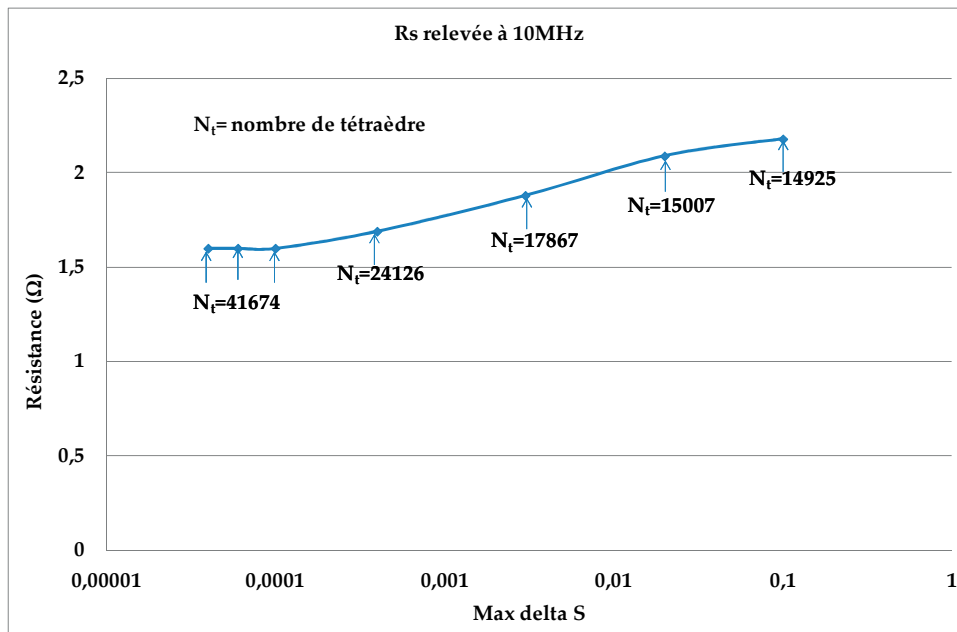


Figure IV.10 : Influence de Max delta S sur la résistance

En conclusion, il est préférable de choisir une fréquence centrale égale à la moitié de la fréquence maximale d'étude. En revanche le Max delta S est un paramètre important à prendre en compte. En effet, si ce paramètre présente une instabilité, les résultats seront erronés.

II.3 -INFLUENCE DE QUELQUES PARAMÈTRES GÉOMÉTRIQUES

Dans ce paragraphe nous analysons l'influence de quatre paramètres géométriques (épaisseur du cuivre, largeur de conducteur, distance entre spires, distance de la spirale avec le plan de masse) sur les éléments RLC du modèle.

CHAPITRE : IV- SIMULATIONS ET RESULTATS

II.3.1 - Epaisseur de cuivre

Nous avons réalisé plusieurs simulations (HFSS) avec une épaisseur de conducteur variant de 5 μm à 40 μm . Puis nous avons calculé les valeurs des éléments RLC à partir des équations 3.20 et 3.21 établies au chapitre précédent. Les valeurs des résistances relevées à 10 MHz ($R_{10\text{MHz}}$) et en continu (R_{DC}) sont représentées sur la figure ci-après. Nous constatons (figure IV.11) que, plus l'épaisseur de cuivre est importante, plus la résistance en continu R_{DC} diminue, elle varie de façon hyperbolique ($R = \rho \frac{1}{S} = \rho \frac{1}{\omega \cdot x}$). A 10MHz l'influence des effets de peau et de proximité dépend de l'épaisseur des conducteurs :

⇒ Pour de faibles épaisseurs, très inférieures à la profondeur de peau (20,8 μm), il n'y a ni effet de peau ni effet de proximité, les deux courbes sont confondues ($R_{10\text{MHz}} = R_{\text{DC}}$).

⇒ Pour de fortes épaisseurs les effets de peau et de proximité ne sont plus négligeables, on observe alors une augmentation importante de la résistance $R_{10\text{MHz}}$ (comparativement à la R_{DC}). Par exemple pour une épaisseur de 10 μm la résistance $R_{10\text{MHz}}$ est égale à 1,3 fois la résistance R_{DC} , tandis que pour une épaisseur de 40 μm ce rapport atteint 3,6.

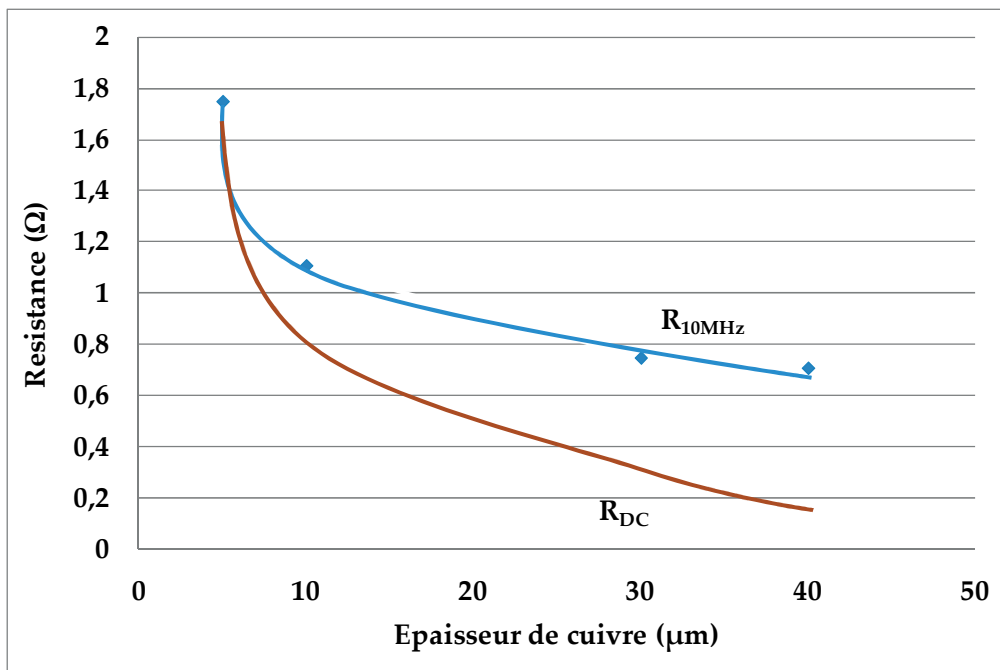


Figure IV.11 : Résistance en fonction de l'épaisseur de cuivre

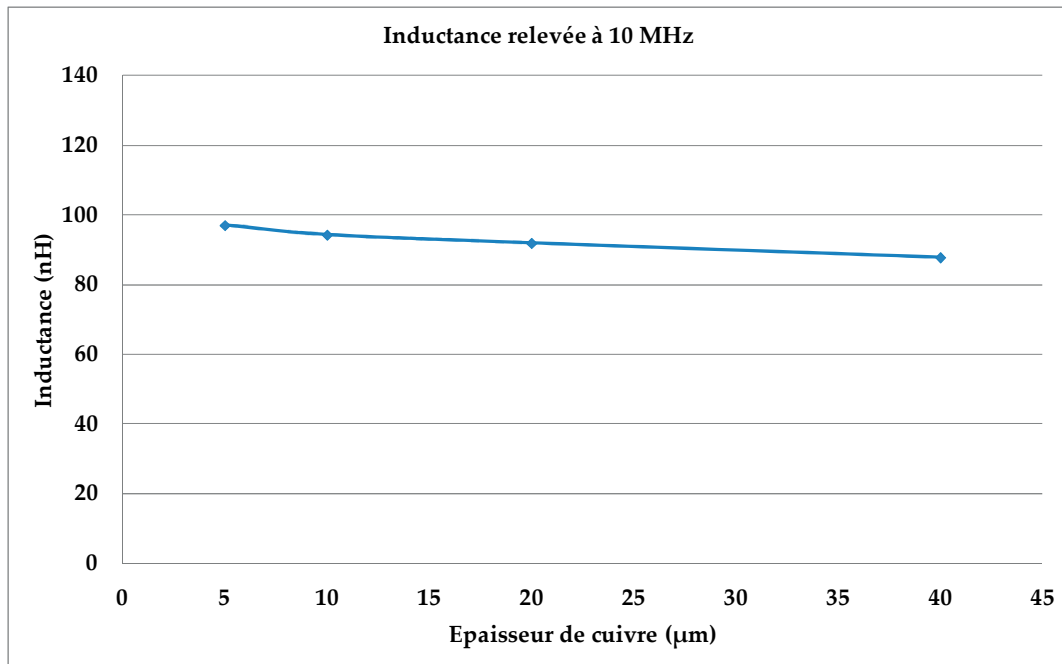


Figure IV.12 : Influence de l'épaisseur de cuivre sur l'inductance

Nous constatons aussi que l'augmentation de l'épaisseur du conducteur entraîne une canalisation moins importante des lignes de champs, qui conduit à une légère diminution de la valeur de l'inductance L comme le montre la figure IV.12.

II.3.2 -Largeur de conducteur

Pour étudier l'influence de la largeur du conducteur W sur les caractéristiques de l'inductance et sur les paramètres du modèle nous avons fait varier W de 50 à 125µm.

Les courbes de la figure IV.13 illustrent l'évolution de la résistance relevée à 10 MHz et la résistance R_{DC} en fonction de la largeur du conducteur.

On constate qu'il y a une bonne concordance entre les valeurs de résistances relevées à 10MHz avec celles calculées en continu (R_{DC}). Le calcul de la résistance dépend directement de la largeur du conducteur. L'augmentation de cette dernière engendre une augmentation de la section et cela se traduit par une diminution de la résistance. A 10MHz et pour une épaisseur de 5µm de cuivre les effets de proximité sont négligeables.

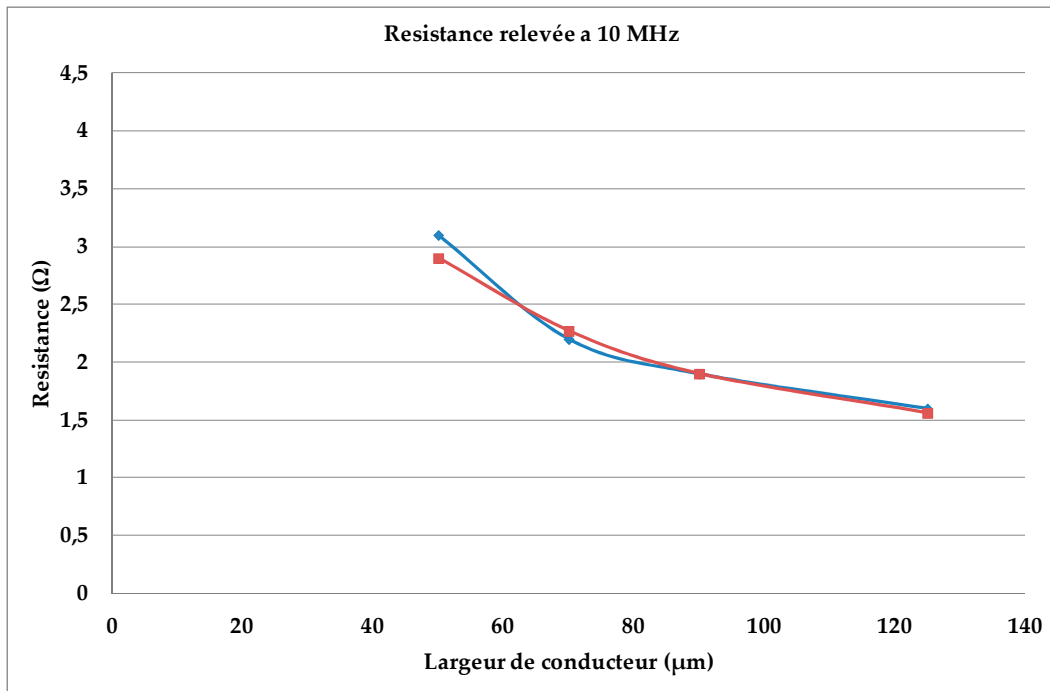


Figure IV.13 : Influence de la largeur du conducteur sur la résistance

II.3.3 -Distance entre spires

Les couplages capacitifs prennent naissance entre les spires et entre les spires et le plan de masse. Ils sont modélisés globalement par les condensateurs C_s et C_m . Pour identifier l'origine de ces couplages capacitifs nous avons conduit plusieurs simulations en faisant varier d'une part la distance entre spires D puis d'autre part la distance entre la spirale et le plan de masse A repérées sur la Figure IV.14 ci-après.

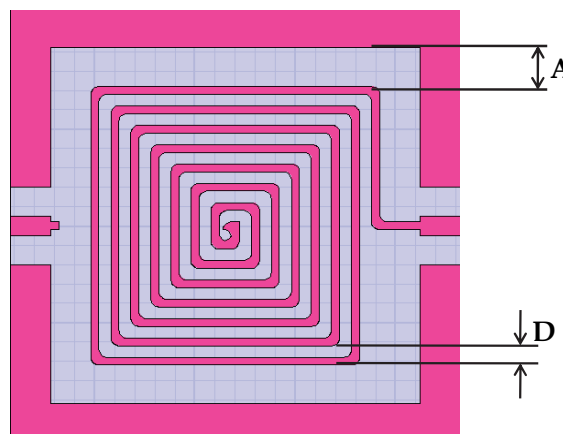


Figure IV.14 : Inductance planaire vue de dessus

CHAPITRE : IV- SIMULATIONS ET RESULTATS

La distance entre spire (D) est un élément essentiel pour le couplage entre spires. Pour étudier l'influence de cette distance sur le comportement du composant, nous avons fait varier cet écart de 20 μm à 140 μm .

Nous constatons (figure IV.15) que la distance entre les spires joue directement sur la fréquence de résonance et l'effet capacitif engendré par ces dernières. La figure IV.15 nous montre qu'au fur et à mesure que la distance entre spires augmente la capacité diminue, ce qui se traduit par une augmentation de la fréquence de résonance.

La loi de variation n'est pas hyperbolique (cas simplifié du conducteur plan $C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{l_T E_{cu}}{D}$) car en même temps que l'on augmente la distance D entre spires, on augmente la longueur de la spirale (l_T) donc les surfaces en regard.

Ces résultats sont en bon accord avec les travaux de ALLASEM Désiré [14]

A cet effet il faut noter que la distance entre spires joue directement sur l'effet de proximité. C'est donc une grandeur qui a une importance sur le comportement du composant, il faut avoir une distance entre spire la plus grande possible pour diminuer ou s'affranchir de cet effet de proximité et obtenir une résistance le plus faible possible en haute fréquence.

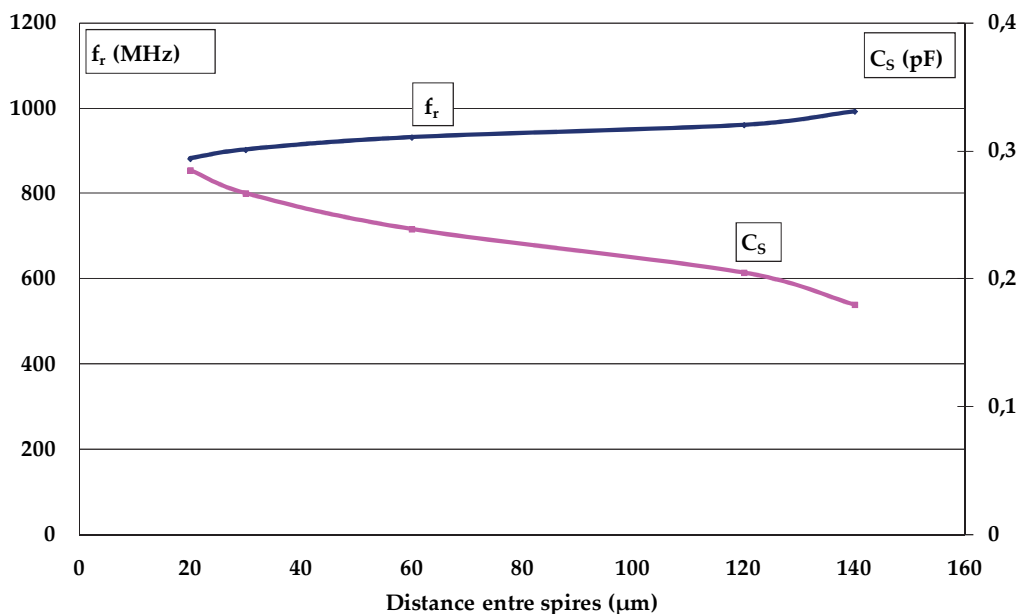


Figure IV.15 : Influence de la distance entre spires

II.3.4 -Distance entre la spirale et le plan de masse

Nous avons fait varier le paramètre A correspondant à la distance entre la spirale et le plan de masse de $60\mu\text{m}$ à $1000\mu\text{m}$ et nous constatons que lorsqu'on éloigne la masse de la dernière spire, on gagne en domaine de validité sur modèles $RLCC_m$. Ceci est dû à la diminution de la valeur de cette capacité et donc à l'augmentation de la fréquence de résonance comme le montre la figure ci-après.

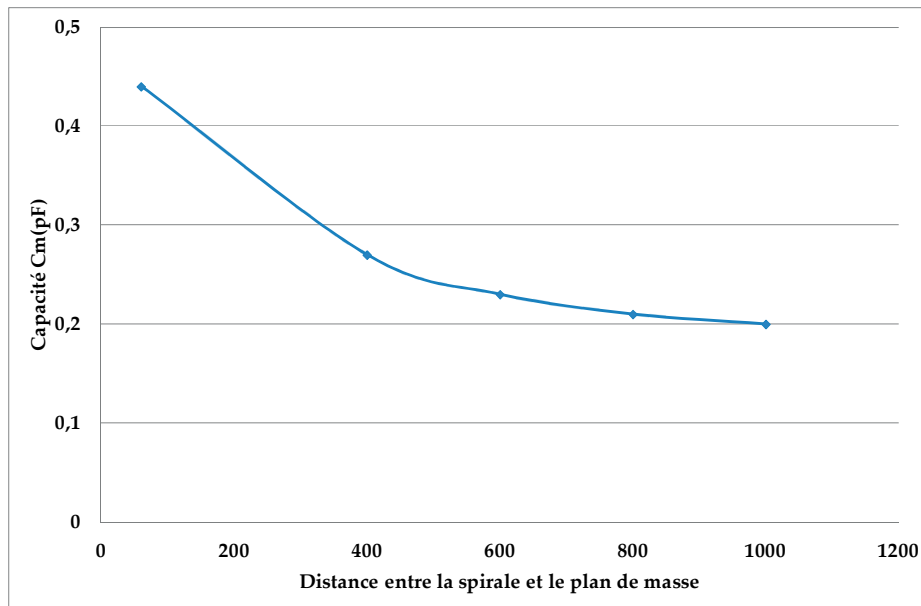


Figure IV.16 : Influence de l'écart entre la dernière spire et la masse

II.3.5 - La permittivité relative du substrat

On souhaiterait étudier l'influence de la permittivité relative sur les éléments du modèle et en particulier sur la capacité du condensateur parasite C_S . Pour cela, on a fait varier cette permittivité de 1 à 3 et on a remarqué que l'augmentation de la permittivité relative joue directement sur la capacité parasite. Cette dernière devient importante lorsque la permittivité est grande.

Les résultats obtenus sont en bon accord avec ceux de la thèse de ALLASEM Désiré [14].

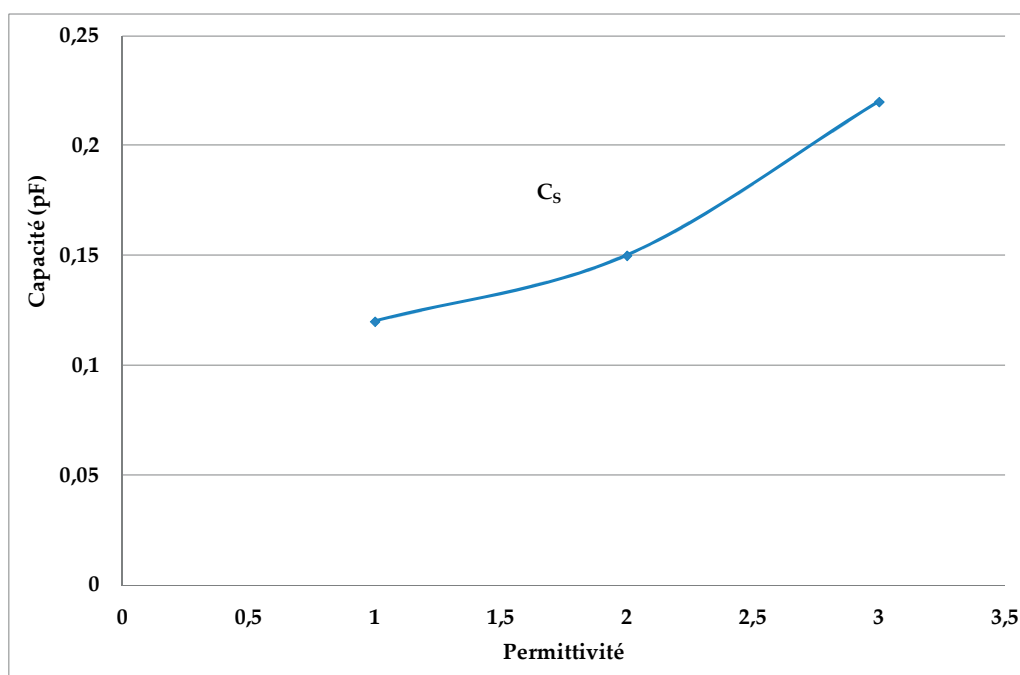


Figure IV.17 : Evolution de la capacité en fonction de la permittivité

CONCLUSION :

Nous avons développé et comparé des modèles pour inductances à air, puis étudié l'influence des paramètres de simulation et des paramètres géométriques sur les éléments de modèle. De manière générale on note :

- ✓ un comportement satisfaisant sur une large bande de fréquence (GHz) du modèle $RLCC_m$
- ✓ une évolution satisfaisante des paramètres du modèle en fonction des paramètres de simulation et des paramètres géométriques.
- ✓ Une extraction des éléments du modèle ($RLCC_m$) suffisamment simple et satisfaisante. Il reste à valider ces résultats par des mesures expérimentales qui seront présentées au chapitre V.

III-INDUCTANCE A UNE COUCHE

L'objectif ici est de procéder à une première validation du modèle d'inductance à une couche magnétique proposé au chapitre précédent (l'inductance est constituée d'une couche de matériau magnétique sur laquelle est déposé une spirale en cuivre).

Notre travail s'est déroulé en deux étapes : une étape de simulation sur HFSS (sans et avec pertes magnétiques) et une deuxième étape relative à l'extraction des éléments du modèle développé.

III.1 -INDUCTANCE « SANS PERTE MAGNÉTIQUE »

Dans cette approche seule la variation de la perméabilité relative en fonction de la fréquence sera considérée, les pertes dans les conducteurs seront prises en compte mais les pertes dans le matériau magnétique seront négligées.

Nous avons ainsi effectué plusieurs simulations avec une perméabilité relative variable en fonction de la fréquence comme le montre la figure IV.18 tout en prenant $\tan\delta=0$ (les pertes dans le matériau magnétique sont négligeables).

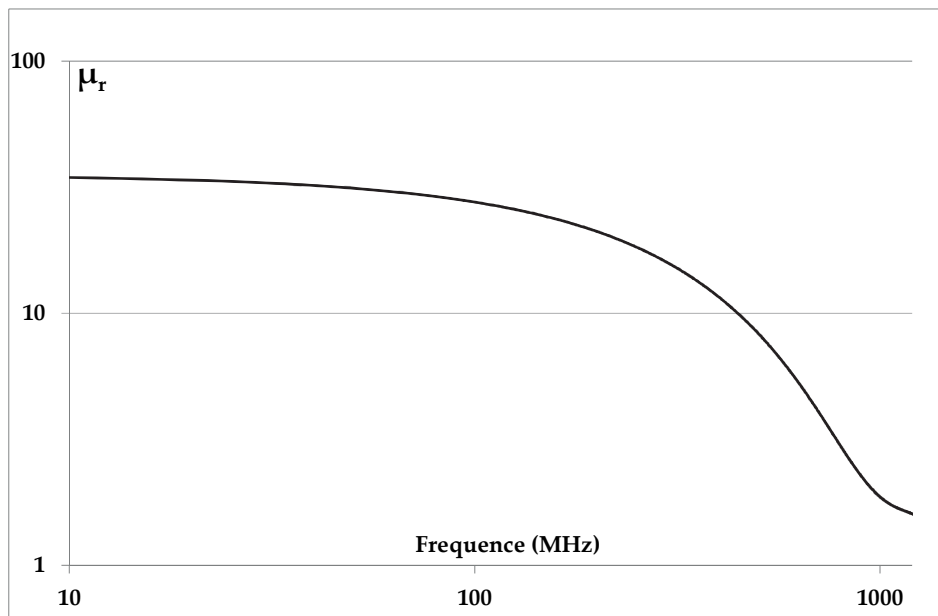


Figure IV.18 : Evolution de la perméabilité en fonction de la fréquence

A partir des résultats du simulateur, on extrait les paramètres Y_{11} , Y_{12} , Z_{11} et Z_{12} pour l'introduire dans le programme d'optimisation développé afin d'extraire les éléments du modèle à savoir les paramètres R_1 , R_2 , L_1 , L_2 , C_1 , C_2 et C_m (figure IV.19). Par la suite on recalculera les paramètres Y_{11} , Y_{12} , Z_{11} et Z_{12} pour valider nos résultats et comparer les paramètres Y_{ij} et Z_{ij} obtenus à partir des simulations HFSS et ceux obtenus avec le modèle.

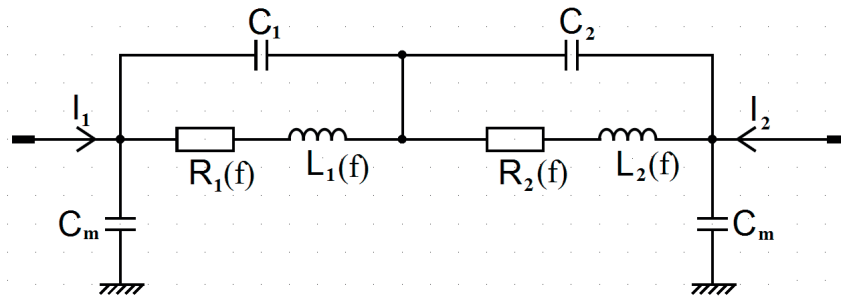


Figure IV.19 : Modèle retenu

III.1.1 -Résultats de simulation et extraction des éléments du modèle

Nous avons simulé une inductance dont les paramètres géométriques sont ceux présentés au paragraphe II à laquelle nous avons rajouté une épaisseur de 500µm de matériau magnétique en dessous du bobinage. Nous avons ensuite extrait les éléments du modèle par le programme d’optimisation.

Les grandeurs constantes comme les capacités (C_1 , C_2 et C_m) sont regroupées dans le tableau 1. Les grandeurs variables comme les résistances R_1 et R_2 et les inductances L_1 et L_2 sont représentées par les deux figures IV.21 et IV.22.

Nous allons montrer à partir des résultats obtenus que la première cellule du modèle (figure IV.18) représente les cinq premiers tours et la deuxième cellule pour le deux dernière spires comme le montre la figure IV.20.

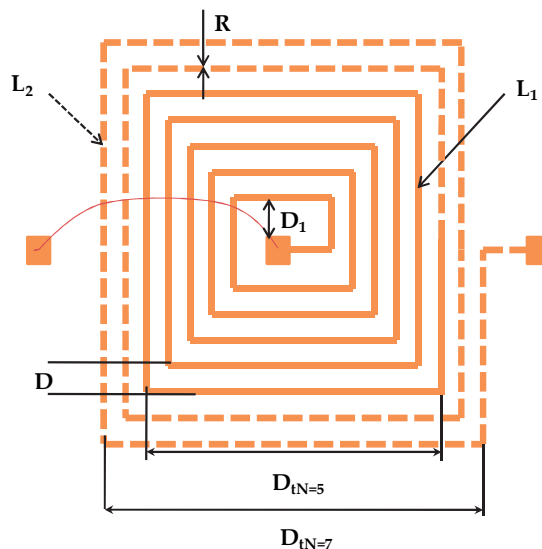


Figure IV.20 : Spirale

CHAPITRE : IV- SIMULATIONS ET RESULTATS

Les courbes représentant l'évolution des résistances R_1 et R_2 (figure IV.21) en fonction de la fréquence montrent que ces dernières augmentent très rapidement avec la fréquence, ceci est dû aux effets conjugués de peau et de proximité. La résistance R_1 est plus grande que la résistance R_2 car la longueur de deux dernières spires est inférieure à la longueur de cinq premières tours (ratio R_1/R_2 est d'environ 2.3). Ce dernier correspond bien au ratio L_1/L_2 calculé à partir du tableau1.

Les résistances R_1 et R_2 sont fonction de la longueur ($R = \rho \frac{\ell}{S}$). Le tableau nous indique la longueur de cinq premières spires est de **47.37mm** et celle de deux dernières spires est de **69.02mm-47.37mm=21.65mm** ($L_1/L_2=2.18$). Donc on trouve bien que le ratio

$$\frac{R_1}{R_2} \approx \frac{L_1}{L_2}.$$

Tableau 1 : Longueur de fils par rapport au nombre de spire

Nombre de spire (N)	Longueur du fil ℓ (mm)
1	5.62
2	12.51
3	23.12
4	35.49
5	47.34
6	59.12
7	69.02

$\ell_1 = 47\text{mm}$

$\ell_2 = 69 - 47 = 22\text{mm}$

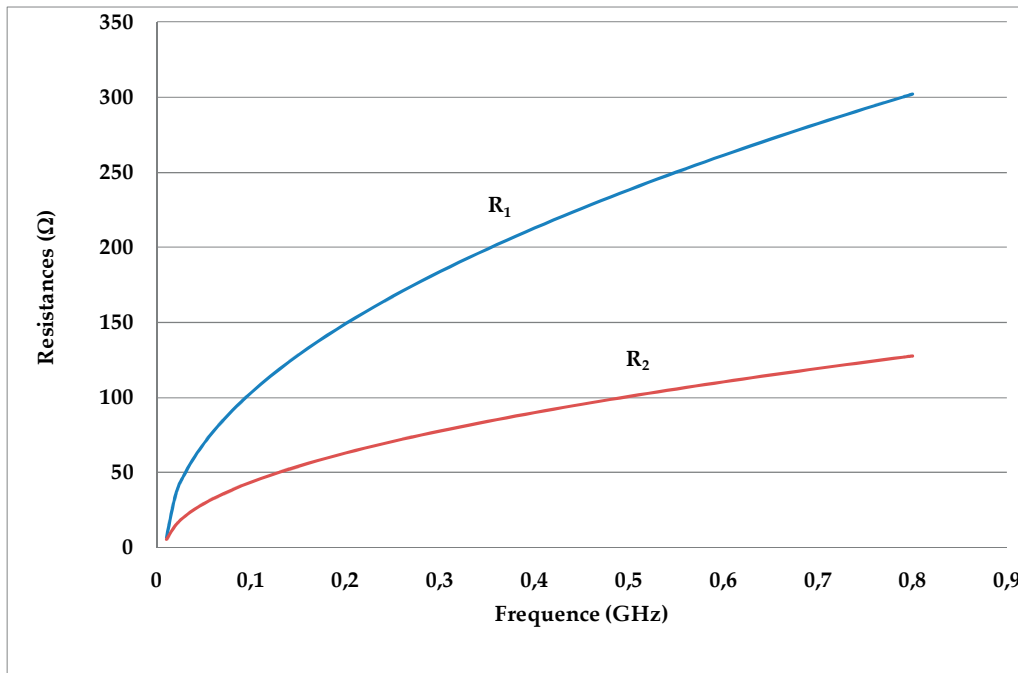


Figure IV.21 : Evolution des résistances en fonction de la fréquence

La figure IV.22 représente l'évolution des inductances L_1 et L_2 en fonction de la fréquence. Nous remarquons que les deux inductances diminuent avec l'augmentation de la fréquence. Cette diminution correspond bien à la réalité physique, car elle suit l'évolution de la perméabilité relative de la couche magnétique indiquée figure IV.17.

Par contre la valeur de L_2 est supérieure à celle de L_1 (avec un ratio L_2/L_1 d'environ 1.15). Cette supériorité de L_2 par rapport à L_1 peut être justifiée par la formule donnée par Sunderaradjan [15] correspondant à la formule modifiée de Wheeler [16] (voir annexe). A partir de cette formule nous avons calculé les valeurs des inductances à air pour différents nombres de spires (tableau2). Pour cinq spires nous avons $L=42.8$ nH, pour sept spire $L=91.9$ nH, donc pour deux spires nous avons $91.9-42.8 = 49.1$ nH. Le ratio L_2/L_1 environ 1.14). Le ratio ne change pas pour une inductance à couche de matériau magnétique. Donc le ratio calculé a partir de la formule de Sunderaradjan correspond bien au ratio calculé a partir du résultat obtenu par simulation.

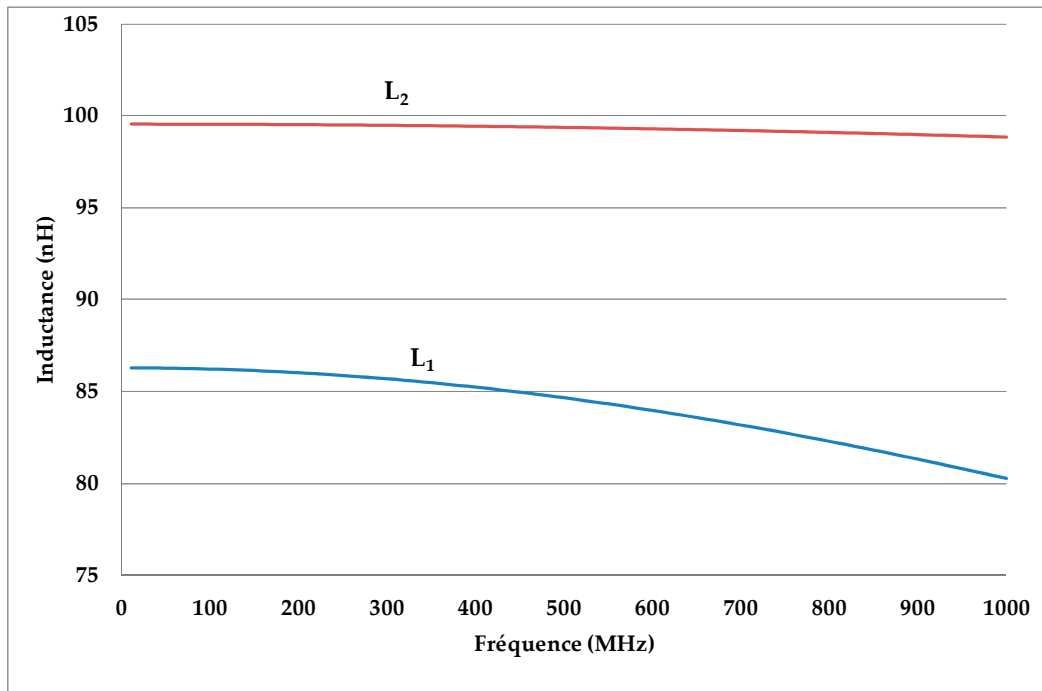


Figure IV.22 : Evolution des inductances en fonction de la fréquence

Le tableau ci-après représente les résultats des couplages capacitifs entre les spires C_1 et entre l'enroulement et le plan de masse C_m . Le paramètre C_1 représente le couplage capacitif engendré par le cinq premiers tours et C_2 pour les deux dernières spires. C_1 est supérieur à C_2 (le ratio est environs $\frac{1}{4}$) car la longueur de cinq premières spires est plus grande que la longueur de deux spirales externes. En outre les cinq premiers tours présentent de couplage capacitif de deux cotés, tandis que la dernière spire ne présente qu'un couplage avec le sixième tour.

Tableau 3 : Les valeurs de capacités

C_1 (pF)	C_2 (pF)	C_m (pF)
0,79	0,2	0.48

III.1.2 -Comparaison des paramètres Y_{ij} et Z_{ij} simulées et extraits

Dans le but de valider notre modèle et les valeurs des paramètres obtenues, nous avons recalculé à partir des éléments C_1 , C_2 , C_m , $L_1(f)$, $L_2(f)$, $R_1(f)$ et $R_2(f)$ extraits par le programme les paramètres Y_{11} et Y_{12} pour les confronter avec les résultats obtenus par simulation. On

observe une excellente corrélation entre les valeurs extraites et les valeurs simulées comme le montre la figure IV.23.

L'allure des courbes en fonction de la fréquence est très bien restituée. On observe une excellente corrélation entre les fréquences de résonance initialement données par HFSS et celle recalculées, ce qui signifie que les valeurs des éléments LC sont bien identifiées. Il en est de même de l'amplitude des courbes et en particulier de l'amplitude des résonances ce qui signifie que les éléments passifs résistifs sont également bien calculés.

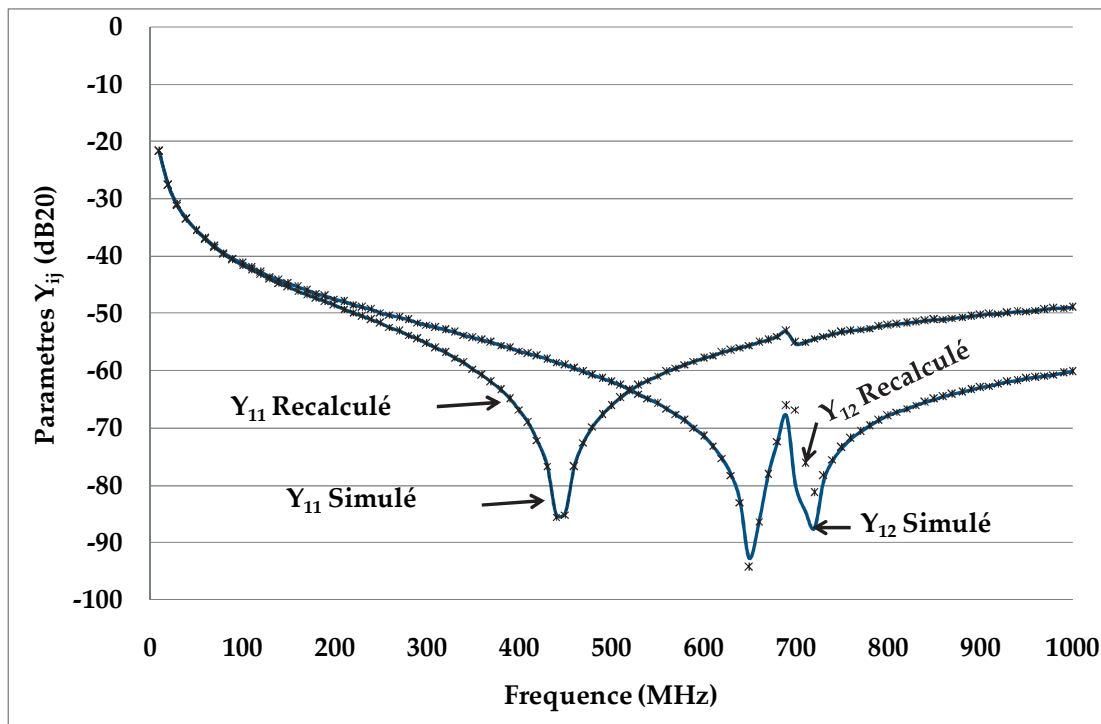


Figure IV.23 : Comparaison Y_{ij} simulées et extraits

III.2 -INDUCTANCE « AVEC PERTE MAGNETIQUE »

Dans ce modèle il s'agit de prendre en compte d'une part l'évolution de la perméabilité magnétique μ_r en fonction de la fréquence, mais également l'évolution des pertes dans le matériau magnétique.

Nous avons ainsi effectué plusieurs simulations avec une perméabilité relative variable en fonction de la fréquence comme le montre la figure IV.18 et une tangente de perte magnétique variable en fonction de la fréquence comme indiquée dans la figure IV.24 (les pertes par hystérésis étant proportionnelles à la fréquence, les pertes par courant de Foucault suivant une loi complexe). Comme le précise la figure ci-après en très basse fréquence les

CHAPITRE : IV- SIMULATIONS ET RESULTATS

perles dans le matériau sont négligeable ($\tan\delta \neq 0$) puis augmente de façon quasi linéaire avec la fréquence.

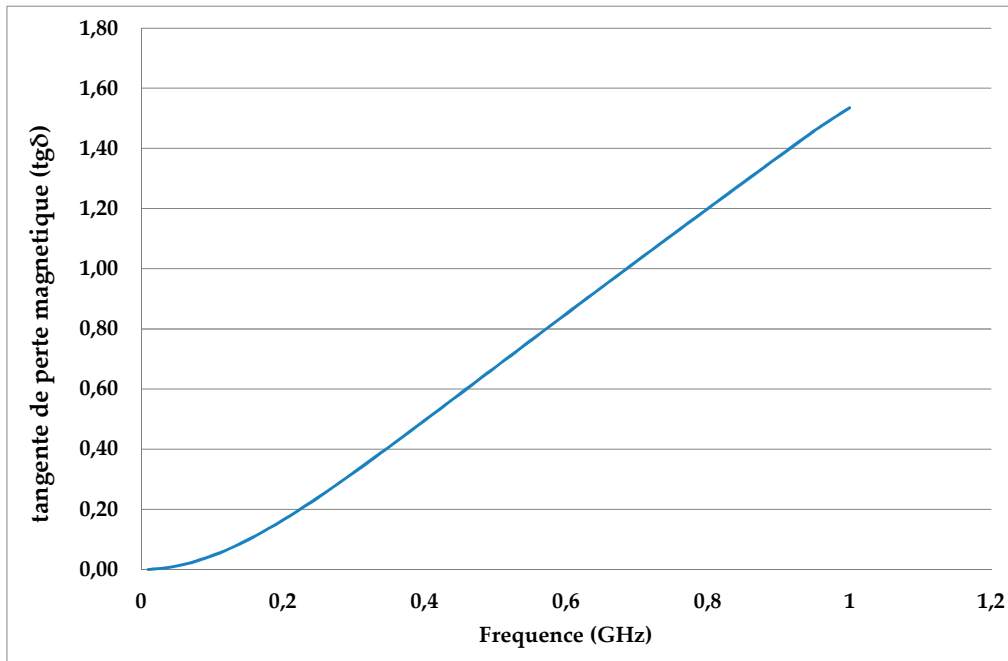


Figure IV.24 : Evolution de la tangente de perte en fonction de la fréquence

A partir des résultats du simulateur, on extrait les paramètres Y_{11} , Y_{12} , Z_{11} et Z_{12} pour l'introduire dans le programme d'optimisation mis en place afin d'extraire les éléments du modèle à savoir les paramètres $R_s(f)$, $R_f(f)$, $L_s(f)$, C_s , C_{m1} et C_{m2} (figure IV.25). Par la suite on recalculera les paramètres Y_{11} , Y_{12} , Z_{11} et Z_{12} pour valider nos résultats.

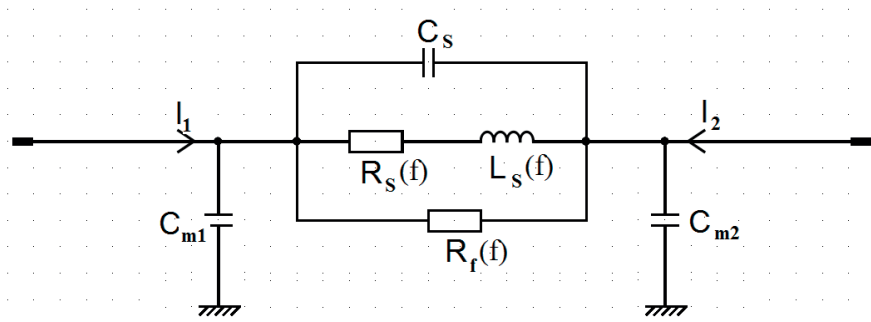


Figure IV.25 : Modèle retenu

III.2.1 -Résultats d'extraction des éléments du modèle

Nous avons effectué des simulations sur une inductance dont les paramètres géométriques sont identiques à la précédente (inductance avec une épaisseur de 500 μ m de matériau magnétique en dessous du bobinage). Nous avons ensuite extrait les éléments du modèle par le programme d'optimisation. Les grandeurs constantes comme les capacités (C_s , C_{m1} et C_{m2}) sont regroupées dans le tableau 3. Les grandeurs variables comme les résistances R_s et R_f et l'inductance L_s sont représentées par les figures IV.26, IV.27 et IV.28.

Tableau 3 : les valeurs de capacités

C_s (pF)	C_{m1} (pF)	C_{m2} (pF)
0,26	0,58	0.85

La courbe de la figure IV.26 traduit le comportement de l'inductance L_s en fonction de la fréquence. On observe sur cette figure que l'inductance L_s diminue avec l'augmentation de la fréquence. Cette diminution correspond bien à la réalité physique, car elle suit l'évolution de la perméabilité relative de la couche magnétique indiquée figure IV.18. Lorsque la fréquence atteint 1GHz la perméabilité relative tend vers 1 et la valeur de l'inductance vers $L_0 \approx 100$ nH correspondant à celle d'une inductance à air. La résistance R_s (figure IV.27), augmente très rapidement avec la fréquence et ceci est dû aux effets conjugués de peau et de proximité.

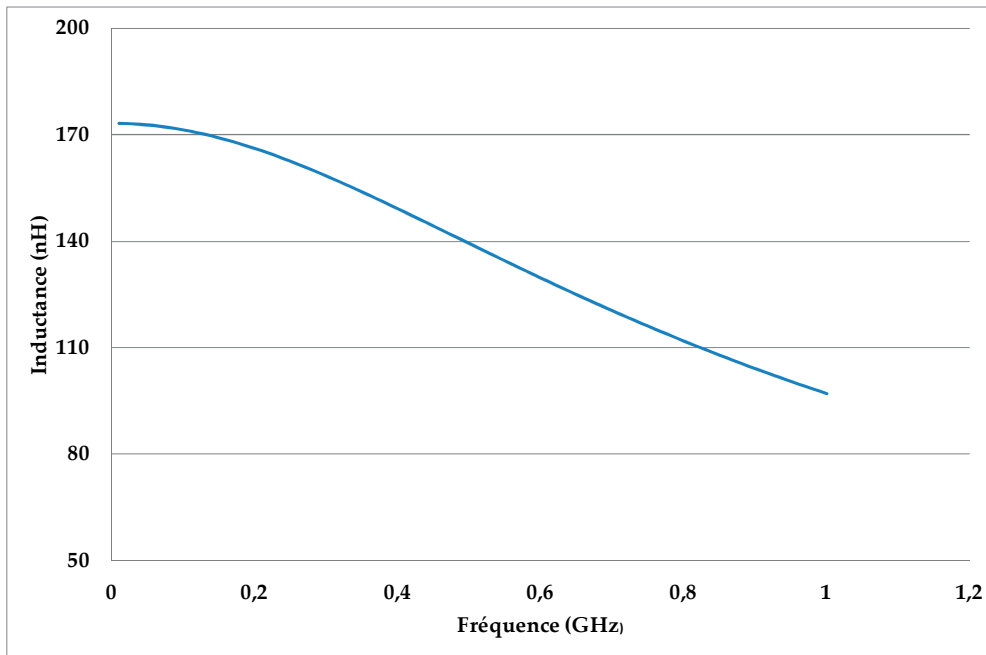


Figure IV.26 : Evolution de l'inductance en fonction de la fréquence

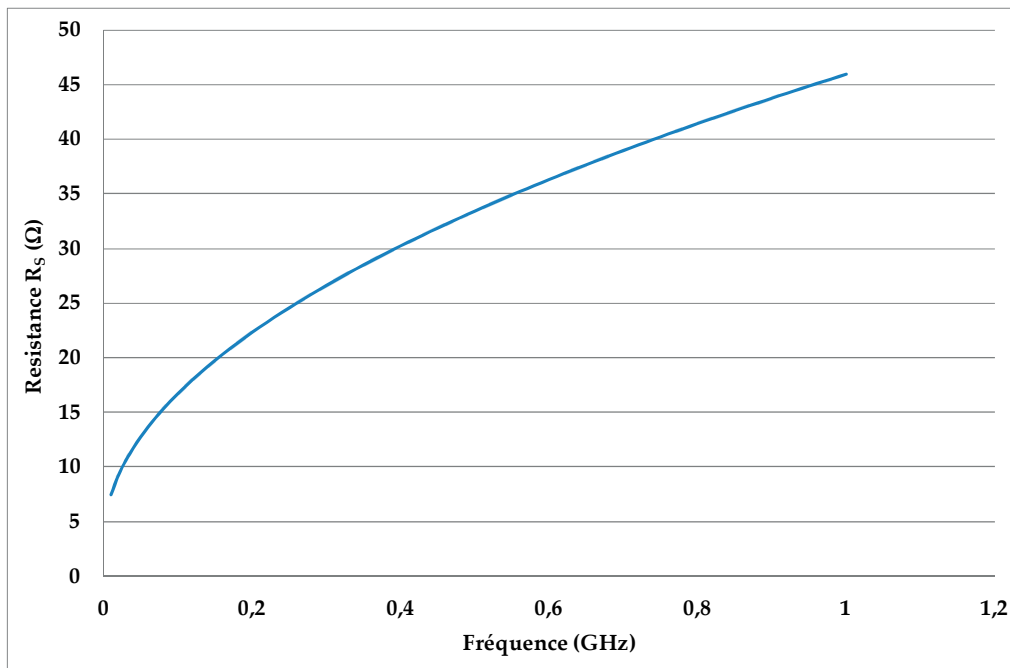


Figure IV.27 : Evolution de la résistance en fonction de la fréquence

En revanche, l'évolution de la résistance R_f (figure IV.28), nous indique que cette dernière diminue avec l'augmentation de la fréquence. Cette diminution répond bien à la réalité physique. Car la diminution de cette résistance est l'image de l'augmentation des pertes fer dans le composant.

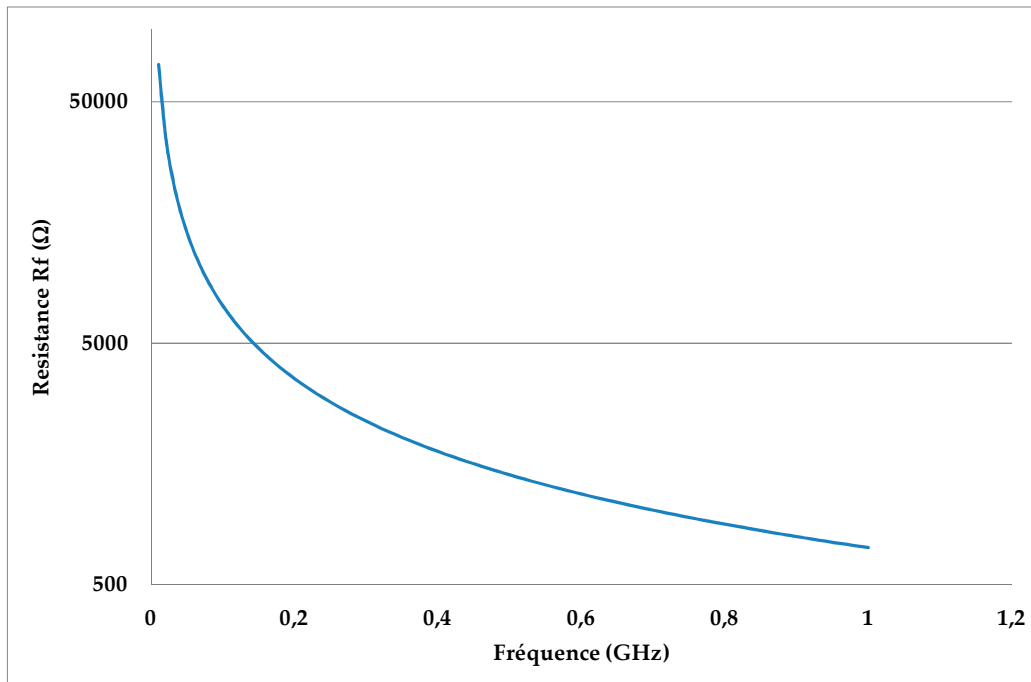


Figure IV.28 : Evolution de la résistance R_f en fonction de la fréquence

III.2.2 - Comparaison des paramètres Y_{ij} et Z_{ij} simulées et extraits

Nous avons recalculé à partir des éléments C_s , C_{m1} , C_{m2} , $L_s(f)$, $R_s(f)$ et $R_f(f)$ extraits par le programme les paramètres Y_{11} et Y_{12} pour les confronter avec les résultats obtenus par simulation. On observe une bonne corrélation entre les valeurs extraites et les valeurs simulées comme le montre la figure IV.29.

L'allure des courbes des paramètres admittances Y_{11} et Y_{12} en fonction de la fréquence est bien restituée. Ce qui tend à prouver que le modèle retenu est satisfaisant et que les paramètres calculés sont globalement corrects.

Il en est de même des fréquences de résonance, ce qui semble indiquer que les valeurs des éléments LC calculées sont très proches de la réalité. En revanche l'amplitude des résonances n'est pas parfaitement retranscrite, ce que l'on peut traduire par des éléments résistifs conduisant à des pertes trop important pour la résonance de paramètre Y_{11} et trop faible pour la résonance de paramètre Y_{12} .

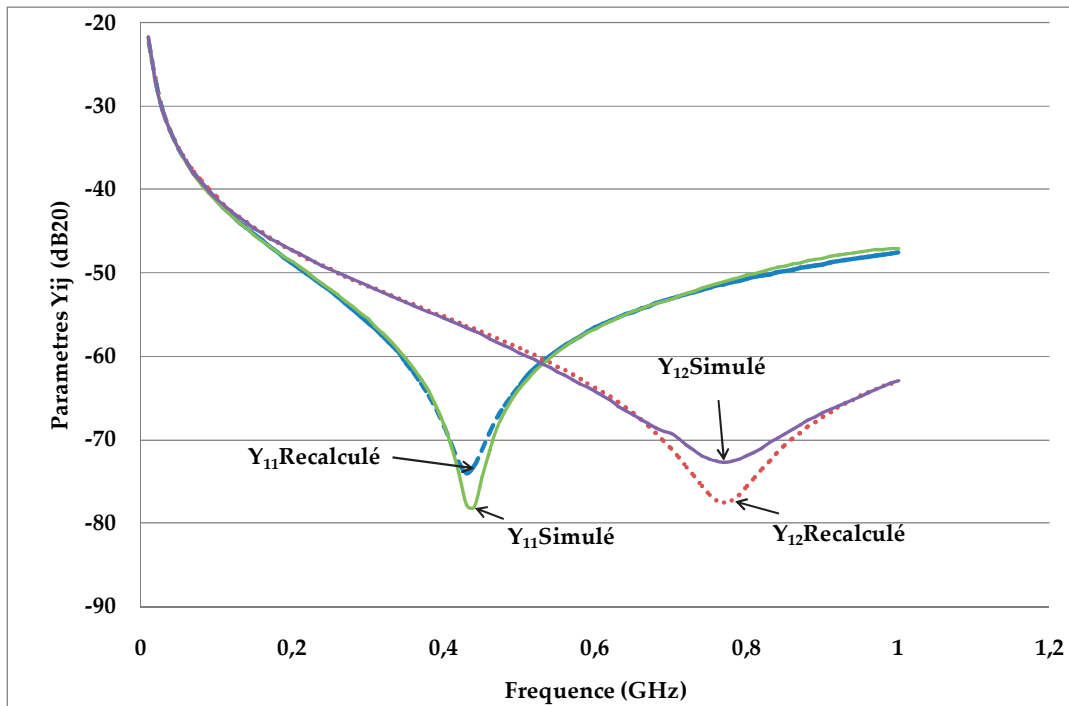


Figure IV.29 : Comparaison Y_{ij} simulées et extraits

III.2.3 -Influence des paramètres géométriques

Dans ce paragraphe nous poursuivons la validation du modèle en vérifiant que le modèle réagit correctement lorsque l'on fait varier certains paramètres géométriques de l'inductance à une couche.

a) -Influence de l'épaisseur du matériau magnétique

a.1) -Sur le calcul de l'inductance

Nous nous intéressons tout d'abord à l'influence de l'épaisseur de la couche magnétique sur la valeur de l'inductance L .

Nous avons fait varier l'épaisseur de la couche magnétique de 50 à 500 μ m et les résultats obtenus après simulation HFSS et extraction sont représentés sur la figure IV.30. L'inductance augmente avec l'augmentation de l'épaisseur de la couche magnétique et devient constante à partir de 200 μ m d'épaisseur.

Il s'agit d'un résultat attendu. En effet, pour un composant à une couche magnétique, l'inductance L doit varier de L_0 (valeur de l'inductance à air) à $2L_0$ pour des épaisseurs suffisantes de la couche magnétique.

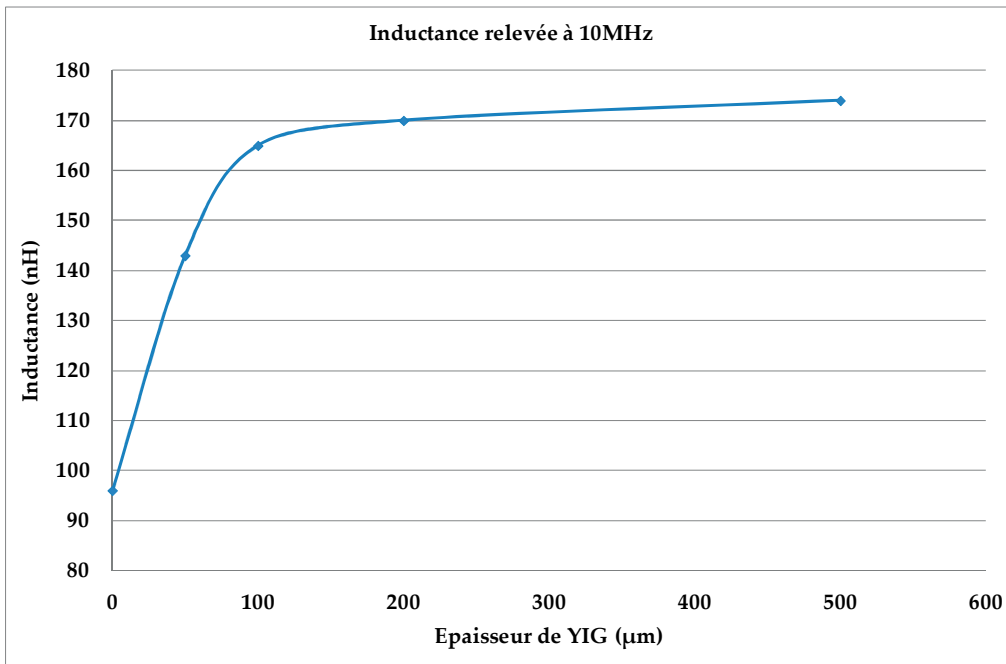


Figure IV.30 : Evolution de l'inductance en fonction de l'épaisseur de yig

a.2) -Sur le calcul de la résistance

Les résultats d'optimisation après simulation concernant le calcul des résistances R_s extraites à 10 MHz (Figure IV.31) nous indiquent que le matériau magnétique a un impact sur la valeur de la résistance. Ceci est dû à une meilleure canalisation des lignes de champ engendrée par la contribution de la couche magnétique et à une augmentation du flux qui engendre des pertes par courant de Foucault plus élevées.

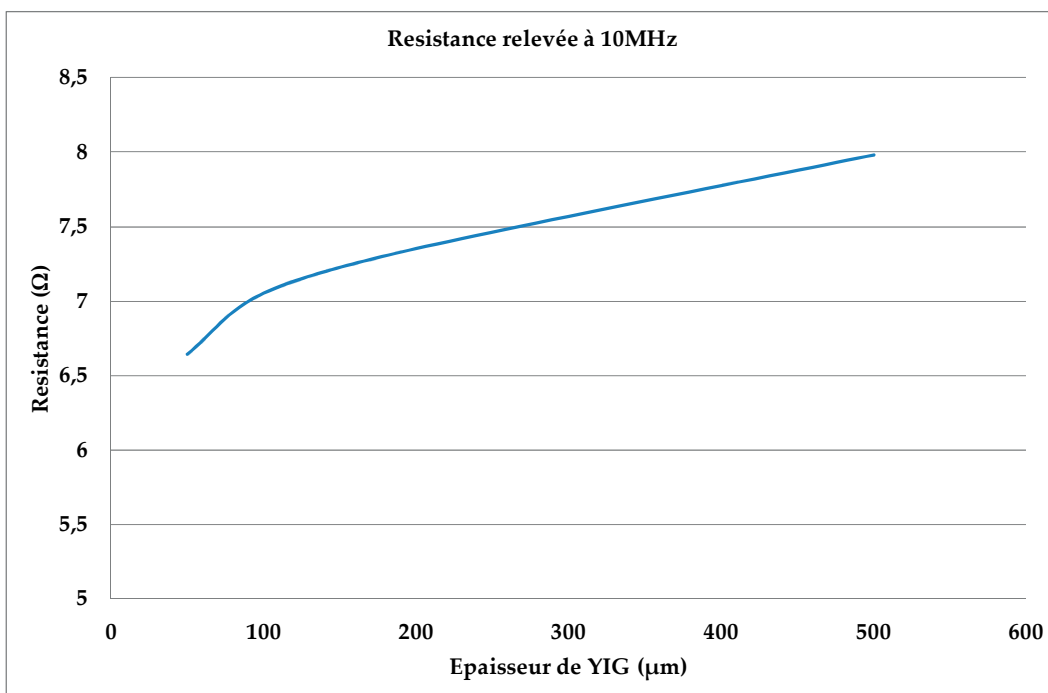


Figure IV.31 : Evolution de la résistance en fonction de l'épaisseur de YIG

b) -Influence de la largeur de conducteur

Comme dans le cas de l'inductance à air vu précédemment la largeur du conducteur contribue à l'augmentation de la section du conducteur ce qui engendre une diminution de la résistance.

b.1) -Influence de la largeur du conducteur sur l'inductance

La courbe de la figure IV.32 donne l'évolution de l'inductance L_S extrait en basse fréquence en fonction de la largeur du conducteur. On remarque que l'inductance augmente légèrement avec l'augmentation de largeur de conducteur et cela est dû à l'augmentation de la surface totale engendrée par l'augmentation de largeur de conducteur.

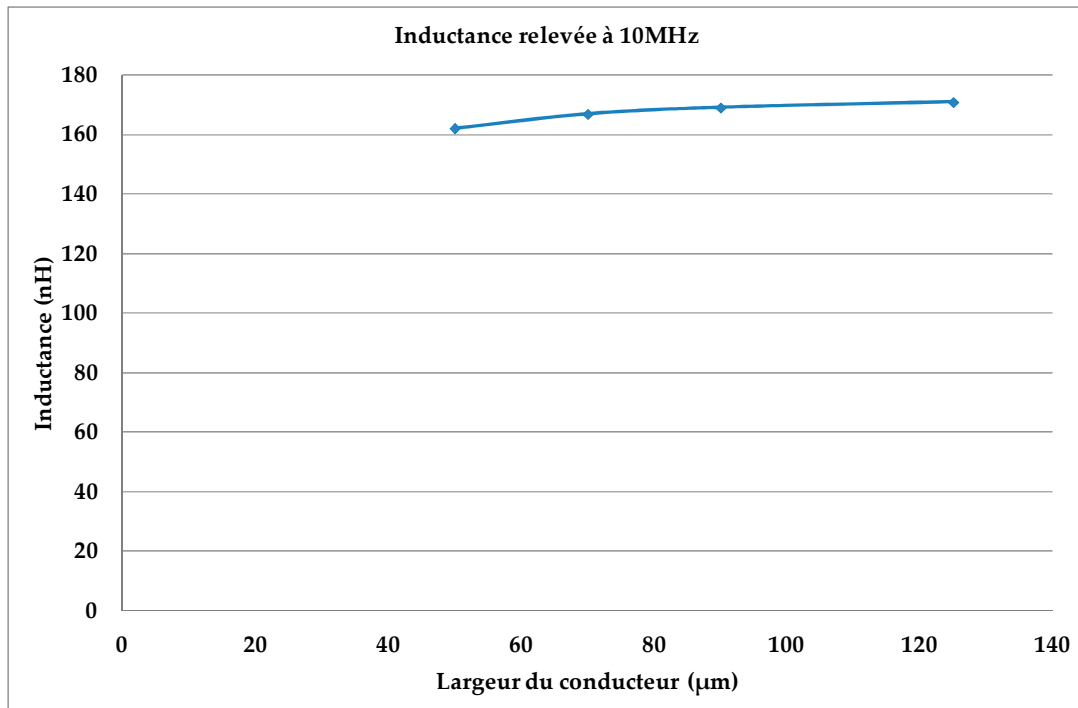


Figure IV.32 : Evolution de l'inductance en fonction de la largeur de piste

b.2) -Influence de la largeur du conducteur sur les résistances

La figure IV.33 donne l'évolution des résistances en continu et à 10MHz.

✓ en continu, deux courbes sont présentées :

- l'une correspondant à la résistance calculée à partir de la formule

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

- l'autre obtenue à partir des résultats de simulation.

CHAPITRE : IV- SIMULATIONS ET RESULTATS

On note une différence significative entre ces deux valeurs. Très probablement la valeur R_{DC} (extraite) est entachée d'erreur car ces valeurs sont obtenues à partir d'extrapolation (la simulation HFSS est réalisée entre 10MHz et 1GHz)

- ✓ à 10MHz on note une forte augmentation de la résistance de la spirale due aux effets conjugués de peau et de proximité. Cette augmentation plus importante pour les faibles largeurs est peut être due à un effet de proximité plus élevée.

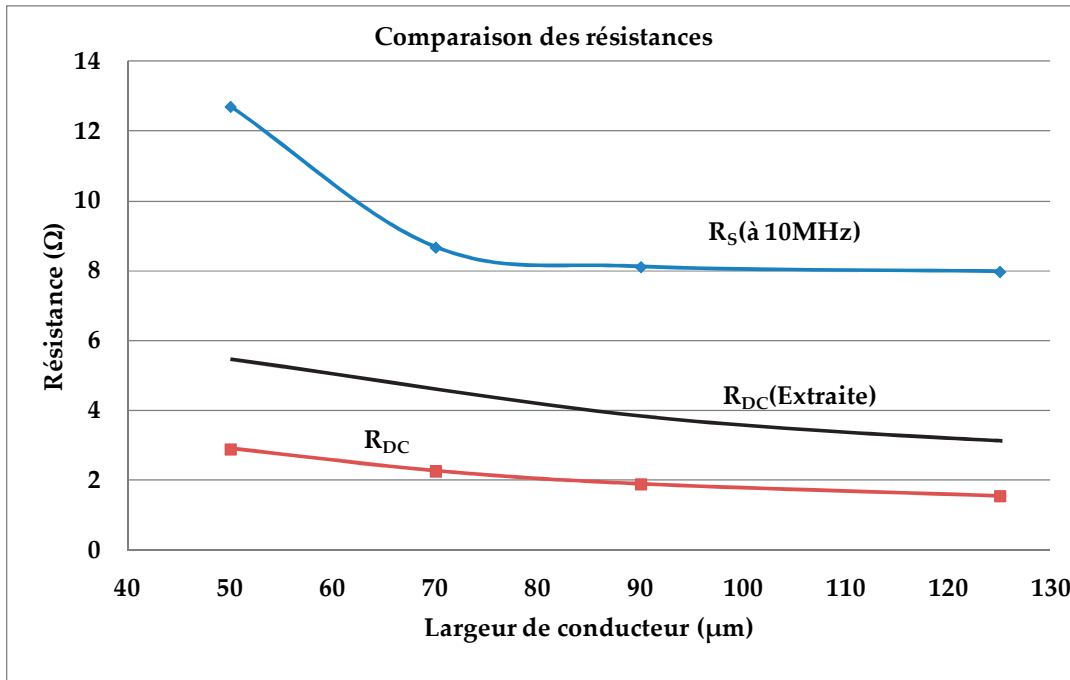


Figure IV.33 : Evolution de la résistance en fonction de la largeur de piste

c) -Influence de la distance entre spire

Comme dans le cas de la structure à air la distance entre les spires constitue un paramètre essentiel pour les couplages capacitifs entre spires. A cet effet, nous avons effectué plusieurs simulations avec des distances entre spires variant entre 40 et 100μm.

Les courbes de la figure IV.34 nous donnent les résultats des capacités extraites à partir du programme d'optimisation. On constate que la distance entre spire n'a que peu d'influence sur les capacités C_{m1} et C_{m2} (capacité entre la dernière spire et la masse).

La légère augmentation de ces capacités est due à l'augmentation de la longueur de la dernière spire consécutive à l'augmentation de la distance entre spire (de $\ell = 11.56\text{mm}$ pour $D=40\mu\text{m}$ à $\ell = 14.38\text{mm}$ pour $D=100\mu\text{m}$).

CHAPITRE : IV- SIMULATIONS ET RESULTATS

Par contre C_S diminue avec l'augmentation de la distance qui sépare les conducteurs. En considérant que deux conducteurs constituent un condensateur plan, la capacité inter spire aurait pour expression :

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{l_T e}{D}$$

Où D représente la distance qui sépare les conducteurs, l_T la longueur totale des spires, e l'épaisseur des conducteurs et ϵ_r la permittivité de l'isolant (dans notre cas égale à 1 en considérant que les deux conducteurs sont séparés par de l'air).

Les conducteurs se rapprochent la capacité augmente et s'ils s'éloignent la capacité diminue.

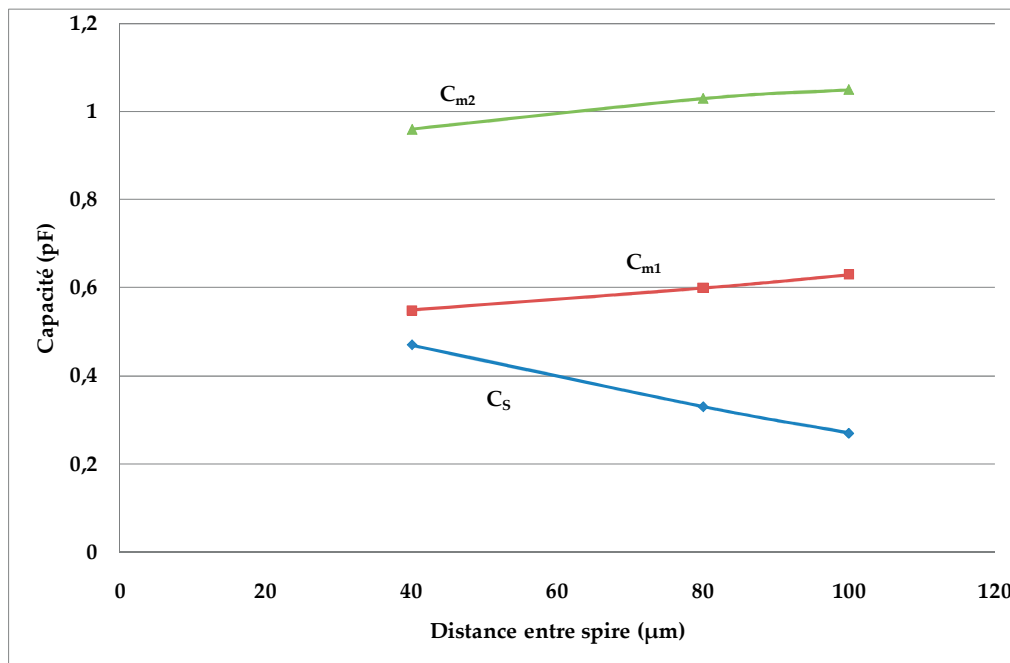


Figure IV.34 : Evolution de la capacité en fonction de la distance entre spire

Conclusion :

L'objectif était de s'assurer du bon comportement du modèle : prise en compte correcte des paramètres de l'inductance et bon extraction des éléments du modèle.

Ainsi pour les différents paramètres géométriques testés nous notons une bonne adéquation entre l'évolution des éléments du modèle et les variations des paramètres de l'inductance, ce qui valide en partie le modèle retenu.

IV -INDUCTANCE A DEUX COUCHES

Cette inductance est une structure constituée d'une spirale en cuivre prise en sandwich entre deux couches de matériau magnétique. Notre objectif consiste à simuler cette structure avec une perméabilité relative variable en fonction de la fréquence et en tenant compte des pertes magnétiques. La simulation d'une telle structure nécessite un grand nombre de mailles. Pour obtenir une bonne convergence, le nombre de maille requis conduit a des temps de calcul importants.

Nous avons simulé la structure avec une perméabilité relative et une tangente de pertes magnétiques variable en fonction de la fréquence, sur une bande de fréquence comprise entre 0.1 et 1GHz. Ensuite nous avons étudié l'influence de quelques paramètres sur les éléments du modèle.

IV.1-RÉSULTATS ET COMPARAISON

IV.1.1 -Résultats de simulation et extraction des éléments du modèle inductance double couches

Nous avons simulé une inductance dont les paramètres géométriques sont ceux identifiés au paragraphe IV.2 auquel nous avons rajouté une épaisseur de 100 μ m de matériau magnétique en dessous et au-dessus du bobinage. Nous avons ensuite extrait comme dans le cas du modèle de l'inductance à une couche les éléments du modèle (figure IV.35) par le programme d'optimisation. Les grandeurs constantes comme la capacité C_s , C_{m1} et C_{m2} sont représentées dans le tableau 4. Les grandeurs variables comme les résistances R_s et R_f et l'inductance L_s sont représentées par les deux figures IV.36 et IV.37.

Tableau 4 : les valeurs de capacités

C_s (pF)	C_{m1} (pF)	C_{m2} (pF)
0.69	0.3	0.74

Pour une inductance deux couches, la spirale est entourée 2 couches de matériau magnétique présentant une permittivité relative élevée ($\epsilon_r=15$). La présence d'un matériau à forte permittivité modifie la répartition des lignes de champ électrique, ce qui se traduit par une augmentation de la permittivité effective et une augmentation de la capacité entre spire C_s (de 0.26pF pour une inductance à une couche à 0.69pF pour inductance à deux couches). En

revanche les capacités C_{m1} et C_{m2} varient peu car la couche supérieure n'est présente que sur la spirale. Elle ne recouvre pas la région entre la dernière spire et le plan de masse.

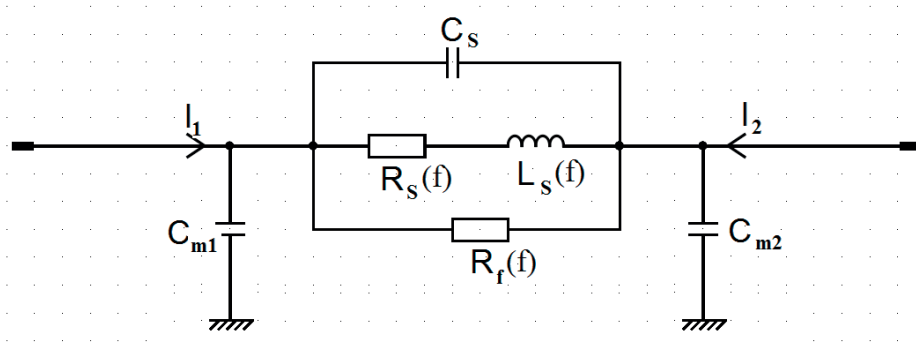


Figure IV.35 : Modèle retenu

a) -Sur le calcul de l'inductance

Comme précédemment, nous remarquons dans la figure IV.36 que l'inductance suit bien l'évolution de la perméabilité relative de la couche magnétique. Autrement dit, elle diminue avec l'augmentation de la fréquence et tend vers la valeur de l'inductance à air lorsque la fréquence est très importante.

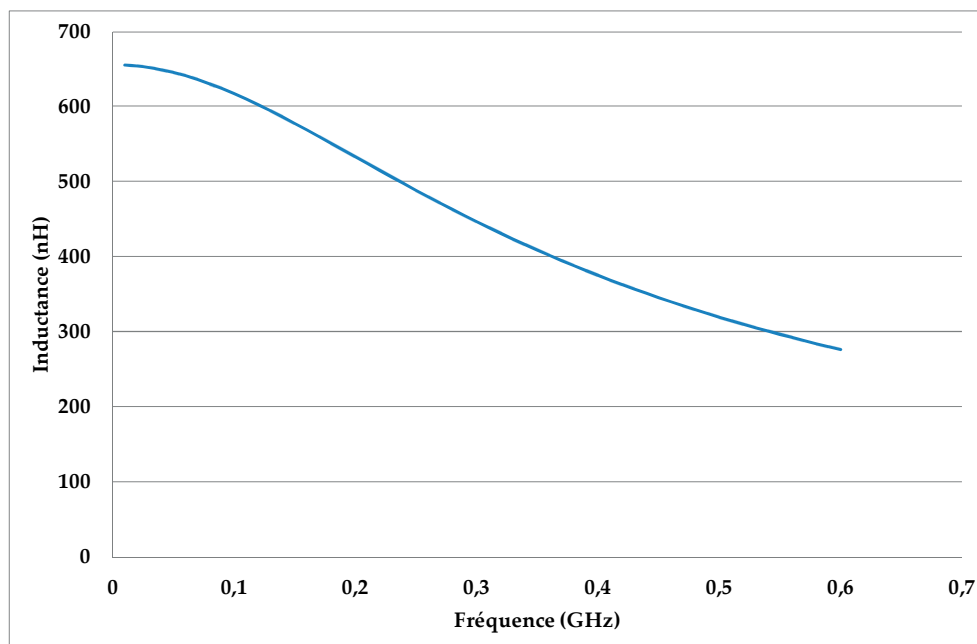


Figure IV.36 : Evolution de l'inductance en fonction de la fréquence

b) -Sur le calcul de la résistance

L'extraction des résultats par le programme d'optimisation après simulation concernant le calcul de la résistance R_S nous indique que la valeur de la résistance R_S augmente avec la fréquence. Cette augmentation est principalement due aux effets de peau et de proximité. En revanche R_f diminue avec l'augmentation de la fréquence, cette diminution correspond à l'augmentation des pertes de Fer dans le matériau magnétique.

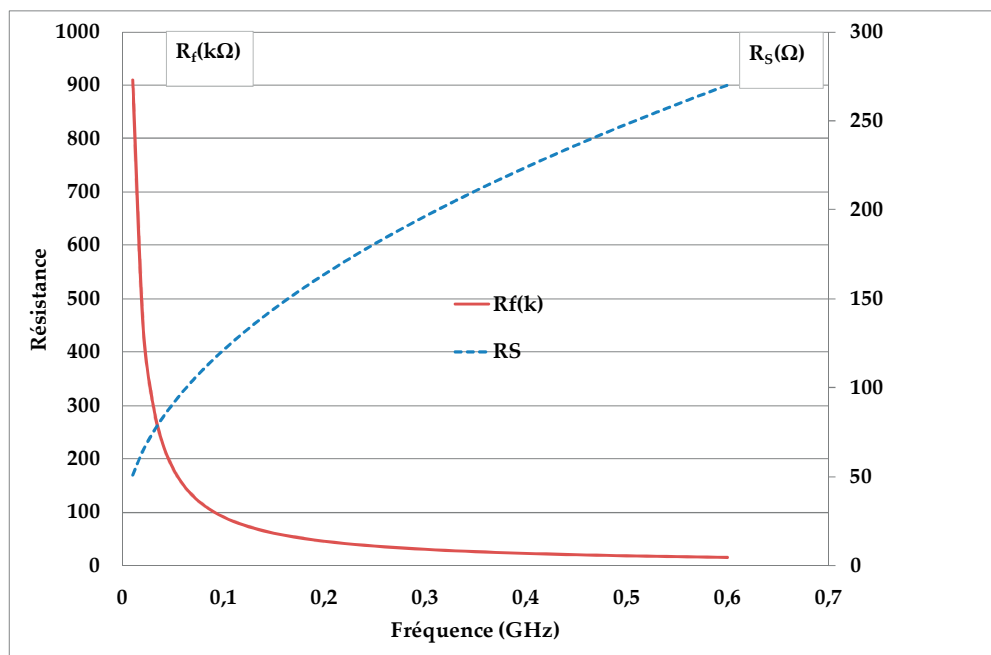


Figure IV.37 : Evolution des résistances en fonction de la fréquence

IV.1.2 -Comparaison des paramètres Y_{ij} et Z_{ij} simulés et extraits

Afin de valider notre modèle, nous avons recalculé à partir des éléments C_S , C_{m1} , C_{m2} , $L_S(f)$, $R_S(f)$ et $R_f(f)$ extraits les paramètres admittances Y_{11} et Y_{12} pour les confronter avec les résultats obtenus par simulation. On note une bonne concordance entre l'extraction et la simulation comme le montre la figure IV.38.

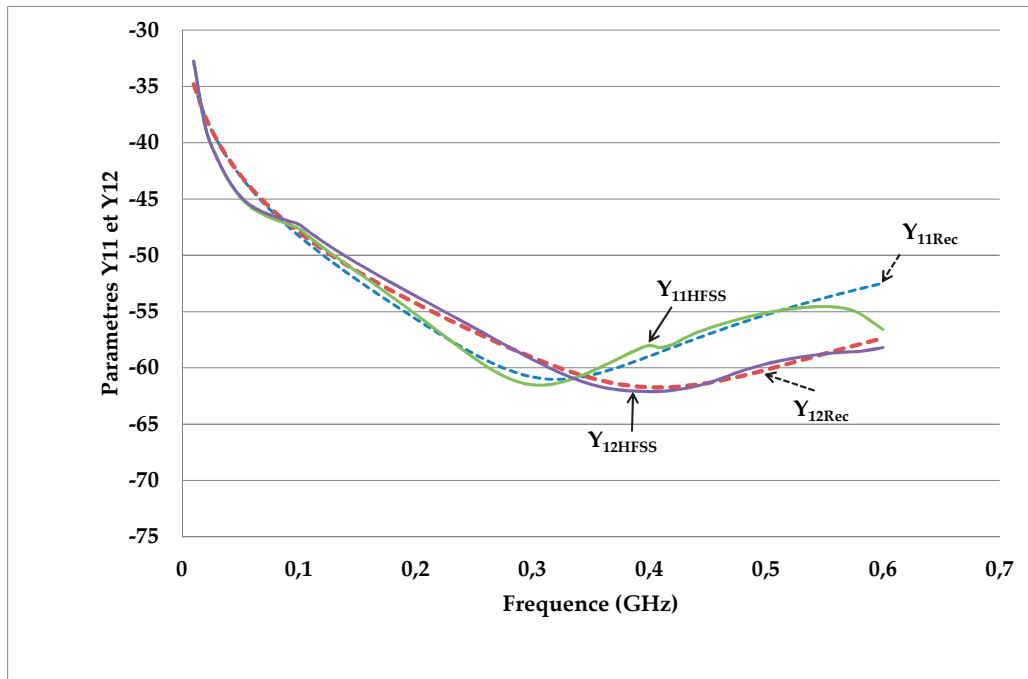


Figure IV.38 : Comparaison des paramètres Y_{11} et Y_{12} recalculés et simulés

IV.2-INFLUENCE DES PARAMETRES GEOMETRIQUES

IV.2.1 - Influence de l'épaisseur du matériau magnétique

La figure IV.39 montre l'évolution de l'inductance à deux couches magnétiques en fonction de l'épaisseur de matériau magnétique relevée à 10MHz. On observe que la valeur de l'inductance augmente de manière importante avec l'augmentation de l'épaisseur de matériau magnétique et tend vers $\mu_r L_0$. Cette augmentation est engendrée par la bonne canalisation des lignes de champ par les deux couches de matériau magnétique.

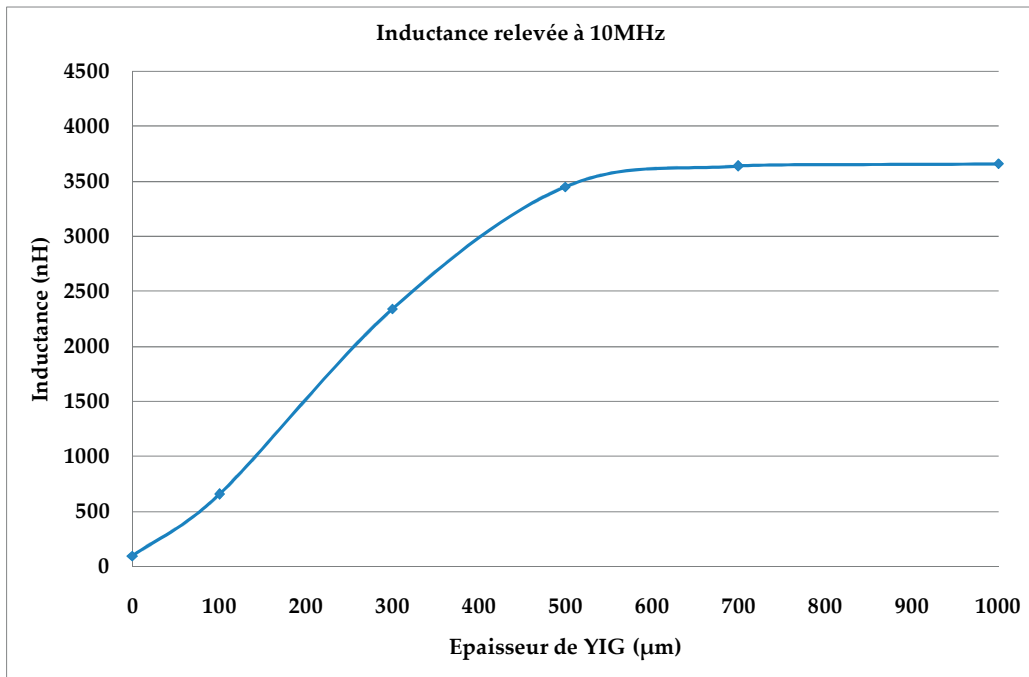


Figure IV.39 : Evolution de l'inductance en fonction de l'épaisseur de la couche magnétique

IV.2.2 -Influence de la largeur du conducteur

Nous avons fait varier la largeur du conducteur W de 50 à 125 μm et garder les autres paramètres constants (inductance double couche 100 μm -100 μm). Les résultats sont représentés sur les figures ci-après.

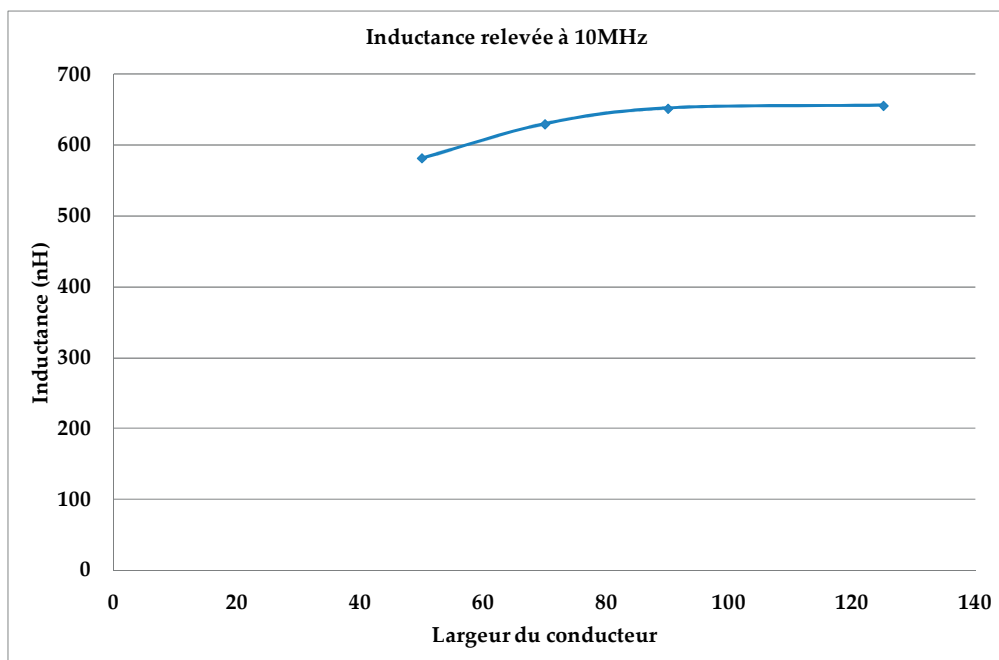


Figure IV.40 : Evolution de l'inductance en fonction de la largeur du conducteur

CHAPITRE : IV- SIMULATIONS ET RESULTATS

La courbe de la figure IV.40 nous indique que la valeur de l'inductance augmente pour les mêmes raisons que celles évoquées au paragraphe IV.2.3.b.

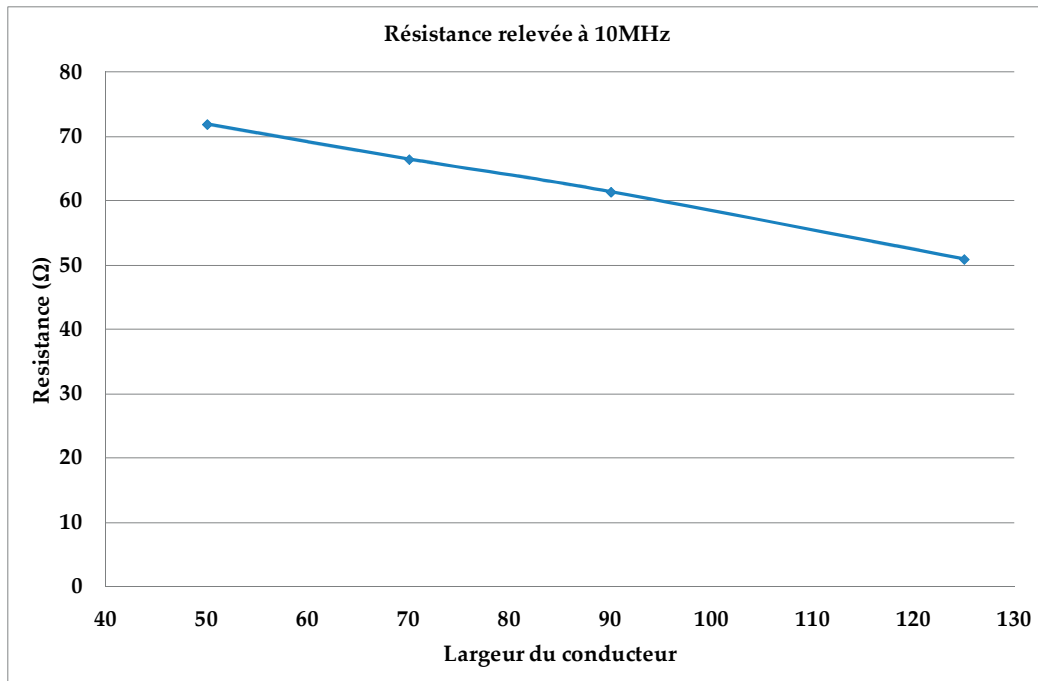


Figure IV.41 : Evolution de l'inductance en fonction de la largeur du conducteur

On note figure IV.41 une très forte augmentation de la résistance à 10MHz (par exemple la valeur de la résistance passe de $R_{DC}=3\Omega$ à $R_{S10MHz}=70\Omega$ pour une largeur de $50\mu m$). Cette forte augmentation est due aux effets de peau et de proximité qui sont considérablement augmentés dans le cas d'une inductance deux couches.

En effet, les valeurs des résistances série R_S sont relativement faible pour les inductances à air ($R_{S10MHz}=2.3\Omega$) et une couche $R_{S10MHz}=13\Omega$ car le flux est faible pour l'inductance à air, multiplié environ par deux pour une inductance une couche. Dans le cas de l'inductance deux couches (épaisseur de YIG $100\mu m$) la valeur à été multiplié par 6, ce qui se traduit par une très forte augmentation des pertes.

On observe une diminution de la résistance R_{S10MHz} lorsque la largeur du conducteur augmente. Cette diminution n'est pas hyperbolique puisque quand la largeur du conducteur augmente, la longueur également augmente ($R = \rho \frac{\ell}{S}$).

CONCLUSION

Dans ce chapitre consacré à l'aspect simulation, nous avons présenté tout d'abord en quelques lignes le logiciel utilisé et ensuite les résultats de simulation des trois types de structures (inductance à air, inductance à une et deux couches de matériau magnétique).

Afin de valider en partie notre travail sur les structures à air, nous avons comparé les résultats de simulation de deux modèles (modèle RL et RLCC_m). Les résultats ont montré que le modèle RLCC_m rend mieux compte du comportement de l'inductance en fonction de la fréquence que le modèle RL. Nous avons ensuite effectué une étude sur l'influence de certains paramètres comme la fréquence d'adaptation, l'épaisseur du conducteur, la largeur de conducteur et la distance entre les conducteurs sur les paramètres du modèle.

Ensuite pour valider le modèle d'une inductance à une couche de matériau magnétique, nous avons simulé deux types d'inductance « avec et sans perte » avec perméabilité relative variable en fonction de la fréquence. Puis, après extraction des éléments de modèle par le programme d'optimisation nous avons recalculé à partir de ces éléments extraits les paramètres Y_{11} et Y_{12} pour les confronter avec les résultats obtenus par simulation. Pour les deux modèles (modèle avec et sans perte) nous avons observé une bonne corrélation entre les valeurs extraites et les valeurs simulées. Les différents paramètres géométriques testés, ont permis de valider en partie les modèles.

Enfin nous avons simulé une inductance à deux couches de matériau magnétique avec une perméabilité relative et une tangente de perte variables en fonction de la fréquence. Nous avons extrait les éléments de modèle puis recalculé les paramètres Y_{11} et Y_{12} pour les confronter avec les résultats obtenus par simulation. Nous avons noté une bonne corrélation entre l'extraction et la simulation

Le dernier chapitre sera consacré à la validation expérimentale des modèles présentés.

V - REFERENCES

- [1] Joshua Peters, *Design of High Quality Factor Spiral Inductors in RF MCM-D*, PhD thesis, Massachusetts Institute of technology, september 2004.
- [2] S. Musunuri, P. L. Chapman. *Multi-layer Spiral Inductor Design for Monolithic DC-DC Converters*, IEEE Power Electronics Specialists Conference 2003, pp.1270-1275.
- [3] S. Musunuri, P. L. Chapman. *Multi-layer Spiral Inductor Design for Monolithic DC-DC Converters*, IEEE Power Electronics Specialists Conference 2003, pp.1270-1275.
- [4] J. Van Heze, *Accurate modelling of spiral inductors on silicon for wireless FFIC designs* [en ligne], TechOnline, novembre 2001, pp.1-8, disponible sur : <<http://techonline.com/community/home/14911>> (consulté le 28.02.2013).
- [5] E. Gamet, J.P. Chatelon, T. Rouiller, B. Bayard, G. Noyel, J.J Rousseau, *Simulation of the contribution of magnetic films on planar inductors characteristics*, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 288 (2005), pp. 121-129.
- [6] K. Yamaguchi, S. Ohnuma, T. Imagawa, J. Toriu, H. Matsuki, and K. Murakami, *Characteristics of a Thin Film Microtransformer with Circular Spiral Coils*, Trans. Magnetics, Vol. 29, N°. 5, September 1993.
- [7] Philippe Artillan. *Design, modelization and realization of integrated inductive components for low power supplies and microsystems*. Thèse en microélectronique, Université de Toulouse, Institut des Sciences Appliquées (INSA), novembre 2008, 147p.
- [8] D. D. Yaya, Conception, Réalisation et Caractérisation d'Inductances Planaires à Couches Magnétiques. These Optique photonique Hyperfréquence, Laboratoire LT2C de l'Université Jean Monnet de Saint Etienne, Mars 2013, 163p.
- [9] Ming-Chun Hsieh, Yean-Kuen Fang, Chung-Hui Chen, et al. *Design and Fabrication of Deep Submicron CMOS Technology Compatible Suspended High-Q Spiral Inductors*. IEEE Transactions on Electron Devices, mars 2004, Vol. 51, N°3, pp. 324-331.
- [10] S. Akatimagool, D. Bajon et H. Baudrand. *Modélisation des Circuits Multicouches sur Silicium*, ENSAE Groupe de MOSE, 10 av. Edouard-Belin, 31055 Toulouse cedex.
- [11] Thomas ROUILLER. *Isolateur coplanaire 40-60 GHz à couche mince magnétique*. Thèse Electronique, Saint-Etienne : Université Jean Monnet, octobre 2006, 195p.
- [12] Evangéline BENEVENT. *Contribution à l'étude et à la réalisation d'un circulateur hyperfréquence à couche magnétique dans la bande 40-50 GHz*. Thèse Electronique, Saint-Etienne : Université Jean Monnet, octobre 2006, 142p.

[13] Salim NEMER. *Etude de motifs métamatériaux en forme de spirales circulaires ou rectangulaires*. Thèse Optique Photonique Hyperfréquence, Saint-Etienne : Université Jean Monnet, novembre 2009, 201p.

[14] ALLASEM Desiré, “Contribution a la réalisation d’une micro-inductance” Université Jean Monnet de Saint-Etienne, these soutenue en novembre 2010, pp.177

[15] Sunderarajan S. Mohan, Maria del Mar Hershenson, et al. *Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, octobre 1999, vol. 34, N°. 10, pp. 1419-1424.

[16] H.A. Wheeler et al, simple inductance formulas for radio coils, Proc. IRE, 16, n°10 (1928, pp.1398-1400.

A decorative border of small yellow stars surrounds the entire page. In the center, a dark red rectangular frame contains the chapter title and author name.

CHAPITRE : V- CARACTERISATION
ET VALIDATION DES MODELES

Mahamat HASSAN BECHIR

CHAPITRE : V- MOYENS DE CARACTERISATION ET VALIDATION DES MODELES	161
INTRODUCTION.....	161
I – MOYENS DE CARACTERISATION	162
<i>I.1- CARACTERISATION BASSE FREQUENCE.....</i>	<i>162</i>
<i>I.1.1 – Méthode et moyens de mesure.....</i>	<i>162</i>
<i>I.1.2 – Description du banc de mesure et caractéristique du LCRmètre</i>	<i>163</i>
a)- Description du banc de mesure	163
b) - Caractéristiques du LCRmetre.....	164
c) - Techniques de mesure à 4 pointes	165
d) - Calibrage.....	166
e) - Condition de mesure	167
<i>I.2-CARACTERISATION HAUTE FREQUENCE</i>	<i>168</i>
<i>I.2.1 – Banc de caractérisation haute fréquence.....</i>	<i>168</i>
<i>I.2.2 – Principe de caractérisation de l’analyseur vectoriel de réseaux.....</i>	<i>170</i>
<i>I.2.3 – Calibrages</i>	<i>171</i>
a) - Méthodes de calibrages	172
b) - Méthode choisie	172
II – RESULTATS DES MESURES ET VALIDATION DES MODELES	173
<i>II.1 – EXTRACTION ET VALIDATION DU MODELE POUR INDUCTANCE SANS COUCHE MAGNETIQUE.....</i>	<i>173</i>
<i>II.1.1 – Modèle</i>	<i>173</i>
<i>II.1.2 – Extraction des paramètres du modèle</i>	<i>173</i>
a) -Comportement de l’inductance en fonction de la fréquence.....	175
b) - Comportement de la résistance en fonction de la fréquence	175
<i>II.1.3- Validation du modèle</i>	<i>176</i>
<i>II.2 – EXTRACTION ET VALIDATION DU MODELE POUR INDUCTANCE A UNE COUCHE MAGNETIQUE</i>	<i>177</i>
<i>II.2.1 – Modèle</i>	<i>178</i>
<i>II.2.2 – Extraction des paramètres du modèle</i>	<i>178</i>
a) -Comportement de l’inductance en fonction de la fréquence.....	180
b) - Comportement des résistances R_S et R_f en fonction de la fréquence	180

Chapitre : V- CARACTERISATION ET VALIDATION DES MODELES

II.2.3- Validation du modèle	181
II.3 – EXTRACTION ET VALIDATION DU MODELE POUR INDUCTANCE A DEUX COUCHES DE MATERIAU MAGNETIQUE.....	182
II.3.1 – Extraction des paramètres du modèle	183
a) -Comportement de l'inductance en fonction de la fréquence.....	185
b) - Comportement des résistances R_S et R_f en fonction de la fréquence	186
II.3.2- Validation du modèle	189
CONCLUSION	191
III - REFERENCE.....	192

CHAPITRE : V- MOYENS DE CARACTERISATION ET VALIDATION DES MODELES

INTRODUCTION

Dans les précédents chapitres nous avons présenté les différentes structures ainsi que leurs technologies de fabrication, les modèles développés puis la méthode d'extraction des éléments du modèle. A travers la simulation, le comportement du composant a été bien étudié, les grandeurs d'importance comme l'inductance, la résistance et les capacités ont été obtenues et les paramètres géométriques sensibles ont été identifiés. Mais il est nécessaire de confronter les valeurs des grandeurs obtenues par simulation à celles obtenues par la mesure. C'est ainsi que des mesures sur des inductances réalisées au laboratoire ont été faites, permettant en même de temps de valider les étapes technologiques.

Les mesures ont été effectuées en basse fréquence à l'aide d'un LCRmètre et en haute fréquence grâce à l'utilisation d'un analyseur vectoriel de réseaux.

Dans ce dernier chapitre nous allons décrire brièvement les moyens de caractérisation dont dispose le laboratoire LT2C que nous avons utilisés pour nos travaux. Par la suite nous présenterons les résultats obtenus ainsi que les comparaisons entre les résultats de mesure et les résultats ré-simulés à partir des modèles.

Notre objectif consiste tout d'abord à définir et décrire les principes et les caractéristiques des différents moyens de mesures utilisés puis de caractériser les dispositifs planaires que nous avons réalisés du continu jusqu'en haute fréquence.

Dans ce chapitre nous détaillerons trois grandes parties :

Une première partie traite des méthodes et des moyens utilisés pour la caractérisation en basse fréquence, la description du banc de mesure et les caractéristiques du LCRmètre, les techniques de connexion, les calibrages et les conditions de mesure.

La deuxième partie est relative au moyen de caractérisation haute fréquence. Nous décrirons le banc de mesure, le principe de mesure de l'analyseur vectoriel, les différents calibrages possibles et le calibrage retenu pour la caractérisation de nos échantillons.

La troisième partie est consacrée à la présentation des résultats et la validation des modèles des inductances sans et avec une et deux couches de matériau magnétique.

I – MOYENS DE CARACTERISATION

I.1- CARACTERISATION BASSE FREQUENCE

La caractérisation basse fréquence a été effectuée à l'aide d'un LCR mètre de type Agilent 4284A. Le LCR mètre est relié à un testeur sous pointes et l'ensemble fonctionne dans une gamme de fréquence allant de 20 Hz à 1 MHz. Les mesures effectuées par cet appareil permettent de déterminer les valeurs de la résistance et de l'inductance du composant en très basse fréquence.

La valeur de la résistance permet de quantifier les pertes Joule du composant et doit demeurer constante du continu jusqu'à une fréquence donnée où apparaîtront les effets conjugués dits d'effets de peau et de proximité. Par contre la valeur de l'inductance par cette méthode de mesure permet de justifier la concordance avec la valeur obtenue par simulation.

Nous détaillerons cette partie en deux paragraphes. Le premier relatif à la méthode de mesure utilisé par le LCR mètre, le second au principe du calibrage.

I.1.1 – Méthode et moyens de mesure

Le LCR mètre Agilent 4284A est un appareil de mesure basse fréquence basé sur la méthode de pont auto-équilibré comme illustré à la figure V.1 ci-après.

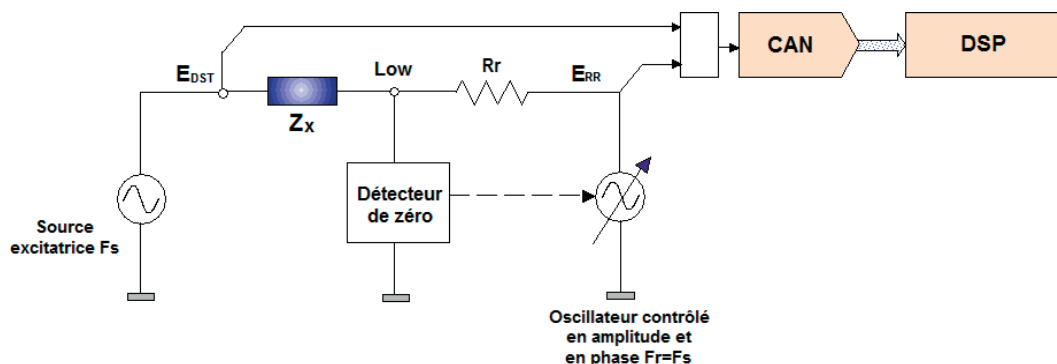


Figure V.1 : Pont auto équilibré du LCR mètre 4284A [2]

Le principe de base de cet appareil consiste à mesurer des grandeurs vectoriels courant-tension aux bornes du DST (Dispositif sous Test) et à en déduire l'impédance ou l'admittance du dispositif [1]. Pour déterminer cette impédance Z ou admittance Y il utilise respectivement des modèles série ou parallèle.

Chapitre : V- CARACTERISATION ET VALIDATION DES MODELES

La figure V.1 nous indique que l'appareil est constitué principalement d'une résistance connue avec précision symbolisée par R_r , d'un oscillateur contrôlé en amplitude et en phase et d'un détecteur de zéro.

Le principe du pont auto-balancé consiste à maintenir un potentiel nul au point « Low » de l'entrée du détecteur. Ce dernier agit sur la phase et l'amplitude du signal délivré par l'oscillateur pour maintenir à tout moment une tension nulle au point « Low » [2]. Ainsi dans ces conditions, le courant i_x traversant le dispositif sous test est déterminé par l'expression suivante:

$$i_x = \frac{E_{DST}}{Z_x} = \frac{E_{RR}}{R_r} \quad (5.1)$$

$$Z_x = R_r * \frac{E_{DST}}{E_{RR}} \quad (5.2)$$

La tension aux bornes du dispositif sous test E_{DST} et le courant circulant dans ce dernier permettent de déterminer l'impédance Z_x en module et en phase. Dans le cas d'un modèle équivalent au modèle RL série, on obtient :

$$R = Z \cdot \cos\varphi \quad (5.3)$$

$$L\omega = Z \cdot \sin\varphi \quad (5.4)$$

I.1.2 – Description du banc de mesure et caractéristique du LCRmètre

a)- Description du banc de mesure

Le laboratoire LT2C dispose d'un banc de mesure basse fréquence composé d'un LRCmètre de type 4284A relié à un testeur sous pointes et d'une loupe binoculaire comme indiqué dans la figure V.2 ci-après.

Le testeur sous pointes est constitué de quatre micro-positionneurs munis chacun d'une pointe relié au LCRmètre par des câbles coaxiaux. Les quatre pointes sont réparties deux à deux à savoir deux tensions et deux courants. La loupe binoculaire est munie d'une lampe permettant de visualiser le dispositif sous test et de permettre un positionnement précis des pointes.

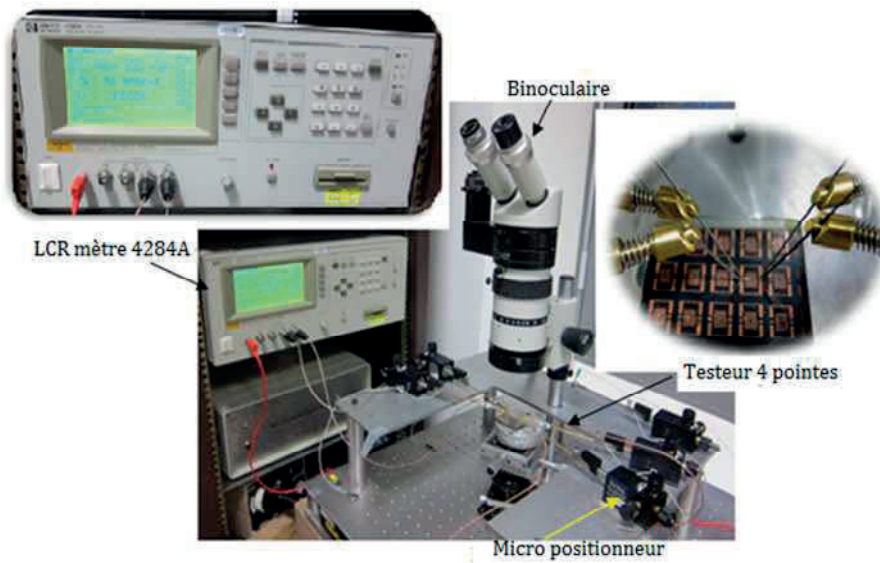


Figure V.2 : LCR mètre relié au testeur sous pointes

b) - Caractéristiques du LCRmètre

Le LCRmètre est caractérisé par sa gamme de fréquence, son impédance de sortie, sa précision, les modes de mesure à utiliser, la méthode de mesure et les paramètres primaires et secondaires mesurés. Ces différents paramètres sont regroupés dans le tableau 1.

Tableau 1 : Principaux caractéristiques du LRCmètre 4284A [2]

Gamme de fréquence	20Hz à 1MHz $\pm 0,01\%$
Mesure /Affichage du résultat	Point par point/ Sous forme numérique à l'écran
Impédance de sortie	100 $\Omega \pm 3\%$
Précision basique	$\pm 0,05\%$
Modes de mesure utilisés	Série ou Parallèle
Paramètres primaires mesurés	Z , Y , θ , R, X, G, B, L, C, D, Q
Paramètres secondaires mesurés	Ls, Lp, Cs, Cp, D, Q,...
Principe /méthode de mesure	Mesure courant-tension I-V Pont auto équilibré (ABB) avec 4pointes (4TP)

Le choix du modèle de mesure s'effectue suivant les valeurs d'impédances prédéfinies par l'appareil et pour chaque gamme spécifiée comme indiqué dans le tableau 2.

Tableau 2 : Mode de sélection du modèle convenable [1]

Types de mesures	gamme des valeurs	impédance	Modèle
L	< 1 mH	< 10 Ω	Série
L	1 mH à 1 H	10 Ω à 1 k Ω	Série ou parallèle
L	> 1 H	\geq 1 k Ω	Parallèle

c) - Techniques de mesure à 4 pointes

Une technique de mesure est la technique basée sur le principe de mesure d'impédance classique comme indiquée dans la figure V.3 ci-dessous. On injecte un courant dans l'impédance de dispositif sous test et on mesure la chute de tension aux bornes de cette impédance.

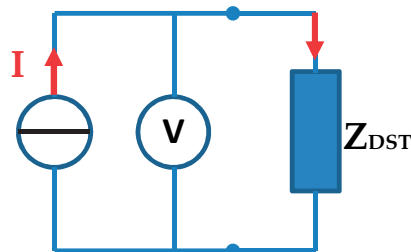


Figure V.3 : Principe de mesure d'une impédance (méthode 2 fils)

Les câbles ainsi que leur contact avec le dispositif sous test étant résistifs et inductifs [3], le courant de mesure provoque des chutes de tension parasites dans ces impédances, et au lieu de mesurer l'impédance du dispositif Z_{DST} , on mesure plutôt l'impédance du dispositif plus l'impédance de contact et des câbles ($Z_{DST} + Z_{Contact} + Z_{Câbles}$) comme l'indique la figure V.4 ci-après. Cette méthode sert à mesurer des impédances présentant des valeurs assez élevées pour laquelle les impédances parasites sont négligeables.

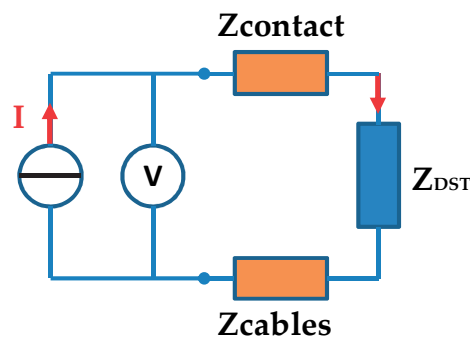


Figure V.4 : Perturbation de la masse d'impédance

Pour remédier aux inconvénients de la précédente méthode de mesure nous utilisons la méthode de mesure dite « 4 fils », qui consiste à injecter un courant de mesure et à mesurer la tension avec un second jeu de câbles, exactement aux bornes du dispositif à caractériser [2]. On détermine alors précisément la valeur de Z_{DST} à mesurer

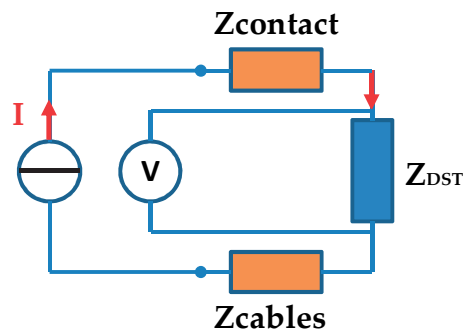


Figure V.5 : Mesure d'impédance à 4 fils

d) - Calibrage

Généralement toute mesure est entachée d'erreurs dont les origines sont différentes et variées. Les erreurs peuvent être systématiques ou aléatoires. Les erreurs systématiques sont dues aux méthodes utilisées et les erreurs aléatoires sont dues à plusieurs changements physiques lors de la mesure.

Une manipulation soignée de certaines parties fragiles du banc de mesure (câble, connecteurs, pointes...) permet de minimiser les erreurs aléatoires. Ceci implique que ces dernières sont négligeables devant les erreurs systématiques.

Ainsi pour minimiser toutes les erreurs, il faut calibrer l'appareil de mesure avant toute caractérisation. Le calibrage est un ensemble de mesures particulières que l'appareil de mesure garde en mémoire pour les soustraire aux mesures brutes obtenues sans calibrage. Il permet d'avoir des résultats plus précis. On distingue trois standards de calibrage :

- Open : ce standard permet de réduire les parasites (G et B) qui sont en parallèle avec le dispositif sous test lorsqu'on effectue une mesure en mode parallèle comme représenté par la figure ci-après :

$$G = 1/R : \text{conductance et } B = 1/X$$

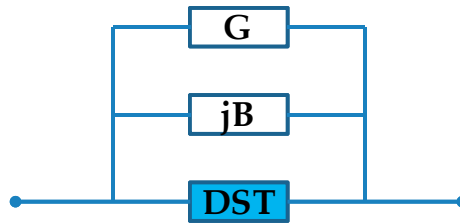


Figure V.6 : Représentation de l'admittance avec la correction Open

- Short : ce standard permet de corriger l'impédance résiduelle (R, X) en série avec le DUT, lorsqu'on mesure en mode série.



Figure V.7 : Impédance résiduelle en série avec la correction Short

R représente la résistance et $X = L\omega$ représente la réactance

- Load : celui-ci permet de minimiser les autres erreurs dues à la réflexion dans les câbles coaxiaux. Ce standard est utilisé pour des structures complexes.

e) - Condition de mesure

Pour caractériser un composant l'utilisateur doit définir tout d'abord un modèle équivalent qui prend en compte la valeur de la résistance et de l'inductance. C'est ainsi que lors de nos travaux nous avons modélisé notre inductance en basse fréquence par un modèle RL représenté sur la figure V.8.

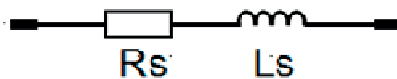


Figure V.8 : Schéma équivalent d'une inductance en base fréquence

Pour effectuer des mesures avec une précision acceptable, il convient de se placer à une fréquence pour laquelle le déphasage est suffisant (entre 10 et 80°). Lorsque ce dernier est proche soit de 0 soit de 90° l'appareil donne des résultats peu précis. Pour obtenir un déphasage optimal de 45° ($L\omega = R$), il convient d'effectuer les mesures aux MHz compte tenu de la valeur de nos inductances.

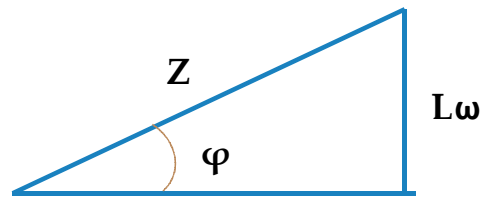


Figure V.9 : Triangle de Fresnel

I.2-CARACTERISATION HAUTE FREQUENCE

Pour de faible fréquence, inférieure à 1MHz, les inductances sont caractérisées au laboratoire sur le banc de caractérisation basse fréquence décrit au paragraphe précédent. Au-delà de cette fréquence la caractérisation se fait à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseaux.

Dans ce paragraphe, nous présenterons tout d'abord le banc de caractérisation haute fréquence, le principe de fonctionnement de l'analyseur vectoriel de réseaux, suivi des différentes erreurs qui entachent les mesures et les moyens de les corriger.

I.2.1 – Banc de caractérisation haute fréquence

La figure V.10 ci-après illustre le banc de mesure disponible au laboratoire LT2C pour mesurer l'amplitude et la phase des signaux en hyperfréquence. Le banc est composé d'un analyseur vectoriel de réseaux de type Agilent ZVA67 fonctionnant sur une gamme de fréquence comprise entre 10 MHz à 67 GHz et d'un testeur sous pointes muni d'une loupe binoculaire.

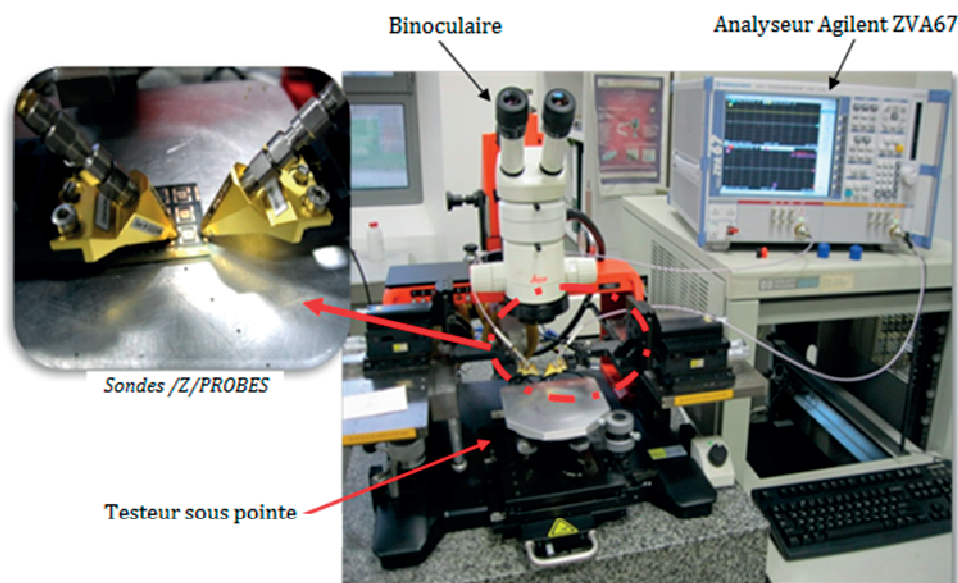


Figure V.10 : Banc de caractérisation haute fréquence

Chapitre : V- CARACTERISATION ET VALIDATION DES MODELES

L'analyseur vectoriel de réseaux comprend trois blocs, un bloc source qui a pour rôle de fournir un signal à une fréquence stable, un bloc de test qui dirige le signal vers le dispositif sous test et récupère les signaux émis et réfléchis et un dernier bloc d'analyse qui détermine la phase et l'amplitude des signaux et affiche les résultats. L'affichage des résultats peut se faire sous la forme désirée par l'opérateur (passage au domaine temporel, échelle dB, abaque de Smith,...). Il est également possible d'obtenir des résultats sous forme des paramètres S_{ij} , Z_{ij} ou Y_{ij} .

Le testeur sous pointes (modèle PM5) figure V.11 est un appareil permettant de positionner de façon précise les pointes du testeur sur l'élément à mesurer. Les pointes servent d'interface de connexion entre la technologie coaxiale des câbles et la technologie coplanaire des dispositifs sous test. Le testeur sous pointes est placé sur un marbre afin d'amortir les vibrations qui pourraient fausser les mesures.

La partie centrale du socle soutient la platine sur laquelle sera posé l'échantillon à mesurer. Deux plateaux latéraux supportant les pointes sont également mobiles. Ces deux plateaux peuvent se mouvoir dans les trois directions (translation suivant les axes x et y et rotation suivant l'axe z), la platine ne possédant qu'un seul degré de liberté correspondant à une translation selon z qui s'effectue en dernier avant la mesure.

Une loupe binoculaire sert à visualiser la position du dispositif et les pointes, pour s'assurer que les pointes sont bien en contact avec les ports d'accès. Un système d'aspiration permet de rendre solidaire le dispositif sous test avec la platine. Ainsi un mouvement de la platine correspond au même mouvement pour l'échantillon à caractériser.

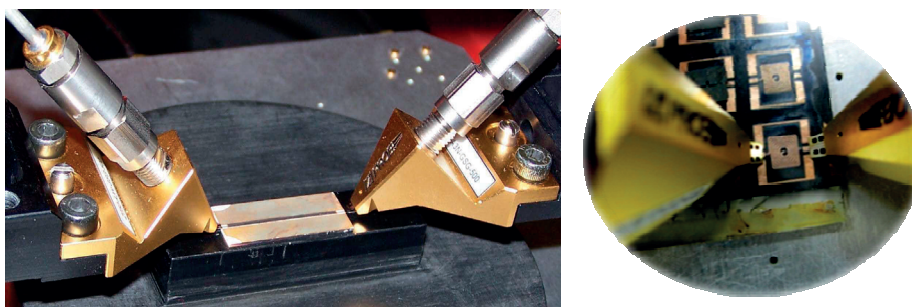


Figure V.11 : a) Pointes b) inductance sous tests

Chapitre : V- CARACTERISATION ET VALIDATION DES MODELES

I.2.2 – Principe de caractérisation de l'analyseur vectoriel de réseaux

Le principe de caractérisation de l'analyseur vectoriel de réseau est très différent de celui du LCRmètre défini ci-haut. On ne mesure plus la tension ou le courant mais les puissances transmises ou réfléchies par le dispositif sous test. L'analyseur excite le dispositif par un signal sinusoïdal d'amplitude constante et à fréquence variable et en sortie on obtient le module et la phase des signaux transmis et réfléchis par le dispositif sous test. La mesure de ces signaux ne se fait donc pas par l'intermédiaire d'une fonction de transfert classique S/E, mais par l'intermédiaire des paramètres S qui caractérisent la réflexion et la transmission des ondes sur chacun des accès (ou "ports") du quadripôle sous test figure V.12.

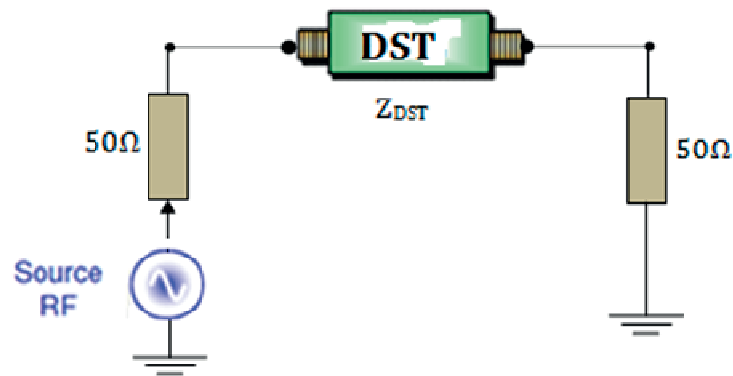


Figure V.12 : Représentation d'un quadripôle adapté à 50Ω.

En excitant successivement les deux ports on obtient les termes de la matrice S_{ij} de dispersion du dispositif sous test en fonction de la fréquence. La première tâche du système consiste à diriger l'excitation soit du port 1 vers le port 2 ou bien le contraire, afin de pouvoir mesurer successivement les paramètres S_{11} et S_{21} puis S_{12} et S_{22} [4-5].

La figure V.13 montre que lorsque l'un des deux ports est excité, le système sépare le signal généré par la source RF en deux parties. La première partie (signal incident) est destinée à la voie de test et constitue la source pour le DST. La deuxième sert de signal de référence R auquel sont comparés le signal réfléchi A et le signal transmis B par le DST.

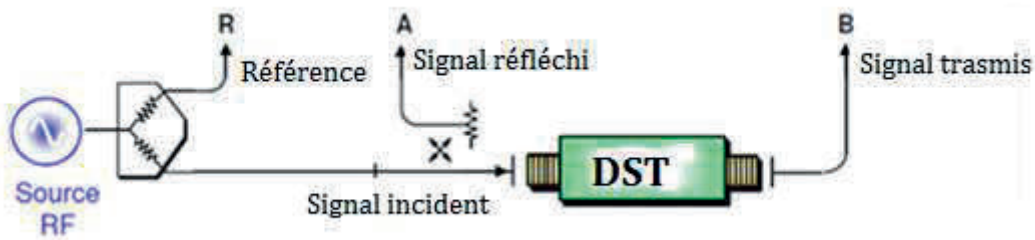


Figure V.13 : Schéma de base de la mesure des différents signaux [5].

Le principe de l'analyseur vectoriel de réseaux est basé sur le système de transmission des signaux à travers un quadripôle qui permet de déterminer les paramètres S_{ij} comme le montre la figure V.14 ci-après :

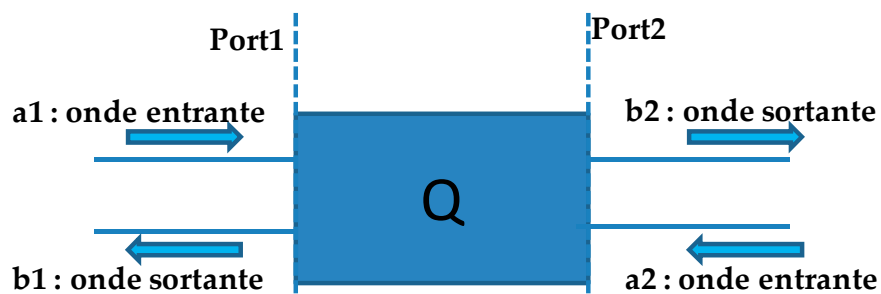


Figure V.14 : Représentation d'un quadripôle

Les paramètres S sont définis par :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} : \text{coefficient de la réflexion à l'entrée (au port 1)} \quad (5.5)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} : \text{coefficient de transmission du port 1 vers port 2} \quad (5.6)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} : \text{coefficient de transmission du port 2 vers port 1} \quad (5.7)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} : \text{coefficient de réflexion à la sortie (au port 2)} \quad (5.8)$$

I.2.3 – Calibrages

L'objectif de la procédure de calibrage est d'obtenir un système de mesure aussi idéal que possible à partir d'un dispositif sous test en s'affranchissant des erreurs introduites par le banc de caractérisation.

Chapitre : V- CARACTERISATION ET VALIDATION DES MODELES

D'une manière générale toute mesure est entachée d'erreurs dont les origines peuvent être diverses et variées. Afin de minimiser ces erreurs, l'utilisateur doit calibrer l'appareil de mesure avant toute caractérisation.

Le calibrage est un ensemble de mesures particulières que l'appareil de mesure garde en mémoire pour les soustraire aux mesures brutes obtenues sans calibrage. Il permet d'avoir des résultats plus précis.

a) - Méthodes de calibrages

On distingue quatre méthodes de calibrage différentes : **OSTL, Offset Short, TRM et LRM.**

- ✓ La méthode TRM utilise 3 standards de calibrage la ligne de transmission (Through Line), un standard Open ou Short et une charge adaptée de 50Ω (Match).
- ✓ La méthode LRM est similaire à la précédente mais la différence réside sur la longueur de la ligne.
- ✓ La méthode OSTL (Open-Short-Through-Load) qui utilise 4 standards pour corriger les erreurs, est la plus utilisée [6] et [7]. Le kit comprend 4 standards:
 - Open: réflexion totale sans déphasage ;
 - Short: réflexion totale avec un déphasage de $\pi/2$;
 - Through : calibrage sur une ligne parfaite, transmission totale ;
 - Load : adapté avec une charge de 50 ohms.
- ✓ La méthode de calibrage Offset Short utilise un kit de calibrage à 4 standards comme l'OSTL dont le standard circuit ouvert est représenté par deux courts-circuits identiques décalés.

b) - Méthode choisie

Le choix des méthodes dépend du type de mesure et de la précision que l'on souhaite obtenir. Pour nos travaux nous avons besoin des paramètres Y et Z. Le passage des paramètres S en Y ou S en Z nécessite de connaître l'impédance des ports. Les méthodes adaptées à ce type de mesures sont la méthode LRM et la méthode OSTL. C'est ainsi que nous avons choisi la méthode OSTL pour effectuer les mesures de nos composants. Cette méthode, composé de 4 quatre standards, corrige 12 termes.

II – RESULTATS DES MESURES ET VALIDATION DES MODELES

Des mesures ont été effectuées sur des inductances avec et sans couche de matériau magnétique (YIG). Ensuite, nous avons extrait les différents éléments des modèles.

L'objectif visé consiste à valider les modèles développés pour les inductances à air, une couche et deux couches de matériau magnétique.

A cet effet, nous allons présenter dans un premier temps l'extraction des éléments du modèle et la validation du modèle des inductances à air.

Dans le second paragraphe nous présenterons les résultats et la validation du modèle de l'inductance à couche magnétique (une et deux couches).

II.1 – EXTRACTION ET VALIDATION DU MODELE POUR INDUCTANCE SANS COUCHE MAGNETIQUE

II.1.1 – Modèle

La figure V.15 représente le modèle que nous avons développé pour la structure à air (inductance sans couche de matériau magnétique). C'est un modèle qui prend en compte les pertes dans les conducteurs, y compris en haute fréquence ce qui se traduit par une résistance R_s fonction de la fréquence.

Il prend également en compte les couplages capacitifs entre spires et entre spires et le bonding (C_s) ainsi que les couplages capacitifs entre le plan de masse et la dernière spire (C_m).

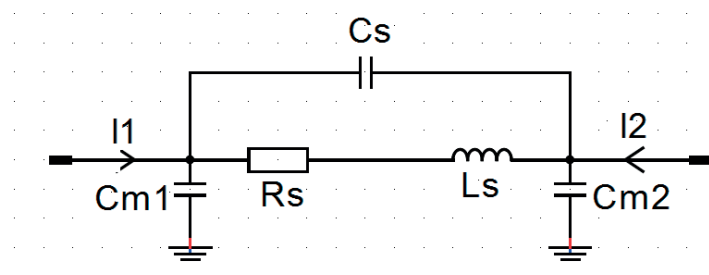


Figure V.15 : Modèle RLC

II.1.2 – Extraction des paramètres du modèle

Nous avons caractérisé en basse fréquence à 1MHz au LCRmètre et en haute fréquence jusqu'à 2GHz à l'analyseur vectoriel de réseaux, les échantillons que nous avons réalisés au laboratoire (figure V.16).

Chapitre : V- CARACTERISATION ET VALIDATION DES MODELES

Les résultats des mesures à l'analyseur sont donnés sous forme des paramètres S_{ij} . L'exploitation de ces résultats passe par la conversion des paramètres S_{ij} en paramètres admittance Y_{ij} et impédance Z_{ij} . Ensuite nous déterminons de ces paramètres les éléments du modèle en fonction du modèle retenu.

Les grandeurs constantes sont regroupées dans le tableau 3 et 4. Les grandeurs variables comme la résistance R_S et l'inductance L_S sont représentées par les deux figures V.17 et V.18.

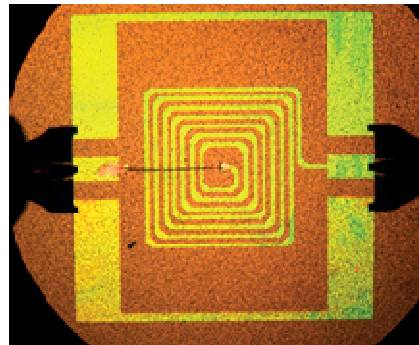


Figure V.16 : Inductance à air

Le tableau 3 rassemble les résultats de l'inductance à air (figure V.16) obtenus à l'analyseur vectoriel de réseaux (VNA) et au LCRmètre. Les valeurs sont extraites en basse fréquence, domaine fréquentiel pour lequel l'inductance et la résistance sont à peu près constantes.

Le tableau 3 nous indique que la valeur de l'inductance mesurée par l'analyseur vectoriel est à peu près identique ($\pm 10\%$ d'erreur) et proche de celle mesurée par le LRCmètre.

En ce qui concerne les valeurs des résistances on observe une très faible différence entre la valeur mesurée par le LCRmètre et celle obtenue par l'analyseur vectoriel de l'ordre de 6%.

Tableau 3: Mesures des valeurs de l'inductance L_S et de la résistance R

L_S (nH)		R_S (Ω)	
$L_{VNA}(10MHz)$	$L_{LCRmetre}(1MHz)$	$R_{VNA}(10MHz)$	$R_{LCRmetre}(1MHz)$
97	102	2.35	2.2

Tableau 4 : les valeurs de capacités

Capacité C_S (pF)	Capacité C_m (pF)
0.28	0.43

Chapitre : V- CARACTERISATION ET VALIDATION DES MODELES

On observe une bonne concordance entre la capacité C_s mesurée (0.28pF) et celle obtenue par simulation (0.25pF) au chapitre IV paragraphe II.3. De même on observe une bonne corrélation entre la capacité C_m mesurée et celle obtenue par simulation (0.43pF).

a) -Comportement de l'inductance en fonction de la fréquence

La figure V.17 représente l'évolution de l'inductance en fonction de la fréquence obtenue à partir du modèle de la figure V.15. Les courbes montrent que la valeur d'inductance mesurée est quasi constante (domaine de validité de l'inductance) jusqu'à peu près 900 MHz.

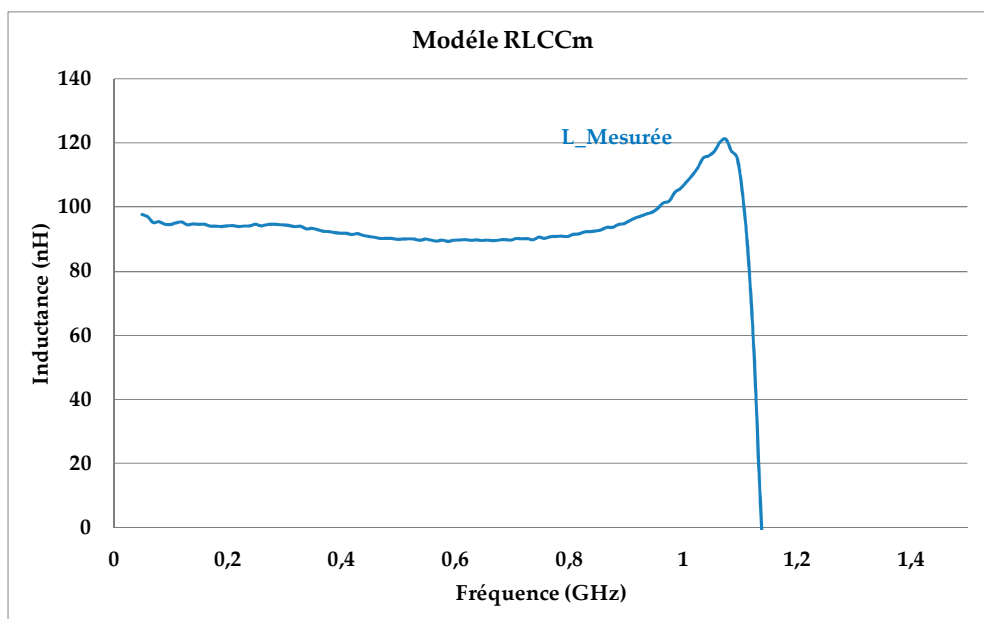


Figure V.17 : Comparaison des inductances mesurées et simulées

b) - Comportement de la résistance en fonction de la fréquence

La courbe de la figure V.18 illustre l'évolution de la résistance en fonction de la fréquence extraite à partir des résultats de mesure obtenus à l'analyseur vectoriel de réseaux (VNA). On remarque que la valeur de la résistance augmente avec l'augmentation de la fréquence. En basse fréquence on retrouve bien de valeur de la résistance proche de la résistance statique ($R_{DC}=1.7\Omega$). Puis elle augmente en fonction de la fréquence. Par exemple la valeur de la résistance à la fréquence de 200MHz est 7 fois la valeur en basse fréquence. Ceci est dû aux effets conjugués de peau et de proximité.

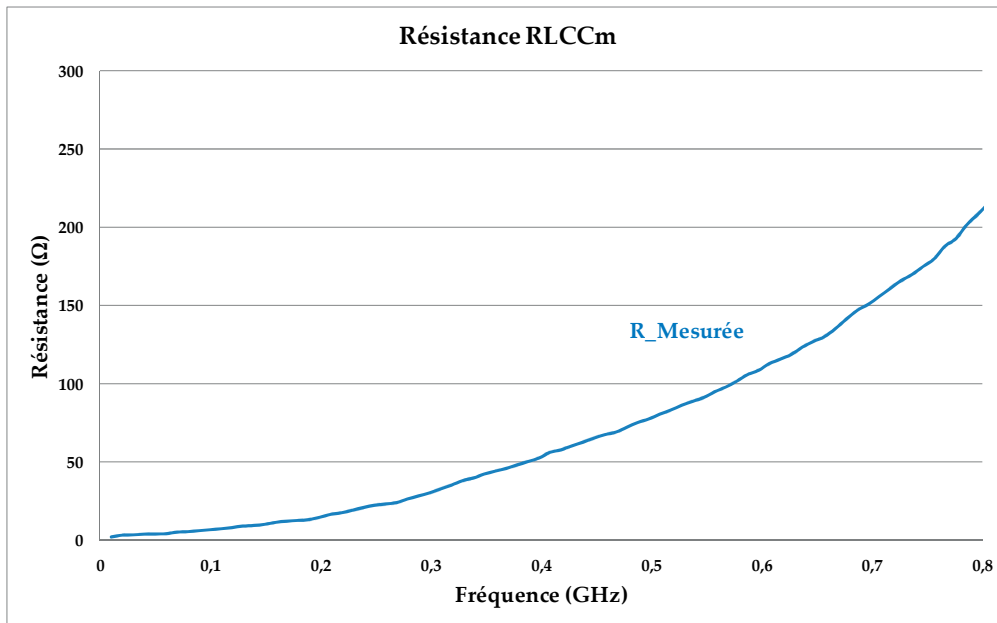


Figure V.18 : Comparaison des résistances mesurées et simulées

II.1.3- Validation du modèle

Afin de valider notre modèle (figure V.16) des inductances à air, nous avons choisi de recalculer les paramètres Y_{ij} à partir des éléments C_S , C_m , L_S , et R_S extraits et les comparer avec les paramètres Y_{ij} mesurés par l'analyseur vectoriel de réseaux.

La figure V.19 représente la confrontation de paramètres Y_{ij} données par l'analyseur vectoriel avec les paramètres Y_{ij} recalculés à partir des éléments du modèle extrait par le programme d'optimisation.

L'allure des courbes en fonction de la fréquence est très bien restituée. On observe une excellente corrélation entre la fréquence de résonance initialement donnée par l'analyseur vectoriel de réseaux (VNA) et celle donnée par les paramètres Y_{ij} recalculées, ce qui signifie que les valeurs des éléments LC sont bien identifiées. Il en est de même de l'amplitude des courbes et en particulier de l'amplitude des résonances, les éléments passifs résistifs sont également bien calculés.

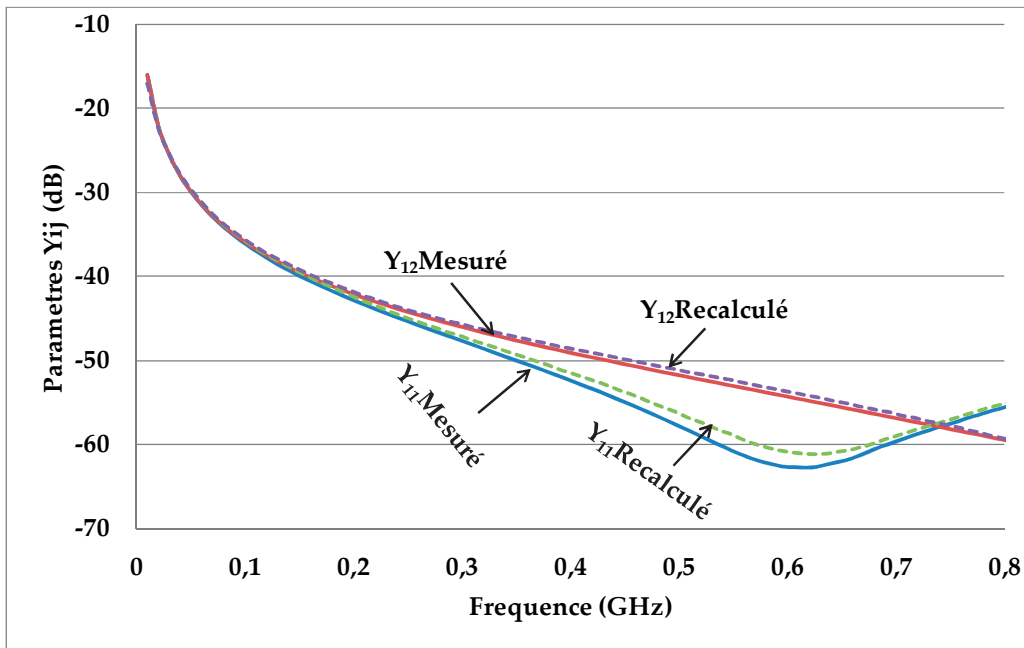


Figure V.19 : Comparaison Y_{ij} simulées et extraits

II.2 – EXTRACTION ET VALIDATION DU MODELE POUR INDUCTANCE A UNE COUCHE MAGNETIQUE

Comme dans le cas des inductances sans couche, nous avons caractérisé en basse fréquence au LCRmètre (1MHz) et en haute fréquence jusqu'à 1GHz à l'analyseur vectoriel des échantillons (inductance une couche) que nous avons réalisés au laboratoire avec du matériau magnétique (YIG) d'épaisseur comprise entre 65 et 500 μ m.

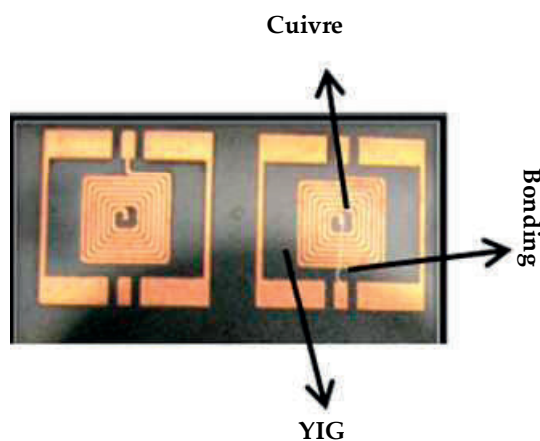


Figure V.20 : Inductance une couche de matériau magnétique

Chapitre : V- CARACTERISATION ET VALIDATION DES MODELES

L'inductance à une couche magnétique est une structure constituée d'une couche de matériau magnétique sur laquelle on a déposé une spirale en cuivre (figure V.21).

Les éléments (R_s , R_f , L_s , C_s et C_{mi}) du modèle (figure V.21) ont été obtenus grâce à l'utilisation d'un programme d'optimisation (cf. chapitre3). Puis pour valider notre extraction sur les inductances à une couche de matériau magnétique, nous recalculons les valeurs de paramètres Y_{ij} et les comparons avec ceux obtenus à l'analyseur vectoriel de réseaux.

II.2.1 – Modèle

La figure V.21 représente le modèle développé pour des inductances à une couche de matériau magnétique, prenant en compte l'évolution de la perméabilité relative et la tangente de pertes en fonction de la fréquence.

Le comportement de la bobine est représenté par une inductance L_s , une résistance série traduisant les pertes Joule, une capacité C_s en parallèle sur l'ensemble représentant les couplages capacitifs entre les spires, une résistance R_f permet de prendre en compte les pertes dues au courant de Foucault et deux capacités C_m représentant le couplage entre la dernière spire et plan de masse.

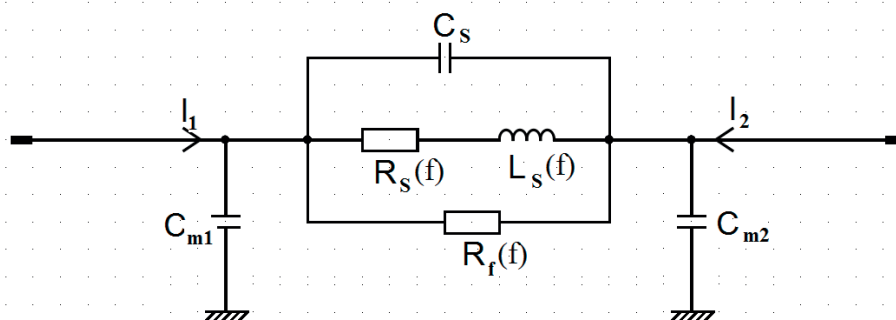


Figure V.21 : Modèle inductance une couche de matériau magnétique avec pertes

II.2.2 – Extraction des paramètres du modèle

Plusieurs inductances ont été réalisées et caractérisées avec des épaisseurs de YIG différentes allant de $65\mu\text{m}$ à $500\mu\text{m}$. Les valeurs relevées en basse fréquence sont rassemblées dans le tableau 5 ci-après.

Les grandeurs constantes comme les capacités sont regroupées dans le tableau 6. Les grandeurs variables comme les résistances et l'inductance sont représentées par les deux figures V.22 et V.23.

Chapitre : V- CARACTERISATION ET VALIDATION DES MODELES

Les valeurs mesurées par le LCR mètre à 1 MHz sont comparées à la valeur mesurée par l'analyseur vectoriel de réseaux en «basse fréquence» à 10 MHz, domaine fréquentiel pour lequel l'inductance est constante (tableau5).

Les valeurs des résistances extraites par le programme d'optimisation sont obtenues à partir de la formule suivante : $R(f) = R_{DC} \cdot (1 + \alpha \sqrt{f})$;

R_{DC} : représente la résistance continue

f : la fréquence ;

α : coefficient.

Tableau 5: Mesures de valeurs d'inductance L_s et de la résistance R

YIG (μm)	L_s		R_s	
	VNA	LCRmetre	VNA	LCRmetre
65	143	152	6.64	3.1
100	162	167	7.05	3.52
200	172	196	7.35	4.11
500	175	208	7.98	4.61

On observe sur le tableau 5 que les valeurs mesurées des inductances par le LCRmètre sont légèrement différentes de celles mesurées par l'analyseur vectoriel (écart de quelque % pour les faibles épaisseurs de matériau magnétique à plus de 15% pour les fortes épaisseurs)

Les résistances mesurées au LCRmètre sont de l'ordre de 3Ω à 4.61Ω et présentent une différence importante (50%) avec les valeurs extraites à partir de la mesure VNA à 10MHz. On peut justifier cette différence par la différence des fréquences de mesure. A 1MHz les effets de peau et de proximité sont faibles ($R_{1\text{MHz}} \approx 2R_{DC}$) et augmente à 10MHz ($R_{10\text{MHz}} \approx 4R_{DC}$).

Tableau 6 : les valeurs de capacités

Capacité C_s (pF)	Capacité C_{m1} (pF)	Capacité C_{m2} (pF)
0.39	0.56	1.01

Les valeurs des capacités mesurées sont proches de celles obtenues par simulation (Chapitre : IV, paragraphe III.2.1) :

Chapitre : V- CARACTERISATION ET VALIDATION DES MODELES

- ✓ C_S mesurée=0.39pF C_S simulée=0.26pF
- ✓ C_{m1} mesurée=0.56pF C_{m1} simulée=0.58pF
- ✓ C_{m2} mesurée=1.01pF C_{m2} simulée=0.85pF

Ces valeurs sont globalement plus élevées que celles obtenues pour une inductance à air. Cette augmentation est due à l'utilisation de la couche de ferrite présentant une permittivité élevée ($\epsilon_r=15$).

a) -Comportement de l'inductance en fonction de la fréquence

La courbe de la figure V.22 nous donne l'évolution d'inductance en fonction de la fréquence. L'inductance suit bien l'évolution de la perméabilité relative, elle diminue avec l'augmentation de la fréquence pour tendre vers L_0 .

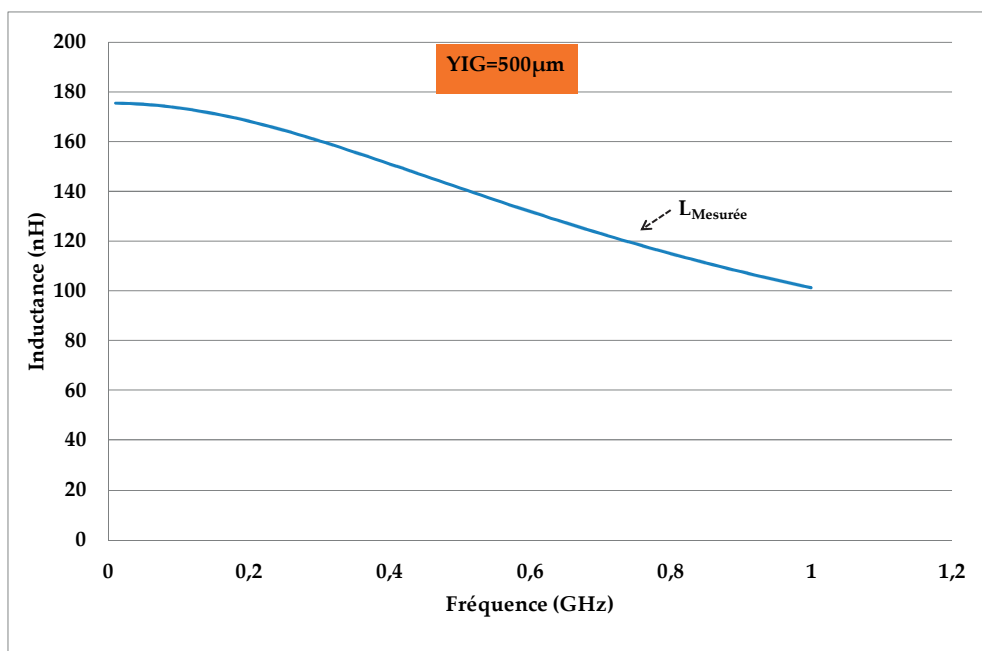


Figure V.22 : Inductance mesurée

b) - Comportement des résistances R_S et R_f en fonction de la fréquence

Les courbes de la figure V.23 illustrent l'évolution des résistances R_S et R_f du modèle représenté (figure V.21). On remarque que la valeur de la résistance R_S augmente avec la fréquence. Cette augmentation de la résistance est dû aux effets conjugués de peau et de proximité.

Chapitre : V- CARACTERISATION ET VALIDATION DES MODELES

D'autre part, on remarque que la valeur de la résistance R_f (mesurée) qui définit les pertes fer dans le composant diminue avec l'augmentation de la fréquence. Cette diminution répond bien à la réalité physique.

La diminution de cette résistance peut être justifiée par la relation : $P = \frac{V^2}{R_f}$. Cette relation montre bien qu'au fur et à mesure que la résistance diminue, les pertes fer augmentent.

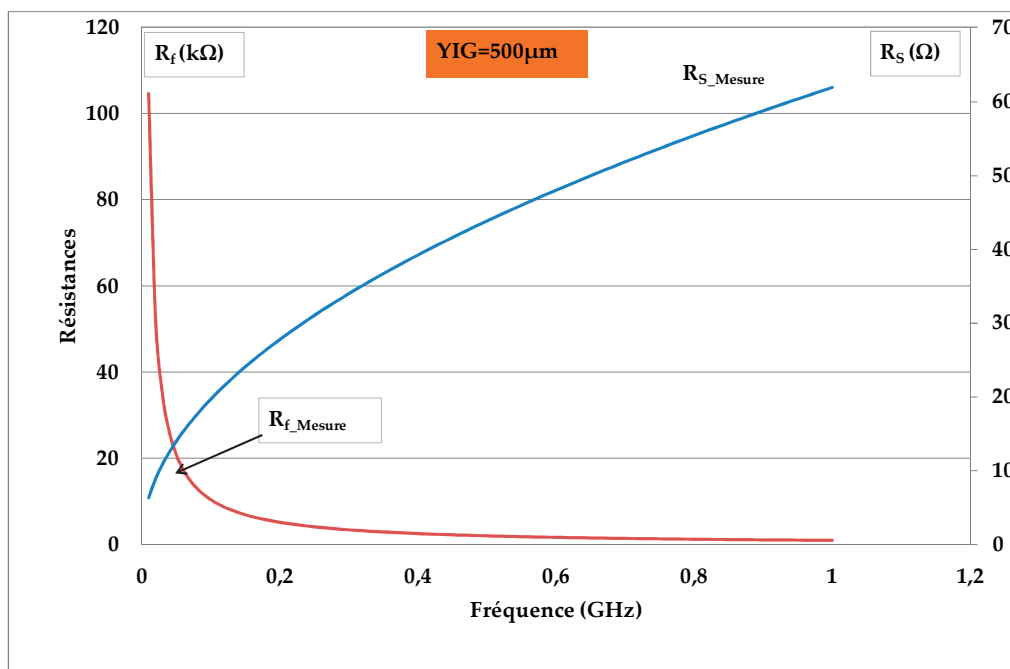


Figure V.23 : Résistances simulées et mesurées

II.2.3- Validation du modèle

Comme précédemment pour valider notre modèle des inductances à une couche de matériau magnétique, nous avons choisi de recalculer à partir des éléments C_s , C_{m1} , C_{m2} , $L_s(f)$, $R_s(f)$ et $R_f(f)$ extraits par le programme d'optimisation, les paramètres Y_{11} et Y_{12} pour les confronter avec les résultats obtenus à l'analyseur vectoriel.

La figure V.24 représente les comparaisons des paramètres Y_{ij} recalculés et mesurés par l'analyseur. On observe une bonne corrélation entre les paramètres Y_{ij} recalculés et ceux mesurés par l'analyseur en fonction de la fréquence. Ce qui montre que le modèle retenu est satisfaisant et que les paramètres extraits sont globalement corrects. Il en est de même des fréquences de résonance, ce qui semble indiquer que les valeurs des éléments LC calculées ont été extraites correctement.

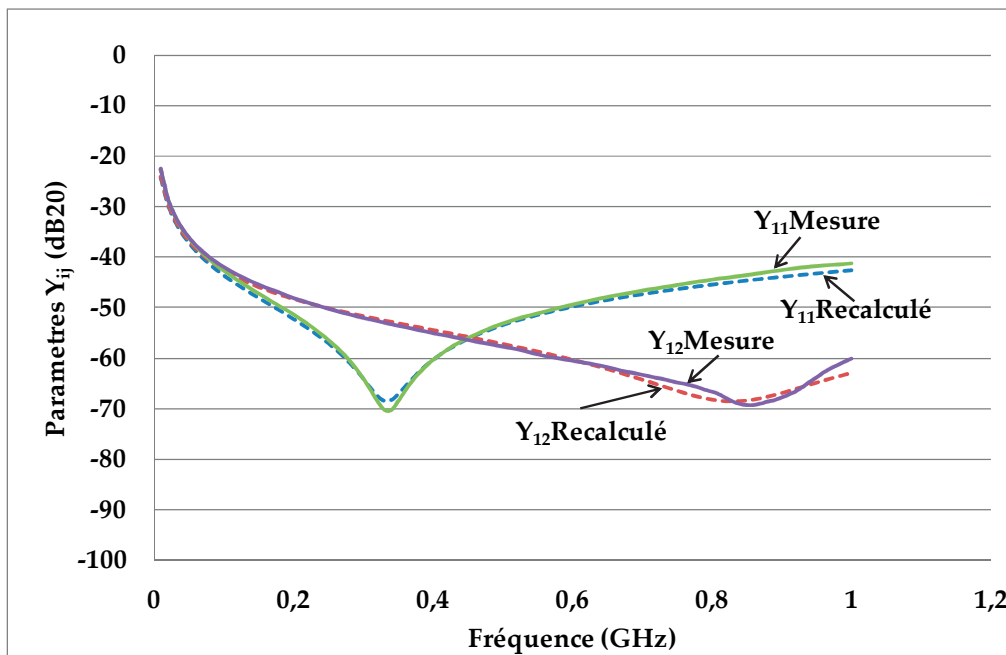


Figure V.24 : Comparaison des paramètres Y_{ij} recalculés et mesurés

II.3 – EXTRACTION ET VALIDATION DU MODELE POUR INDUCTANCE A DEUX COUCHES DE MATERIAU MAGNETIQUE

Nous avons caractérisé en basse fréquence par le LCRmètre à 1MHz et en haute fréquence jusqu'à une fréquence de 600 MHz à l'analyseur vectoriel de réseaux des échantillons (inductance à deux couches de YIG) que nous avons réalisés au laboratoire LT2C (figure V.25).

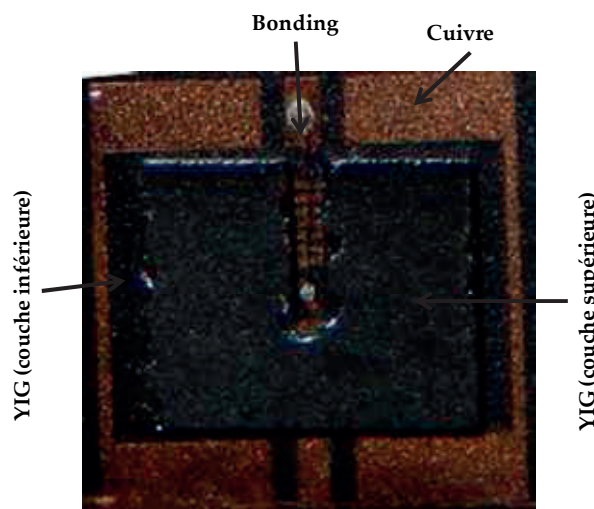


Figure V.25 : Inductance à deux couches de matériau magnétique

Chapitre : V- CARACTERISATION ET VALIDATION DES MODELES

Le modèle utilisé est celui de la figure V.21 pour lequel nous allons déterminer les valeurs des éléments RLC.

Les inductances à deux couches de matériau magnétique que nous avons réalisées et caractérisées sont dénommées ci-après :

- ✓ inductance 100_100 (bobinage pris en sandwich entre deux couches de YIG de 100 μm d'épaisseur chacune) ;
- ✓ inductance 300_300 (bobinage pris en sandwich entre deux couches de YIG de 300 μm d'épaisseur chacune) ;
- ✓ inductance 500_500 (bobinage pris en sandwich entre deux couches de YIG de 500 μm d'épaisseur chacune).

II.3.1 – Extraction des paramètres du modèle

Les trois dispositifs possédant des couches magnétiques de différentes épaisseurs ont été caractérisés au LCRmètre et à l'analyseur vectoriel de réseau. Les résultats des mesures de ces trois différents dispositifs sont regroupés dans le tableau 5 :

- ✓ Les valeurs mesurées de l'inductance au LCR mètre à 1 MHz sont comparées à la valeur mesurée à l'analyseur vectoriel de réseaux en «basse fréquence » ≤ 10 MHz, domaine fréquentiel pour lequel l'inductance est constante.
- ✓ Les valeurs des résistances extraites par le programme d'optimisation sont équivalentes à la résistance R_{DC} obtenue à partir de l'extrapolation des mesures au VNA figure V.26 (10MHz et 600MHz) ; les valeurs fournies par le LCRmètre sont obtenues à la fréquence de 1MHz.

Tableau 5: Mesures de valeurs d'inductance L_s et de la résistance R_s

YIG (μm)	L_s (nH)		R_s (Ω)	
	VNA	LCRmètre	VNA	LCRmètre
100-100	715	628	7.23	5.21
300-300	1250	1000	12	7.38
500-500	3318	3100	18.8	10.12

Chapitre : V- CARACTERISATION ET VALIDATION DES MODELES

Pour la valeur des inductances L_S , on remarque une assez bonne corrélation entre les deux mesures (VNA et LCRmètre).

Il en est de même pour les résistances R_S . Malgré l'extrapolation de 10MHz au contenu les résultats obtenus sont en bonne concordance avec les résultats de mesure du LCRmètre.

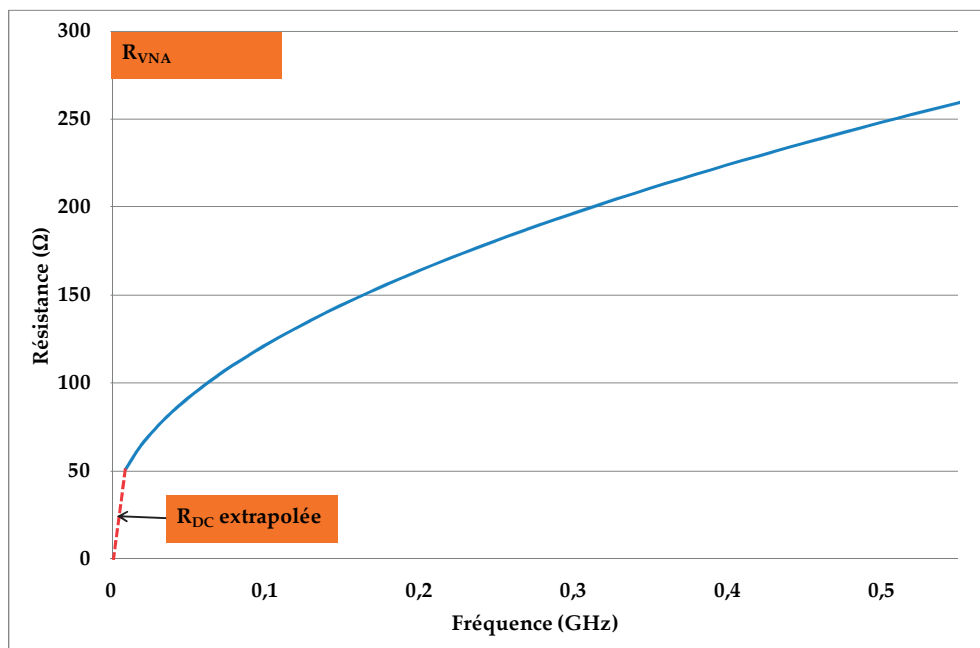


Figure V.26 : Extrapolation de la résistance R_{DC}

Les grandeurs constantes comme les capacités sont regroupées dans le tableau 6 et celles variables sont représentées par les figures V.27 au V.32.

Tableau 6 : les valeurs de capacités

YIG (μm)	Capacité C_S (pF)	Capacité C_{m1} (pF)	Capacité C_{m2} (pF)
100-100	0.28	0.55	0.98
300-300	0.41	0.73	1.19
500-500	0.45	0.76	1.19

On observe une augmentation de la valeur des capacités lorsque l'épaisseur de matériau magnétique augmente, augmentation due à la forte permittivité du matériau magnétique.

Chapitre : V- CARACTERISATION ET VALIDATION DES MODELES

D'autre part si l'on compare les capacités obtenues pour l'inductance une couche de 500 μm et deux couches de 500-500 μm , on remarque également, pour les mêmes raisons, une augmentation des capacités.

a) -Comportement de l'inductance en fonction de la fréquence

Les figures V.27, V.28 et V.29 illustrent l'évolution de la valeur de l'inductance en fonction de la fréquence pour des spirales présent en sandwich entre deux couches de matériau magnétique (YIG). Les deux couches de YIG ayant chacune 100 μm , 300 μm et 500 μm d'épaisseur. On remarque que l'inductance suit bien l'évolution de la perméabilité relative, elle diminue avec l'augmentation de la fréquence.

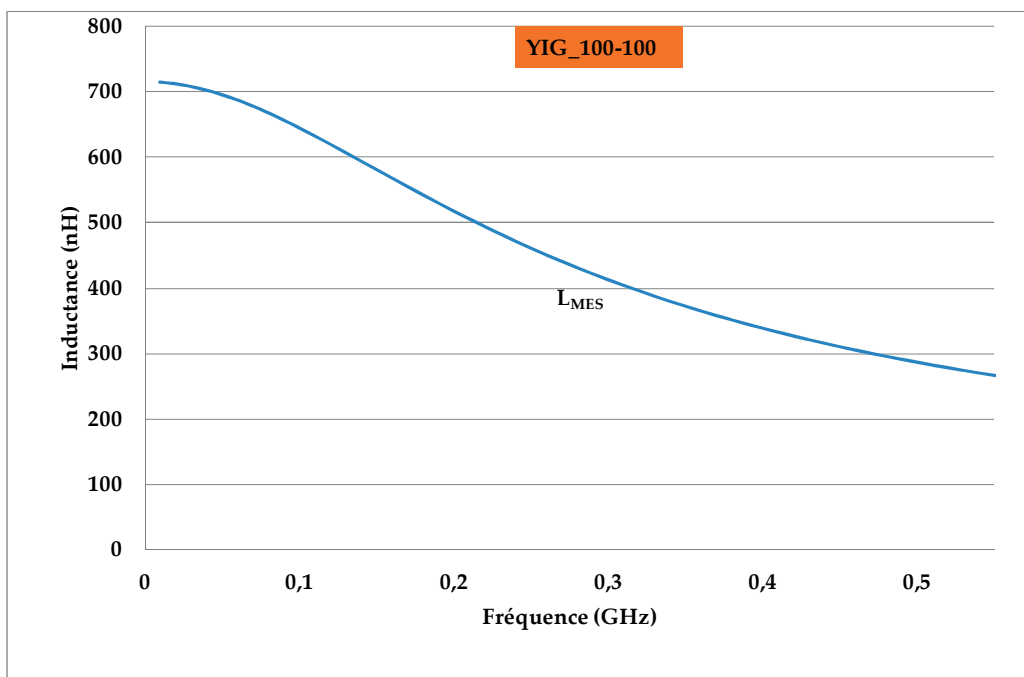


Figure V.27 : Inductance mesurée (YIG_100-100)

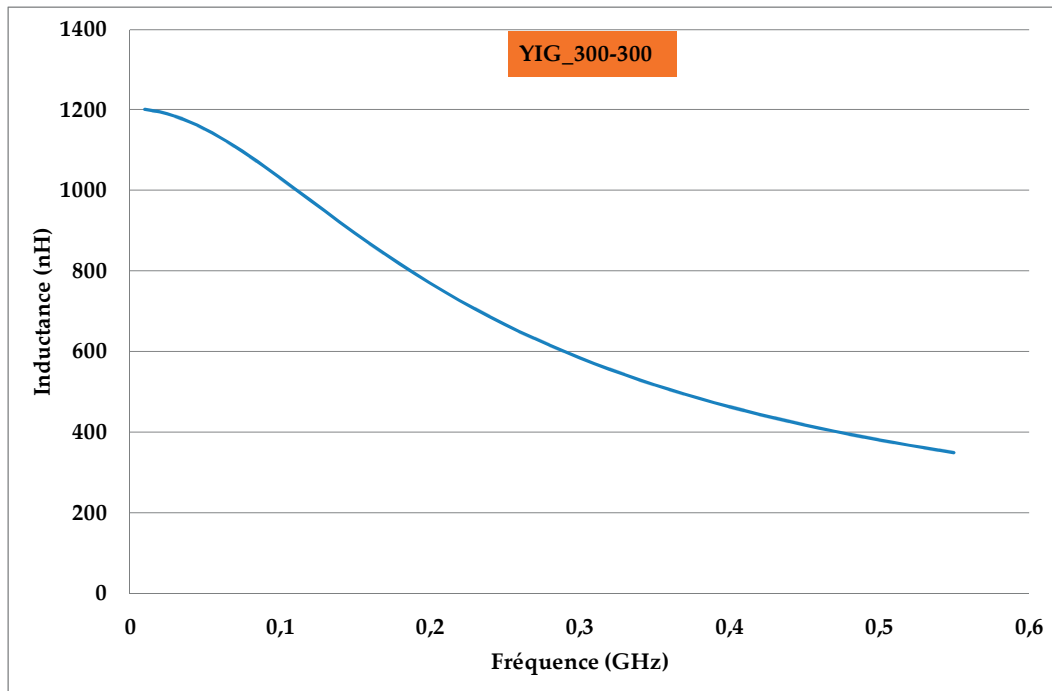


Figure V.28 : Inductance mesurée (YIG_300-300)

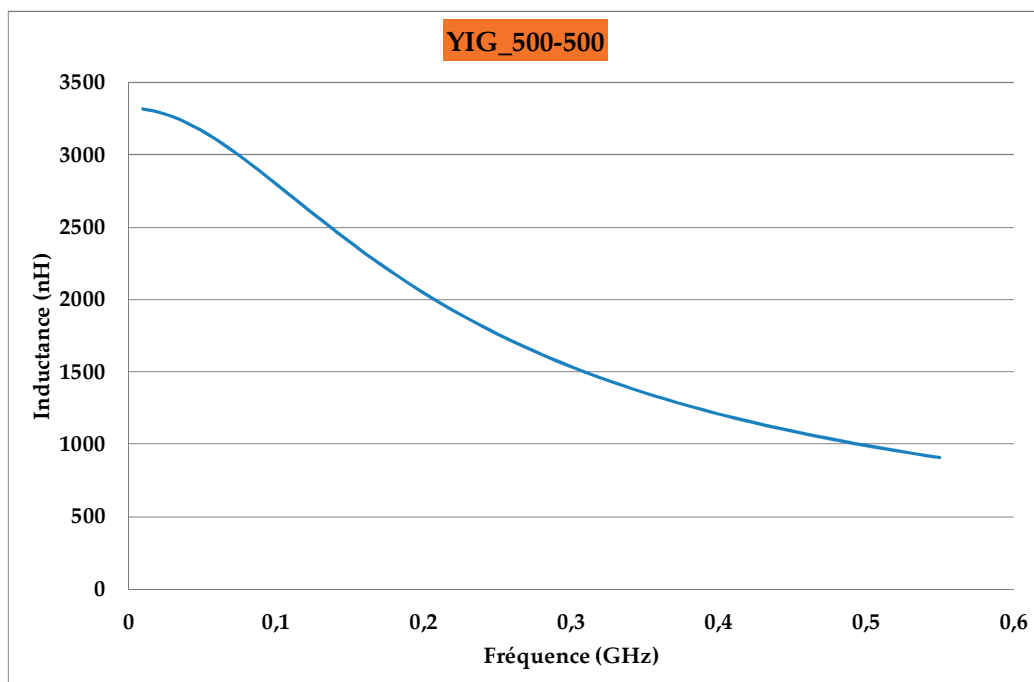


Figure V.29 : Inductance mesurée (YIG_500-500)

b) - Comportement des résistances R_S et R_f en fonction de la fréquence

Les courbes de la figure V.30, V.31 et V.32 représentent l'évolution de la résistance R_S et de la résistance R_f extraites à partir de la mesure des inductances à double couche de matériau magnétique (YIG_100-100, YIG_300-300 et YIG_500-500). On constate que la

Chapitre : V- CARACTERISATION ET VALIDATION DES MODELES

résistance R_S augmente avec l'augmentation de la fréquence. Cette augmentation est due aux effets conjugués de peau et de proximité.

La résistance R_S , qui correspond aux pertes Joule dans la spirale, augmente également avec l'épaisseur du matériau magnétique. A 200MHz, la résistance évolue de 50k Ω , 55k Ω et 57k Ω lorsque l'épaisseur passe de 100 μm à 300 μm puis 500 μm . il en est de même pour toutes les fréquences (exemple à 500MHz la résistance évolue de 20 à 22k Ω). L'épaisseur du matériau magnétique augmente, le flux augmente et les pertes par effets de peau et de proximité également.

Comme précédemment R_f décroît en fonction de la fréquence et cette décroissance est justifiée par la relation décrite au paragraphe II.2.2.

En comparant la valeur des résistances R_f pour les dispositifs une couche et deux couches, on note une forte augmentation de la résistance R_f deux couches. La grandeur $\tan \delta = \frac{L_f \omega}{R_f}$ (circuit parallèle) représente les pertes dans le matériau magnétique. Cette grandeur est fonction de la fréquence mais reste inchangée quelque soit l'épaisseur du matériau magnétique.

Lorsqu'on passe d'une inductance à une couche à une inductance à deux couches, la valeur de l'inductance L augmente fortement. Puisque $\tan \delta$ ne change pas (quelque soit l'épaisseur du matériau magnétique) il est normal que R_f augmente. C'est ce qu'on observe en comparant les V.23 (une couche de 500 μm) et V.32 (deux couches 500-500 μm).

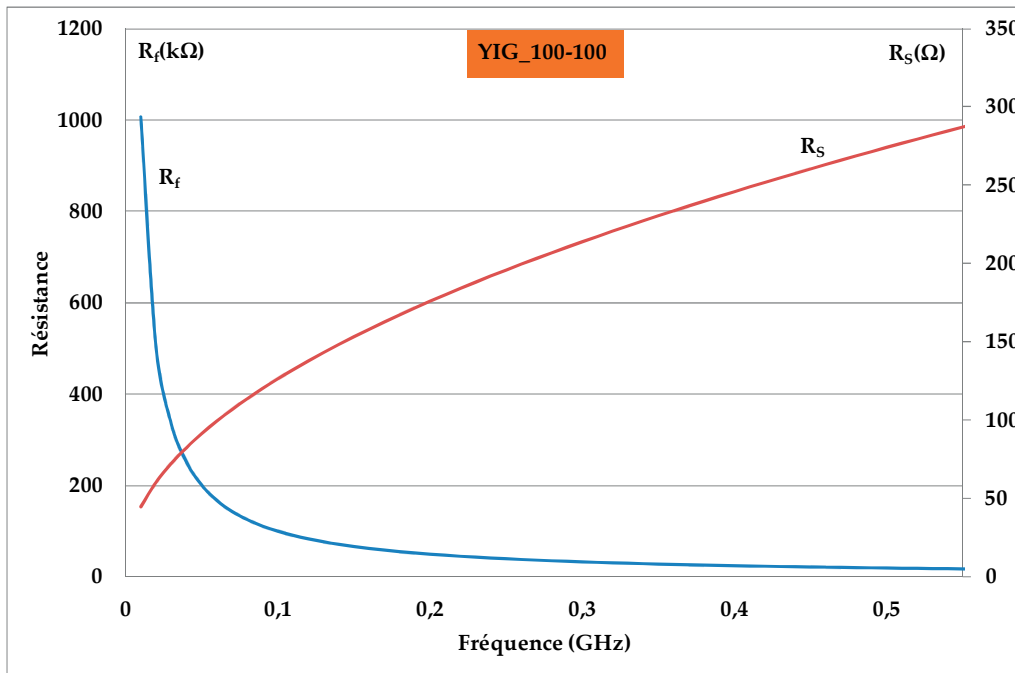


Figure V.30 : Résistances R_s et R_f mesurées (YIG_100-100)

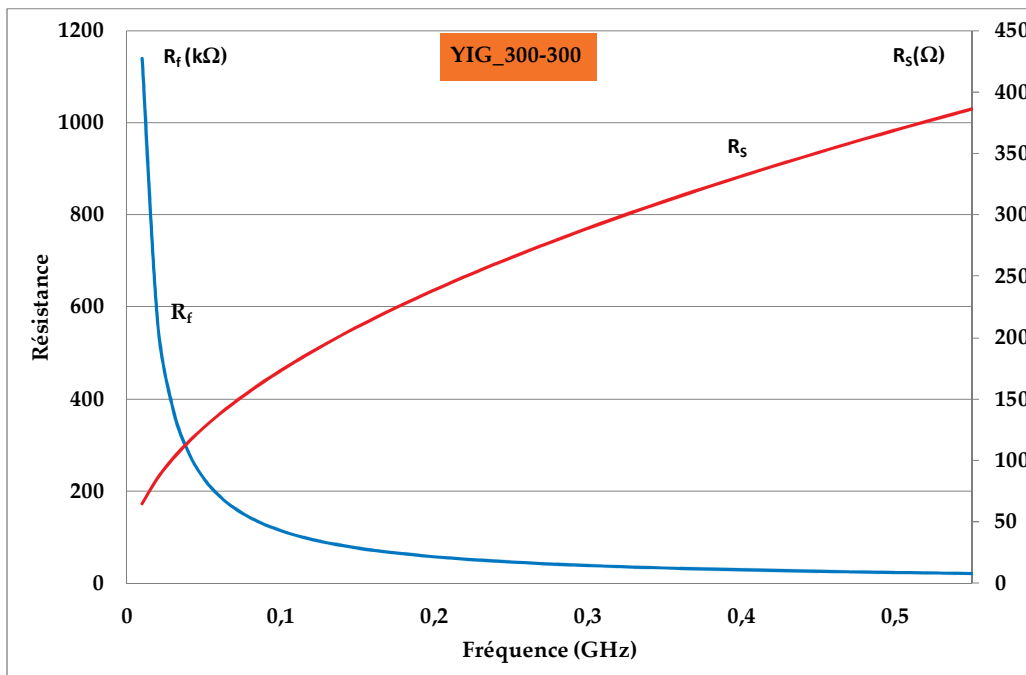


Figure V.31 : Résistances R_s et R_f mesurées (YIG_300-300)

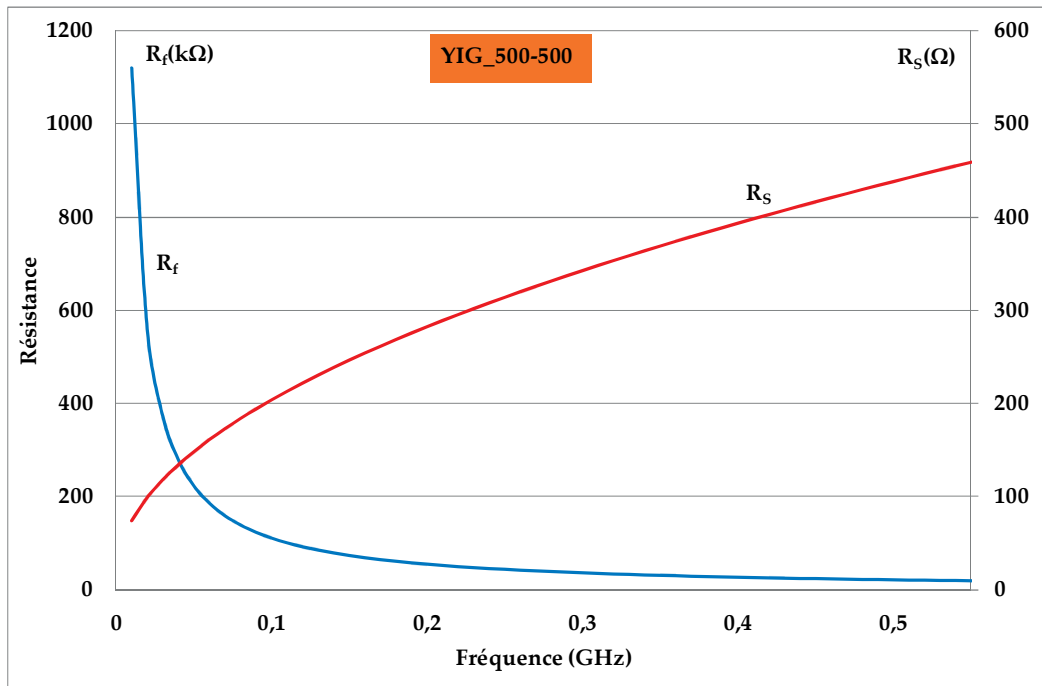


Figure V.32 : Résistances R_s et R_f mesurées (YIG_500-500)

II.3.2- Validation du modèle

Afin de valider notre modèle de manière définitive pour les inductances à deux couches de matériau magnétique (YIG), nous avons choisi de recalculer les valeurs des paramètres Y_{ij} à partir des éléments C_s , C_{m1} , C_{m2} , $L_s(f)$, $R_s(f)$ et $R_f(f)$ extraits et puis les confronter avec les paramètres Y_{ij} mesurés à l'analyseur vectoriel de réseaux.

Les courbes de la figure V.33, V.34 et V.35 représentent les confrontations des valeurs des paramètres Y_{ij} recalculés et mesurés par l'analyseur vectoriel pour les trois structures (YIG_100-100, YIG_300-300 et YIG_500-500). On remarque sur cette figure que l'allure des courbes des paramètres admittances Y_{ij} en fonction de la fréquence est bien restituée ainsi que l'amplitude des résonances, ce qui semble indiquer que les valeurs des éléments extraits sont correctes.

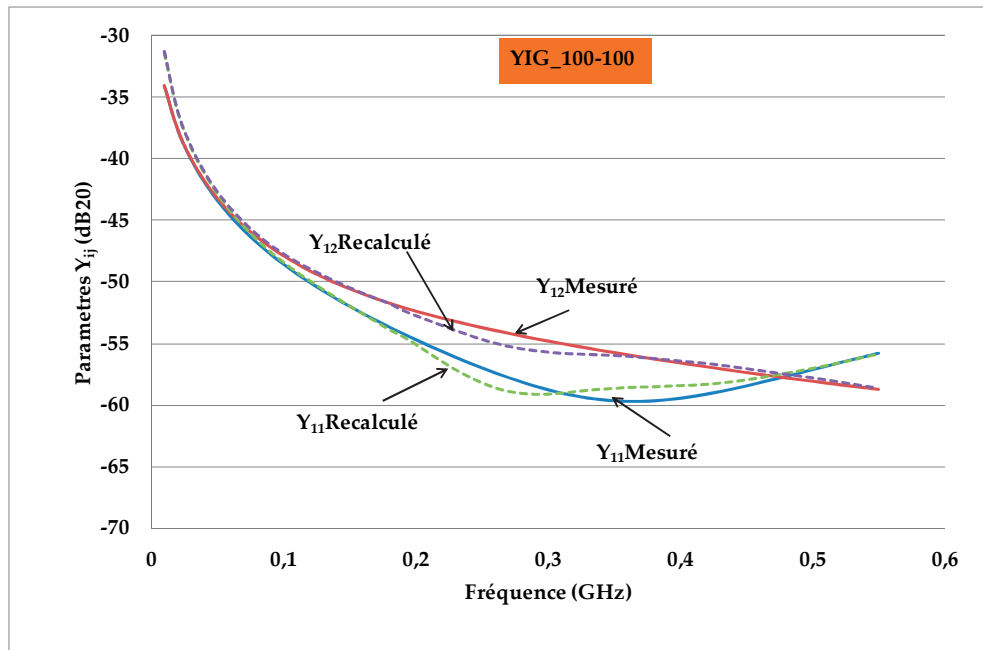


Figure V.33 : Comparaison des paramètres Y_{ij} recalculés et mesurés (YIG_100-100)

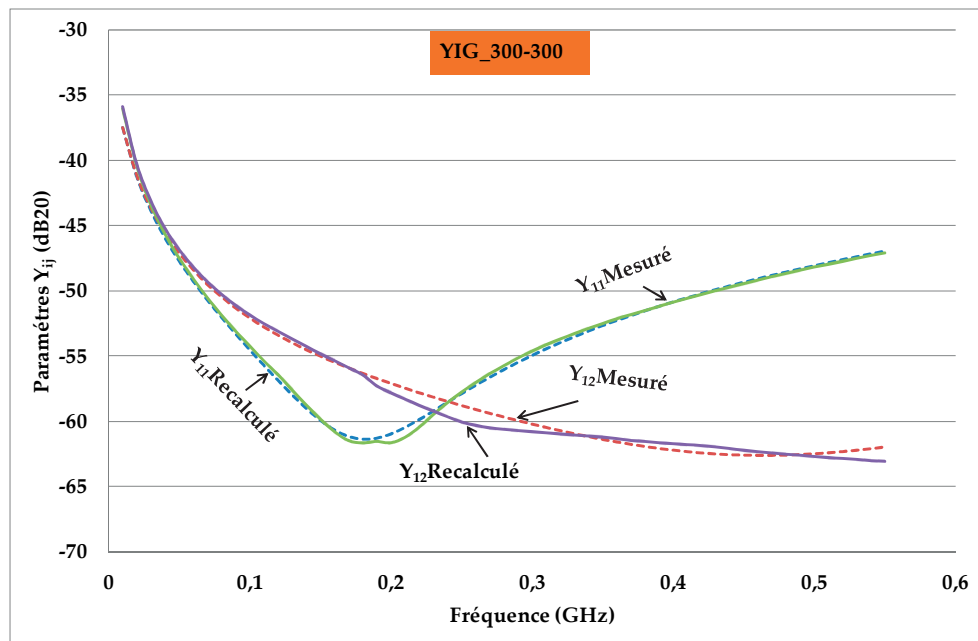


Figure V.34 : Comparaison des paramètres Y_{ij} recalculés et mesurés (YIG_300-300)

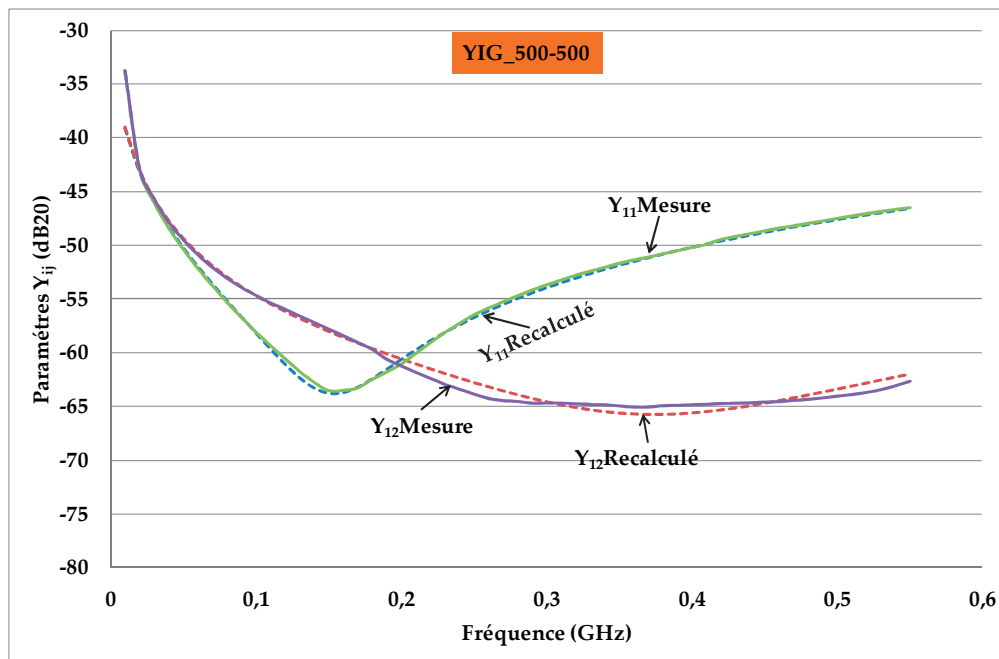


Figure V.35 : Comparaison des paramètres Y_{ij} recalculés et mesurés (YIG_500-500)

CONCLUSION

Dans le but de valider nos modèles, nous avons caractérisé les dispositifs que nous avons réalisés au laboratoire.

Pour caractériser nos dispositifs nous avons utilisé deux bancs de mesure selon la fréquence désirée:

- Pour des fréquences inférieures à 1 MHz nous avons utilisé le LCRmètre
- Pour des fréquences supérieures à 10 MHz nous avons utilisé l'analyseur vectoriel de réseaux

Nous avons extrait les paramètres du modèle sur une large bande de fréquence. Le modèle développé prend bien en compte les propriétés magnétiques du matériau (perméabilité relative, tangente de perte) en fonction de la fréquence.

Nous avons montré qu'il y a une bonne corrélation entre les valeurs mesurées à l'analyseur vectoriel et les valeurs mesurées au LCRmètre en basse fréquence.

Les écarts observés ont pu être justifiés et expliqués et les comparaisons des paramètres Y_{ij} recalculés et mesurés nous ont permis de valider les modèles des structures étudiées (inductance à air, à une couche et deux couches de matériau magnétique).

III - REFERENCE

- [1] Ismail KHALIL, thèse de doctorat, Université Jean Monnet de Saint-Etienne, “*Caractérisation Magnétique Basse Fréquence par la Méthode de Nappe de courant. Conception et Fabrication d’un prototype composé de couches Minces de Cu et YIG élaborées par Pulvérisation Cathodique RF*”, 2009, p.208.
- [2] Adoum KRIGA “ Etude a la réalisation de micro-inductances pour convertisseur DC/DC” Université Jean Monnet de Saint-Étienne, thèse soutenue en décembre 2008, pp.142
- [3] Dagal Dari Yaya “Conception, Réalisation et Caractérisation d’Inductances Planaires à Couches Magnétiques » UNIVERSITÉ JEAN MONNET DE SAINT-ÉTIENNE, thèse soutenue en mars 2013, pp.170
- [4] Bernard BAYARD, thèse de doctorat, université Jean Monnet de Saint-Etienne, “*Contribution au développement de composants passifs magnétiques pour l’électronique hyperfréquence*”, 2000, p.200.
- [5] *Agilent Network Analyzer Basics*, www.agilent.com/find/backtobasics , disponible en ligne, Consulté le 24/03/13.
- [6] T. Rouiller, *Isolateur coplanaire 40-60 GHz à couche mince magnétique*, thèse de l’Université Jean MONNET de Saint-Étienne soutenue le 24 octobre 2006
- [7] ALLASEM Desiré, “Contribution a la réalisation d’une micro-inductance” Université Jean Monnet de Saint-Etienne, these soutenue en novembre 2010, pp.177



CONCLUSION GENERALE

Mahamat HASSAN BECHIR

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail de recherche présenté dans ce mémoire a été principalement consacré à la modélisation d'inductances planaires.

Notre objectif principal était la modélisation d'inductances planaires avec et sans couche de matériau magnétique. Les modèles développés devaient être les plus simples possibles avec peu de paramètres, et permettre de prendre en compte les propriétés magnétiques du matériau, à savoir l'évolution de la perméabilité relative et de la tangente de perte en fonction de la fréquence. Ces modèles devaient également prendre en compte les pertes dans les conducteurs (effet de peau et de proximité), les couplages capacitifs entre les conducteurs et entre la spirale et le plan de masse. Pour atteindre nos objectifs nous avons scindé notre travail en trois parties :

Dans un premier temps une étude bibliographique nous a permis de mettre en évidence les travaux menés pour la modélisation des inductances planaires par différents auteurs.

Nous avons trouvé qu'il existe plusieurs modèles d'inductances, avec et sans couche de matériau magnétique. Ces modèles traduisent le comportement de l'inductance en prenant en compte quelques phénomènes parasites (effets parasites dus au substrat, couplage capacitif entre les conducteurs, couplage entre la spirale et le plan de masse...), mais ne prennent pas en compte certaines propriétés telles que l'évolution de la perméabilité relative et de la tangente de perte en fonction de la fréquence.

Dans un deuxième temps, des simulations ont été entreprises. La simulation relativement simple à mettre en place, moins coûteuse en temps et en ressources technologiques constitue un outil performant et nous a permis de mettre au point nos modèles.

Ainsi, nous avons simulé des structures à air, avec une couche de YIG dont la perméabilité relative variait en fonction de la fréquence (avec et sans perte) et enfin des structures à deux couches avec une perméabilité relative et une tangente de perte variable en fonction de la fréquence. Le logiciel nous a également permis d'étudier l'évolution des caractéristiques de l'inductance en fonction des paramètres géométriques, à savoir, la largeur du conducteur, l'espacement entre les spires et de l'épaisseur de la couche de matériau magnétique (structure à une et deux couches de YIG) et de vérifier ainsi le bon comportement des modèles.

Enfin, pour valider nos modèles, nous avons réalisé et caractérisé en basse et haute fréquence des composants.

CONCLUSION GENERALE

La réalisation des composants a nécessité plusieurs étapes de micro-technologie. Les étapes de collage, de sciage, de dépôt de cuivre, de gravure et de dorure ont été réalisées au laboratoire LT2C. La mise en forme des conducteurs en cuivre par photolithographie, le rodage et le polissage des substrats de YIG ainsi que la réalisation du bonding ont été effectués en utilisant les moyens technologiques des laboratoires L.M.V, Hubert Curien de l'UJM de Saint-Etienne et du CIME de Grenoble.

La caractérisation des dispositifs réalisés a été conduite en basse fréquence à l'aide d'un LCRmètre et en haute fréquence à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseaux. Plusieurs mesures ont été réalisées sur différents dispositifs (inductance sans et avec une et deux couches).

A partir des mesures, les paramètres des modèles ont été extraits en fonction de la fréquence. Afin de vérifier l'exactitude des valeurs obtenues, nous avons recalculé les paramètres Y_{ij} et les avons comparés avec les paramètres Y_{ij} de mesures. Une bonne corrélation entre les différents paramètres Y_{ij} a été constatée sur une large bande de fréquence.

Ce travail de thèse a permis de mettre au point trois modèles :

- modèle d'inductance à air ;
- modèle d'inductance à une couche ;
- modèle d'inductance à deux couches

tout en prenant en compte les propriétés magnétiques constituant l'inductance. Nous avons obtenu des résultats très satisfaisants entre les valeurs recalculées à partir des éléments des modèles développés et les valeurs mesurées. D'où la validation de ces trois modèles.

ANNEXE : FORMULE DE
SUNDERARADJAN

Mahamat HASSAN BECHIR

ANNEXE : FORMULE DE SUNDERARADJAN

La formule développée par Sunderaradjan pour le calcul de la valeur de l'inductance à air de forme carrée.

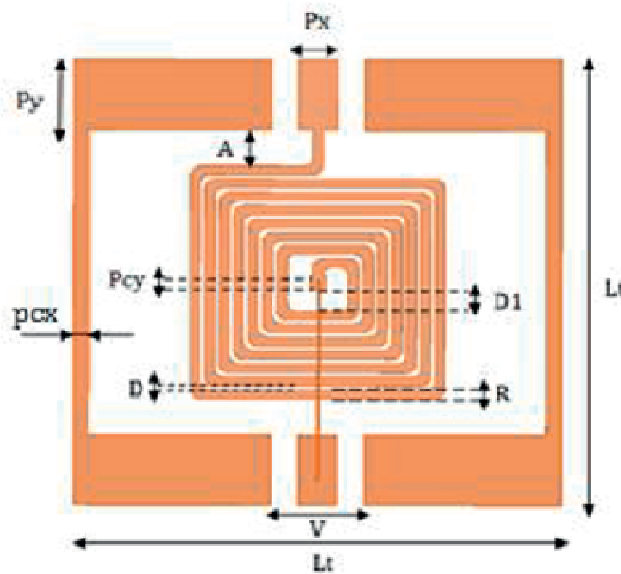


Figure : Spirale carrée

La valeur de l'inductance L dépend du carré du nombre de spires (N^2), de la largeur du conducteur R , de la distance entre les conducteurs D et de l'espace intérieur de la spirale D_1 . Cette valeur de l'inductance L est donnée par :

$$L = K_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N^2 \cdot d_{\text{moy}}}{1 + K_2 \cdot \sigma}$$

K_1 et K_2 sont des coefficients tenant compte de la forme géométrique de l'inductance, ils valent respectivement 2,34 et 2,75 pour une forme carrée.

d_{moy} représente le diamètre moyen de la spirale et est déterminé par :

$$d_{\text{moy}} = 2 * D_1 + N * R + (N - 1) * D$$

σ est un coefficient qui a pour expression :

$$\sigma = \frac{N * R + (N - 1) * D}{d_{\text{moy}}}$$

RESUME

Le développement des dispositifs embarqués visant des applications telles que la téléphonie mobile, l'avionique ou encore les véhicules électriques est en très forte croissance. Les contraintes liées à ces applications sont principalement la réduction du volume, du poids, et ainsi que le coût de production des composants actifs et passifs. C'est ainsi que le Laboratoire Telecom Claude Chappe de l'Université Jean Monnet de Saint Etienne, s'est positionné sur le développement de composants passifs magnétiques dans le but de réduire leur dimension tout en optimisant leur performance.

Ce travail de doctorat avait pour but de développer des modèles « type circuit » comportant peu de paramètres pour des composants inductances planaires à couches magnétiques. Les modèles développés doivent prendre en compte les propriétés des couches magnétiques, à savoir la tangente de perte ($\tan\delta$) et la perméabilité relative (μ_r) en fonction de la fréquence, ainsi que les phénomènes haute fréquence : effets de peau et de proximité dans les conducteurs d'une part, couplage capacitif entre spire et entre spires et plan de masse d'autre part.

L'étude bibliographique a montré qu'il existe plusieurs modèles d'inductances, avec et sans couche de matériau magnétique. Ces modèles traduisent bien le comportement de l'inductance, mais ne prennent pas en compte certaines propriétés telles que l'évolution de la perméabilité relative et de la tangente de perte en fonction de la fréquence.

La simulation nous a permis de mettre au point nos modèles. Nous avons simulé des structures à air, avec une couche de YIG dont la perméabilité relative variait en fonction de la fréquence (avec et sans perte) et enfin des structures à deux couches avec une perméabilité relative et une tangente de perte variable en fonction de la fréquence. Le logiciel nous a également permis de vérifier ainsi le bon comportement des modèles.

Afin de valider et de compléter les résultats obtenus en simulation nous avons réalisé les mêmes dispositifs que ceux simulés en utilisant les techniques de micro-électronique.

La caractérisation des dispositifs réalisés a été conduite en basse fréquence à l'aide d'un LCRmètre et en haute fréquence à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseaux.

Les paramètres des modèles ont été obtenus à partir de la simulation ou de la mesure en utilisant un programme d'optimisation. Afin de vérifier l'exactitude des valeurs obtenues, nous avons recalculé les paramètres Y_{ij} à partir des éléments extraits et les avons comparés avec les paramètres Y_{ij} de mesures ou de simulation. Une bonne corrélation entre les différents paramètres Y_{ij} a été constatée sur une large bande de fréquence.

Ce travail de thèse a permis de mettre au point trois modèles : modèle d'inductance à air ; modèle d'inductance à une couche et à deux couches tout en prenant en compte les propriétés magnétiques constituant l'inductance.

ABSTRACT

The development of embarked devices used in mobile phone, avionics or electrical vehicles is in very strong growth. Constraints connected to these applications are mainly the reduction of volume, weight and as well as the production cost of the active and passive components. So, Telecom Claude Chappe Laboratory of the Saint Etienne University is positioned on the development of magnetic passive components with the aim of reducing their size while optimizing their performance.

This PhD thesis work aimed at developing models "like circuit" containing few parameters for planar inductor components with magnetic layers. The developed models must take into account the magnetic layer properties, as the loss tangent ($\tan\delta$) and the relative permeability (μ_r) according to the frequency, as well as the skin and proximity effects in the conductors, capacity between turn and capacities between turns and ground plan.

The bibliographical study showed that there are several inductors models with and without magnetic layer. These models translate well the inductor behavior but do not take into account some properties such as the variation of the loss tangent and the magnetic permeability according to the frequency.

The simulation allowed to work out our models. Inductors structures with air, with one magnetic layer and with two magnetic layers when the magnetic permeability and the loss tangent varied according to the frequency have been simulated. The software allowed to verify the good behavior of the models.

In order to validate results obtained in simulation, devices have been realized by using microelectronics techniques. The devices characterization has been carried out at lower frequency by using an LCRmeter and at high frequency by using a vector network analyzer. The model parameters are obtained from simulation and measurement by using an optimization algorithm. To verify the values accuracy, Y_{ij} parameters are been recalculated from the extracted parameters and compared with the Y_{ij} simulated or measured parameters. A good correlation between every Y_{ij} parameters has been noticed on a broad band frequency.

This PhD thesis allowed to work out three inductors models: with air, with one magnetic layer, with two magnetic layers while taking into account the magnetic properties constituting the inductor.